

И. С. Кукес  
М. Е. Старик

ОСНОВЫ  
РАДИО-  
ПЕЛЕНГАЦИИ

ОСНОВЫ  
РАДИО-  
ПЕЛЕНГАЦИИ



И. С. КУКЕС, М. Е. СТАРИК

# ОСНОВЫ РАДИОПЕЛЕНГАЦИИ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»

МОСКВА — 1964



Scan AAW

*В книге изложены принципы и способы радиопеленгования, описаны различные системы радиопеленгаторов, приведены методы расчета радиопеленгаторов и их антенных систем. Рассмотрены ошибки радиопеленгаторов и особенности установки, проверки и использования радиопеленгаторов в различных условиях.*

*Книга предназначена для студентов высших учебных заведений в качестве пособия к курсу радиопеленгаторов, для студентов и радиоинженеров как руководство по проектированию и расчету разных систем радиопеленгаторов, а также для технического персонала, эксплуатирующего радиопеленгаторную аппаратуру и осуществляющего организацию ее использования.*

*Книга будет полезной для широкого круга радиоспециалистов, связанных с направленным радиоприемом.*

ИЛЬЯ СЕМЕНОВИЧ КУКЕС  
МАРК ЕВСЕЕВИЧ СТАРИК

### **Основы радиопеленгации**

Редактор *Н. Я. Гутчина*

Техн. редактор *В. В. Беляева*

Обложка художника *В. И. Шаповалова*

---

Сдано в набор 15/IV 1964 г. Подписано в печать 26/IX 1964 г.  
Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub> Объем 33,1 п. л. Уч. изд. л. 31,112.  
Зак. 1184. Тираж 7 000 экз.  
Г-11045. Цена в пер. № 5—1 р. 66 к., в пер. № 7—1 р. 71 к.  
Темплан 1964 г. № 14

---

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.  
Шлюзовая наб., 10.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиопеленгаторы широко используются в воздушном и морском транспорте для решения навигационных задач (определение места подвижного объекта, полет к аэропорту, движение к кораблю, терпящему бедствие, и т. п.); они применяются также для других целей (изучение вопросов распространения радиоволн, наблюдение за космическими ракетами и т. д.).

Известные методы пеленгования непрерывно улучшаются, все глубже разрабатываются пути повышения точности и чувствительности, изыскиваются новые методы пеленгования, совершенствуется теория, расширяется диапазон частот и область применения пеленгаторов. Все перечисленные вопросы освещаются в периодической технической литературе, однако до сих пор не систематизированы.

В книге изложена общая теория пеленгования, даны методики расчета пеленгатора и его элементов, анализируются ошибки пеленгования и пути их устранения.

Авторы надеются, что предлагаемая книга будет полезна не только лицам, занятым разработкой и использованием пеленгаторов, но также широкому кругу радиоспециалистов, деятельность которых связана с направлением радиоприемом.

Авторы считают своим долгом выразить глубокую благодарность кандидату технических наук В. К. Мезину за написание § 8.3—8.6 и просмотр рукописи, кандидатам технических наук Л. Ш. Натадзе и В. Н. Иванову за ряд замечаний и указаний, сделанных при рецензировании книги.



## ГЛАВА I

### ЗАДАЧИ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ

Радиопеленгование было впервые применено и в основном развивалось как средство морской, а затем и воздушной навигации, для которой важнейшим вопросом является определение положения движущегося объекта (корабля, самолета). Для определения положения какого-нибудь объекта необходимо определить углы с некоторым исходным направлением прямых\*, соединяющих этот объект с точками, координаты которых точно известны.

Если в точке  $x$  находится объект, положение которого определяется, а координаты точки  $A$  известны, то направление из точки  $x$  в точку  $A$ , определяемое углом  $\alpha$  между прямой, соединяющей точки  $x$  и  $A$  (рис. 1.1), и некоторым исходным направлением, называется пеленгом точки  $A$  из точки  $x$ . Величину угла  $\alpha$  также называют пеленгом. За исходное направление, от которого отсчитываются все углы, принимают обычно направление истинного (географического) меридиана в данной точке. В таком случае пеленг называется истинным.

Для определения положения какого-нибудь объекта необходимо определить из точки положения объекта  $x$  пеленги двух точек  $A$  и  $B$ , например  $\alpha$  и  $\beta$  (см. рис. 1.1). Найдя эти пеленги, строят на карте прямые  $AE$  и  $BD$ , образующие в точках  $A$  и  $B$  с направлением север — юг углы  $\alpha' = \alpha - 180^\circ$  и  $\beta' = \beta + 180^\circ$  соответственно. Пересечение прямых  $AE$  и  $BD$  дает непосредственно положение

---

\* Так как поверхность земного шара не плоская, точнее говорить о геодезических линиях, соединяющих заданные точки на этой поверхности. Подробнее см гл. 12.

ние точки  $x$ . Направления, определяемые углами  $\alpha'$  и  $\beta'$ , называются обратными пеленгами.

Пеленги можно определять визуальными и оптическими способами. Эти способы имеют два существенных недостатка: малую дальность действия, ограниченную пределами прямой видимости, и невозможность их использования в условиях плохой видимости, т. е. в тех случаях, когда точное определение положения движущегося объекта более всего необходимо.

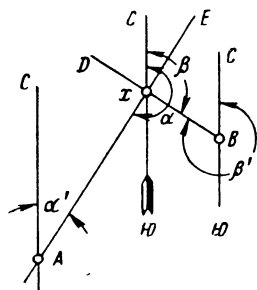


Рис. 1.1. Определение положения по двум пеленгам.

Естественно, что с этой же целью были использованы приборы, определяющие пеленги средствами радио, — радиопеленгаторы, обладающие значительно большей дальностью действия и возможностью работы при тумане и других условиях плохой видимости.

Пеленг, определенный с помощью радиотехнических средств, называется радиопеленгом. Процесс определения радиопеленга называется радиопеленгованием, а отрасль радиотехники, изучающая все вопросы, связанные с радиопеленгованием, — радиопеленгацией.

В предыдущем примере предполагалось, что определение направлений  $\alpha$  и  $\beta$  производится на самом движущемся объекте. Такой способ пеленгования, когда пеленгатор находится на корабле или самолете, называется собственным пеленгованием.

При пеленговании можно использовать передачу любой радиостанции, положение которой точно известно. В целях обеспечения возможности пеленгования в любое время на земле устанавливаются специальные передающие радиостанции, называемые ненаправленными радиомаяками.

Кроме описанного способа применяется еще другой способ пеленгования, который состоит в том, что с помощью пеленгаторов, расположенных на земле, определяются углы  $\alpha'$  и  $\beta'$ , являющиеся обратными пеленгами:  $\alpha' = \alpha - 180^\circ$ ;  $\beta' = \beta + 180^\circ$ .

Такой способ называется чужим пеленгованием. Для возможности его применения необходимо на самолете (или корабле) иметь радиопередающую станцию для вызова земной радиопеленгаторной станции и затем для излучения в течение пеленгования. Полученные пеленги земная станция сообщает по радио на самолет или корабль.

Главный недостаток этого способа состоит в том, что услугами пеленгаторной станции в данный момент времени может пользоваться только один объект, в то время как ненаправленный радиомаяк может пеленговаться как угодно числом самолетов или кораблей, снабженных пеленгаторами.

Преимущество способа чужого пеленгования заключается в том, что им могут пользоваться корабли и самолеты, не имеющие специального оборудования (радиопеленгатора), а снабженные лишь нормальной приемно-передающей радиостанцией.

Кроме нахождения двух направлений для определения положения в навигации имеет значение и определение одного направления, вдоль которого должен следовать самолет или корабль. Этой цели служат, прежде всего, компас и на небольших расстояниях — так называемые створные маяки. Здесь тоже с большим успехом может быть применен радиопеленгатор.

В некоторых специальных случаях роль радиопеленгатора может быть особенно важна, например, направление корабля на помощь другому, подающему сигналы бедствия. Если местоположение последнего известно недостаточно точно, единственным способом быстро достичь его является плавание в направлении, указываемом пеленгатором. Большие удобства пеленгатор представляет также при проведении каравана судов ледоколом и т. д.

В воздушном флоте радиопеленгаторы широко применяются для решения задач аэронавигации, в диспетчерской службе обеспечения самолетовождения, для опознавания самолетов в районе аэропорта и в других случаях.

Помимо навигации радиопеленгаторы находят применение в военном деле как средство определения положения радиостанций и, следовательно, войсковых соединений противника. С этой целью пеленгаторы широко



и с успехом применялись еще в мировую войну 1914—1918 гг.

Наконец, радиопеленгование является весьма существенным методом для изучения ряда физических проблем, связанных с радиотехникой, главным образом вопросов распространения электромагнитных волн различного диапазона, в разное время суток и года, распределения атмосферных разрядов и др.

Важным применением радиопеленгаторов является их использование для определения положения спутников и космических кораблей.

За последние десятилетия были разработаны разнообразные новые радионавигационные системы: импульсные, фазовые, частотные и др. Несмотря на то, что некоторые из этих систем обеспечивают определение места с большей точностью, чем радиопеленгаторы, последние полностью сохраняют свое значение. Объясняется это тем, что радиопеленгаторы обладают рядом существенных преимуществ. Радиопеленгатор, установленный на борту самолета или корабля, может быть использован в любом районе, так как не требует каких-либо специальных станций: пеленгование можно производить по постоянно действующим вещательным или связным радиостанциям. Оборудование, устанавливаемое на борту, просто в эксплуатации и надежно. При использовании наземных радиопеленгаторов вообще не требуется никакого специального оборудования на борту движущегося объекта, кроме нормальной приемопередающей станции. Точность, обеспечиваемая радиопеленгаторами, достаточна для решения большинства навигационных задач. Радиопеленгатор является универсальным прибором: его можно использовать на больших, средних и малых расстояниях, например для вождения самолета по заданному курсу, как вспомогательное средство для вывода самолета на посадку и т. д. Преимуществом радиопеленгаторов является также более простая, чем у большинства других радионавигационных систем, смена рабочих частот, что повышает помехозащищенность, позволяет в каждый данный момент выбрать частоту, наименее подверженную помехам. Работа радиопеленгаторов связана с кратковременным излучением и, следовательно, не вызывает излишней загрузки эфира.

Наконец, другие навигационные системы не могут заменить радиопеленгаторы в упомянутых выше областях их применения помимо навигации (в военном деле, в научных исследованиях, при определении направления на корабль, подающий сигналы бедствия).

По сравнению с радиолокационными методами определения положения радиопеленгаторы обладают значительно большей дальностью. Следует отметить, что угломерные устройства радиолокаторов основаны по существу на тех же принципах, что и радиопеленгаторы. Однако вследствие увязки действия угломерных устройств с остальными элементами радиолокационной станции эти устройства обладают рядом специфических особенностей. Поэтому угломерные устройства радиолокационных станций в настоящей книге не рассматриваются.

Первоначально радиопеленгаторы выполнялись в диапазоне средних волн с вращаемой оператором антенной (рамкой) и со слуховым отсчетом пеленга по минимуму слышимости.

В дальнейшем разработки были направлены на освобождение оператора от вращения антенны и замену слухового отсчета пеленга отсчетом по электромеханическому прибору, по электронно-лучевой трубке, на цифровом табло. Проводилось изучение причин ошибок радиопеленгаторов, изыскивались меры их устранения. Были разработаны более эффективные антенные системы, обеспечивающие большую точность и чувствительность радиопеленгования. Одновременно совершенствовалась техника радиоприема — улучшались показатели входящих в состав радиопеленгатора приемных устройств (помехозащищенность, чувствительность, точность установки и поддержания частоты, надежность и др.)

В связи с общим развитием радиотехники и освоением высоких и ультравысоких частот расширялся диапазон частот работы радиопеленгаторов. Современные радиопеленгаторные установки работают в диапазоне от самых низких до самых высоких частот.

В результате выполненных исследований и разработок пеленгаторы в настоящее время являются достаточно точными приборами. Однако точность пеленгатора обусловлена целым рядом факторов, связанных с ним самим и с влиянием окружающих его предметов, а так-

же и с условиями распространения электромагнитных волн на пути от передатчика к пеленгатору. Поэтому указанная высокая степень точности может быть обеспечена лишь в том случае, если при конструировании и при практическом использовании радиопеленгатора отдается ясный отчет в процессах, происходящих в нем, и в различных влияниях, оказываемых на эти процессы. Таким образом, для надлежащего практического использования радиопеленгатора необходимо серьезное знакомство с теорией его работы.

---

## ПРИНЦИПЫ И МЕТОДЫ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ

### 2.1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ЕГО ПОЛЯРИЗАЦИЯ

Известно, что электромагнитное поле представляет собой совокупность взаимно связанных электрического и магнитного полей.

Электромагнитное поле радиоволн, излучаемых передающей антенной, является полем бегущей волны: фаза поля изменяется пропорционально пути распространения волны, а амплитуда изменяется относительно слабо.

Всякий излучатель создает поля индукции и излучения. На близком расстоянии от излучателя (меньшем длины волны) существуют главным образом поля электростатической и электромагнитной индукции. Напряженность первого обратно пропорциональна кубу расстояния от излучателя; напряженность второго обратно пропорциональна квадрату расстояния. Поле излучения здесь относительно мало.

С удалением от излучателя поля индукции быстро убывают и на расстоянии, большем двух-трех длин волн, практически остается одно лишь поле излучения, напряженность которого в свободном пространстве обратно пропорциональна первой степени расстояния до излучателя.

В зоне индукции, в непосредственной близости от излучателя, между напряженностями электрического и магнитного полей имеется разность фаз, близкая к  $90^\circ$ . С удалением от передатчика эта разность фаз уменьшается, и в зоне излучения при распространении в диэлектрической среде (воздухе) электрическое и магнитное поля совпадают по фазе.

При изучении процессов в радиопеленгаторах нас интересует как поле излучения, когда пеленгуется удаленный радиопередатчик, так и поле ближней зоны, когда, например, исследуется влияние на пеленгование близлежащих (к антенной системе радиопеленгатора) металлических предметов.

На большом расстоянии от излучателя (в зоне излучения) векторы напряженности электрического и магнитного полей ( $E$  и  $H$ ) взаимно перпендикулярны и перпендикулярны к вектору Пойнтинга ( $S$ ), характеризующему направление распространения электромагнитной энергии (рис. 2.1). При распространении в свободном пространстве поверхностями равных фаз являются концентрические сферы, в центре которых находится излучатель. Такая волна называется сферической.

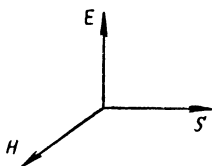


Рис. 2.1. Взаимное расположение векторов электромагнитного поля.

На больших расстояниях от передающей антенны участок поверхности равных фаз возле точки наблюдения можно считать плоским, т. е. рассматривать волну как плоскую.

Структура поля искажается вблизи поверхностей раздела (например, земли и воздуха), а также при наличии каких-либо препятствий или вторичных излучателей: гор, деревьев, антенн и т. п.

Векторы напряженностей электрического и магнитного полей, оставаясь взаимно перпендикулярными, могут иметь различное направление. Для характеристики направления векторов поля вводится понятие поляризации. Поляризацией электромагнитного поля называется ориентировка электрического поля волны относительно плоскости распространения. Плоскостью распространения называется плоскость, содержащая направление распространения и перпендикулярная к поверхности земли.

Могут наблюдаться следующие виды поляризации:

1. Нормальная, или вертикальная, поляризация, когда вектор электрического поля лежит в плоскости распространения. Этот случай изображен на рис. 2.2, где  $zy$  — вертикальная плоскость.

2. Ненормальная поляризация, когда вектор электрического поля составляет некоторый угол с вертикальной относительно земли плоскостью, содержащей направление распространения. Частным случаем ненормальной поляризации является горизонтальная поляризация, когда вектор электрического поля горизонтален, а вектор магнитного поля вертикален.

Указанные в п. 1 и 2 поляризации являются линейными. При любой линейной поляризации электрическое поле можно разложить на два поля — вертикальное и горизонтальное, совпадающие по фазе.

3. Если между вертикальной и горизонтальной составляющими электрического поля имеется сдвиг фаз, то получается результирующее эллиптически-поляризованное поле. Концы вектора напряженности поля за период высокой частоты описывают эллипс. Вращение вектора поля во времени осуществляется неравномерно. Направление вращения зависит от разности фаз вертикальной и горизонтальной составляющих электрического поля. Частным случаем эллиптической поляризации является круговая поляризация, когда вертикальная и горизонтальная составляющие равны друг другу и разность фаз равна  $90^\circ$ .

Напряженность электрического и магнитного полей плоской электромагнитной волны в общем случае эллиптической поляризации можно выразить формулами:

$$\left. \begin{aligned} \vec{E} &= (\vec{u}_0 E_u + j\vec{v}_0 E_v) e^{j\psi} e^{-jmr \cos \beta \cos(\theta - \theta)} \\ \vec{H} &= (-j\vec{u}_0 H_u + \vec{v}_0 H_v) e^{j\psi} e^{-jmr \cos \beta \cos(\theta - \xi)} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где  $\vec{u}_0$  и  $\vec{v}_0$  — единичные векторы, характеризующие направление большой и малой осей эллипса поляризации напряженности электрического поля;

$E_u, E_v, H_u, H_v$  — величины большой и малой полуосей эллипса поляризации электрического и магнитного полей (рис. 2.3);

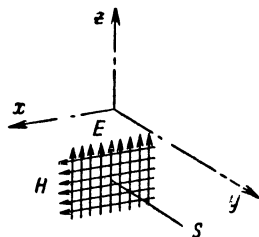


Рис. 2.2. Нормальное поляризованное электромагнитное поле.

$m$  — волновое число ( $m = \frac{2\pi}{\lambda}$  в свободном пространстве);

$r$  и  $\vartheta$  — полярные координаты рассматриваемой точки, относительно начала координат;

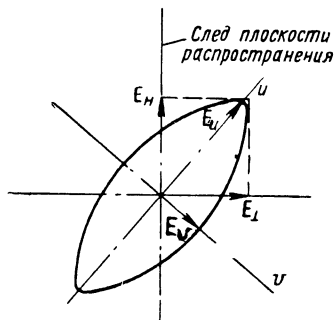


Рис. 2.3. Эллиптически поляризованное электрическое поле.

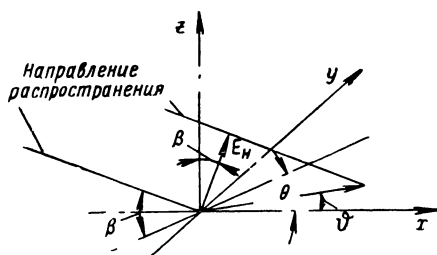


Рис. 2.4. Принятые обозначения координат.

$\psi$  — фаза в начале координат;

$\theta$  — угол направления распространения волны с начальной линией отсчета (азимут, пеленг);

$\beta$  — угол наклона фронта волны (рис. 2.4).

Эллиптически поляризованную волну можно представить как сумму двух линейно поляризованных волн: в пло-

скости распространения ( $E_n, H_{\perp}$ ) и перпендикулярно ей ( $E_{\perp}, H_n$ )

$$\vec{E} = (\vec{n}E_n + \vec{a}E_{\perp}e^{j\psi_a})e^{j\psi}e^{-jmr \cos \beta \cos(\theta - \phi)}, \quad (2.2)$$

$$\vec{H} = (-\vec{n}H_{\perp}e^{j\psi_a} + \vec{a}H_n)e^{j\psi}e^{-jmr \cos \beta \cos(\theta - \phi)}, \quad (2.3)$$

где  $\vec{n}$  — единичный вектор, лежащий в плоскости распространения и перпендикулярный направлению распространения;

$\vec{a}$  — единичный вектор, перпендикулярный плоскости распространения;

$E_n, E_{\perp}, H_n, H_{\perp}$  — соответствующие составляющие электрического и магнитного поля;

$\psi_a$  — сдвиг фаз между нормально и ненормально поляризованными составляющими.

Угол, составляемый направлением большей оси эллипса поляризации электрического поля с плоскостью распространения, называется углом поляризации  $\gamma$ .

Составляющую электрического поля, лежащую в плоскости распространения  $E_n$ , можно разложить на две составляющие: вертикальную  $E_z$  и горизонтальную  $E_x$  в плоскости распространения. Если  $\theta = 0$ , т. е. если направление распространения совпадает с осью  $X$ , получим следующие составляющие по осям координат:

вертикальную

$$E_z = \cos \beta \sqrt{(E_u \cos \gamma)^2 + (E_v \sin \gamma)^2} = E_n \cos \beta;$$

горизонтальную в направлении распространения

$$E_x = \sin \beta \sqrt{(E_u \cos \gamma)^2 + (E_v \sin \gamma)^2} = E_n \sin \beta;$$

горизонтальную, перпендикулярную направлению распространения

$$E_y = \sqrt{(E_u \sin \gamma)^2 + (E_v \cos \gamma)^2} = E_{\perp}.$$

## 2.2. ПРИНЦИПЫ РАДИОПЕЛЕНГОВАНИЯ

Рассматривая выражения для напряженности поля плоской волны (2.2) и (2.3), мы видим, что направление вектора поля и фаза напряженности поля зависят от уг-



ла прихода волны. Использование этих зависимостей позволяет осуществить радиопеленгование.

Для определения направления вектора поля можно использовать электрический или магнитный диполь, практическим выполнением которых является короткий вибратор или рамка малых размеров. Вращая диполь, мы получим максимум э. д. с. в нем, когда его ось совпадает с направлением большой оси эллипса поляризации напряженности электрического или магнитного поля для электрического и магнитного диполей соответственно. Минимум э. д. с. получится, когда ось диполя параллельна малой оси эллипса поляризации. Однако направление осей эллипса поляризации зависит не только от направления распространения, но и от углов наклона фронта волны и от угла поляризации.

Только тогда, когда угол наклона фронта волны  $\beta$  равен нулю либо угол поляризации  $\gamma$  равен  $0^\circ$  или  $90^\circ$ , возможно безошибочное пеленгование с помощью диполя. В первом случае ( $\beta=0$ ) направление распространения совпадает с перпендикуляром к горизонтальной оси эллипса поляризации. Во втором случае ( $\gamma=0$  либо  $\gamma=90^\circ$ ) направление распространения совпадает с перпендикуляром соответственно к вектору магнитного или электрического поля электромагнитной волны.

Изучение распространения радиоволн приводит к выводу, что при определенных условиях (например, при распространениях земной волны над хорошо проводящей поверхностью) обеспечивается угол поляризации, близкий к нулю. При этом вектор напряженности электрического поля вертикален, вектор напряженности магнитного поля горизонтален и для пеленгования может быть использован магнитный диполь, т. е. рамка. Перпендикуляр к оси диполя при минимуме сигнала совпадает с направлением распространения. Антенна этого типа находит широкое применение, особенно на средних и длинных волнах, при которых поляризация во многих случаях нормальна. Надо отметить, что при появлении, в силу условий распространения, ненормальной поляризации пеленгование на рамку будет сопровождаться ошибками, которые называются поляризационными и более подробно рассматриваются в гл. 6.

Устойчивая поляризация под углом  $90^\circ$  ( $\gamma=90^\circ$ ), когда напряженность электрического поля горизонтальна,

наблюдается относительно редко. Только в этих случаях электрический горизонтальный вибратор может быть использован для радиопеленгования.

Фаза напряженности поля также зависит от перечисленных ранее параметров (азимута, угла наклона фронта волны, угла поляризации), раздельное определение которых по результатам наблюдения в единственной точке невозможно. Измерение фазы в нескольких точках, что требует применения пространственно разнесенных антенн, позволяет составить систему уравнений, решение которой дает значения всех указанных параметров электромагнитного поля.

Число параметров и вместе с тем число необходимых измерений уменьшается, если определять напряженность поля определенной поляризации. С этой целью воспринимающие устройства радиопеленгаторов рассчитываются на прием только одной из составляющих поля, обычно вертикальной составляющей электрического поля.

Исключение приема второй (горизонтальной) составляющей электрического поля технически сложно и практически в полной мере не достигается. Остаточный прием горизонтальной составляющей электрического поля ведет к ошибкам, которые также называются поляризационными. Следует подчеркнуть разницу в причинах поляризационных ошибок при пеленговании с помощью рамки и с помощью разнесенных антенн: в первом случае поляризационные ошибки свойственны принципу действия, во втором они являются следствием лишь несовершенства выполнения.

В этой главе мы будем учитывать действие только вертикальной составляющей электрического поля

$$\dot{E} = E_n e^{j\psi} e^{-jmr \cos \beta \cos (\theta - \theta_0)}. \quad (2.4)$$

Во многих случаях распространение волны от передатчика имеет многолучевой характер: кроме прямой волны распространяются волны, отраженные от различных слоев или неоднородностей ионосферы или тропосферы, а также волны, отраженные от земли, от различных обратных излучателей, находящихся на большем или меньшем расстоянии от пеленгатора, и т. д.

Результирующее интерференционное поле является суммой  $N$  когерентных волн

$$\dot{E} = \sum_{i=1}^N E_{ni} e^{j\psi_i} e^{-jmr \cos \beta_i \cos (\theta_i - \theta)}. \quad (2.5)$$

Каждая волна характеризуется четырьмя независимыми параметрами  $(E_{ni}, \psi_i, \beta_i, \theta_i)$ , а интерференционное поле в целом  $4N$  параметрами. Амплитуда и фаза поля одной из волн могут быть приняты произвольными для сравнения с ними других волн. Тогда требуется определить  $4N-2$  неизвестных параметра. Каждая антенна доставляет сведения об амплитуде и фазе наведенной в ней э. д. с. Возможны только относительные измерения амплитуды и фазы относительно амплитуды и фазы одной из антенн. Поэтому, имея  $n$  антенн, получаем  $2(n-1)$  результатов измерения. Зная места расположения антенн, мы можем составить  $2(n-1)$  уравнений, связывающих параметры волн с амплитудами и фазами напряжений в антеннах. Приравнявая число неизвестных числу уравнений, получаем

$$2(n-1) = 4N-2 \quad (2.6)$$

или

$$n = 2N.$$

Для отдельного определения параметров всех входящих волн число антенн должно быть равно удвоенному числу волн. Такой пеленгатор обеспечит безошибочное определение направления и угла падения каждой из составляющих волн. Для изготовления радиопеленгатора по этому принципу кроме антенной системы из нужного числа антенн требуются весьма сложные приемные и шестено-решающие устройства, предназначенные для решения указанных уравнений. По этой причине до настоящего времени не существует радиопеленгатора, практически реализующего приведенный принцип действия. Все существующие радиопеленгаторы по принципу действия рассчитаны на пеленгование одной волны. Когда на такой «одноволновый» радиопеленгатор действует сложное поле нескольких волн, возникают ошибки, называемые интерференционными и рассматриваемые в гл. 6.

В одноволновом радиопеленгаторе потребное число антенн больше, чем определяемое по формуле (2.6). Это объясняется тем, что при падении единственной волны амплитуда напряженности поля и, следовательно, амплитуды э. д. с. в антеннах во всех точках измерения одинаковы и данные о них не могут быть использованы. Мы получаем возможность составить только  $(n-1)$  уравнений по результатам относительных измерений фазы. Число неизвестных равно двум ( $\theta$  и  $\beta$ ). Отсюда следует, что для пеленгования одной волны ( $N=1$ ) требуется не менее трех неподвижных антенн. Число антенн радиопеленгатора часто превышает теоретический минимум. Избыточные антенны позволяют упростить техническое выполнение радиопеленгатора и улучшить его показатели: чувствительность, помехозащищенность, инструментальную точность и др.

Поскольку в процессе пеленгования обычно представляет интерес только азимут приходящей волны, можно искать способ уменьшить потребное число антенн, исключая возможность нахождения высотного угла  $\beta$ . Из формулы (2.4) видно, что, принимая фазу поля у одной из антенн равной нулю и вращая вторую антенну, можно найти такое значение угла  $\vartheta$  ( $\vartheta = \frac{\pi}{2} + \theta$ ), при котором и фаза поля для второй антенны обращается в нуль независимо от угла наклона фронта волны  $\beta$ . В этом случае достаточно двух вращаемых антенн для нахождения пеленга, однако без возможности определения высотного угла. Пеленгование фактически сводится к нахождению направления линий одинаковых фаз поля, перпендикулярно которому расположен передатчик.

Угол наклона фронта волны в обычных условиях меняется в нешироких пределах вблизи 0. Если считать угол  $\beta$  известным, приняв для него некоторое среднее значение, возможно пеленгование на две неподвижные антенны, так как число неизвестных параметров сводится к одному  $\theta$ . Однако фактическое значение угла  $\beta$  может отличаться от принятого при расчете. Вследствие этого возникают ошибки в определении пеленга, получившие наименование высотных.

Мы рассматривали поле одиночной электромагнитной волны с устойчивыми параметрами. В реальных условиях распространения радиоволн при отражении от

«Шероховатых» слоев ионосферы или из-за влияния тропосферы величина и фаза поля, его поляризация, угол наклона фронта волны и направление прихода колеблются вокруг среднего значения. Волну такого типа можно рассматривать как волну, имеющую угловой спектр, т. е. как совокупность или пучок волн с различными направлениями, обычно укладываемыми в пределах небольшого угла. Поскольку радиопеленгаторы рассмотренного выше типа не могут разрешать отдельные составляющие волны, их показания соответствуют результату влияния всех элементарных волн, т. е. дают ошибки. Ошибки колеблются с течением времени в соответствии с флюктуациями параметров сложной волны. Аналогичные ошибки свойственны и многоволновому радиопеленгатору, который разрешает отдельные дискретные волны, но не может разрешить сплошной угловой спектр рассеянного пучка. Ошибки этого типа также относят к интерференционным.

Подводя итог, можно установить, что по принципу действия радиопеленгаторы подразделяются на следующие группы:

1. Радиопеленгаторы с одиночным вращаемым диполем (практически обычно рамка). Эти радиопеленгаторы подвержены поляризационным ошибкам.

2. Радиопеленгаторы с двумя вращаемыми антеннами.

3. Радиопеленгаторы с двумя неподвижными антеннами. Эти радиопеленгаторы подвержены высотным ошибкам.

4. Радиопеленгаторы с тремя или более неподвижными антеннами одноволнового типа.

Все перечисленные пеленгаторы подвержены интерференционным ошибкам.

5. Радиопеленгаторы многоволнового типа.

### 2.3. МЕТОДЫ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

При использовании для определения пеленга нескольких антенн, расположенных в разнесенных точках, информация о пеленге содержится в фазах напряженности поля и, следовательно, в фазах э. д. с., индуцируемых в антеннах. Можно различать два способа обработки этой информации.

При первом способе напряжения отдельных антенн до подачи на вход приемно-усилительного устройства комбинируются так, что либо амплитуда несущей частоты результирующего напряжения, либо параметры амплитудной модуляции (глубина или фаза амплитудной модуляции) результирующего напряжения являются функцией пеленга. Определение пеленга производится путем измерения амплитуды или параметров амплитудной модуляции выходного напряжения приемоиндикатора. Радиопеленгаторы, действующие по этому способу, называются амплитудными. Другой способ определения пеленга основан на применении фазовых измерений. Радиопеленгаторы, в которых используется измерение фазы колебаний высокой частоты, называются фазовыми.

*Амплитудные методы пеленгования.* Рассмотрим применение амплитудных методов в случае использования вращаемых антенных систем (рамка, две разнесенные рамки, две и более разнесенные антенны, сочетания рамок и антенн). Результирующее напряжение антенной системы зависит от направления проходящей волны, т. е.

$$U = Ef(\theta, \beta). \quad (2.7)$$

Зависимость напряжения на выходе антенной системы от направления прихода волны называется характеристикой направленности антенны, а графическое ее представление — диаграммой направленности. Обычно применяют нормированную характеристику направленности

$$F(\theta, \beta) = \frac{f(\theta, \beta)}{f_{\max}(\theta, \beta)}, \quad (2.8)$$

где  $f_{\max}(\theta, \beta)$  — максимальное значение характеристики направленности.

На рис. 2.5 и 2.6 в качестве примера приведены различные диаграммы направленности в горизонтальной плоскости (т. е. при  $\beta=0$ ), представленные в декартовых и полярных координатах. На рис. 2.5,а изображена в полярных координатах широко распространенная характеристика направленности

$$F(\theta) = \cos \theta. \quad (2.9)$$

По форме изображения эту характеристику называют «диаграммой восьмерки». На рис. 2.5,б эта же характеристика изображена в прямоугольных координатах.

На рис. 2.6,а и б изображена более острая диаграмма направленности в полярных и прямоугольных координатах.

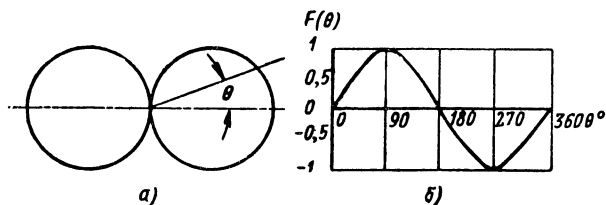


Рис. 2.5. Косинусоидальная характеристика направленности.

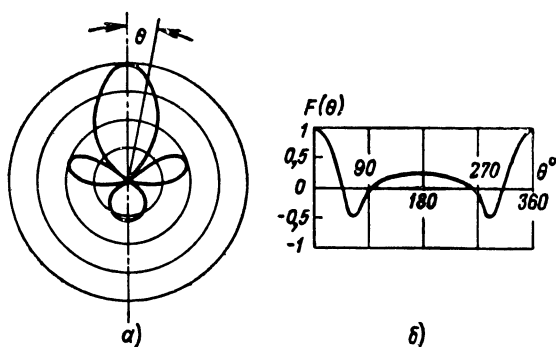


Рис. 2.6. Характеристика направленности.

Для определения пеленга антенную систему вращают, наблюдая выходное напряжение. Можно различать два способа вращения:

1) поворот антенны до получения минимума или максимума выходного напряжения, после чего производится отсчет пеленга по положению антенны;

2) непрерывное вращение антенны.

Назовем первый способ способом установки на пеленг. Разберем его подробнее. Вращение антенны может осуществляться вручную оператором, который отыскивает пеленг по слышимости в телефоне (слуховое пеленгование) или по показаниям визуально-

го индикатора (визуальное неавтоматическое пеленгование). В качестве индикатора применяют стрелочный прибор или электронно-лучевую трубку. Вращение можно осуществлять также автоматически с помощью механического привода, управляемого выходным напряжением радиопеленгатора.

При работе на слух определение направления производят по минимуму (исчезновению) слышимости в телефоне, а не по максимуму, так как первый способ значительно точнее. Действительно, при пеленговании по минимуму весьма малое (порядка  $0,5 \div 3^\circ$ ) отклонение антенны от положения нулевого приема уже вызывает появление вполне заметной слышимости в телефоне. Вблизи же максимума слышимость изменяется гораздо медленнее и возможно довольно значительное отклонение от положения истинного максимума приема, прежде чем мы заметим изменение интенсивности звука. Рассмотрим, например, использование косинусоидальной характеристики направленности. Опытным путем установлено, что в среднем ухо замечает изменение слышимости на 7—8%. Такую разницу мы получим вблизи максимума, когда  $\cos \theta$  станет равным 0,92—0,93, что соответствует углу 23—21°. Следовательно, лишь отойдя от максимума на угол, больший  $20^\circ$ , мы заметим изменение слышимости в телефоне.

Кроме определения пеленга на слух по минимуму диаграммы направленности имеется другой слуховой метод, основанный на сравнении слышимости при двух положениях вращающейся антенной системы или при переключении антенной системы, комбинированной с ненаправленной антенной.

Простейшая схема осуществления метода сравнения представлена на рис. 2.7. Две рамки—основная рамка *A* и вспомогательная *B* — расположены взаимно перпендикулярно и закреплены на одной оси. Э. д. с. от рамки *B* переключателя переключателем *D*. Пеленгование заключается во вращении обеих рамок и в нахождении такого их положения, при котором переключения переключателя *D* не изменяют силы приема.

На рис. 2.8 пунктирными линиями даны диаграммы направленности рамок *A* и *B*. Жирной и тонкой сплошными линиями изображены суммарные диаграммы направленности при двух положениях переключателя *D*.



По такому же закону будет изменяться слышимость на выходе приемника при вращении рамок. Положение рамок, при котором указанные переключения не меняют слышимости, соответствует направлению 3—4, когда плоскость рамки *B* перпендикулярна линии расположения радиопередатчика (1—2). Тогда отсутствует прием

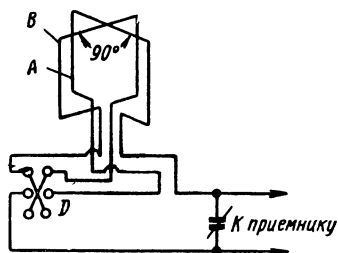


Рис. 27. Схема осуществления метода сравнения.

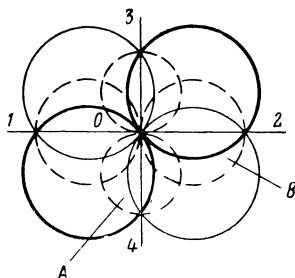


Рис. 28. Диаграмма направленности при переключении рамок.

на рамку *B*. Направление входящей электромагнитной волны определяется при этом перпендикуляром к плоскости рамки *B*. По лимбу радиопеленгатора должен отсчитываться угол между начальной линией отсчета и этим перпендикуляром. Слышимость не будет изменяться и при положении рамки вдоль направлений 1 и 2, т. е. при отсутствии приема на рамку *A*. Это могло бы привести к возможности ошибки пеленга на  $90^\circ$ . Практически такая двусмысленность устраняется тем, что рамку *B* берут с большей действующей высотой, чем *A*; поэтому слышимость при верном пеленге меньше, чем при ошибочном пеленге. Рамку *B* следует брать больших размеров, чем рамку *A*, и для повышения точности отсчета (см. § 2.7).

Вместо вспомогательной рамки *B* можно применить ненаправленную антенну, э. д. с. которой совпадает по фазе с э. д. с. от рамки. Э. д. с. рамки или антенны переключается во время пеленгования. Пеленгование заключается в нахождении положения рамки, при котором слышимость на выходе приемника не меняется при переключениях.

Между амплитудами э. д. с. рамки и антенны принципиально может быть любое соотношение. Предпопо-

жим, что величина э. д. с. переключающейся антенны равна максимальной э. д. с. рамки. Тогда результирующая диаграмма направленности будет получаться, как на рис. 2.9, на котором тонкой сплошной линией показана диаграмма направленности антенны, тонким пунктиром — диаграмма направленности рамки. Жирными пунктирной и сплошной линиями показаны результирующие диаграммы при двух положениях переключателя  $D$ . Как видно из рис. 2.9, величина результирующей э. д. с. не меняется при переключениях  $D$ , когда рамка направлена вдоль  $Oc$  и  $Ob$ , т. е. когда плоскость рамки перпендикулярна направлению на радиостанцию. Это учитывается при ориентировке рамки и лимба в указанной системе.

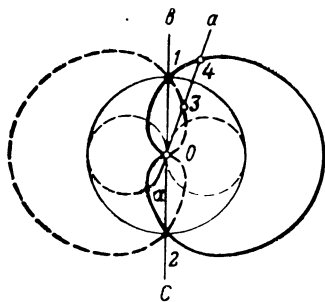


Рис. 2.9. Диаграмма направленности системы из рамки и открытой антенны.

При ручной установке на пеленг по прибору (визуальный неавтоматический радиопеленгатор) или при автоматической установке наиболее целесообразно использовать метод сравнения. Напряжение, получаемое в результате переключений, является модулированным. Используя, например, диаграммы направленности комбинации антенны и рамки, как на рис. 2.9, мы видим, что в положении  $Oa$  напряжение в течение одного полупериода переключения будет пропорционально  $O4$ , а в течение второго — пропорционально  $O3$ . Это представлено на рис. 2.10. Высокочастотное напряжение является модулированным и имеет прямоугольную огибающую. В положении  $Ob$  (рис. 2.9) глубина модуляции равна нулю, так как напряжения  $O1$  в оба полупериода переключения равны между собой. При отклонении антенны в положение, симметричное  $Oa$ , получим такую же глубину модуляции, как в  $Oa$ , но с перевернутой фазой. Легко видеть, что глубина модуляции является функцией угла поворота. Установку антенной системы на пеленг производят по минимуму (нулю) глубины модуляции. В визуальных радиопеленгаторах на выходе прием-

ного устройства включается индикатор, по показаниям которого оператор определяет положение антенны, соответствующее минимуму глубины модуляции. В автоматических радиопеленгаторах следящее устройство с помощью механического привода поворачивает антенну в положение, соответствующее нулю модуляции. Кро-

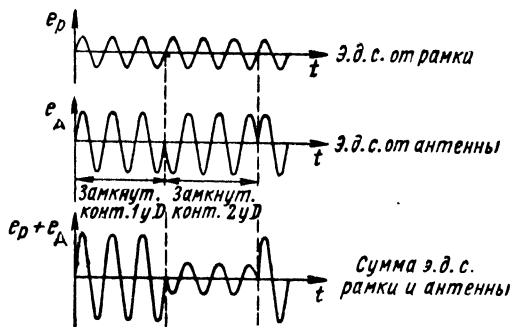


Рис. 2.10. Сложение напряжений рамки и антенны.

ме прямоугольной модуляции может быть получена и синусоидальная модуляция.

Пеленгование по максимуму, как отмечено выше, при косинусоидальной диаграмме направленности является неточным. Однако при достаточно острой диаграмме направленности этот способ пеленгования становится возможным. В частности, на ультракоротких волнах легко выполнить антенную систему с настолько острой диаграммой направленности, что пеленгование по максимуму будет достаточно точным.

Рассмотрим второй способ — с непрерывным вращением антенны. В радиопеленгаторах, работающих по этому способу, напряжение оказывается модулированным в зависимости от частоты вращения антенны. Действительно, если угловая частота вращения  $\Omega$ , то

$$\vartheta = \Omega t$$

и напряжение антенны пропорционально характеристике направленности

$$F(\vartheta - \theta) = F(\Omega t - \theta),$$

т. е.

$$u = U_{\text{макс}} F(\Omega t - \theta). \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) представляет модулированное напряжение, причем фаза кривой модуляции определяется пеленгом  $\theta$ . На выходе приемного устройства включается прибор, по которому отсчитывается фаза частоты модуляции, соответствующая пеленгу. Таким образом, радиопеленгаторы с непрерывным вращением антенны являются автоматическими, т. е. позволяющими непосредственно отсчитывать пеленг без каких-либо операций наблюдателя. Они называются фазометрическими.

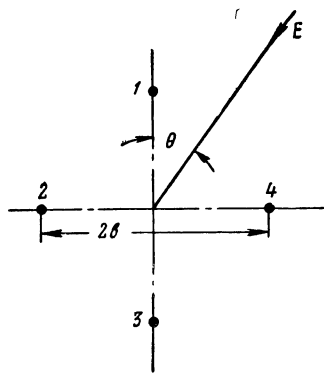


Рис. 2.11. Расположение антенн.

Обратимся теперь к радиопеленгаторам с неподвижными антеннами. Рассмотрим простейшую антенную систему из четырех вертикальных антенн\* (рис. 2.11). Антенны 1, 2, 3, 4 расположены в вершинах квадрата, причем направление одной из диагоналей квадрата с антеннами 1—3 совпадает с начальной линией отсчета пеленга.

Обозначим:  $h_e$  — действующая высота антенны;  $2b$  — разнос противоположных антенн (длина диагонали);  $\psi$  — начальная фаза поля в центре системы.

Э. д. с., индуцируемые в антеннах, в соответствии с (2.4) будут

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= E h_e e^{j[\psi + mb \cos \theta \cos \beta]}, \\ \dot{U}_2 &= E h_e e^{j[\psi - mb \sin \theta \cos \beta]}, \\ \dot{U}_3 &= E h_e e^{j[\psi - mb \cos \theta \cos \beta]}, \\ \dot{U}_4 &= E h_e e^{j[\psi + mb \sin \theta \cos \beta]}. \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

\* Применение четырех антенн вместо трех антенн, минимального числа, упрощает рассмотрение. Как уже указывалось, для улучшения ряда показателей радиопеленгатора применяют и большее число антенн.

Разностные напряжения противоположных антенн получаются равными

$$\dot{U}_{13} = \dot{U}_1 - \dot{U}_3 = j2Eh_e e^{j\psi} \sin(mb \cos \beta \cos \theta), \quad (2.12)$$

$$\dot{U}_{24} = \dot{U}_2 - \dot{U}_4 = j2Eh_e e^{j\psi} \sin(mb \cos \beta \sin \theta). \quad (2.13)$$

Получаем два напряжения одинаковой фазы, амплитуда которых зависит от пеленга  $\theta$  и от угла наклона фронта волны  $\beta$ . С помощью соответствующего счетно-решающего устройства можно определить по полученным двум напряжениям оба угла  $\theta$  и  $\beta$ . Практически в радиопеленгаторах данного типа применяется малый разнос антенн по сравнению с длиной волны ( $2b \ll \lambda$ ), так как при малом разносе упрощается методика нахождения пеленга. Кроме того, при большом разносе решение уравнений (2.12) и (2.13) оказывается многозначным. Учитывая малый разнос, в обоих выражениях синусы можно заменить аргументами. Тогда

$$\dot{U}_{13} = j2h_e E e^{j\psi} mb \cos \beta \cos \theta, \quad (2.12')$$

$$\dot{U}_{24} = j2h_e E e^{j\psi} mb \cos \beta \sin \theta. \quad (2.13')$$

Замена синусов аргументами, строго говоря, допустима лишь при ничтожно малых величинах аргументов. При возрастании аргументов выражения (2.12'), (2.13') становятся неточными и найденный по ним в дальнейшем пеленг сопровождается ошибкой, которая называется ошибкой разноса. Предельно допустимые ошибки разноса ограничивают расстояние между антеннами в радиопеленгаторах рассматриваемого типа.

Для определения угла  $\theta$  в соответствии с (2.12'), (2.13') может быть применено два способа. Первый способ заключается в том, что между антенной системой и приемником включается гониометр, состоящий из двух неподвижных полевых катушек и одной вращающейся искательной катушки.

Антенны 1—3 и 2—4 подключаются при помощи фидеров к двум неподвижным взаимно перпендикулярным полевым катушкам I, II гониометра. Внутри полевых катушек вращается третья искательная катушка гониометра, подключаемая ко входу приемника.

Появляющиеся под влиянием разностных напряжений  $U_{13}$  и  $U_{24}$  токи и создаваемые ими в полевых катушках  $I$  и  $II$  магнитные поля  $H_I$  и  $H_{II}$  пропорциональны разностным напряжениям, т. е.

$$\dot{H}_I = k_1 \dot{U}_{13} = \dot{H}_{I \text{ макс}} \cos \theta,$$

$$\dot{H}_{II} = k_2 \dot{U}_{24} = \dot{H}_{II \text{ макс}} \sin \theta,$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты пропорциональности, зависящие от параметров гониометра и антенн.

Результирующее магнитное поле в гониометре равно геометрической сумме полей  $H_I$  и  $H_{II}$ . Предположим, что токи в обеих катушках  $I$  и  $II$ , а также созданные ими магнитные поля  $H_I$  и  $H_{II}$  находятся в фазе. Тогда вектор результирующего магнитного поля по величине и направлению будет определяться диагональю прямоугольника (рис. 2.12).

Величина вектора результирующего магнитного поля выражается

$$\begin{aligned} H &= OR = \sqrt{OA^2 + OB^2} = \\ &= \sqrt{H_{I \text{ макс}}^2 \cos^2 \theta + H_{II \text{ макс}}^2 \sin^2 \theta}, \end{aligned} \quad (2.14)$$

а его направление определяется углом  $\Phi$  вектора  $H$  с нормалью к плоскости первой полевой катушки  $I$ , совпадающей с магнитным полем  $H_I$ , причем

$$\operatorname{tg} \Phi = \frac{OB}{OA} = \frac{H_{II \text{ макс}} \sin \theta}{H_{I \text{ макс}} \cos \theta}. \quad (2.15)$$

Сделаем дальнейшее предположение, что

$$H_{I \text{ макс}} = H_{II \text{ макс}} = H_{\text{макс}}.$$

Тогда согласно (2.14) и (2.15) получим, что результирующее магнитное поле  $H = H_{\text{макс}}$  не зависит от угла  $\theta$  и что

$$\operatorname{tg} \Phi = \operatorname{tg} \theta \quad \text{или} \quad \Phi = \theta.$$

Следовательно, при сделанных допущениях величина магнитного поля внутри гониометра не зависит от на-

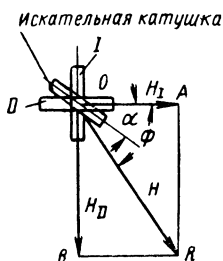


Рис. 2.12. Сложение магнитных полей в гониометре.

правления проходящей волны. Направление магнитного поля составляет с нормалью к плоскости первой полевой катушки  $I$  гониометра точно такой же угол  $\Phi$ , какой составляет направление прихода волны с плоскостью антенн  $I-3$ .

Если предположить, что поле внутри гониометра равномерное, то э. д. с.  $E_{и}$ , индуктированная в искательной катушке, будет пропорциональна результирующему полю  $H$ , умноженному на  $\sin(\Phi-\alpha)$ , где  $\alpha$  — угол между нормалью к плоскости первой полевой катушки и плоскостью искательной катушки, отсчитываемый по шкале гониометра;  $(\Phi-\alpha)$  — угол между плоскостью искательной катушки и направлением результирующего магнитного потока (рис. 2.12), т. е.

$$E_{и} = kH \sin(\Phi - \alpha), \quad (2.16)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров гониометра.

В гониометрической системе вместо пар разнесенных антенн  $I-3$  и  $2-4$  можно применить рамки. Не останавливаясь здесь на теории действия гониометра, которая рассмотрена подробно в гл. 3, отметим, что нуль выходного напряжения получается из (2.16) при повороте искательной катушки на угол  $\alpha = \theta$ . Это положение искательной катушки дает непосредственно отсчет пеленга. Процесс пеленгования в гониометрической системе получается такой же, как и при пеленговании способом установки на пеленг вращающейся антенны. Возможно также осуществить непрерывное вращение гониометра, применяя для индикации пеленга такие же приемы, как и при вращающейся антенне. Иными словами, гониометр позволяет осуществить вращение косинусоидальной диаграммы направления при неподвижных антеннах.

При другом способе определения пеленга на основе уравнений (2.12'), (2.13') напряжения  $U_{13}$  и  $U_{24}$  усиливаются в двух самостоятельных приемниках (каналах), коэффициент усиления которых одинаков (по величине и фазе). Усиленные напряжения подводятся к пластинам  $X$  и  $Y$  электронно-лучевой трубки (рис. 2.13). След электронного луча будет описывать прямую, наклон которой равен

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{Y}{X} = \frac{U_{24}}{U_{13}} = \operatorname{tg} \theta,$$

т. е.

$$\alpha = \theta.$$

Положение светящейся линии на экране электронно-лучевой трубки определяет непосредственно пеленг. Радиопеленгаторы данного типа называются двухканальными. Они являются автоматическими. Следует отметить, что можно осуществить независимое усиление двух

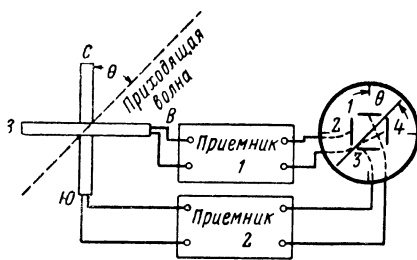


Рис. 2.13. Схема двухканального радиопеленгатора.

напряжений в одном приемнике, применяя частотное, фазовое или временное разделение напряжений каналов.

В радиопеленгаторе с двумя неподвижными антеннами, построенном по амплитудному принципу, используется обычно суммарно-разностный метод отсчета\*. Разностное напряжение от одной пары антенн, расположенной, например, как антенны 1 и 3 на рис. 2.11, будет

$$\dot{U}_{\Delta} = \dot{U}_{13} = j2Eh_e e^{j\psi} \sin(mb \cos \beta \cos \theta). \quad (2.17)$$

Найдем также суммарное напряжение

$$\dot{U}_{\Sigma} = \dot{U}_1 + \dot{U}_3 = 2Eh_e e^{j\psi} \cos(mb \cos \beta \cos \theta). \quad (2.17')$$

Каждое из этих напряжений подводится к самостоятельному приемно-усилительному каналу. Оба канала имеют одинаковые коэффициенты усиления. В одном из каналов напряжение претерпевает сдвиг фаз  $90^\circ$ . На выходе кана-

\* Суммарно-разностный метод отсчета иногда относят к фазовому методу пеленгования.



лов получим напряжения одинаковой фазы, пропорциональные  $U_{\Sigma}$  и  $U_{\Delta}$ . Напряжения подводятся к пластинам  $X(U_{\Sigma})$  и  $Y(U_{\Delta})$  электронно-лучевой трубки. Наклон светящейся линии на экране трубки равен

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{Y}{X} = \operatorname{tg} (mb \cos \beta \cos \theta)$$

или

$$\alpha = mb \cos \beta \cos \theta.$$

Если отсчитывать углы не от линии расположения антенн, а от нормали к ней, то  $\alpha = mb \cos \beta \sin \theta'$ .

Угол  $\alpha$  связан с пеленгом  $\theta'$ . Если предположить, что угол  $\beta$  известен, то по углу  $\alpha$  можно найти  $\theta'$ .

Применение малого разноса антенн, составляющих неподвижную пару, нецелесообразно, так как вращающаяся антенная пара или гониометрическая система проще в эксплуатации. Использование неподвижной антенной пары приобретает смысл при большом разноре, так как при этом повышается точность пеленгования.

Для возможности осуществления однозначного отсчета угол  $\alpha$  не должен быть более  $\pi/2$ , т. е.

$$mb \sin \theta' < \frac{\pi}{2}. \quad (2.18)$$

Последнее условие при заданном  $b/\lambda$  ограничивает сектор, в пределах которого производится пеленгование. Из выражения (2.18) при малых значениях угла  $\theta'$  сектор пеленгования определяется по формуле  $2\theta' < \frac{\pi}{2mb}$ . Таким

образом, данный пеленгатор является секторным в отличие от пеленгаторов других типов, допускающих пеленгование в пределах  $360^\circ$ . Учитывая это свойство, целесообразно каждую из двух антенн выполнять с острой диаграммой направленности, в результате чего повышается помехозащищенность пеленгатора, снижаются интерференционные ошибки и уменьшается вероятность грубой ошибки из-за многозначности.

При малых значениях угол  $\theta'$  может быть рассчитан по найденному углу  $\alpha$  простым делением на пересчетный коэффициент  $k_{\Pi} = mb \cos \beta$ , больший чем единица. Легко видеть, что пересчетный коэффициент приво-

дит к повышению точности пеленгования. В пересчетный коэффициент входит угол наклона фронта волны. Если в расчете взято значение угла  $\beta$ , отличное от неизвестной нам фактической его величины, в определении пеленга получим высотную ошибку, что соответствует общим соображениям, высказанным в § 2.2.

### Фазовые методы пеленгования

Рассмотрим применение фазовых методов в радиопеленгаторах с вращаемыми антеннами. Пусть одна из них (неподвижная) расположена в начале координат, а вторая (вращающаяся) — на расстоянии  $r$  от первой антенны под углом  $\vartheta$  к начальной линии отсчета.

Напряженности поля и пропорциональные им напряжения в рассматриваемых двух антеннах будут

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_e \dot{E}_1 = h_e E e^{j\psi}, \\ \dot{U}_2 &= h_e \dot{E}_2 = h_e E e^{j\psi_e - jmr \cos \beta \cos (\vartheta - \theta)}. \end{aligned}$$

Разность фаз напряжений  $U_1$  и  $U_2$  равна

$$\psi_p = mr \cos \beta \cos (\vartheta - \theta).$$

В пеленгаторах данного типа используется зависимость фазы от угла пеленга. Для выявления этой зависимости вторая антенна вращается по радиусу  $r$  с угловой частотой  $\Omega$ , так что

$$\vartheta = \Omega t.$$

Фаза напряжения  $U_2$  относительно напряжения  $U_1$

$$\psi_p = mr \cos \beta \cos (\Omega t - \theta) \quad (2.19)$$

оказывается изменяющейся во времени. Следовательно, разностное напряжение модулировано по фазе. Известно, что фазовую модуляцию можно рассматривать так же, как частотную. Девиация частоты равна

$$\Delta\omega = \frac{d\psi_p}{dt} = -mr\Omega \cos \beta \sin (\Omega t - \theta). \quad (2.20)$$

Фаза как фазовой, так и частотной модуляции соответствует пеленгу. Приемное устройство (рис. 2.14) должно содержать усилитель высокой частоты, фазовый либо

частотный детектор, выделяющий низкочастотное напряжение, пропорциональное изменениям фазы (2.19) или частоты (2.20), усилитель низкой частоты и фазовый индикатор, по показаниям которого отсчитывается фаза выходного напряжения, соответствующая пеленгу. Пеленгаторы данного типа называются пеленгаторами с циклическим измерением фазы по высокой частоте. Вместо вращаемой антенны могут применяться неподвижные переключаемые антенны (см. § 8.8).

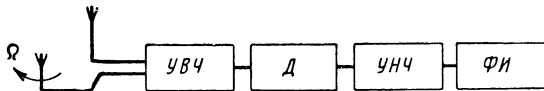


Рис. 2.14. Схема радиопеленгатора с циклическим измерением фазы.

В случае неподвижных антенн можно использовать расположение антенн в соответствии с рис. 2.11.

Напряжение каждой из антенн в отдельности усиливается в самостоятельных приемно-усилительных каналах, с точно одинаковыми фазовыми характеристиками. Производится измерение разности фаз напряжений на выходе первого и второго каналов  $\psi_{13}$  и на выходе третьего и четвертого каналов  $\psi_{24}$ . Из выражений (2.11) следует, что

$$\psi_{13} = 2mb \cos \beta \cos \theta \quad (2.21)$$

и

$$\psi_{24} = 2mb \cos \beta \sin \theta. \quad (2.22)$$

По этим данным может быть найден угол  $\theta$  (а также и угол  $\beta$ ). Пусть, например, в схеме вырабатываются напряжения, пропорциональные фазам  $U_x \equiv \psi_{13}$  и  $U_y \equiv \psi_{24}$ .

Подведем эти напряжения к пластинам  $X$  и  $Y$  электронно-лучевой трубки. Угловое положение светящейся точки определяется углом  $\alpha$ , причем

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{Y}{X} = \frac{U_y}{U_x} = \frac{\psi_{24}}{\psi_{13}} = \operatorname{tg} \theta.$$

Следовательно, угол  $\alpha = \theta$  непосредственно определяет пеленг. Может быть разработана схема, с помощью которой определяется также и угол  $\beta$ .

Если ограничиться применением только двух неподвижных антенн (например, 1 и 3), в нашем распоряжении останется только одно из уравнений (2.21) или (2.22), из которого можно определить  $\theta$ , задавая угол  $\beta$ . Естественно, что определение  $\theta$  сопровождается высотными ошибками, если задано неточное значение угла  $\beta$ .

При большом расстоянии между антеннами возникает многозначность.

В радиопеленгаторах этого типа с целью повышения точности применяют обычно большой разнос антенн, а многозначность разрешают применением второй системы (фазовой или амплитудной) с малым разнесом, дающей однозначный (но менее точный) отсчет пеленга (§ 8.7).

По этому же принципу можно построить «многоволновый» радиопеленгатор, позволяющий раздельное пеленгование нескольких (при четырех антеннах двух) когерентных волн, действующих на него одновременно. Как уже отмечалось, при этом сильно усложняется приемно-индикаторное устройство [2.15].

Выше рассмотрены два основных метода пеленгования: амплитудный и фазовый. По первому из них фазовые зависимости электродвижущих сил в антеннах от пеленга преобразуются в амплитудные (диаграмму направленности) на входе приемника. По второму методу, фазовому, фазовые соотношения сохраняются до выхода приемно-усилительного устройства, где производится измерение фазы, определяющей пеленг. Возможно применение и смешанных методов. По фазово-амплитудному методу первые каскады приемника работают в фазовом режиме, затем производят преобразование фазовых зависимостей в амплитудные, обычно по суммарно-разностному способу. В последних каскадах приемно-усилительного устройства производится усиление с сохранением амплитудных зависимостей. Измерение пеленга на выходе производится по амплитудному индикатору. В амплитудно-фазовом радиопеленгаторе построение приемно-усилительного устройства такое же, как в амплитудном, но для индикации пеленга выходные напряжения преобразуются в напряжения, фаза которых зависит от пеленга, и используется фазовый индикатор.

## 2.4. ОШИБКИ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

В § 2.2 и 2.3 были рассмотрены общие принципы и методы определения пеленга. В действительных условиях работы радиопеленгатора возможен целый ряд факторов, ухудшающих работу радиопеленгатора и вызывающих ошибки в определении пеленга. Анализ причин этих ошибок и методов их устранения или в крайнем случае учета при эксплуатации представляет один из важнейших вопросов теории радиопеленгатора.

Все ошибки, встречающиеся при радиопеленговании, можно разделить прежде всего на ошибки систематические и случайные.

Систематические ошибки вызывают устойчивое отклонение пеленга от истинного направления на радиостанцию. Определение при этом может быть весьма четким, так что погрешность отсчета пеленга очень мала, но направление пеленга оказывается неверным независимо от точности отсчета.

Систематические ошибки принципиально могут быть устранены соответствующей калибровкой пеленгатора, т. е. предварительным определением его ошибок по известным станциям и путем пеленгования местного гетеродина, и последующим внесением в отсчеты соответствующих поправок. Однако причины ошибок, как мы увидим дальше, столь многочисленны и разнообразны и часто настолько трудно поддаются учету, что практически выполнение такой калибровки невозможно, а внесение всех многочисленных поправок весьма затруднило бы использование радиопеленгатора даже при калибровке. Ввиду этого систематические ошибки должны быть по возможности устранены в пеленгаторе. Лишь относительно небольшие ошибки, закономерная зависимость которых от очень немногих факторов (одного, максимум двух, например, от азимута и от частоты) точно установлена, могут устраняться путем калибровки. Часть систематических ошибок, не устраненных и не учитываемых в виде поправок, входит в случайные ошибки радиопеленгатора.

Случайные ошибки приводят к колебаниям пеленга во времени, причем обычно наблюдаются быстрые, медленные и очень медленные колебания пеленгов. При очень большом числе наблюдений на одну и ту же ра-

диостанцию, взятых за большой промежуток времени, средняя случайная ошибка равна нулю, так как отклонения в одну и в другую сторону равновероятны. Однако на практике усреднение всех колебаний не всегда возможно. Быстрые колебания пеленгов усредняются в более короткие промежутки времени, чем медленные, и поэтому их усреднение осуществляется чаще. Погрешность единичного наблюдения определяет практическую точность радиопеленгатора. Поэтому случайные ошибки должны быть сведены к возможному минимуму. Случайная ошибка оценивается средней квадратической угловой ошибкой.

Кроме приведенного разделения ошибок на случайные и систематические существует разделение по характеру вызывающих их причин.

Причины, вызывающие ошибки радиопеленгатора, могут заключаться:

1. В принципе действия, схеме, конструкции радиопеленгатора или отдельных его частей и в неточности монтажа наружного устройства. Ошибки этого рода вызываются, следовательно, свойствами самого прибора. Мы будем называть их инструментальными ошибками. Среди них особое место занимает явление, называемое антенным эффектом (см. § 4.2). Часть инструментальной ошибки может быть отнесена к систематическим ошибкам радиопеленгатора, другая часть — к очень медленно изменяющейся случайной ошибке.

2. Во влиянии неоднородности поверхности, вдоль которой распространяется электромагнитная волна (береговой эффект, влияние дальнего окружения). Эта составляющая случайной ошибки изменяется очень медленно.

3. В явлениях, имеющих место при распространении электромагнитных волн (изменение плоскости поляризации, отклонение пути луча от дуги большого круга, приход в точку приема нескольких интерферирующих лучей).

Как мы увидим далее, различные ошибки распространения волн вызывают быстрые и медленные колебания пеленгов.

4. Во влиянии разного рода лежащих вблизи антенной системы предметов: антенн, проводов, металлических масс, деревьев, строений, холмов и т. п.

## 5. В субъективности отсчета пеленга.

Субъективные ошибки зависят от ряда факторов и в первую очередь от степени неопределенности отсчета пеленга, например, от четкости и устойчивости минимума или максимума звука в телефоне при слуховом отсчете пеленга, от ширины и устойчивости полоски, по которой отсчитывается пеленг в автоматическом визуальном радиопеленгаторе, и т. д. Разные наблюдатели или один и тот же наблюдатель, отсчитывая несколько раз пеленг на одну и ту же радиостанцию, дадут не вполне совпадающие отсчеты, более или менее отклоняющиеся от истинного пеленга. Величина погрешностей отдельных наблюдений тем больше, чем больше колебания пеленга, чем неопределеннее те признаки, по которым отсчитывается пеленг, например чем расплывчатее, шире минимум слышимости при слуховом пеленговании по минимуму, шире и неустойчивее полоска при автоматическом пеленге.

Рассмотрим сначала субъективные ошибки независимо от причин, вызывающих их, так как характер этих ошибок не зависит от того, какой именно причиной они вызываются. В дальнейшем перейдем к рассмотрению перечисленных других причин ошибок, определяя для каждой из них величину и характер систематических погрешностей и степень влияния их на четкость отсчета пеленга.

## 2.5. СООТНОШЕНИЕ МОЩНОСТИ СИГНАЛА И ПОМЕХ НА ВЫХОДЕ ПРИЕМНИКА

### Мощность помех на входе приемника

Величина субъективных ошибок в большой степени зависит от напряжения шумов и помех, маскирующих сигнал и затрудняющих отсчет пеленга.

С целью анализа целесообразно разделить помехи и шумы на два вида: 1) помехи и шумы с широким сплошным спектром. В пределах узкой полосы частот, пропускаемой приемником, спектральную плотность их мощности можно считать постоянной, а полную мощность — равной произведению спектральной плотности

на полосу\*; 2) помехи с узким линейчатым спектром частот.

К первому виду относятся космические, атмосферные, некоторые промышленные помехи и собственные шумы приемника. Ко второму — помехи радиостанций. Влияние помех радиостанций рассматривается в § 2.12.

Рассмотрим помехи первого вида, которые по своему происхождению делятся на внешние (атмосферные, промышленные и др.) и внутренние, вызываемые флуктуациями тока в антенне, контурах, лампах и других элементах приемника.

Уровень внешних помех и их пространственное распределение сильно зависят от времени суток и года, широты места, частоты и ряда других причин, рассматриваемых в курсах распространения радиоволн. Для оценки средних соотношений мы предположим, что помехи приходят равномерно со всех сторон и оценим их интенсивность спектральной плотностью напряженности поля  $A$ . Величина  $A$  зависит от указанных выше факторов. Мощность внешних помех на входе приемника составляет [3.1]

$$P_{\text{вн}} = \frac{A^2 h_e^2}{4R_{\Sigma}} \frac{\eta}{D} B, \quad (2.23)$$

где  $B$  — полоса пропускания;

$h_e$  — действующая высота антенны;

$R_{\Sigma}$  — сопротивление излучения;

$\eta$  — коэффициент полезного действия (к. п. д.);

$D$  — коэффициент направленного действия (к. н. д.).

Внутренние шумы, возникающие за счет флуктуаций тока в антенне с активным сопротивлением  $R_A$ , характеризуются спектральной плотностью мощности  $kT$ , где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  дж/град — постоянная Больцмана,  $T$  — абсолютная температура. Отношение полной мощности внутренних шумов на входе приемника к мощности шума, вызванного одним только сопротивлением антенны, называется коэффициентом шума  $N$ . Мощность внутренних шумов равна

$$P_{\text{ш}} = NkTB. \quad (2.24)$$

---

\* Здесь следует понимать эффективную полосу пропускания. Для большинства избирательных систем эффективная полоса приблизительно на 10% больше, чем полоса пропускания на уровне 0,7.



Уровень собственного шума на входе приемника характеризуют также абсолютной чувствительностью приемника — той напряженностью внешнего поля, при которой создается напряжение на входе, равное действующему значению напряжения шума. Из определения абсолютной чувствительности следует, что

$$\frac{E_{\text{абс}}^2 h_e^2}{4R_a} = \frac{E_{\text{абс}}^2 h_e^2}{4R_{\Sigma}} \eta = P_{\text{ш}} = NkTB, \text{ где } R_a = \frac{R_{\Sigma}}{\eta}. \quad (2.24')$$

Воспользовавшись известными соотношениями: для симметричной антенны [3.1]

$$R_{\Sigma} = \frac{120\pi^2 h_e^2}{\lambda^2 D},$$

для заземленной антенны

$$R_{\Sigma} = \frac{240\pi^2 h_e^2}{\lambda^2 D},$$

получим выражения абсолютной чувствительности для симметричной и несимметричной антенн соответственно:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{абс}} &= \sqrt{\frac{480\pi^2 NkTB}{\lambda^2 D \eta}}, & E_{\text{абс}} &= 0,14 \sqrt{\frac{NB \kappa \zeta \mu}{\lambda^2 D \eta}}, \frac{\text{мкв}}{\text{м}}; \\ E_{\text{абс}} &= \sqrt{\frac{960\pi^2 NkTB}{\lambda^2 D \eta}}, & E_{\text{абс}} &= 0,2 \sqrt{\frac{NB \kappa \zeta \mu}{\lambda^2 D \eta}}, \frac{\text{мкв}}{\text{м}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Суммарная мощность внешних и внутренних шумов будет равна

$$P_{\text{пом}} = P_{\text{вн}} + P_{\text{ш}}.$$

Найдем напряженность внешнего поля, создающего такую же мощность, как суммарная мощность  $P_{\text{пом}}$ . Назовем ее напряженностью поля помех

$$E_{\text{пом}} = \sqrt{\frac{P_{\text{пом}} 4R_{\Sigma}}{h_e^2 \eta}} = \sqrt{\frac{A^2 B}{D} + E_{\text{абс}}^2}. \quad (2.26)$$

Напряженность поля помех уменьшается при уменьшении  $N$  и  $A$ , при увеличении  $k$ . н. д. и  $k$ . п. д., а также при сужении полосы пропускания приемника. Вопрос о целесообразном выборе полосы пропускания рассматривается в § 2.6. Абсолютная чувствительность может

быть улучшена (т. е. значение  $E_{абс}$  уменьшено) при увеличении к. н. д. ( $D$ ) и к. п. д. ( $\eta$ ) антенны и при уменьшении полосы ( $B$ ) и коэффициента шума ( $N$ ).

Расчет этих величин дан в гл. 7.

Из формулы (2.26) следует, что уменьшение величины  $E_{абс}$  мало влияет на результирующую напряженность поля помех, если путем выбора  $N$  и  $\eta$  достигнуто значительное превышение внешних помех над собственными, т. е. если

$$\frac{A^2 B}{D} \gg E_{абс}^2.$$

При рассмотрении этого соотношения следует учитывать минимальный уровень внешних помех, который может встретиться в реальных условиях работы радиопеленгатора.

Соотношение мощности сигнала и мощности шума на выходе приемного устройства зависит от тех преобразований, которым подвергаются сигнал и шум. При рассмотрении этих преобразований следует различать линейные и нелинейные элементы приемника.

### Соотношение мощности сигнала и помех на выходе линейной части приемника

К линейным элементам приемника относятся фидеры, фильтрующие цепи, усилительные каскады, а также преобразователи частоты и синхронные детекторы. Обычные детекторы, выделяющие модулирующее напряжение сигнала, являются нелинейными.

После прохождения линейных каскадов отношение мощности сигнала к мощности шумов на выходе равно тому же отношению на входе:

$$\frac{P_{с\ вых}}{P_{ш\ вых}} = \frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{P_c}{P_{1ш} B}, \quad (2.27)$$

где  $B$  — результирующая полоса пропускания всех линейных каскадов;

$P_{1ш}$  — спектральная плотность мощности шума на входе.

Если отдельные каскады имеют полосы  $B_1$ ,  $B_2$  и т. д., то результирующая полоса пропускания приближенно может быть найдена по формуле

$$B = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{B_1^2} + \frac{1}{B_2^2} + \frac{1}{B_3^2} + \dots}},$$

из которой видно, что результирующая полоса пропускания определяется в основном наиболее узкополосным элементом.

Мощность шума на выходе не зависит от распределения избирательности между каскадами приемника в линейной его части (усилитель высокой частоты, усилитель промежуточной частоты и т. д.). Однако при неправильном распределении избирательности возможна перегрузка каскадов шумами или помехами других станций, нарушение линейности, возникновение комбинационных помех и ошибок пеленга. Эти вопросы освещаются в курсах радиоприемных устройств. Влияние сильных помех на ошибки двухканальных радиопеленгаторов рассматривается в § 8.3.

В формуле (2.27) не учтены источники шума, имеющиеся в приемнике за его входом: лампы и полупроводниковые приборы последующих каскадов. Усиление первого каскада должно быть выбрано так, чтобы напряжения шумов второго и всех последующих каскадов были пренебрежимо малы по сравнению с усиленными шумами первого каскада.

### Соотношение мощности сигнала и шума на выходе детектора

В нелинейных элементах необходимо рассматривать совместно прохождение сигнала и шума. Этот вопрос явился предметом ряда специальных исследований [2.2, 2.3], к которым и следует обратиться для всестороннего изучения.

Здесь же будут приведены лишь краткие приближенные результаты, в большинстве случаев достаточные для оценки работы пеленгаторных систем.

Обозначим эффективное значение напряжения несущей частоты сигнала на входе детектора  $U_c$  и действующее

значение напряжения шума  $\dot{U}_{\text{ш}}$ . Если полоса пропусканий частот той части приемника, которая предшествует детектору,  $B_{\text{в}}$ , а спектральная плотность шума (по напряжению)  $\mathcal{E}_{\text{ш}}$ , то

$$U_{\text{ш}} = \mathcal{E}_{\text{ш}} \sqrt{B_{\text{в}}}.$$

Мы рассматриваем сигнал, модулированный по амплитуде, с глубиной модуляции  $M$ . На выходе детектора получим составляющую напряжения частоты модуляции, вызванную сигналом с эффективным значением  $U_{\text{с вых}}$ , и спектр напряжений шума, вызванных взаимодействием составляющих шума между собой и с сигналом. Действующее значение напряжения шума в пределах полосы пропускания  $B_{\text{н}}$  фильтра, следующего за детектором, обозначим  $U_{\text{ш вых}}$ . Отношение напряжения сигнала к напряжению шума на выходе квадратичного детектора определяется формулой

$$\frac{U_{\text{с вых}}}{U_{\text{ш вых}}} = M \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}} \sqrt{\frac{B_{\text{н}}}{2B_{\text{н}}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{M^2}{2} + \frac{U_{\text{ш}}^2}{2U_{\text{с}}^2} \left(1 - \frac{B_{\text{н}}}{2B_{\text{в}}}\right)}}. \quad (2.28)$$

Здесь предполагается, что  $2B_{\text{н}} < B_{\text{в}}$ . Если  $2B_{\text{н}} > B_{\text{в}}$ , то в формулу следует подставить единицу вместо отношения  $2B_{\text{н}}:B_{\text{в}}$ . В большинстве случаев  $2B_{\text{н}} \ll B_{\text{в}}$  и в знаменателе под знаком радикала можно пренебречь  $\frac{B_{\text{н}}}{2B_{\text{в}}}$  в сравнении с единицей. Глубина модуляции  $M$  обычно меньше единицы, что позволяет пренебречь слагаемым  $\frac{M^2}{2}$ .

Формула (2.28) выведена в предположении, что частотные характеристики преддетекторной части приемника являются прямоугольными. Исследование показывает [2.6], что форма характеристики при постоянной полосе пропускания незначительно влияет на отношение напряжений сигнала и шума на выходе. Поэтому допустимо пользоваться формулой (2.28) при любой форме характеристики, тем более, что прямоугольная характеристика определяет наиболее низкое отношение напряжений сигнала и шума.

В случае линейного детектирования формулы получаются более сложными. Однако можно показать [2.6],

что результаты линейного детектирования отличаются менее чем на 7% от результатов квадратичного детектирования при одинаковом отношении напряжений сигнала и шумов на входе детектора. По этой причине допустимо пользоваться и для линейного детектирования формулой (2.28) или ее упрощенным видом:

$$\frac{U_{с\text{ вых}}}{U_{ш\text{ вых}}} = M \frac{U_c}{U_{ш}} \sqrt{\frac{B_B}{2B_H}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{U_{ш}^2}{2U_c^2}}}. \quad (2.29)$$

При сильных сигналах  $U_c > U_{ш}$  вторым членом под радикалом в знаменателе можно пренебречь и тогда

$$\frac{U_{с\text{ вых}}}{U_{ш\text{ вых}}} = M \frac{U_c}{U_{ш}} \sqrt{\frac{B_B}{2B_H}} = M \frac{U_c}{\mathcal{E}_{ш} \sqrt{2B_H}} = M \frac{U_c}{U'_{ш}}, \quad (2.30)$$

где  $U'_{ш} = \mathcal{E}_{ш} \sqrt{2B_H}$  — действующее напряжение шума на входе в полосе пропускания  $2B_H$ .

Соотношение напряжений сигнала и шума определяется при сильных сигналах исключительно полосой пропускания низкочастотного фильтра, при этом предполагается, что его полоса пропускания уже, чем половина полосы пропускания высокочастотного фильтра. При очень слабых сигналах можно в выражении (2.29) пренебречь единицей в сравнении с  $\frac{U_{ш}^2}{2U_c^2}$ :

$$\frac{U_{с\text{ вых}}}{U_{ш\text{ вых}}} = \sqrt{2} M \frac{U_c}{U_{ш}} \sqrt{\frac{B_B}{2B_H}} = \sqrt{2} M \frac{U_c}{\mathcal{E}_{ш}^2} \frac{1}{\sqrt{B_B 2B_H}}. \quad (2.31)$$

В этом случае соотношение напряжений сигнала и шума на выходе зависит в одинаковой степени от полос пропускания по высокой и по низкой частоте, это соотношение оказывается обратно пропорциональным корню квадратному из некоторой эквивалентной полосы, равной среднему геометрическому из полос пропускания по высокой и низкой частоте.

## 2.6. ВЫБОР ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

Предельная полоса пропускания определяется той навигационной информацией, которую несет сигнал. Следует различать поиск, или первоначальное определение

пеленга, и слежение, или последовательное определение пеленга по мере движения пеленгуемой радиостанции. При поиске сигнал должен быть обнаружен в некотором направлении за время  $T_n$ , которое задается длительностью сигнала или условиями работы. В системах с неподвижными антеннами сигнал обнаруживается независимо от его направления и полоса пропускания должна быть достаточна лишь для обеспечения полного установления сигнала за время  $T_n$ . Известно, что полоса пропускания связана с временем установления соотношением

$$B \approx \frac{1}{T_n}, \quad (2.32)$$

которое и определяет потребную полосу пропускания. В системах с вращаемыми антеннами, обладающими направленностью, время пребывания сигнала в пределах главного лепестка диаграммы направленности, имеющего эквивалентную ширину  $\theta_0$ , составит

$$\tau = \frac{T_n \theta_0}{2\pi} \quad (2.33)$$

и полоса пропускания, обеспечивающая установление сигнала, будет

$$B \approx \frac{1}{\tau} = \frac{2\pi}{\theta_0 T_n}. \quad (2.34)$$

Здесь  $T_n$  принимается равным периоду вращения антенны. Фактически полоса пропускания должна быть шире, так как обычно однократного обнаружения недостаточно.

Сравнение формул (2.32) и (2.34) показывает, что полоса пропускания, а следовательно, и мощность шумов, значительно выше в случае вращаемой направленной системы. Однако и мощность сигнала, которая может быть извлечена из падающей волны в этом случае, выше, так как она пропорциональна к. н. д. Поскольку здесь рассматривается влияние направленности лишь в горизонтальной плоскости, то

$$D_r = \frac{2\pi}{\theta_0}.$$

Отношение мощности сигнала к мощности шума будет пропорционально

$$\frac{D_{\Gamma}}{B} \approx T_{\Pi}$$

для обеих систем.

При слежении за перемещающейся целью скорость установления процессов в приемоиндикаторе должна быть достаточной для того, чтобы отобразить изменения пеленга. Если заданы допустимая погрешность измерения  $\Delta$  и скорость изменения пеленга  $d\theta/dt$ , то время определения пеленга в каком-либо положении объекта не должно превышать  $\frac{\Delta}{d\theta/dt}$  и, следовательно, полоса пропускания должна быть не меньше, чем

$$B \approx \frac{1}{\Delta} \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.35)$$

Наибольшее изменение пеленга объекта, движущегося со скоростью  $v$  на расстоянии  $R$  от пеленгатора, будет тогда, когда скорость перпендикулярна к линии пеленга. В этом случае

$$\frac{d\theta}{dt} \approx \frac{v}{R}$$

и формула (2.35) может быть переписана в виде

$$B \approx \frac{1}{\Delta} \frac{v}{R}.$$

Подстановка в приведенную формулу наиболее неблагоприятных значений входящих в нее величин показывает, что исходя из скорости обработки информации о пеленге допустимо применение узких полос пропускания порядка единиц герц.

Практически применяемые в радиопеленгаторах полосы пропускания часто значительно шире, что объясняется техническими трудностями выполнения радиопеленгаторов с весьма узкой полосой пропускания. Эти трудности в первую очередь вызываются неустойчивостью частоты гетеродинов и фильтрующих цепей приемоиндикатора, а также генератора передатчика. Неустойчивость частоты ведет прежде всего к необходимости частотного поиска при настройке в пределах некоторой

полосы частот  $F_n$ , кроме рассмотренного выше азимутального поиска. В теории частотного поиска известно соотношение [2.1]

$$B \approx \sqrt{\frac{F_n}{\tau}},$$

где  $\tau$  — время наблюдения.

Используя (2.33), получаем

$$B \approx \sqrt{\frac{F_n}{T_n} \frac{2\pi}{\theta_a}}. \quad (2.36)$$

Полоса, определяемая формулой (2.36), может быть значительно шире, чем определенная формулой (2.34).

В некоторых системах радиопеленгаторов (двухканальных, фазометрических и др.) расстройка приемоиндикатора относительно частоты сигнала или расстройка его элементов относительно друг друга ведет к возникновению ошибок, величина которых возрастает (при прочих равных условиях) при сужении полосы пропускания. Это обстоятельство также вынуждает применять полосы пропускания более широкие, чем предельно допустимые. Эти вопросы рассмотрены более подробно в гл. 8.

В случае применения на входе приемоиндикатора местной модуляции широкая полоса пропускания требуется только в каскадах высокой и промежуточной частот (до детектора). Полоса пропускания по низкой частоте (после детектора) может быть взята узкой в соответствии с предельными соотношениями (2.34), (2.36). При оценке уровня помех такой схемы следует учесть влияние детектирования на соотношение мощности сигнала и шума — при слабых сигналах неблагоприятное (см. § 2.5).

В некоторых случаях для упрощения схемы устройства желательно осуществлять прием дополнительной информации (сигналы опознавания, служебные переговоры и т. п.) по тому же приемному каналу, с помощью которого выполняется пеленгование. Полоса пропускания, требуемая для этого (например, при телефонии), может быть значительно шире, чем при пеленговании.



## 2.7. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИ ОТСЧЕТЕ ПЕЛЕНГА ПО МИНИМУМУ НА СЛУХ

Когда выходное напряжение сигнала при вращении антенны падает ниже известной величины, ухо оператора перестает воспринимать сигнал вследствие маскирующего влияния шумов. Пусть это пропадание слышимости имеет место в пределах угла от  $\theta - \theta_0$  до  $\theta + \theta_0$ , где  $\theta$  — истинный пеленг. Угол  $2\theta_0$ , внутри которого не различается слышимость в телефоне при вращении антенны, называется углом молчания\*. Определяя пеленг на слух, мы можем установить антенну в любом положении внутри этого угла. Следовательно, максимальная погрешность определения пеленга равна  $\theta_0$ . Отсчет пеленга несколько уточняется, если найти границы угла молчания и затем принять за пеленг их среднее значение. Вследствие неопределенности границ угла молчания возможность ошибки сохраняется и в этом случае. Среднюю (по абсолютной величине) погрешность такого определения можно принять на основании опытных данных равной от одной восьмой до одной четверти угла молчания в зависимости от навыков оператора и времени, затрачиваемого на выполнение отсчета.

Найдем зависимость угла молчания от уровня шума на выходе радиопеленгатора. При этом учтем физиологические особенности слухового аппарата. Слышимость пропорциональна логарифму мощности звука. Если  $P_0$  — мощность, соответствующая порогу слышимости, то слышимость будет (в дБ)

$$L = 10 \lg \frac{P}{P_0}.$$

В радиопеленгаторах используют прием по методу биений с помощью гетеродина, напряжение на детекторе от которого значительно превышает как напряжение сигнала, так и напряжение шумов. Процесс детектирования (преобразования частоты) при этом условии можно считать линейным и отношение мощностей сигнала и шумов на выходе равным тому же отношению на входе.

---

\* Приводимые далее выводы справедливы и в случае антенного эффекта, когда слышимость при пеленговании полностью не пропадает, а наблюдается угол равной слышимости.

Полезная мощность, развиваемая сигналом на входе приемника, равна

$$P_c = \frac{E^2 h_e^2}{4R_\Sigma} \eta F^2(\theta),$$

где  $F(\theta)$  — нормированная диаграмма направленности в горизонтальной плоскости.

Мощность помех была определена формулами (2.23) и (2.24'). Суммарная мощность сигнала и помех равна

$$P = P_c + P_{\text{пом}} = [E^2 F^2(\theta) + E_{\text{пом}}^2] \frac{h_e^2}{4R_\Sigma} \eta.$$

Выберем начало счета углов поворота антенны так, что при  $\theta = 0$   $F(\theta) = 0$ . Когда антенна находится точно в начальном положении  $\theta = 0$ , слышимость равна

$$L_1 = 10 \lg \frac{E_{\text{пом}}^2 h_e^2 \eta}{4R_\Sigma P_0}.$$

При повороте антенны на небольшой угол  $\theta_0$  слышимость станет равной

$$L_2 = 10 \lg \frac{E_{\text{пом}}^2 + E^2 F^2(\theta_0)}{4R_\Sigma P_0} h_e^2 \eta.$$

Отсюда получаем приращение слышимости

$$\Delta L = L_2 - L_1 = 10 \lg \left[ 1 + \frac{E^2 F^2(\theta_0)}{E_{\text{пом}}^2} \right].$$

Считая в последнем выражении второй член под знаком логарифма малым, приближенно получаем

$$\Delta L = 4,34 \frac{E^2 F^2(\theta_0)}{E_{\text{пом}}^2}$$

или

$$E = E_p = \sqrt{\frac{\Delta L}{4,34} \frac{E_{\text{пом}}}{F(\theta_0)}}. \quad (2.37)$$

Найденная напряженность поля  $E_p$  и определяет реальную чувствительность радиопеленга-

тора, т. е. ту напряженность поля, которая требуется для отсчета пеленга с погрешностью, не превышающей заданную величину.

Задаваясь любым приращением слышимости  $\Delta L$  при повороте антенной системы на угол  $\theta_0$  от положения пеленга, можно по формуле (2.37) рассчитать требуемую напряженность поля.

Для определения инструментальной чувствительности радиопеленгатора, т. е. чувствительности при отсутствии внешних помех, достаточно положить  $A=0$ . При этом  $E_{\text{пом}}=E_{\text{абс}}$  и инструментальная чувствительность

$$E_{\text{ин}} = \sqrt{\frac{\Delta L}{4,34} \frac{E_{\text{абс}}}{F(\theta_0)}}. \quad (2.38)$$

Для небольших значений угла  $\theta_0$ , только и представляющих интерес на практике, при пеленговании по минимуму, учитывая, что  $F(0)=0$ , значение функции  $F(\theta_0)$  можно представить приближенно в виде

$$F(\theta_0) = F'(0) \theta_0.$$

Подставив последнее выражение в формулы (2.37) и (2.38), получим

$$E_p = \sqrt{\frac{\Delta L}{4,34} \frac{E_{\text{пом}}}{\theta_0 F'(0)}}, \quad E_{\text{ин}} = \sqrt{\frac{\Delta L}{4,34} \frac{E_{\text{абс}}}{\theta_0 F'(0)}}. \quad (2.39)$$

Под  $\Delta L$  здесь разумеется минимальное приращение слышимости, обнаруживаемое ухом. Эта величина зависит от субъективных особенностей наблюдателя, полосы пропускания приемника, абсолютной силы звука, высоты тона и других факторов.

Опытные данные показывают, что в среднем величина  $\Delta L$  лежит в пределах 0,5—1 дб.

Угол  $\theta_0$ , на границе которого сигнал обнаруживается, при вращении антенны, равен половине угла молчания и определяет точность отсчета пеленга.

Примем в качестве примера допустимую погрешность отсчета 0,5°. Так как погрешность отсчета составляет (0,12 ÷ 0,25)  $2\theta_0$ , угол молчания должен быть  $2\theta_0 = 2 \div 4^\circ$ . При этих предположениях из (2.39) реальная чувствительность радиопеленгатора будет

$$E_p = (10 \div 27,5) \frac{E_{\text{пом}}}{F'(0)},$$

а инструментальная чувствительность

$$E_{\text{ин}} = (10 \div 27,5) \frac{E_{\text{абс}}}{F'(0)}.$$

Из этого примера видно, что инструментальная и реальная чувствительность при заданной погрешности отсчета колеблется в довольно широких пределах в зависимости от субъективных качеств наблюдателя. Для возможности объективного сравнения радиопеленгаторов можно стандартизировать  $\Delta L$  и  $\theta_0$  при заданной точности отсчета пеленга. Тогда инструментальная и реальная чувствительности ( $E_{\text{ин}}$  и  $E_{\text{р}}$ ) становятся вполне определенными, так как абсолютная чувствительность, напряженность поля помех и диаграмма направленности определяются экспериментально объективно.

Из выражений (2.39) следует, что произведение угла молчания на напряженность поля есть величина постоянная для данного пеленгатора и заданной длины волны:

$$M_{\text{р}} = 2\theta_0 E_{\text{р}} = 2 \sqrt{\frac{\Delta L}{4,34}} \frac{E_{\text{пом}}}{F'(0)},$$

$$M_{\text{ин}} = 2\theta_0 E_{\text{ин}} = 2 \sqrt{\frac{\Delta L}{4,34}} \frac{E_{\text{абс}}}{F'(0)}.$$

Принимая  $\Delta L = 0,5 \div 1$  дб и выражая угол  $\theta_0$  в градусах, получаем

$$M_{\text{р}} = (35 \div 55) \frac{E_{\text{пом}}}{F'(0)}, \quad M_{\text{ин}} = (35 \div 55) \frac{E_{\text{абс}}}{F'(0)}.$$

Произведение угла молчания на напряженность поля называют соответственно реальным или инструментальным модулем чувствительности радиопеленгатора и часто принимают за меру его чувствительности.

При экспериментальном определении модуля чувствительности находят величину угла молчания при измеренной напряженности поля сигнала. Определение угла молчания, как уже указывалось, сильно зависит от субъективных особенностей наблюдателя, что является существенным недостатком применения модуля чувствительности в качестве меры оценки чувствительности пеленгатора.

Применим приведенные формулы к радиопеленгатору с синусоидальной диаграммой направленности (рамочная антенна, две разнесенные вертикальные антенны, гониометрическая система).

Диаграмма направленности и ее первая производная будут

$$F(\theta) = \sin \theta, \quad F'(\theta) = \cos \theta;$$

при  $\theta = 0$

$$F'(0) = 1.$$

Тогда для чувствительности и для модуля чувствительности получим выражения:

$$E_p = (10 \div 27,5) E_{\text{ПОМ}},$$

$$E_{\text{ИН}} = (10 \div 27,5) E_{\text{АБС}},$$

$$M_p = (35 \div 55) E_{\text{ПОМ}},$$

$$M_{\text{ИН}} = (35 \div 55) E_{\text{АБС}}.$$

## 2.8. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА СРАВНЕНИЯ

При пеленговании на слух по методу сравнения, или, как его иногда называют, по равносигнальному методу, вращают антенную систему, одновременно переключая

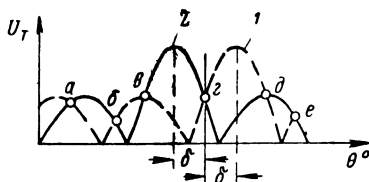


Рис. 2.15. Смещенные диаграммы направленности, используемые при методе сравнения.

какие-либо элементы, изменяющие диаграмму направленности (см., например, рис. 2.7).

Пеленг отсчитывают в том положении антенной системы, в котором слышимость не изменяется при переключениях.

На рис. 2.15 представлены зависимости напряжения  $U_T$ , снимаемого с антенной системой, от угла  $\theta$  при двух положениях 1 и 2 переключателя. Положения переключателя

теля соответствуют смещению диаграмм направленности на угол  $\delta$ .

Буквами  $a, б, в, г, д, е$  обозначены точки, в которых удовлетворяется условие равной слышимости. Как видно из рисунка, имеется множество таких точек, что ведет к неопределенности пеленга. Для исключения множественности отсчетов необходимо обеспечить однолепестковую диаграмму направленности или по крайней мере значительно ослабить все боковые лепестки.

Выбрав за начало отсчета угол, соответствующий точке  $г$  пересечения главных лепестков диаграммы направленности, мы можем представить первую диаграмму как  $F(\theta + \delta)$ , а вторую как  $F(\theta - \delta)$ . Считая обе диаграммы симметричными относительно прямых  $+\delta$  и  $-\delta$  соответственно, можем написать

$$|F(\delta)| = |F(-\delta)|.$$

Из-за неточности в определении равенства слышимостей вблизи точки  $г$  может быть получена погрешность пеленга. Например, равенство слышимостей может быть определено не при угле  $\theta = 0$ , а при некотором угле  $\theta = \theta_0$ . Величина погрешности зависит от соотношения напряжений сигнала и помех на выходе радиопеленгатора.

Чувствительностью радиопеленгатора при пеленговании по методу сравнения назовем, как и ранее, ту минимальную напряженность поля, которая обеспечивает возможность пеленгования с погрешностью, не превышающей некоторую заданную величину  $\Delta\theta$ .

Для определения чувствительности найдем полную мощность сигнала и помех на выходе радиопеленгатора при двух положениях переключателя, соответствующих диаграммам направленности 1 и 2:

$$P_1 = P_{\text{пом}} + E^2 F^2(\theta_0 + \delta) \frac{h_e^2 \eta}{4R_\Sigma},$$

$$P_2 = P_{\text{пом}} + E^2 F^2(\theta_0 - \delta) \frac{h_e^2 \eta}{4R_\Sigma},$$

где  $P_{\text{пом}}$  определяется формулой (2.26).

Приращение слышимости при переходе от положения 1 к положению 2 будет

$$\Delta L = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 10 \lg \frac{E_{\text{пом}}^2 + E^2 F^2 (\theta_0 + \delta)}{E_{\text{пом}}^2 + E^2 F^2 (\theta_0 - \delta)}. \quad (2.40)$$

Разложим выражение для диаграммы направленности в ряд Тэйлора, считая угол  $\delta$  малым:

$$\begin{aligned} F(\theta_0 + \delta) &= F(\delta) + \theta_0 F'(\delta), \\ F(\theta_0 - \delta) &= F(\delta) - \theta_0 F'(\delta), \\ F^2(\theta_0 + \delta) &= F^2(\delta) + 2F(\delta)F'(\delta)\theta_0, \\ F^2(\theta_0 - \delta) &= F^2(\delta) - 2F(\delta)F'(\delta)\theta_0. \end{aligned}$$

Подставив эти выражения в уравнение (2.40) и воспользовавшись формулой приближенных вычислений

$$\lg \frac{1+x}{1-x} = 0,868x,$$

когда  $x \ll 1$ , получим

$$\Delta L = 8,68 \frac{2\theta_0 E^2 F(\delta) F'(\delta)}{E_{\text{пом}}^2 + E^2 F^2(\delta)}.$$

Отсюда находим

$$E_p = \sqrt{\frac{\Delta L}{17,36\theta_0 F(\delta) F'(\delta) - \Delta L F^2(\delta)}} E_{\text{пом}}. \quad (2.41)$$

Последнее выражение определяет реальную чувствительность радиопеленгатора.

Для определения инструментальной чувствительности положим  $A=0$ . Тогда получим

$$E_{\text{ин}} = \sqrt{\frac{\Delta L}{17,36\theta_0 F(\delta) F'(\delta) - \Delta L F^2(\delta)}} E_{\text{абс}}. \quad (2.42)$$

Из полученных выражений видно, что чувствительность зависит от величины угла  $\delta$  смещения диаграммы. Существует оптимальный угол смещения диаграмм, обеспечивающий наилучшую чувствительность.

В качестве примера применения приводимых формул рассмотрим схему, представленную на рис. 2.7.

Диаграмма направленности этой системы определяется формулой

$$F(\theta \pm \delta) = \frac{\cos \theta \pm n \sin \theta}{\sqrt{1+n^2}}, \quad (2.43)$$

где  $n = \frac{h_B}{h_A}$  — отношение действующих высот рамок  $B$  и  $A$ . Знаки  $\pm$  в формуле соответствуют двум положениям переключателя  $D$ . Из выражения (2.43) можно получить

$$F(\theta \pm \delta) = \sin(\theta \pm \delta), \quad F'(\theta \pm \delta) = \cos(\theta \pm \delta),$$

где  $\cos \delta = n \sin \delta, \quad \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{n},$

$$\sin \delta = \frac{1}{\sqrt{1+n^2}}, \quad \cos \delta = \frac{n}{\sqrt{1+n^2}}.$$

Подставив эти выражения при  $\theta=0$  в формулы (2.41) и (2.42), находим реальную и инструментальную чувствительность

$$E_p = \sqrt{\frac{\Delta L}{8,68\theta_0 \sin 2\delta - \Delta L \sin^2 \delta}} E_{\text{пом}}, \quad (2.44)$$

$$E_{\text{ин}} = \sqrt{\frac{\Delta L}{8,68\theta_0 \sin 2\delta - \Delta L \sin^2 \delta}} E_{\text{абс}}. \quad (2.45)$$

Напряженности поля  $E_p$  и  $E_{\text{ин}}$  имеют минимум при

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} 2\delta_{\text{опт}} &= \frac{2n}{n^2-1} = \frac{17,36\theta_0}{\Delta L} \\ \text{или при} \\ n_{\text{опт}} &= \frac{\Delta L + \sqrt{(\Delta L)^2 + (17,36\theta_0)^2}}{17,36\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (2.46)$$

Минимальная напряженность поля, соответствующая наилучшей реальной чувствительности, будет, считая  $\Delta L = 1$  дб:

$$E_{p \text{ мин}} = E_{\text{пом}} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1+(17,36\theta_0)^2} - 1}}. \quad (2.47)$$

Соответственно для минимальной инструментальной чувствительности можно написать

$$E_{\text{ин. мин}} = E_{\text{абс}} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1+(17,36\theta_0)^2} - 1}}. \quad (2.48)$$



На рис. 2.16 построена зависимость  $E_p/E_{\text{пом}}$  от угла равной слышимости  $2\theta_0$  при различных значениях  $n$  и при  $\Delta L = 1$  дб. На этом же рисунке представлена та же зависимость  $\frac{E_p}{E_{\text{пом}}}$  от  $2\theta_0$  при пеленговании по минимуму.

Из рисунка видно, что чувствительность при минимальном методе пеленгования оказывается выше ( $\frac{E_p}{E_{\text{пом}}}$  меньше) при малых углах равной слышимости.

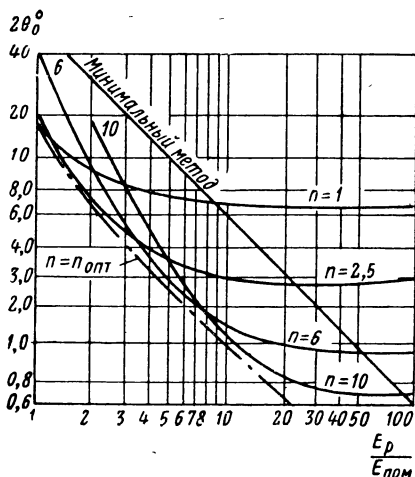


Рис. 2.16. Зависимость угла равной слышимости от уровня помех.

При больших углах равной слышимости, напротив, выгоднее метод сравнения. Этот же вывод можно иначе выразить следующим образом: при большом отношении напряженности поля сигнала к напряженности поля помех для пеленгования выгоднее минимальный метод, при малом отношении напряженности поля сигнала к напряженности поля помех — метод сравнения.

Из рассмотрения формул (2.39), относящихся к пеленгованию по минимуму, и формул (2.41) и (2.42) для равносигнального метода следует, что в обоих случаях при заданной точности отсчета ( $\Delta\theta$ ) чувствительность радиопеленгатора зависит от следующих факторов: чувствительности регистрирующего прибора (слухового аппарата оператора), крутизны диаграммы направленно-

сти вблизи значения угла, соответствующего минимуму приема, и от уровня помех. В случае равносигнального метода имеет значение также величина взаимного смещения диаграмм направленности. Влияние последнего фактора было уже рассмотрено.

Чувствительность радиопеленгатора улучшается при повышении крутизны диаграммы направленности  $F'(\theta)$ , т. е. при применении остронаправленных антенных систем. Недостатком таких антенных систем является присущая им множественность направлений нулевого приема, что ведет к неопределенности при отсчете пеленга. Неопределенность эта может устраняться путем отыскания главных лепестков диаграммы направленности по признаку наибольшей силы приема.

На коротких и особенно на средних волнах выполнение вращаемых остронаправленных антенных систем крайне затруднено и в некоторых случаях практически невыполнимо, так как размеры антенн с острой диаграммой направленности должны быть велики по сравнению с длиной волны.

Использование остронаправленных антенн в обычной гониометрической системе невозможно. В § 3.11 приведены описания способов использования неподвижной антенной системы с острой диаграммой направленности для пеленгования. По мере укорочения длины волны размеры антенных систем уменьшаются и на ультракоротких волнах, особенно в области микроволн, остронаправленные вращаемые пеленгаторные антенны оказываются легко выполнимыми.

Для понижения уровня помех как внешних, так и внутренних полоса пропускания частот приемника должна быть сделана возможно узкой. Следует иметь в виду, что эффективная полоса частот, входящая в формулы (2.39) и (2.41), должна учитывать избирательность слухового аппарата наблюдателя. Характер шума в телефоне по мере сужения полосы пропускания изменяется, приближаясь к чистому тону, совпадающему с тоном сигнала, что затрудняет различение сигнала. По указанной причине полоса пропускания слухового пеленгатора может быть принята приблизительно равной 100 гц независимо от полосы пропускания радиотехнического тракта. Последняя тем не менее должна быть сделана возможно узкой для уменьшения помех от радиостанций.

Пути уменьшения результирующей напряженности поля помех рассмотрены в § 2.5.

## 2.9. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИ ПЕЛЕНГОВАНИИ ПО МИНИМУМУ ГЛУБИНЫ МОДУЛЯЦИИ

Модуляция сигнала, глубина которой зависит от пеленга, осуществляется путем сложения модулированного напряжения, поступающего от направленной антенны, например рамки, с напряжением от ненаправленной антенны

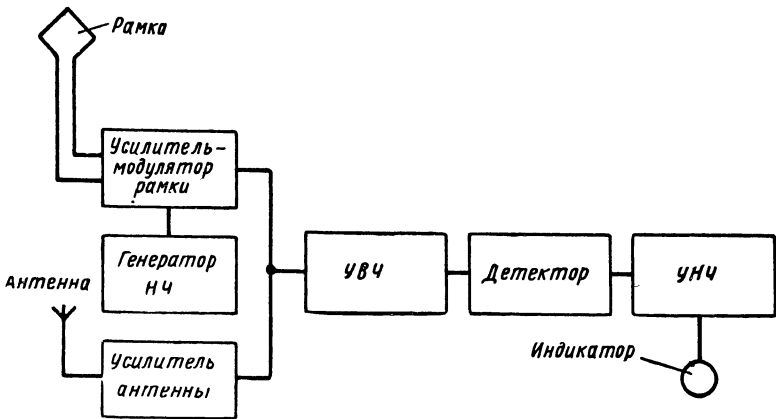


Рис. 2.17. Блок-схема радиопеленгатора для пеленгования по минимуму глубины модуляции.

см. рис. 2.9). Блок-схема радиопеленгатора представлена на рис. 2.17. Если  $E$  — напряженность поля,  $k_p$  — эффективность рамки,  $k_a$  — эффективность антенны,  $k_{py}$  и  $k_{ay}$  — коэффициенты передачи напряжения модуляционно-усилительного устройства рамки и усилителя антенны соответственно,  $\frac{\Omega}{2\pi}$  — частота модуляции,  $\frac{\omega}{2\pi}$  — частота сигнала, то в точке сложения напряжений (на входе усилителя высокой частоты) получим напряжение от рамки

$$u_p = \sqrt{2} E k_1 k_{py} F(\theta) \sin \Omega t \sin \omega t$$

и напряжение от антенны

$$u_a = \sqrt{2} E k_a k_{ay} \sin \omega t.$$

Суммарное напряжение

$$\begin{aligned}
 u &= u_p + u_a = \\
 &= \sqrt{2} E k_a k_{ay} \left[ 1 + \frac{k_p k_{py}}{k_a k_{ay}} F(\theta) \sin \Omega t \right] \sin \omega t = \\
 &= \sqrt{2} U_c [1 + M \sin \Omega t] \sin \omega t \quad (2.49)
 \end{aligned}$$

представляет собой модулированное колебание. Глубина модуляции, являющаяся функцией пеленга, равна

$$M = \frac{k_p k_{py}}{k_a k_{ay}} F(\theta) = M_0 F(\theta).$$

Наряду с сигналом на входе модуляционно-усилительного устройства рамки и усилительного устройства антенны будут действовать шумы и помехи со спектральной плотностью (по напряжению)  $\mathcal{E}_{шр}$  и  $\mathcal{E}_{ша}$  соответственно:

$$\left. \begin{aligned}
 \mathcal{E}_{шр} &= \sqrt{\mathcal{E}_{шр}^2 + \frac{A^2 k_p^2}{D_p}}, \\
 \mathcal{E}_{ша} &= \sqrt{\mathcal{E}_{ша}^2 + \frac{A^2 k_a^2}{D_a}},
 \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

где  $\mathcal{E}_{шр}$  — спектральная плотность собственных шумов на входе модуляционно-усилительного устройства рамки;

$\mathcal{E}_{ша}$  — спектральная плотность собственных шумов на входе усилителя антенны;

$A$  — спектральная плотность (по напряженности поля) внешних помех.

Собственные шумы в каналах рамки и антенны происходят от различных источников и являются статистически независимыми. Внешние помехи с некоторым приближением будем рассматривать так же, как статистически независимые, ввиду того, что характеристики направленности рамки и антенны совершенно различны.

Результирующее напряжение шумов и помех на входе усилителя высокой частоты будет равно

$$\begin{aligned}
 U_{пом} &= \sqrt{(\mathcal{E}_{шр}^2 k_{py}^2 + \mathcal{E}_{ша}^2 k_{ay}^2) B_B} = \\
 &= k_a k_{ay} \sqrt{\left[ \left( \frac{\mathcal{E}_{шр}^2}{k_p^2} + \frac{A^2}{D_p} \right) M^2 + \frac{\mathcal{E}_{ша}^2}{k_a^2} + \frac{A^2}{D_a} \right] B_B}, \quad (2.51)
 \end{aligned}$$

где  $B_B$  — эффективная (шумовая) полоса пропускания усилителя высокой частоты.

Соотношение напряжения сигнала и шумов, определяемое формулами (2.49), (2.51), сохранится и на выходе линейного усилителя высокой частоты, т. е. на входе детектора.

Для определения отношения напряжений сигнала и шумов на выходе детектора воспользуемся формулой (2.29).

$$\frac{U_{c \text{ вых}}}{U_{п \text{ вых}}} = M_0 \frac{U_c}{U_{п \text{ ом}}} \sqrt{\frac{B_B}{2B_H}} \frac{F(\theta)}{\sqrt{1 + \frac{U_{п \text{ ом}}^2}{2U_c^2}}}.$$

Подстановка в эту формулу величины  $U_c$  и  $U_{п \text{ ом}}$  согласно (2.49) и (2.51) дает

$$\begin{aligned} \frac{U_{c \text{ вых}}}{U_{п \text{ вых}}} &= M_0 \sqrt{\frac{B_B}{2B_H}} \times \\ &\times \frac{\sqrt{2} E^2 F(\theta)}{\sqrt{\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{пр}}^2}{k_p^2} M_0^2 + \frac{\mathcal{E}_{\text{па}}^2}{k_a^2}\right) B_B} \sqrt{2E^2 + \left(M_0^2 \frac{\mathcal{E}_{\text{пр}}^2}{k_p^2} + \frac{\mathcal{E}_{\text{па}}^2}{k_a^2}\right) B_B}}. \end{aligned} \quad (2.52)$$

Низкочастотные составляющие напряжения шума на выходе, действуя на индикатор, вызовут хаотические колебания стрелки, среднеквадратическое  $\alpha_{ш}$  значение которых пропорционально  $U_{п \text{ вых}}$ . Напряжение сигнала вызовет систематическое отклонение стрелки  $\alpha$ , пропорциональное  $U_c$ . Наблюдатель замечает отклонение стрелки, вызванное сигналом, если оно не слишком мало относительно хаотических колебаний, т. е. при

$$\frac{\alpha}{\sigma_{ш}} = \frac{U_{c \text{ вых}}}{U_{п \text{ вых}}} \geq C,$$

где  $C$  — коэффициент различимости и по опытным данным равен 0,5 — 1. Для определения чувствительности, т. е. минимальной напряженности поля, обеспечивающей достаточный коэффициент различимости при заданном отклонении рамки  $\theta_0$  от положения, соответствующего пеленгу, при котором  $F(\theta) = 0$ , разложим  $F(\theta)$  в ряд Тэйлора, ограничиваясь первым членом

$$F(\theta) = \theta_0 F'(\theta),$$

где  $\theta_0$  — малое отклонение угла  $\theta$  от нуля.

Обозначим

$$\frac{C \sqrt{\frac{2B_H}{B_B}}}{\sqrt{2} \theta_0 F'(0)} = C_0 \quad (2.53)$$

и разрешим уравнение (2.52) относительно  $E$

$$E = \sqrt{\frac{\left(\frac{\epsilon_{\text{пп}}^2}{k_p^2} M_0^2 + \frac{\epsilon_{\text{па}}^2}{k_a^2}\right) B_B \left(C_0^2 + \sqrt{C_0^4 + C_0^2 M_0^2}\right)}{M_0^2}} \quad (2.54)$$

Рассмотрим влияние различных факторов на чувствительность. Уменьшение первого множителя под знаком радикала может быть достигнуто увеличением эффективности рамки и антенны. Переписывая этот множитель в развернутом виде, получаем

$$\frac{\epsilon_{\text{пп}}^2}{k_p^2} M_0^2 + \frac{\epsilon_{\text{па}}^2}{k_a^2} = \left(\frac{\epsilon_{\text{шп}}^2}{k_p^2} + \frac{A^2}{D_p}\right) M_0^2 + \frac{\epsilon_{\text{шз}}^2}{k_a^2} + \frac{A^2}{D_a}.$$

Увеличение  $k_p$  и  $k_a$  целесообразно до тех пор, пока напряжения собственных шумов каналов рамки и антенны, пересчитанные в цепь рамки и антенны, не станут малы в сравнении с внешними помехами. Этот вывод совпадает с аналогичным выводом для пеленгования по минимуму. При преобладании внешних помех можно принять, что

$$\frac{\epsilon_{\text{пп}}^2}{k_p^2} \approx \frac{\epsilon_{\text{па}}^2}{k_a^2}.$$

Формула (2.54) примет вид

$$E = \frac{\epsilon_{\text{пп}} \sqrt{B_B}}{k_p} C_0 \sqrt{\frac{(1 + M_0^2) (1 + \sqrt{1 + (M_0/C_0)^2})}{M_0^2}}. \quad (2.54')$$

На рис. 2.18 представлена зависимость чувствительности от коэффициента модуляции при различных значениях параметра  $C_0$ . Потребная напряженность поля резко снижается при увеличении коэффициента модуляции

до  $M_0=1$ . При дальнейшем увеличении  $M_0$  наблюдается либо минимум  $E$  при малых значениях  $C_0$ , либо медленное, плавное снижение  $E$  при больших значениях  $C_0$ . Отсюда следует, что целесообразно выбирать  $M_0$  равным 1—1,5. Большие значения  $M_0$ , мало влияя на чувствительность, неблагоприятны в других отношениях (см. § 8.1).

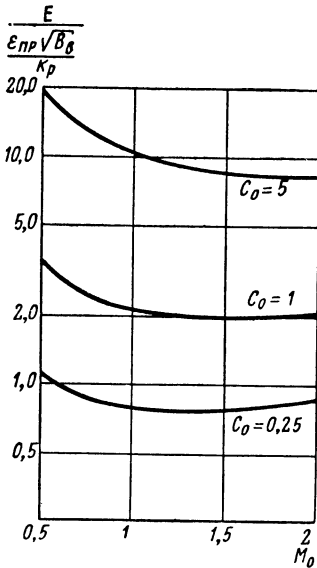


Рис. 2.18. Зависимость чувствительности от коэффициента модуляции.

При заданном  $M_0$  чувствительность улучшается при уменьшении параметра  $C_0$ . Из формулы (2.53) следует, что для уменьшения  $C_0$  необходимо использовать возможно узкую полосу частот по низкой частоте, а также, если это возможно, увеличить крутизну характеристики направленности. Обычно в радиопеленгаторах данного типа  $F(\theta) = \sin \theta$  и  $F'(0) = 1$ .

Приведенные результаты, полученные в предположении, что преобладают внешние помехи, сохраняют свое значение и для того случая, когда преобладают собственные шумы.

Если принять в соответствии с приведенными соображениями  $M_0=1$ ,  $C_0=0,25 \div 1$  и  $C=0,5$ , то реальная чувствительность выразится формулой, полученной из выражения (2.54'):

$$E_p = \frac{\epsilon_{pp}}{k_p} (1,5 \div 2,2) \frac{\sqrt{2B_n}}{2\theta_0 F'(0)} =$$

$$= (90 \div 130) \frac{\epsilon_{pp}}{k_p} \frac{\sqrt{2B_n}}{2\theta_0 F'(0)}.$$

Полоса пропускания  $B_n$  определяется всем трактом, следующим за детектором, в том числе и полосой восприимчивости индикатора. Последняя часто и определяет результирующую полосу пропускания.

## 2.10. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИ ПЕЛЕНГОВАНИИ ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

Измерение фазы состоит всегда в сравнении двух колебаний, разность фаз которых определяется. Можно различать два случая: 1) одно из колебаний практически свободно от помех и лишь второе сопровождается помехами, 2) оба колебания содержат как сигнал, так и помехи.

Рассмотрим первый случай. Известно, что напряжение шума можно представить как колебание со случайными амплитудами  $U_{\text{пом}}$  и случайными фазами  $\psi_{\text{пом}}$ . Распределение плотности вероятности амплитуд следует закону Релея, а фазы принимаются равновероятными. Складывая напряжение сигнала и напряжение помехи, получаем результирующее напряжение со сдвигом фаз  $\psi$  относительно сигнала (рис. 2.19). Очевидно, что величина  $\psi$  также является случайной величиной. Плотность вероятности ее определяется формулой [2.2]

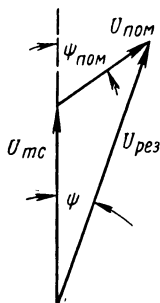


Рис. 2.19. Сложение напряжений сигнала и шума.

$$W(\psi) = \frac{1}{2\pi} e^{-q^2} + \frac{q \cos \psi}{\sqrt{\pi}} F(\sqrt{2}q \cos \psi) e^{-q^2 \sin^2 \psi},$$

где  $q$  — отношение эффективного напряжения сигнала к действующему значению напряжения помех;

$F(\sqrt{2}q \cos \psi) e^{-q^2 \sin^2 \psi}$  — функция Лапласа.

При слабых сигналах ( $q \ll 1$ ), разлагая функцию Лапласа в ряд, можно получить

$$W(\psi) = \frac{1}{2\pi} + \frac{q \cos \psi}{2\sqrt{\pi}}.$$

Среднее значение  $\psi$  равно нулю, а среднеквадратичское отклонение

$$\sigma_1 = \sqrt{\frac{\pi^2}{3} - 2\sqrt{\pi}q}. \quad (2.55)$$

При сильных сигналах ( $q \gg 1$ ), используя асимптотическое представление функции Лапласа, получаем

$$W(\psi) = \frac{q}{\sqrt{\pi}} e^{-q^2 \psi^2}.$$



Распределение нормальное относительно  $\psi$ , со средним отклонением  $\psi_{cp}=0$  и со среднеквадратическим отклонением

$$\sigma_1 = \frac{1}{\sqrt{2q}}. \quad (2.56)$$

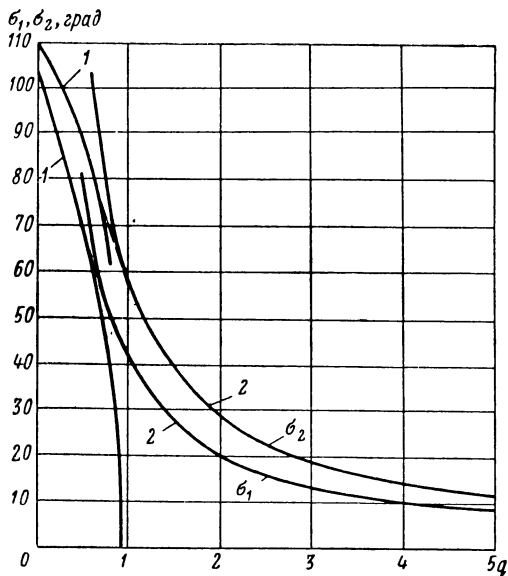


Рис. 2.20. Зависимость среднеквадратического отклонения фазы от соотношения напряжений сигнала и шума:

1 — при слабых сигналах; 2 — при сильных сигналах.

Зависимость среднеквадратического отклонения  $\sigma_1$  от  $q$  по формулам (2.55) и (2.56) представлена на рис. 2.20. Участок между областями применимости обеих формул интерполирован. В рассматриваемом случае найденные отклонения фазы под влиянием напряжения шума являются полными отклонениями, так как фаза второго колебания является жесткой.

Во втором случае фаза второго колебания также подвержена отклонению. Результирующее отклонение возрастает. При сильных сигналах, когда распределение

отклонений фазы нормальное, среднеквадратическое отклонение возрастает в  $\sqrt{2}$  раз:

$$\sigma_2 = \sqrt{2}\sigma_1 = \frac{1}{q}. \quad (2.57)$$

Вычисление среднеквадратического отклонения при слабых сигналах дает

$$\sigma_2 = \sqrt{\frac{\pi^2}{3} - \pi q^2}. \quad (2.58)$$

Зависимость среднеквадратических отклонений фазы от отношения напряжений сигнала и шума для второго случая также представлена на рис. 2.20.

Разность фаз сигналов вызовет при измерении устойчивое отклонение стрелки  $\alpha$ , а найденные выше отклонения вызовут колебания стрелки. Вследствие инерционности измерительного прибора на него будут действовать те спектральные составляющие отклонений, которые лежат в пределах его полосы восприимчивости  $B_H$ . Таким образом, среднеквадратическое отклонение стрелки вследствие влияния шумов будет пропорционально среднеквадратическому отклонению фазы и корню квадратному из отношения полос пропускания после и до фазометрического элемента \*

$$\alpha_{ш} = \sigma \sqrt{\frac{2B_H}{B_B}}.$$

Наблюдатель заметит систематическое отклонение когда

$$\alpha \geq \alpha_{ш} C,$$

где  $C$  — коэффициент различимости, величина которого может быть принята равной 0,5—1.

Учитывая, что

$$q = \frac{E}{E_{пом}} = \frac{E}{\epsilon_{пом} \sqrt{B_B}},$$

и используя (2.55), (2.56), (2.57), (2.58), получаем формулы, определяющие чувствительность.

\* Это соображение верно при сильных сигналах, когда отклонения фазы следуют нормальному закону. При слабых сигналах за счет изменения формы спектра приведенное соотношение является приближенным

Для первого случая (одно из колебаний свободно от помех):

$$\left. \begin{aligned} E &= \left( \frac{\pi V \bar{\pi}}{6} - \frac{\psi_0^2}{2 V \pi C^2} \right) \mathcal{E}_{\text{пом}} \sqrt{2B_{\text{н}}} \text{ при слабых сигналах,} \\ E &= \frac{C \mathcal{E}_{\text{пом}} \sqrt{2B_{\text{н}}}}{V \sqrt{2\psi_0}} \text{ при сильных сигналах.} \end{aligned} \right\} \quad (2.59)$$

Для второго случая (оба колебания содержат помехи):

$$\left. \begin{aligned} E &= \mathcal{E}_{\text{пом}} \sqrt{2B_{\text{н}}} \sqrt{\frac{\pi}{3} - \frac{\psi_0^2}{\pi C^2}} \text{ при слабых сигналах,} \\ E &= \frac{\mathcal{E}_{\text{пом}} \sqrt{2B_{\text{н}}}}{\psi_0} C \text{ при сильных сигналах.} \end{aligned} \right\} \quad (2.60)$$

Измеренная разность фаз приблизительно пропорциональна пеленгу

$$\psi = k_{\text{п}} \theta.$$

Коэффициент пересчета  $k_{\text{п}}$  может быть больше единицы. Подставив в формулы (2.59) и (2.60)  $k_{\text{п}} \theta_0$  вместо  $\psi_0$ , определим чувствительность пеленгатора.

## 2.11. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ДВУХКАНАЛЬНОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

Напряжения шумов в двухканальном радиопеленгаторе поступают на пластины  $X$  и  $Y$  электронно-лучевой трубки, как это видно из рис. 2.13, раздельно от каналов 1 и 2 соответственно. Напряжения шумов представляют собой случайные величины, распределенные по нормальному закону. По этому же закону распределены и отклонения светящейся точки вдоль осей  $X$  и  $Y$ , пропорциональные соответствующим напряжениям. В от-

существование сигнала вероятности отклонения величин  $x$  и  $y$  соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} W(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}, \\ W(y) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}}, \end{aligned} \right\} \quad (2.61)$$

где  $\sigma_x$  и  $\sigma_y$  — среднеквадратические отклонения, пропорциональные соответствующим напряжениям шума.

Вероятность того, что светящаяся точка будет иметь координаты  $x$  и  $y$ , определится как совместная вероятность двух событий, вероятность каждого из которых определяется формулами (2.61). Можно считать, что напряжения шумов в двух каналах статистически независимы и совместная вероятность равна произведению частных вероятностей, т. е.

$$W(x, y) = W(x)W(y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} e^{-\left(\frac{x^2}{2\sigma_x^2} + \frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right)}. \quad (2.62)$$

Определим геометрическое место точек, вероятность пребывания в которых постоянна. Это будет также геометрическим местом точек, среднее время пребывания в которых следа электронного луча является одинаковым. Так как яркость точки на экране пропорциональна времени пребывания на ней электронного луча, то рассматриваемое геометрическое место будет кривой равной яркости.

Из формулы (2.62) видно, что вероятность будет постоянна, когда

$$\frac{x^2}{2\sigma_x^2} + \frac{y^2}{2\sigma_y^2} = K_0^2.$$

Это уравнение эллипса. Если каналы совершенно идентичны, действующие значения напряжений шумов в обоих каналах равны  $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$  и эллипс превращается в окружность

$$x^2 + y^2 = \rho^2$$

Изображение на экране электронно-лучевой трубки будет представлять круг с яркостью, максимальной в центре и постепенно убывающей вдоль радиуса. Если на пластины подать постоянные напряжения, вызывающие отклонения  $X_0$  и  $Y_0$ , центр круга переместится в точки  $x_0, y_0$ . Если же на пластины подать напряжения сигнала

$$\begin{aligned} U_x &= U_c \cos \theta \sin \omega t, \\ U_y &= U_c \sin \theta \sin \omega t, \end{aligned}$$

центр круга будет перемещаться по прямой, параметрические уравнения которой будут

$$\begin{aligned} x &= a \cos \theta \sin \omega t, \\ y &= a \sin \theta \sin \omega t, \end{aligned}$$

а угол наклона относительно оси  $y$  равен пеленгу  $\theta$ . Изображение на экране представит собой приблизительно прямоугольник с интенсивностью свечения, убывающей по перпендикуляру к его средней линии. Пеленг отсчитывается по средней линии прямоугольника. Благодаря неопределенности (точнее, отсутствию) границы прямоугольника отсчет пеленга производится с некоторой погрешностью. Максимальная длина прямоугольника равна  $a$ . Если ширину прямоугольника условно оценить величиной  $\rho_{\text{ш}}$ , то предельная возможная ошибка выразится как

$$\Delta\theta_0 \approx \text{tg } \Delta\theta_0 = \frac{\rho_{\text{ш}}}{a}.$$

Отклонения луча на экране электронно-лучевой трубки пропорциональны подведенным к пластинам напряжениям, а приемно-усилительное устройство представляет собой линейную систему. Величину предельной погрешности можно выразить через отношение напряжения сигнала и шума на входе приемоиндикатора:

$$\Delta\theta_0 = \frac{U_{\text{ш}}}{U_c} = \frac{E_{\text{п.о.ш}}}{E}. \quad (2.63)$$

Опыт показывает, что средняя погрешность составляет примерно одну двадцатую от угла  $2\Delta\theta_0$ , если за условную границу ширины полоски на экране принять среднеквадратическое значение  $\rho_{\text{ш}}$ .

## 2.12. ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

При действии на радиопеленгатор двух сигналов, основного и мешающего, показания пеленга для основного сигнала могут изменяться.

Способность радиопеленгатора сохранить в известных пределах свою точность при наличии помехи называется его помехозащищенностью.

Помехозащищенность радиопеленгатора характеризует напряженность поля помехи, которая вызывает ошибку, не превосходящую допустимой величины. Чем выше напряженность поля помехи, тем, очевидно, лучше помехозащищенность. Напряженность поля помехи, характеризующая помехозащищенность, зависит от напряженности поля сигнала, величины расстройки по частоте помехи относительно сигнала и от пространственного угла между направлениями сигнала и помехи. Напряженность поля помехи обычно задается относительно напряженности поля сигнала (в *дб*). Для экспериментальной оценки реальной помехозащищенности требуется всестороннее обследование радиопеленгатора, чтобы установить влияние указанных факторов.

Помехозащищенность имеет различный характер при уровнях сигнала и помехи, не превышающих линейной области работы всех квазилинейных элементов (усилительные лампы и преобразователи частоты), и в случаях, когда уровни сигнала и помехи превосходят пределы линейности.

Помехозащищенность в линейном (точнее, квазилинейном) режиме определяется резонансной характеристикой приемника и диаграммой направленности антенны. Пока уровни сигнала и помехи не превосходят пределы линейности, помехозащищенность почти не зависит от абсолютной величины помехи и сигнала и зависит только от относительной их величины. Отношение напряжения помехи и сигнала на выходе равно тому же отношению на входе, умноженному на величину относительного коэффициента усиления при заданной расстройке, и определяется формой резонансной характеристики.

К пеленгаторам, у которых весь тракт усиления и преобразования сигнала можно рассматривать как линейный, относятся слуховые и двухканальные радиопеленгаторы.

В слуховых радиопеленгаторах при приеме по методу биений сигнал и помехи дают на выходе звуковые колебания разностной частоты. Слуховой аппарат оператора хорошо различает звуки разного тона. Различение двух звуковых сигналов облегчается еще «смысловой» избирательностью: оператор различает их по характеру работы, по смыслу передаваемого текста и т. п. Действие помехи не вызывает, таким образом, систематической ошибки. Однако сильные помехи маскируют основной сигнал, затрудняют отсчет пеленга и ведут к возрастанию субъективной (случайной) ошибки. При очень сильных сигналах отсчет пеленга становится невозможным.

В двухканальных радиопеленгаторах с отсчетом по электронно-лучевой трубке представляется возможным отсчитать пеленги на сигнал и помехи порознь и систематическая ошибка за счет помехи отсутствует. Это явление называется «визуальной избирательностью» и рассматривается подробно в § 8.3.

В радиопеленгаторах других систем в состав приемного тракта входит существенно нелинейный элемент — детектор.

Рассмотрим действие на детектор двух сигналов

$$\begin{aligned} u_1 &= A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1), \\ u_2 &= A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2), \end{aligned}$$

где  $\omega_1, \omega_2, \varphi_1, \varphi_2$  — частоты и фазы двух сигналов;

$A_1, A_2$  — их амплитуды на входе детектора.

Учитывая избирательность приемного тракта, можем записать

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= U_{1\text{вх}} f(\omega_1), \\ A_2 &= U_{2\text{вх}} f(\omega_2), \end{aligned} \right\} \quad (2.64)$$

где  $U_{1\text{вх}}, U_{2\text{вх}}$  — амплитуды напряжений на входе приемника;

$f(\omega)$  — резонансная характеристика приемника.

Обозначив  $\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega$ , найдем амплитуду и фазу результирующего колебания:

$$\left. \begin{aligned} u_1 + u_2 &= U \sin(\omega_1 t + \psi), \\ U &= \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2 - \varphi_1)}, \\ \operatorname{tg} \psi &= \frac{A_1 \sin \varphi_1 + A_2 \sin(\Delta\omega t + \varphi_2)}{A_1 \cos \varphi_1 + A_2 \cos(\Delta\omega t + \varphi_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (2.65)$$

Как амплитуда, так и фаза результирующего напряжения колеблются с частотой биений  $\Delta\omega$ . Если частота биений лежит вне полосы пропускания усилителя низкой частоты с учетом полосы восприимчивости индикатора, последний не воспроизводит биений. Показания индикатора, как видно из (2.65), зависят от амплитуды и фазы обеих составляющих напряжений, что ведет к появлению систематической ошибки пеленга. Ход вычислений ошибки зависит от метода пеленгования.

Не приводя промежуточных выкладок, даем результаты вычислений ошибки при различных методах пеленгования в виде табл. 2.1. Таблица составлена для квадратичного детектора и малого относительного напряжения помехи ( $\frac{A_2}{A_1} \ll 1$ ). Следует отметить, что при малых помехах результат линейного детектирования качественно не отличается от квадратичного\*. Кроме уже оговоренных выше в таблице приняты обозначения:

- $\Delta$  — ошибка, рад;
- $F(\theta)$  — диаграмма направленности;
- $F'(\theta)$  — ее производная по  $\theta$ ;
- $\theta_1, \theta_2$  — пеленги сигнала и помехи;
- $2\theta_{0,7}$  — ширина диаграммы направленности на уровне 0,7;
- $J_1(x)$  — функция Бесселя первого рода первого порядка;
- $2b$  — расстояние между двумя разнесенными антеннами;
- $R$  — радиус окружности расположения антенн.

Из таблицы можно сделать следующие выводы для радиопеленгаторов, использующих детектированный сигнал:

1. Ошибка пеленга, вызванная помехой, пропорциональна квадрату отношения напряжений помехи и сигнала на входе детектора.
2. Ошибка пеленга тем меньше, чем острее диаграмма направленности или больше разнос антенн.

---

\* Это утверждение относится к линейному безынерционному детектору. Детектор можно считать безынерционным при выполнении условия [1.1].

$$\Delta\omega C_{\Pi} R_{\Pi} < \frac{\sqrt{A_1^2 - A_2^2}}{A_2} \approx \frac{A_1}{A_2},$$

где  $C_{\Pi}$ ,  $R_{\Pi}$  — емкость и сопротивление нагрузки детектора.



## Ошибки, вызываемые мешающей радиостанцией

Метод целегования	Общая формула ошибки	Максимальная ошибка	Угол, при котором ошибка максимальна
По минимуму коэффициента модуляции	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \frac{F(\theta_2 - \theta_1)}{F'(0)}$		
То же при косинусоидальной диаграмме направленности	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \sin(\theta_2 - \theta_1)$	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2}$	$\theta_2 - \theta_1 = 90^\circ$
По фазе коэффициента модуляции: а) при косинусоидальной диаграмме направленности	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \sin(\theta_2 - \theta_1)$	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2}$	$\theta_2 - \theta_1 = 90^\circ$
б) при острой диаграмме направленности $F(\theta) = \cos^n \theta / 2$ с отсчетом по максимуму	$\Delta = \frac{2A_2^2}{A_1^2} \cos^{(2n-1)} \left( \frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right) \times \sin \left( \frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right)$	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \theta_{0,7}$	$\theta_2 - \theta_1 = 1,7\theta_{0,7}$

Продолжение табл. 2.1

Метод пеленгования	Общая формула ошибки	Максимальная ошибка	Угол, при котором ошибка максимальна
<p>По фазе высокой частоты (радиопеленгатор с циклическим изменением фазы)</p>	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \times \frac{\cos\left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{2}\right) J_1\left(2mR \sin\frac{\theta_2 - \theta_1}{2}\right)}{mR}$	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} 0,58 \frac{1}{mR}$	$\theta_2 - \theta_1 = \frac{1,86}{mR}$
<p>По фазе высокой частоты (интерферометр с неподвижными антеннами)</p>	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \times \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta_2\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \cos \theta_1 \cos\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta_1\right)}$	$\Delta = \frac{A_2^2}{A_1^2} \frac{\lambda}{\pi b}$ <p>(при <math>\theta_1 = 0</math>)</p>	$\theta_2 = \frac{\lambda}{2b}$

3. Направление прихода помехи, соответствующее максимальному ее влиянию, тем ближе к направлению прихода сигнала, чем острее диаграмма направленности или больше разнос антенн.

4. Помехозащищенность зависит от метода пеленгования. Из рассмотренных методов наилучшей помехозащищенностью обладает метод циклического измерения фазы по высокой частоте.

При сильных помехах наступает перегрузка отдельных каскадов приемника, что ведет к появлению комбинационных и перекрестных помех. В этих случаях помехозащищенность зависит от распределения избирательности между отдельными элементами приемника. Вопрос этот рассматривается в общих курсах радиоприема. Некоторые специфические явления, свойственные двухканальным радиопеленгаторам при действии сильных помех, рассмотрены в § 8.3.

Применение коммутации или модуляции сигнала на входе приемника ведет к понижению помехозащищенности. Помеха так же, как и сигнал, подвергается коммутации или модуляции. Спектр коммутированной помехи состоит из несущей и ряда боковых частот, отстоящих по частоте от несущей на величины, кратные частоте коммутации. Напряжение несущей частоты помехи, если она достаточно расстроена относительно сигнала, ослабляется при прохождении избирательных цепей приемника и на выходе детектора может иметь допустимую малую величину. В то же время некоторые из боковых частот могут попасть в полосу пропускания приемника. Напряжения этих частот проходят через весь тракт приемника без ослабления. Хотя напряжения боковых частот на входе приемника много меньше напряжения несущей частоты, на выходе они могут оказаться больше ослабленного избирательностью напряжения несущей частоты и превзойти допустимый предел. Спектр боковых частот тем шире, чем выше частота коммутации, а интенсивность их тем больше, чем менее гладкой является кривая коммутации. При модуляции синусоидальным напряжением с сохранением несущей спектр содержит только по одной боковой частоте снизу и сверху от несущей. Наиболее интенсивные боковые частоты возникают при коммутации с резкими переходами. Для уменьшения помех коммутации следует применять, когда это

возможно, коммутацию с плавным нарастанием напряжения. Применяется также запирающее устройство на время протекания переходных процессов коммутации. При этом помехи не действуют на индикатор. Для осуществления данного способа необходимо, чтобы полоса пропускания приемника была значительно (порядка 10 раз) больше, чем частота коммутации.

---

## ГЛАВА 3

### АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ

В радиопеленгаторах применяются ненаправленные и направленные антенны. Основными параметрами антенн, которые необходимо определить для расчета радиопеленгатора, являются входное сопротивление, к. п. д., действующая высота\* и характеристика направленности.

При определении пеленга обычно используется нормально-поляризованное электромагнитное поле (вертикальное электрическое поле волны). Однако для направленной антенны необходимо знать характеристику направленности, к. п. д. и действующую высоту не только при приеме нормально-поляризованного электромагнитного поля (для расчета эффективности радиопеленгатора), но и те же характеристики при приеме ненормально-поляризованного электромагнитного поля (для расчета поляризационных ошибок радиопеленгатора) (см. гл. 6).

Иногда целесообразно, особенно на УКВ, осуществлять пеленгование по горизонтальной составляющей электрического поля.

Простейшие антенные системы радиопеленгаторов имеют размеры (разнос антенн), меньшие, чем длина волны. Такие системы обладают косинусоидальной (восьмерочной) характеристикой направленности и применяются в виде поворотной или неподвижной системы. Аналогично антенные системы с размерами, большими,

---

\* Кроме действующей высоты антенну можно характеризовать эффективной или поглощающей поверхностью ([8.13], ч. I, стр. 227—229).

чем длина волны, также применяются как вращаемые или неподвижные системы.

Ширина диапазона частот радиопеленгаторной антенны определяется тем, что на граничных частотах ухудшаются, доходя до предельно допустимых значений, чувствительность и точность радиопеленгатора.

Ниже приводятся описание и расчет параметров антенн, применяемых в радиопеленгаторах.

### 3.1. ВЕРТИКАЛЬНАЯ АНТЕННА

Простейшей антенной является вертикальный провод. Когда электромагнитная волна при своем распространении достигает антенны, она наводит в ней э. д. с. высокой частоты, вследствие чего в антенне начинает циркулировать ток той же частоты. Этот ток вызывает излучение части энергии обратно в пространство. Оба процесса в антенне — восприятие энергии из пространства и обратное излучение этой энергии — тесно связаны между собой и являются, по существу, проявлением единой способности антенны взаимодействовать с окружающим полем. При изучении вопросов пеленгования нас интересуют оба процесса. С одной стороны, вертикальные антенны входят во многих случаях как составная часть воспринимающей системы радиопеленгатора, и здесь используется их способность восприятия энергии из бегающей электромагнитной волны. С другой стороны, обратное излучение антенн (как входящих в состав радиопеленгатора, так и не входящих в него) вызывает изменение первоначального электромагнитного поля и тем самым может нарушать нормальную работу пеленгатора. Влияние обратного излучения близлежащих антенн рассматривается в гл. 5.

Напомним кратко некоторые основные свойства вертикальной антенны (вibratora).

Вибратор можно с интересующей нас точки зрения приближенно рассматривать как длинную линию с потерями.

Входное сопротивление такой линии выражается

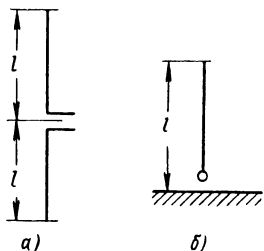
$$Z_{вх} = \rho_e \operatorname{cth} \gamma l, \quad (3.1)$$

Где  $\rho_e$  — эквивалентное волновое сопротивление вибратора:

$$\rho_e = \rho_B \left( 1 - j \frac{\beta_B}{m} \right);$$

$\rho_B$  — волновое сопротивление вертикального вибратора;

$\gamma$  — постоянная распространения:



$$\dot{\gamma} = \beta_B + jm; \quad (3.2)$$

$$\beta_B \text{ — постоянная затухания;}$$

$$m = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ — постоянная сдвига фазы.}$$

В практике применяются симметричные и несимметричные вибраторы (рис. 3.1).

Рис. 3.1. Вибраторы:  
а — симметричный вибратор;  
б — несимметричный вибратор

Рассмотрим характеристики симметричного вибратора. Волновое сопротивление вертикального симметричного вибратора в свободном пространстве

рассчитывается при малых длинах  $l$  вибратора ( $l < \lambda$ ) по формуле

$$\rho_B = 120 \left( \ln \frac{l}{a} - 0,69 \right). \quad (3.3)$$

В. Н. Кессенихом предложена для любых  $l$  приближенная формула [3.1]

$$\rho_B = 120 \left( \ln \frac{l}{\pi a} - 0,577 \right), \quad (3.4)$$

где  $a$  — радиус вибратора.

Если вибратор состоит из нескольких ( $n$ ) проводов, расположенных по окружности диаметром  $D$ , то эквивалентный диаметр вибратора [3.4] будет

$$D_e = D \sqrt[n]{\frac{nd}{D}}, \quad (3.5)$$

где  $d$  — диаметр провода.

Для каждого отношения  $D/d$  существует значение  $n_{\text{макс}}$ , больше которого не имеет смысла увеличивать число проводов у вибратора.

Емкость вибратора (погонная)

$$C = \frac{1,1}{4 \left( \ln \frac{l}{a} - 0,69 \right)}, \frac{n\phi}{\text{см}}. \quad (3.6)$$

Затухание

$$\beta_{\text{в}} = \frac{R_{\text{а}}}{\rho_{\text{в}} l \left( 1 - \frac{\sin 2ml}{2ml} \right)}, \quad (3.7)$$

где  $R_{\text{а}}$  — активное сопротивление, отнесенное к пучности

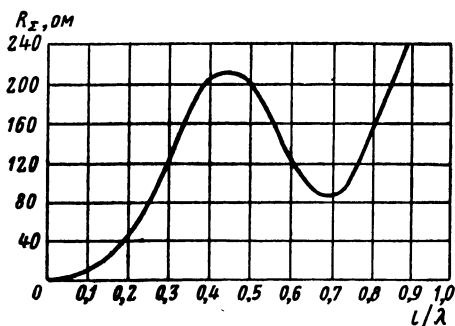


Рис. 3.2. Зависимость сопротивления излучения симметричного вибратора от отношения  $\frac{l}{\lambda}$ .

тока, состоит из сопротивления излучения и сопротивления потерь:

$$R_{\text{а}} = R_{\Sigma} + R_{\text{пот}} \approx R_{\Sigma}.$$

Зависимость  $R_{\Sigma}$  от  $l/\lambda$  дана на кривой рис. 3.2.

Для малых величин  $l/\lambda < 0,1$  сопротивление  $R_{\Sigma}$  рассчитывается по формуле

$$R'_{\Sigma} = 800 \left( \frac{h_e}{\lambda} \right)^2.$$

Здесь  $R'_{\Sigma}$  отнесено к току в середине (в точках питания) вибратора.



Действующая высота симметричного вибратора, отнесенная к току в пучности:

$$h_e = \frac{2\lambda}{\pi} \sin^2 \frac{ml}{2}. \quad (3.8)$$

Действующая высота симметричного вибратора, отнесенная к току в его середине:

$$h_e = \frac{2(1 - \cos ml)}{m \sin ml} = \frac{2 \operatorname{tg} \frac{ml}{2}}{m}. \quad (3.8')$$

Когда длина вибратора  $2l$  близка к  $\lambda$ , формула (3.8') не применима, так как в таких случаях нельзя исходить из принятого при выводе формулы (3.8') синусоидального распределения тока вдоль вибратора. При  $2l$ , близком к  $\lambda$ , необходимо для расчета действующей высоты пользоваться формулой (3.8).

Для несимметричного вибратора волновое сопротивление и сопротивление излучения будут в два раза меньше, чем у симметричного вибратора тех же размеров, т. е. для несимметричного вибратора можно воспользоваться приведенными формулами для  $R_\Sigma$  и  $\rho_B$ , учитывая только коэффициент  $1/2$ .

Если в (3.1) подставить (3.2), то после некоторых преобразований получим для входного сопротивления симметричного вибратора

$$Z_{\text{вх}} = \rho_B \frac{\operatorname{sh} 2\beta_B l - \frac{\beta_B}{m} \sin 2ml}{\operatorname{ch} 2\beta_B l - \cos 2ml} - j\rho_B \frac{\frac{\beta_B}{m} \operatorname{sh} 2\beta_B l + \sin 2ml}{\operatorname{ch} 2\beta_B l - \cos 2ml}. \quad (3.9)$$

Более точные результаты для входного сопротивления вибратора можно получить, если в формуле (3.9) под знаки  $\sin$  и  $\cos$  вместо  $m$  подставить  $km$ , где  $k$  зависит от  $\frac{2l}{\lambda}$  [3.5].

Для  $\frac{l}{\lambda} = 0 \div 0,35$  и  $0,65 \div 0,85$  формула (3.9) упрощается и принимает вид

$$Z_{\text{вх}} = \frac{R_a}{\sin^2 ml} - j\rho_{\text{в}} \operatorname{ctg} ml = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}. \quad (3.10)$$

Значения активной и реактивной составляющих  $Z_{\text{вх}}$  для разных отношений  $l/\lambda$  и разных значений  $\rho_{\text{в}}$  приведены на рис. 3.3.

Для несимметричного вибратора выражения для входного сопротивления  $Z_{\text{вх}}$  сохраняются, если  $\rho_{\text{в}}$  — волновое сопротивление несимметричного вибратора,  $l$  — его длина.

В том случае, когда требуется учесть влияние на вибратор соседних с ним вибраторов, обычно пользуются методом наведенных э. д. с.

Как известно, для учета взаимных влияний вибраторов по методу наведенных э. д. с. к собственному сопротивлению вибратора добавляются сопротивления, вносимые соседними. Сопротивление, вносимое любым соседним вибратором в том случае, когда токи в вибраторах совпадают по амплитуде и фазе, называется взаимным сопротивлением двух вибраторов.

Взаимное сопротивление вибраторов определяется по рассчитанным кривым  $X_{12}$ ,  $R_{12}$  [3.1, 3.4].

В том случае, когда длина вибратора мала ( $l \ll \lambda$ ), можно воспользоваться приближенными формулами для взаимных сопротивлений:

$$\left. \begin{aligned} R_{12} &= \frac{3}{2} R_{\Sigma 0} \left[ \frac{\cos md}{m^2 d^2} - \frac{\sin md}{m^3 d^3} (1 - m^2 d^2) \right], \\ X_{12} &= -\frac{3}{2} R_{\Sigma 0} \left[ \frac{\sin md}{m^2 d^2} + \frac{\cos md}{m^3 d^3} (1 - m^2 d^2) \right], \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

где  $d$  — расстояние между вибраторами;

$R_{\Sigma 0} = 20m^2 l^2$  — сопротивление излучения уединенного вибратора длиной  $l$ ;

$R_{12}$  и  $X_{12}$  отнесены к току у основания.

При расчете вносимых сопротивлений следует учесть возможную неодинаковость величин и фаз токов в отдельных вибраторах.

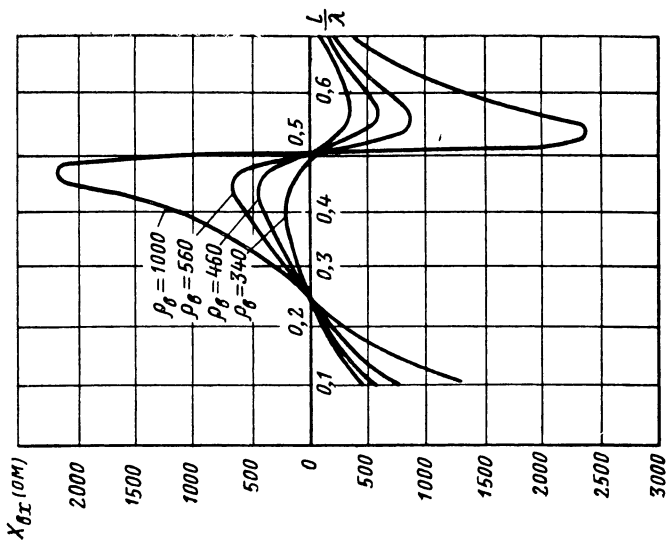
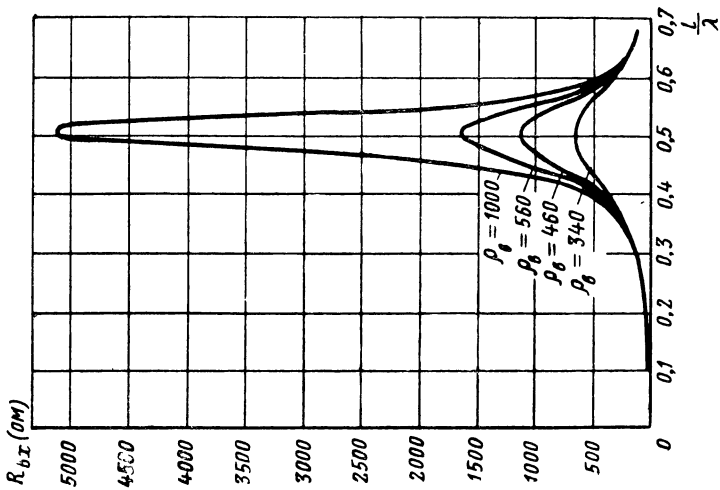


Рис. 3.3. Зависимость  $R_{вх}$  и  $X_{вх}$  симметричного вибратора от отношения  $\frac{l}{\lambda}$  при разных  $\rho_\theta$ .

Полное сопротивление, вносимое в какую-либо ( $n$ -ю) антенну, в общем случае будет:

$$\begin{aligned} & \mathbf{k}_1 R_{n_1} \cos \psi_1 + \mathbf{k}_2 R_{n_2} \cos \psi_2 + \mathbf{k}_3 R_{n_3} \cos \psi_3 + \dots \\ & \dots - \mathbf{k}_1 X_{n_1} \sin \psi_1 - \mathbf{k}_2 X_{n_2} \sin \psi_2 - \mathbf{k}_3 X_{n_3} \sin \psi_3 - \dots \\ & \dots + j(\mathbf{k}_1 R_{n_1} \sin \psi_1 + \mathbf{k}_2 R_{n_2} \sin \psi_2 + \mathbf{k}_3 R_{n_3} \sin \psi_3 + \dots \\ & \dots + \mathbf{k}_1 X_{n_1} \cos \psi_1 + \mathbf{k}_2 X_{n_2} \cos \psi_2 + \mathbf{k}_3 X_{n_3} \cos \psi_3 + \dots) = \\ & = R_{\text{внес}} + jX_{\text{внес}}, \end{aligned}$$

где  $R_{n_1}$ ,  $R_{n_2}$ ,  $R_{n_3}$  — активные составляющие взаимных сопротивлений  $n$ -й антенны с 1-й, 2-й, 3-й и т. д. антеннами;

$X_{n_1}$ ,  $X_{n_2}$ ,  $X_{n_3}$  — реактивные составляющие тех же сопротивлений;

$\mathbf{k}_1$ ,  $\mathbf{k}_2$ ,  $\mathbf{k}_3$  — соотношение амплитуд токов  $n$ -й антенны и 1-й, 2-й, 3-й антенн;

$\psi_1$ ,  $\psi_2$ ,  $\psi_3$  — углы опережения фазы тока в 1-й, 2-й и 3-й антеннах по отношению к фазе тока в  $n$ -й антенне.

В горизонтальной плоскости вертикальная антенна является ненаправленной, т. е. антенной кругового действия.

Выражение для диаграммы направленности симметричного вибратора в вертикальной плоскости будет [3.4]

$$\begin{aligned} E_c &= \frac{2E \cos(ml \sin \beta) - \cos ml}{m \cos \beta} \times \\ & \times \sqrt{1 + R_1^2 + 2R_1 \cos(\varphi_1 - 2mH \sin \beta)}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Для несимметричного вибратора диаграмма направленности в вертикальной плоскости выражается

$$\begin{aligned} E_{\text{нс}} &= \frac{E}{m \cos \beta} \{ [\cos(ml \sin \beta) - \cos ml] (1 + R_1 \cos \varphi_1) + \\ & + R_1 \sin \varphi_1 [\sin(ml \sin \beta) - \sin ml \sin \beta] \} + \\ & + j \{ [\sin(ml \sin \beta) - \sin ml \sin \beta] (1 - R_1 \cos \varphi_1) + \\ & + R_1 \sin \varphi_1 [\cos(ml \sin \beta) - \cos ml] \}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

где  $\beta$  — угол наклона фронта волны;

$R_1$  — модуль коэффициента отражения от земли;

$\varphi_1$  — аргумент того же коэффициента;

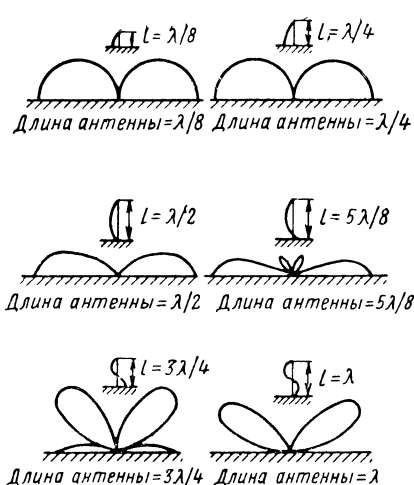


Рис. 3.4. Вертикальные характеристики направленности вертикального заземленного вибратора в зависимости от его длины.

отношения  $l/\lambda$ , в вертикальной диаграмме направленности появляются боковые лепестки (рис. 3.4). По этой причине отношение  $\frac{l}{\lambda}$  ограничивают величиной  $\frac{l}{\lambda_{\text{мин}}} = (0,5 \div 0,625)$ .

Из рис. 3.3 следует, что входное сопротивление вибратора изменяется в тем меньших пределах, чем меньше волновое сопротивление вибратора. Волновое сопротивление уменьшается при увеличении радиуса поперечного сечения, т. е. при использовании толстых вибраторов. Как видно из (3.5), тот же результат может быть получен, если вибратор состоит из нескольких проводов малого диаметра, расположенных по окружности большого диаметра. Существенное расширение диапазона вибратора получается также при использовании вибраторов конической или экспоненциальной формы (рис. 3.5).

Волновое сопротивление конического вибратора

$$\rho_k = 138 \lg \left( \text{ctg} \frac{\psi}{2} \right),$$

где  $2\psi$  — угол раствора конуса.

$H$  — высота центра вибратора над землей;

$E$  — напряженность поля в свободном пространстве.

Вид диаграмм направленности заземленного вертикального вибратора различной длины при идеальной проводящей земле приведен на рис. 3.4.

Диапазон использования вибратора определяется частотными свойствами диаграммы направленности и входного сопротивления.

При укорочении длины волны, т. е. увеличении

В симметричном выполнении антенна называется биконической.

Расчет входного сопротивления конусной антенны здесь не приводится. Для подключения антенны целесообразно применить фидер с волновым сопротивлением  $\rho_{\text{ф}} = \rho_{\text{к}}$ . Исследования показывают ([3.3],

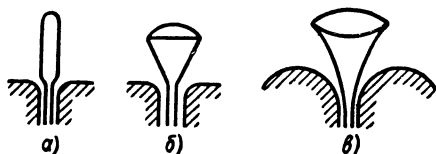


Рис. 3.5. Широкополосные вибраторы (несимметричные):  
а — цилиндрический; б — конический; в — экспоненциальный

стр. 107), что для  $\psi \geq 30^\circ$  КБВ  $\geq 0,5$  при выполнении условия  $\frac{2\pi l}{\lambda_{\text{макс}}} \leq 1,2$ , где  $l$  — длина образующей конуса, т. е.  $\lambda_{\text{макс}} \approx 5l$ . Минимальная рабочая волна ограничивается появлением в вертикальной характеристике направленности глубоких минимумов при малых значениях угла  $\beta$ . Чтобы этого не было, требуется выполнить  $\lambda_{\text{мин}} \approx 0,8l$ . Таким образом, диапазон частот, перекрываемый конусной антенной,  $\geq 5 \div 6$ .

Один из конусов биконической антенны может быть заменен диском. Дисконусная антенна имеет габариты, меньшие, чем биконическая; диапазон частот ее несколько меньше.

Величина волнового сопротивления зависит от наибольшего размера поперечного сечения, что позволяет использовать плоскостные конструкции вибраторов (рис. 3.6), имеющих прямоугольное поперечное сечение.

Плоскостной вибратор может быть выполнен также из отдельных проводников.

Применение широкодиапазонных вибраторов указанных типов часто вызывает затруднения из-за их боль-

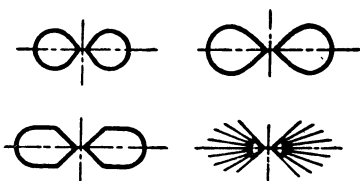


Рис. 3.6. Широкополосные плоскостные симметричные вибраторы.

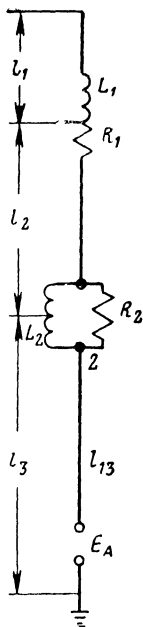


Рис. 3.7. Широкодиапазонная антенна с включенными элементами  $L$ ,  $R$ .

ших габаритов. Диапазон использования тонкого вибратора может быть расширен включением в него реактивных и активных элементов. Пример такой антенны приведен на рис. 3.7. Элементы антенны выбираются из следующих соображений [7.12].

Берут  $l_1 \leq \frac{\lambda_{\text{мин}}}{4}$  и  $l_2 \leq \frac{\lambda_{\text{мин}}}{4}$  с тем, чтобы

эти отрезки представляли собой емкостное сопротивление. Тогда  $l_1$  и  $l_2$  можно заменить эквивалентными емкостями  $C_1$  и  $C_2$  соответственно.

Для той частоты  $\frac{\omega_1}{2\pi}$ , при которой цепочка

$L_1 C_1$  настроена в резонанс ( $\omega_1^2 L_1 C_1 = 1$ ), входное сопротивление в точке 2 будет равно волновому сопротивлению  $\rho_3$  участка  $l_3$ ,

если  $R_1 = R_2 = \rho_3$  и  $L_2 = \rho_3^2 C_2$ . При этом на

самой короткой волне излучение антенны определяется практически только участком  $l_3$ . Учитывая требования отсутствия боковых лепестков в диаграмме направленности, сле-

дует принять  $l_3 \approx \frac{\lambda_{\text{мин}}}{2}$ . На самой длинной

волне в излучении участвуют участки  $l_2$  и  $l_3$ .

Целесообразно выбрать  $l_2 + l_3 = \frac{\lambda_{\text{макс}}}{4}$ , что-

бы обеспечить не слишком низкое сопротивление излучения.

При выполнении этих условий

$$\lambda_{\text{макс}} = 4(l_2 + l_3) \approx \lambda_{\text{мин}} + 2\lambda_{\text{мин}} = 3\lambda_{\text{мин}},$$

т. е. антенна обеспечивает перекрытие трехкратного диапазона волн с удовлетворительными показателями.

В последнее время в качестве диапазонного вибратора широко применяется шунтовой вибратор. Удовлетворительное согласование такой вибратор обеспечивает в пределах от  $\frac{l}{\lambda_{\text{макс}}} \approx 0,16 \div 0,17$  до  $\frac{l}{\lambda_{\text{мин}}} \approx 2$ . Соображения по расчету см. [3.4].

В гл. 7 описаны способы расширения рабочего диапазона частот вибратора путем применения элементов согласования или компенсации реактивности.

### 3.2. ШЛЕЙФ-АНТЕННА

Шлейф-антенна схематически представлена на рис. 3.8. Применяются симметричная и несимметричная шлейф-антенны. Симметричная шлейф-антенна состоит из двух параллельных, соединенных на концах проводников, расположенных на небольшом (меньше  $\frac{1}{10} \div \frac{1}{20}$  длины волны) расстоянии друг от друга. Различают аperiодическую и резонансную шлейф-антенны. В аperiодической шлейф-антенне в середину одного из проводников включено сопротивление  $Z$ , а в середину другого—вход приемника или фидер. Несимметричная шлейф-антенна представляет собой половину симметричной. Вторая половина дополняется изображением в земле.

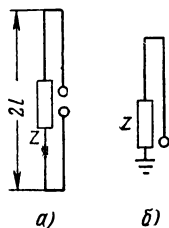


Рис. 3.8.  
Шлейф-антенна:

*а* — симметричная; *б* — несимметричная.

Если сопротивление  $Z$  — активное и равно волновому сопротивлению шлейфа  $\rho_{шл}$ , то входное сопротивление равно волновому сопротивлению  $\rho_{шл}$  в широком диапазоне волн (при  $\lambda > 4l$ ). Это свойство антенны является ее главным преимуществом, так как постоянство и активный характер ее входного сопротивления позволяют обеспечить хорошее согласование антенны с фидером в широком диапазоне частот.

Недостатками шлейф-антенны являются малый к. п. д. и уменьшение действующей высоты при возрастании длины волны.

В резонансной шлейф-антенне ( $\frac{l}{\lambda} = 0,25$ ) сопротивление  $Z$  равно нулю. Ее диаграмма направленности такая же, как у простого вибратора, сопротивление излучения в четыре, а действующая высота в два раза больше, чем соответствующие величины простого вибратора.

При  $Z=0$  шлейф-антенна из толстых проводов или из лент обладает значительно большей диапазонностью



(т. е. участком частот, где  $X_a$  близко к нулю и  $R_a$  мало изменяется), чем обычный диполь.

В радиопеленгаторах шлейф-антенна может быть использована как элемент антенной системы (например, в разнесенных антеннах). Наибольшее применение шлейф-антенны получили в ультракоротковолновом диапазоне.

### 3.3. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

Одним из распространенных типов антенны, применяемых для радиопеленгования, является рамочная антенна (рамка), в простейшем виде представляющая собой тонкий проводник, имеющий форму замкнутой плоской фигуры.

#### Электродвижущая сила в рамке малого размера

Рассмотрим рамку малого размера, т. е. примем, что периметр рамки весьма мал по сравнению с длиной волны и что по всей длине рамки ток имеет постоянную амплитуду.

Такая рамка эквивалентна магнитному диполю, направленному по нормали к рамке. Если рамка площадью  $S$  находится в электромагнитном поле с магнитной напряженностью  $H$ , то магнитный поток, пронизывающий рамку, будет

$$\Phi = (\vec{H} \vec{n}_1) \mu S = H \mu S \cos \varphi,$$

где  $n_1$  — единичный вектор нормали к рамке;

$\varphi$  — угол между единичным вектором и напряженностью магнитного поля  $H$ ,

$\mu$  — магнитная проницаемость внутри рамки.

Э. д. с., наведенная в рамке, будет

$$\dot{E} = -\frac{d\Phi}{dt} = -\left(\frac{d\vec{H}}{dt} \vec{n}_1\right) \mu S. \quad (3.14)$$

Э. д. с., наведенная в электрическом диполе (диполе Герца) длиной  $l$  электрическим полем  $E$ , равна

$$\dot{E} = (\vec{E} \vec{l}).$$

Из сравнения этих формул видно, что зависимость э. д. с. рамки от пространственного расположения ее оси отно-

сительно магнитного поля такая же, как зависимость э. д. с. электрического диполя от его расположения относительно электрического поля. Эта аналогия вытекает из отмеченной выше эквивалентности рамки магнитному диполю.

При гармоническом законе изменения магнитного поля операция дифференцирования равносильна умножению на  $j\omega$  и формула (3.14) переходит в

$$\dot{E} = -j\omega S\mu(\vec{H}\vec{n}_1) = -j\omega S\mu H \cos \varphi. \quad (3.15)$$

Если рамка находится в дальней зоне (зоне излучения) передатчика, напряженность магнитного поля может быть выражена через напряженность электрического поля

$$H = \frac{E}{120\pi}. \quad (3.16)$$

Подставив (3.16) в (3.15) и заменив в нем  $\omega$  на  $\frac{2\pi \cdot 10^8}{\lambda}$  и  $\mu$  (для воздуха) на  $4\pi 10^{-7}$ , получим

$$\dot{E} = -jE \frac{2\pi S}{\lambda} \cos \varphi. \quad (3.17)$$

Из этой формулы видно, что э. д. с. в рамке отстает по фазе на  $1/4$  периода от напряженности поля. Максимальное значение  $E$  имеет место при  $\varphi=0$  и равно

$$E_{\text{макс}} = E \frac{2\pi S}{\lambda}. \quad (3.18)$$

Действующая высота рамки

$$h_e = \frac{E_{\text{макс}}}{E} = \frac{2\pi S}{\lambda}. \quad (3.19)$$

Закон изменения э. д. с. при вращении рамки определен в зависимости от угла между нормалью к плоскости рамки и направлением магнитного поля. Практически при работе рамки в качестве пеленгаторной антенны удобнее иметь явную зависимость э. д. с. от направления приходящей волны (направления вектора Пойнтинга) при определенном расположении рамки.

Рассмотрим рамку, плоскость которой вертикальна, а ось образует угол  $\theta$  с осью  $X$  прямоугольной системы координат. В плоскости  $ZX$  распространяется плоская электромагнитная волна, напряженность магнитного поля которой определяется формулой (2.3); в ней принято при  $r=0$

$$\vec{H} = (-\vec{n}H_{\perp} e^{j\psi_a} + \vec{a}H_n) e^{j\psi}.$$

Векторы  $n$  и  $a$  имеют составляющие:

$$n_x = \sin \beta; n_y = 0; n_z = \cos \beta; a_x = 0; a_y = 1; a_z = 0.$$

Воспользуемся формулой (3.15).

Вектор  $n_1$  имеет составляющие:

$$n_{1x} = \cos \theta; n_{1y} = \sin \theta; n_{1z} = 0.$$

Поляризованные в плоскости падения и перпендикулярно к ней составляющие  $H_n$  и  $H_{\perp}$  равны

$$H_{\perp} = H \sin \gamma; H_n = H \cos \gamma,$$

где  $\gamma$  — угол поворота плоскости поляризации, равный углу между вектором электрического поля и вертикальной плоскостью, содержащей направление распространения.

Выполняя скалярное перемножение  $H$  и  $n_1$  в формуле (3.15), получаем

$$\dot{E} = -j\omega\mu SH (-\sin \beta \sin \gamma e^{j\psi_a} \cos \theta + \cos \gamma \sin \theta) e^{j\psi}.$$

Отбрасывая несущественный для дальнейшего фазовый множитель и снова переходя к электрическому полю, получаем

$$\dot{E} = -j \frac{2\pi S}{\lambda} E (\sin \theta \cos \gamma - \sin \beta \sin \gamma \cos \theta e^{j\psi_a}). \quad (3.20)$$

Если поле либо нормально поляризовано ( $\gamma=0$ ) при любом угле падения, либо распространяется горизонтально ( $\beta=0$ ) при любой поляризации, э. д. с. в рамке пропорциональна  $\sin \theta$  и диаграмма направленности

имеет форму восьмерки\* (рис. 2.5). Пусть  $\beta=0$ , тогда

$$\dot{E} = -j \frac{2\pi S}{\lambda} E \cos \gamma \sin \theta.$$

Вращением рамки можем добиться нуля э. д. с. при  $\theta=0$ . В этом положении нормаль к плоскости рамки указывает истинное направление волны.

При ненормально, но линейно поляризованной волне ( $\psi_\alpha=0$ ), падающей с некоторым наклоном, получим

$$\dot{E} = -j \frac{2\pi S}{\lambda} E \sqrt{\sin^2 \gamma \sin^2 \beta + \cos^2 \gamma} \sin(\theta - \Delta), \quad (3.21)$$

где

$$\operatorname{tg} \Delta = \operatorname{tg} \gamma \sin \beta. \quad (3.22)$$

Диаграмма направленности сохраняет форму восьмерки, но направление нулевого приема получается при  $\theta = \Delta$ , т. е. указывает направление прихода волны с ошибкой, определяемой формулой (3.22).

В случае круговой поляризации ( $\psi_\alpha = \frac{\pi}{2}$ ,  $\gamma = \frac{\pi}{4}$ ) из (3.20)

$$|E| = \frac{\sqrt{2}\pi S}{\lambda} E \sqrt{\sin^2 \theta + \cos^2 \theta \sin^2 \beta}.$$

Э. д. с. в рамке не обращается в нуль ни при каком положении рамки. При  $\theta=0$  получаем минимум э. д. с.

$$E_{\text{мин}} = E \frac{\sqrt{2}\pi S}{\lambda} \sin \beta,$$

а при  $\theta=90^\circ$  — максимум

$$E_{\text{макс}} = E \frac{\sqrt{2}\pi S}{\lambda}.$$

---

\* Если угол  $\theta$  отсчитывать между плоскостью рамки и плоскостью  $ZX$  распространения электромагнитной волны, то диаграмма направленности рамки пропорциональна  $\cos \theta$ . Поэтому она получила название косинусоидальной характеристики направленности.

При отсчете пеленга на слух наблюдается расплывчатый минимум (угол равной слышимости), но пеленг безошибочный.

В общем случае эллиптической поляризации наблюдается как ошибка, так и расплывчатость минимума.

### Электродвижущая сила в рамке, состоящей из нескольких витков

Электродвижущие силы, наводимые в рамках, очень невелики. Целесообразно соединить несколько таких витков последовательно. Если при этом желают, чтобы все витки оставались в одной плоскости, то рамка приобретает форму спирали (рис. 3.9).

Предположим, обратное воздействие каждого витка на проходящее поле настолько мало, что им можно пренебречь, и полная длина провода значительно меньше длины волны. Тогда мы можем каждый виток рассматривать независимо и к каждому применять формулу (3.17); полагая  $\varphi = \frac{\pi}{2} - \theta$ ,  $\beta = 0$ , имеем

$$E_1 = -jE \frac{2\pi S_1}{\lambda} \sin \theta, \quad E_2 = -jE \frac{2\pi S_2}{\lambda} \sin \theta \text{ и т. д.}$$

Здесь  $E_1, E_2 \dots$  — э. д. с. в каждом витке.

Результирующая э. д. с. будет равна сумме э. д. с.  $E_1, E_2$  и т. д., наводимых в отдельных витках:

$$\dot{E} = -j \frac{2\pi}{\lambda} E \sin \theta \sum_{k=1}^N S_k = -j \frac{2\pi S_{cp} N}{\lambda} E \sin \theta,$$

где  $S_k$  — площадь  $k$ -го витка;

$$S_{cp} = \frac{\sum_{k=1}^N S_k}{N} \text{ — средняя площадь витка;}$$

$N$  — число витков.

Действующая высота рамки

$$h_e = \frac{2\pi S_{cp} N}{\lambda} \quad (3.23)$$

будет в  $N$  раз больше, чем действующая высота одного среднего витка. Рамка может иметь не только спиральную форму. Если она состоит из нескольких витков, ее можно намотать по боковой поверхности цилиндра. В этом случае все витки получаются одинакового размера, но располагаются они уже не в одной плоскости,

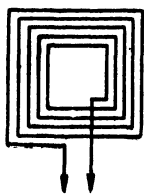


Рис. 3.9.  
Многовитковая спиральная рамка.

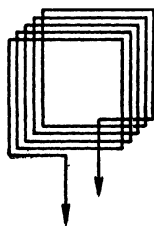


Рис. 3.10.  
Пространственная рамка.

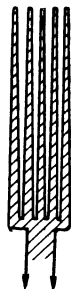


Рис. 3.11.  
Вид рамки сбоку.

и поэтому такая рамка называется пространственной (рис. 3.10).

При тех предположениях, что были сделаны для спиральной рамки, мы и здесь получим для суммы э. д. с., наводимых в витках рамки, формулу

$$\dot{E} = -j \frac{2\pi NS}{\lambda} E \sin \theta. \quad (3.23')$$

В случае пространственной рамки следует принять во внимание, что провод обмотки рамки образует один полный виток в плоскости, перпендикулярной к плоскости основных витков рамки. Нагляднее всего это можно увидеть, если спроектировать рамку на эту перпендикулярную к его виткам плоскость [т. е. посмотреть на рамку сбоку (рис. 3.11)]. Площадь витка, перпендикулярного к основным виткам, на рисунке заштрихована. Называя эту площадь  $S_n$ , получаем э. д. с., наводимую в перпендикулярном витке:

$$\dot{E}_n = -j \frac{2\pi S_n}{\lambda} E \cos \theta,$$

а суммарная э. д. с. в рамке будет

$$\begin{aligned} \dot{E} &= -jE \frac{2\pi}{\lambda} (NS \sin \theta + S_H \cos \theta) = \\ &= -jE \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(NS)^2 + S_H^2} \sin(\theta + \Delta), \end{aligned}$$

где

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{S_H}{NS}. \quad (3.24)$$

Действующая высота такой рамки

$$h_e = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(NS)^2 + S_H^2}.$$

Так как  $S_H$  обычно значительно меньше, чем  $NS$ , то  $S_H$  можно пренебречь и для пространственной рамки применять формулу

$$h_e = \frac{2\pi NS}{\lambda}.$$

Существенно отметить, что э. д. с. обращается в этом случае в нуль не при  $\theta = 0$ , как для плоской рамки, а при  $\theta = \Delta$ , т. е. при угле, на  $\Delta = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{S_H}{NS}$  отличном от истинного. Об устранении бокового приема рамки см. § 4.4.

### Влияние неравномерного распределения тока

В радиопеленгаторах применяются рамки малого размера, однако иногда размеры не настолько малы, чтобы можно было полностью пренебречь неравномерностью тока вдоль провода рамки.

Считая, что индуктивность и емкость рамки распределены равномерно по ее длине, т. е. что индуктивность  $L_1$  и емкость  $C_1$  на единицу длины постоянны, рамку (рис. 3.12,а) можно уподобить длинной линии (рис. 3.12,б) и для изучения процесса электромагнитных колебаний в ней применить выводы теории длинных линий. Распределение вдоль провода тока  $I_x$  и разности

потенциалов  $U_x$  между соответствующими точками на двух половинах рамки подчиняется уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} I_x &= I_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda}, \\ U_x &= U_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda}, \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

а длины волн, соответствующие собственному резонансу рамки, определяются выражением

$$\lambda_0 = \frac{4l}{k},$$

где  $k$  — целое число.

Наибольшая из этих волн

$$\lambda_a = 4l \quad (3.26)$$

называется собственной длиной волны рамочной антенны. Практически собственная длина волны рамки больше, чем получается по уравнению (3.26), вследствие неравномерности распределения емкости и индуктивности по длине рамки.

Распределение тока и потенциала также не вполне точно следует уравнениям (3.25). Однако в первом приближении можно пользоваться этими уравнениями.

Кажущееся сопротивление на клеммах  $a$ — $b$  одновитковой рамки равно

$$Z = j\rho \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}, \quad (3.27)$$

где  $\rho = k_0 \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$  — волновое сопротивление рамки; индуктивность,  $\text{гн} \cdot \text{см}^{-1}$ ; емкость,  $\text{ф} \cdot \text{см}^{-1}$ .

При большом удлинении, т. е. при  $\lambda > \lambda_a$ , в выражении (3.27) тангенс можно заменить его аргументом

$$Z = j\rho \frac{2\pi l}{\lambda} = j\omega L_1 l = j\omega L. \quad (3.28)$$

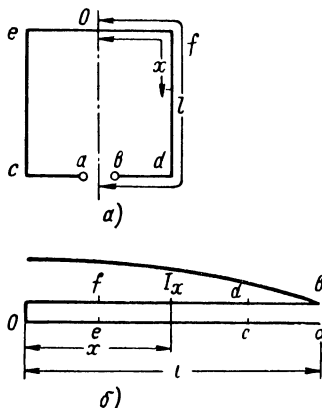


Рис. 3.12. Рамка и эквивалентная ей линия.



Следовательно, при большом удлинении рамку можно рассматривать как сосредоточенную индуктивность, величина которой равна ее статическому значению. При уменьшении длины волны рамку следует представлять в виде параллельного соединения индуктивности и емкости. Величины индуктивности и емкости в контуре с сосредоточенными постоянными, эквивалентном рамке, называются динамической индуктивностью ( $L_d$ ) и динамической емкостью ( $C_d$ ). В силу формулы (3.28)

$$L_d = L.$$

Из сравнения (3.26) с формулой для собственной длины волны контура с сосредоточенными постоянными

$$\lambda_a = 2\pi \sqrt{L_d C_d} 3 \cdot 10^{10} = 4l$$

находим для одновитковой рамки

$$C_d = \frac{400}{9 \cdot \pi^2} \frac{l^2 \text{ м}^2}{L_{\text{мкГн}}}, \text{ нф.} \quad (3.29)$$

Сопrotивление излучения рамки можно найти как сопротивление излучения диполя Герца с действующей высотой, определяемой формулой (3.23).

Сопrotивление излучения рамок получается ничтожно малым, и им можно обычно пренебречь в сравнении с сопротивлением потерь. Формулы для расчета параметров рамок даны в приложении I.

Для учета влияния неравномерного распределения тока на работу рамки рассмотрим прямоугольную рамку\* со сторонами  $a$  и  $b$ . На рис. 3.12,б показано распределение тока в рамке в соответствии с уравнением (3.25).

В вертикальных сторонах рамки распределение тока практически равномерно и, что особенно важно, одинаково в правой  $fd$  и левой  $ec$  сторонах.

Оценим влияние неодинаковости токов в верхней и нижней сторонах рамки. Для этого увеличим ток в каждой точке ( $l-x$ ) нижней стороны так, чтобы он стал равен току в симметричной точке ( $x$ ) верхней стороны.

---

\* При неравномерном распределении тока в рамке э. д. с., введенная в ней, зависит от формы рамки. Это различие невелико, и полученные далее выводы приближенно можно распространить на рамки любой формы.

Естественно, что в дальнейшем мы должны учесть излучение тока, одинакового и противоположного по знаку добавленному. Рамка с «выравненным» током по своей э. д. с. эквивалентна ранее рассмотренной рамке с равномерным распределением тока, и к ней применимы все уже полученные выводы. Добавочный ток, протекающий в одной из горизонтальных сторон рамки, можно уподобить диполю Герца. Мы можем считать поэтому, что действие вертикальных сторон сохраняется такое же, как и при равномерном распределении тока.

В верхней и нижней сторонах токи существенно различны. Таким образом, рамка с неравномерным распределением тока эквивалентна той же рамке с равномерным распределением тока и горизонтальному диполю Герца. Горизонтальный диполь Герца будет участвовать в приеме только горизонтальной составляющей электрического поля, т. е. ненормально поляризованной составляющей поля.

Действующая высота его весьма мала и обычно меньше действующей высоты рамки. Например, для квадратной рамки ( $h=b$ ) отношение действующей высоты диполя  $h_d$  к действующей высоте рамки  $h_p$ , приближенно равно

$$\frac{h_d}{h_p} = \frac{3\pi b}{\lambda} \approx 1,2 \frac{\lambda_0}{\lambda}$$

и, при обычных отношениях  $\frac{\lambda_0}{\lambda} = 0,15 \div 0,5$ , составляет 0,18—0,60.

Действие дополнительных диполей особенно существенно в специальных схемах включения рамок, предназначенных для исключения приема горизонтальной составляющей поля (см. § 3.7). Остаточный вредный прием будет определяться именно их действием.

#### 3.4. ЭКРАНИРОВАННЫЕ РАМКИ

Экранированная рамка состоит из металлической трубы, согнутой в форме круга (или квадрата), внутри которой помещается катушка. Для сохранения возможности приема труба-экран должна быть разрезана поперек (рис. 3.13). В противном случае происходит полное экранирование и прием отсутствует.

Такая конструкция рамки обеспечивает прежде всего высокие механические качества ее — прочность, водоне-

проницаемость, защищенность обмотки, особенно важные в морской и авиационной практике. Кроме того, применение экрана обеспечивает симметрию обмотки

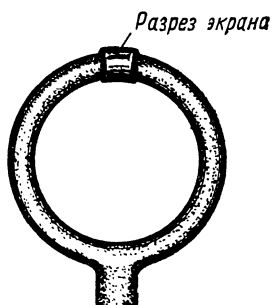


Рис. 3.13. Экранированная рамка.



Рис. 3.14. Эквивалентная схема экрана.

рамки и содействует исключению антенного эффекта (см. § 4.2). При воздействии на экран рамки плоской электромагнитной волны в нем наводится (как и в обычной рамке) электродвижущая сила, равная

$$E_3 = E \frac{2\pi S i}{\lambda},$$

где  $S$  — площадь согнутой трубы экрана (считая по ее осевой линии), равная средней площади витка обмотки;

$\lambda$  — длина волны.

Если экран замкнут, в нем возникают токи, действие которых полностью компенсирует внутри экрана внешнее поле, и прием на рамку отсутствует. Наличие разреза в экране исключает возможность протекания круговых токов проводимости в экране. Таким образом, на зазоре создается разность потенциалов, практически равная э. д. с. экрана  $E_3$ , так как ток смещения через зазор очень мал и падением напряжения на индуктивности экрана можно пренебречь, как это видно из эквивалентной схемы цепи экрана (рис. 3.14). Напряженность поля в зазоре будет

$$E_3 = \frac{E_3}{d_3},$$

где  $d_3$  — длина зазора.

В каждом проводнике, находящемся в зазоре, будет наводиться э. д. с.

$$E_1 = E_3 d_3 = E_3.$$

Полная э. д. с. в рамке, если ее число витков равно  $N$ , будет

$$E = NE_1 = \frac{2\pi SN}{\lambda} E.$$

Следовательно, действующая высота экранированной рамки равна ее действующей высоте без экрана.

Без изменения остается и индуктивность рамки. Экранированная рамка представляет собой систему двух связанных линий: провод рамки и внутренняя поверхность экрана, наружная поверхность экрана — земля. За счет связи линий собственная длина волны системы больше, чем собственная длина волны провода рамки. Возрастает, следовательно, эквивалентная емкость рамки, а также активное сопротивление рамки за счет потерь в экране.

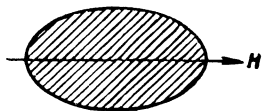
Указанные выше выводы верны до тех пор, пока собственная длина волны экрана значительно меньше рабочей длины волны. Так, например, при искусственном увеличении емкости зазора напряжение на нем будет существенно отличаться от э. д. с., действующей в цепи экрана, и будет значительно больше в случае настройки цепи экрана в резонанс. При этом величина индуктивности рамки возрастает. Практически настройка зазора не находит применения ввиду того, что обычно работа ведется не на фиксированной волне, а в некотором диапазоне частот. Конструктивное выполнение экрана может отличаться от описанного выше.

### 3.5. РАМКИ С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Для увеличения действующей высоты рамки внутри ее может быть помещен сердечник из материала с магнитной проницаемостью, превышающей единицу.

Рассмотрим сердечник, имеющий форму эллипсоида вращения и помещенный в однородное (постоянной величины) внешнее поле таким образом, что большая ось эллипсоида совпадает с направлением напряженности магнитного поля (рис. 3.15).

Магнитная индукция  $B$  и напряженность поля  $H$  в сердечнике имеют внутри эллипсоида постоянные значения и одно и то же направление, совпадающее с направлением напряженности внешнего поля. Величина магнитной индукции определяется формулой



$$B = \frac{\mu}{1 + (\mu - 1) \kappa} H_0 = \mu_d H_0,$$

Рис. 3.15. Эллипсоид в однородном магнитном поле.

где  $\mu$  — магнитная проницаемость сердечника;

$H_0$  — напряженность внешнего поля (когда сердечник отсутствует);

$\kappa$  — коэффициент размагничивания, зависящий от формы тела;

$\mu_d$  — действующая магнитная проницаемость.

Для эллипсоида вращения

$$\kappa = \frac{1 - \epsilon^2}{\epsilon^3} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \epsilon}{1 - \epsilon} - \epsilon \right),$$

где  $\epsilon = \sqrt{\frac{b^2 - c^2}{b^2}}$  — эксцентриситет эллипсоида;

$b$  и  $c$  — большая и малая полуоси эллипсоида.

При малых эксцентриситетах

$$\kappa \approx \frac{1}{3} - \frac{2}{15} \epsilon^2 + \frac{2}{35} \epsilon^4 + \dots$$

Для шара

$$\epsilon = 0 \text{ и } \kappa = \frac{1}{3}.$$

Для сильно удлинённых эллипсоидов

$$\kappa \approx 2(1 - \epsilon) \left( \frac{1}{2} \ln \frac{1}{1 - \epsilon} - 1 \right) = \frac{1}{k^2} (\ln 2k - 1),$$

где  $k = \frac{b}{c}$ .

Возрастанию магнитной проницаемости в  $\mu_d$  раз соответствует увеличение потока магнитной индукции во столько же раз. Если не учитывать явления вихревых токов в сердечнике, можно считать, что такое же увели-

чение потока будет наблюдаться в случае переменного поля  $H_0$ . Электродвижущая сила в обмотке, помещенной на сердечнике, тоже возрастает в  $\mu_d$  раз. Можно считать, что действующая высота рамки с ферромагнитным сердечником возрастает в  $\mu_d$  раз. Вводят также понятие эффективного диаметра рамки, т. е. диаметра такой воздушной рамки, действующая высота которой равна действующей высоте данной рамки:

$$D_{pe} = \sqrt{\mu_d} D_p.$$

При практическом выполнении ферромагнитной рамки сердечнику придают форму цилиндра с круговым или эллиптическим сечением. В первом приближении цилиндрический сердечник длиной  $l$  и поперечным сечением  $S$  можно для расчетов заменить эллипсоидным при условии, что  $l = 2b$  и  $S = \pi c^2$ .

Индуктивность рамки с ферромагнитным сердечником также возрастает приблизительно в  $\mu_d$  раз.

Если задать объем (или вес) сердечника, то при увеличении  $k = \frac{b}{c}$  поперечное сечение его будет уменьшаться. С другой стороны,  $\mu_d$  будет возрастать, так как при увеличении  $k$  коэффициент размагничивания уменьшается. Совместное действие этих двух факторов приводит к тому, что существует оптимальное значение  $k$ , величина которого зависит от проницаемости материала сердечника и возрастает с увеличением  $\mu$ .

При применяемых в настоящее время материалах оптимальное отношение  $k = \frac{b}{c}$  лежит в пределах:

$$k_{opt} = 3 \div 5 \text{ для магнитодиэлектриков}$$

и

$$k_{opt} = 15 \div 25 \text{ для ферритов.}$$

При применении в качестве материала сердечника обычной электротехнической листовой стали для высоких частот, на которых работают радиопеленгаторы, возникают очень большие вихревые токи. Параметры рамки резко ухудшаются, в частности, заметно снижается ее добротность. По этой причине в качестве материала для сердечников рамок применяют прессован-

ные порошкообразные ферромагнитные материалы и ферриты.

Основным преимуществом рамки с ферромагнитным сердечником являются ее малые размеры по сравнению с размерами воздушной рамки.

### 3.6. ПРИЕМ НА ДВЕ РАЗНЕСЕННЫЕ АНТЕННЫ

Одним из основных типов радиопеленгаторных антенн является система из двух разнесенных антенн с использованием разностной э. д. с. Диаграмма направленности ее определяется формулой, аналогичной (2.13):

$$\dot{E} = j2Eh_e F_1(\theta, \beta) \sin\left(\frac{2\pi b}{\lambda} \sin\theta \cos\beta\right), \quad (3.30)$$

где  $h_e$  — действующая высота каждой из разнесенных антенн;

$F_1(\theta, \beta)$  — характеристика направленности каждой антенны;

$2b$  — расстояние между антеннами;

$\theta$  — угол между нормалью к линии соединяющей антенны и направлением распространения.

Эта формула учитывает действие вертикальной составляющей напряженности электрического поля. При действии горизонтальной составляющей поля действующая высота и характеристика направленности каждой антенны будут иные, чем для вертикальной составляющей, но множитель  $\sin\left(\frac{2\pi b}{\lambda} \sin\theta \cos\beta\right)$ , являющийся главным при

использовании диаграммы направленности для пеленгования, войдет без изменения и в выражение для э. д. с., наведенной горизонтальным полем. Этот факт используется в системе из двух разнесенных рамок (см. § 3.7).

В большинстве случаев применяются антенны, состоящие из вертикальных проводников, свободные от приема горизонтального поля. Остаточный прием его возможен лишь за счет конструктивной или схемной неточности изготовления антенн и соединительных фидеров. Этот вопрос рассматривается в гл. 6, здесь же мы остановимся на анализе формулы (3.30) при приеме вертикально-поляризованного поля.

Предположим, что каждая из антенн представляет собой одиночный вертикальный вибратор (рис. 3.16). Его диаграмма направленности не зависит от угла  $\theta$  и  $F_1(\theta, \beta) = F_1(\beta)$ .

Фаза результирующей э. д. с. отличается на  $90^\circ$  от фазы поля в центре системы. Амплитуда наведенной э. д. с., как видно из (3.30), прямо пропорциональна дей-

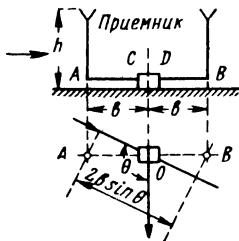


Рис. 3.16. Прием на две разнесенные антенны.

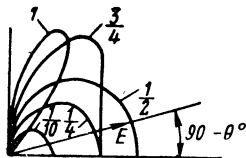


Рис. 3.17. Диаграммы направленности приема на две разнесенные антенны.

ствующей высоте каждой из антенн и зависит, кроме того, от угла  $\theta$  между направлением распространения волны и нормалью к плоскости  $AB$ , содержащей антенны, а также от расстояния между антеннами  $2b$ . Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости рассматриваемой системы представлены на рис. 3.17 для различных обозначенных на кривых значений  $2b/\lambda$ . Характер зависимости результирующей э. д. с. от угла  $\theta$  изменяется при переходе величины  $\frac{2b}{\lambda}$  через значение  $\frac{1}{2}$ .

Пока  $\frac{2b}{\lambda} < \frac{1}{2}$ , т. е. пока расстояние между антеннами меньше половины длины волны, при изменении угла  $\theta$  обнаруживаются два максимума величины  $E$ : при  $\theta = 90^\circ$  и  $\theta = 270^\circ$  и два минимума: при  $\theta = 0$  и  $\theta = 180^\circ$ . Это видно из рис. 3.17, где представлены диаграммы для  $\frac{2b}{\lambda} = \frac{1}{10}$ ,  $\frac{2b}{\lambda} = \frac{1}{4}$  и  $\frac{2b}{\lambda} = \frac{1}{2}$ . Величина максимальной э. д. с. определяется соотношением

$$E_{\text{макс}} = 2Eh_e F_1(\beta) \sin \frac{2\pi b}{\lambda}.$$



Эта величина возрастает с возрастанием  $2b/\lambda$  вплоть до значения  $\frac{2b}{\lambda} = \frac{1}{2}$ , когда мы получим максимально возможное значение э. д. с.:

$$E_{\text{макс макс}} = 2Eh_e F_1(\beta). \quad (3.31)$$

При дальнейшем возрастании  $2b/\lambda$  величина э. д. с. для направлений  $90^\circ$  и  $270^\circ$  начинает уменьшаться и самый характер диаграммы изменяется: максимум э. д. с. получается не при двух, а при четырех значениях угла  $\theta$  (см. рис. 3.17, диаграммы направленности для  $\frac{2b}{\lambda} = \frac{3}{4}$  и  $\frac{2b}{\lambda} = 1$ ), определяемых из уравнения:

$$\theta = \arcsin \frac{\lambda}{4b}.$$

При дальнейшем увеличении  $2b/\lambda$  диаграмма направленности приобретает многолепестковый характер.

Величина максимума, как и прежде, равна  $E_{\text{макс макс}} = 2Eh_e F_1(\beta)$ . Минимумы э. д. с. и в этом случае сохраняют свое положение при  $\theta = 0$  и  $180^\circ$ .

Остановимся на часто встречающемся на практике случае, когда  $\frac{2b}{\lambda} \ll 1$ . В этом случае величина  $\frac{2\pi b}{\lambda} \sin \theta$  весьма мала и ее синус может быть заменен аргументом. Тогда получаем следующее выражение для э. д. с. системы:

$$E = \frac{4\pi b h_e}{\lambda} F_1(\beta) E \sin \theta \cos \beta = E_{\text{макс}} \sin \theta F_1(\beta) \cos \beta.$$

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости имеет форму восьмерки. В вертикальной плоскости при  $F_1(\beta) = \cos \beta$  (короткий вибратор) диаграмма  $F(\beta) = \cos^2 \beta$ .

Называя действующей высотой системы  $h_e$  высоту диполя, в котором наводится э. д. с., равная максималь-

ной э. д. с., наводимой в системе двух антенн, мы получаем

$$\begin{aligned} \text{при } \frac{2b}{\lambda} < \frac{1}{2} \quad h_c &= 2h_e \sin \frac{2\pi b}{\lambda}, \\ \text{при } \frac{2b}{\lambda} \geq \frac{1}{2} \quad h_c &= 2h_e. \end{aligned}$$

Определим крутизну диаграммы направленности вблизи от направления нулевого приема, которая часто характеризует качество радиопеленгатора:

$$F'(0) = \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta F_1(\beta).$$

Крутизна растет пропорционально расстоянию между антеннами. Однако при  $\frac{2b}{\lambda} > \frac{1}{2}$ , как уже отмечено, диаграмма направленности становится многолепестковой, что ведет к многозначности пеленга. Анализ системы из направленных разнесенных антенн дан в § 3.11.

### 3.7. СИСТЕМА ДВУХ РАЗНЕСЕННЫХ РАМОК

Антенное устройство состоит из двух одинаковых рамок, соединенных последовательно, одна навстречу другой, и помещенных на некотором расстоянии одна от другой. Обе рамки укреплены на оси, проходящей через линию симметрии системы, и могут совместно вращаться вокруг этой оси. Возможны два варианта выполнения антенного устройства: плоскости рамок могут быть либо параллельны плоскости, содержащей их оси (продольные рамки, рис. 3.18,а), либо перпендикулярны к ней (поперечные рамки, рис. 3.18,б).

При воздействии нормально-поляризованной электромагнитной волны э. д. с., наведенная в каждой рамке, будет: в случае продольных рамок

$$\dot{E}_0 = -j \frac{2\pi SN}{\lambda} E \sin \theta,$$

в случае поперечных рамок

$$\dot{E}_0 = -j \frac{2\pi SN}{\lambda} E \cos \theta,$$

где  $\theta$  — угол между нормалью к линии соединяющей рамки и направлением распространения.

Результирующая э. д. с. в соответствии с (3.30) получится равной:

$$\dot{E} = \frac{4\pi SN}{\lambda} E \sin \theta \sin \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \theta \cos \beta \right) \text{ для продольных рамок,}$$

$$\dot{E} = \frac{4\pi SN}{\lambda} E \cos \theta \sin \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \theta \cos \beta \right) \text{ для поперечных рамок.}$$

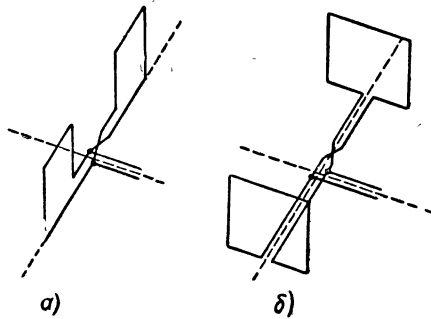


Рис. 318. Разнесенные рамки:  
а — продольные; б — поперечные.

Если размеры рамок и расстояние между ними малы относительно длины волны, обе формулы упрощаются. Тогда для продольных рамок

$$\dot{E} = E \frac{4\pi^2 SN (2b)}{\lambda^2} \sin^2 \theta \cos \beta, \quad (3.32)$$

для поперечных рамок

$$\dot{E} = E \frac{2\pi^2 SN (2b)}{\lambda^2} \sin 2\theta \cos \beta. \quad (3.33)$$

Диаграммы направленности, соответствующие формулам (3.32) и (3.33), представлены на рис. 3.19.

Диаграмма направленности поперечных рамок имеет два дополнительных нуля. Однако это не создает затруднений в определении пеленга, так как при пеленговании пространственных волн дополнительные нули получаются нечеткими.

Рассмотрим воздействие ненормально-поляризованной составляющей напряженности электрического поля.

Если э. д. с., наводимая ненормально-поляризованной составляющей поля в каждой из рамок, равна  $E_r$ , то результирующая э. д. с. будет

$$\dot{E}_{r \text{ рез}} = 2jE_r \sin\left(\frac{2\pi b}{\lambda} \sin\theta \cos\beta\right). \quad (3.34)$$

В соответствии с формулой (3.20) при  $\gamma = 90^\circ$  и  $\psi_a = 0$

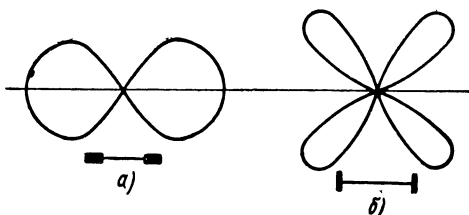


Рис. 3.19. Диаграммы направленности: а — продольных рамок; б — поперечных рамок.

$$\dot{E}_r = j \frac{2\pi SN}{\lambda} E \sin\beta \cos\theta \text{ для продольных рамок,}$$

$$\dot{E}_r = j \frac{2\pi SN}{\lambda} E \sin\beta \sin\theta \text{ для поперечных рамок.}$$

Из выражения (3.34) видно, что э. д. с., наведенная горизонтальной составляющей поля, обращается в нуль при том же угле  $\theta = 0$  или  $180^\circ$ , при котором также обращается в нуль э. д. с., наведенная вертикальной составляющей поля. Отсюда следует, что, хотя диаграмма направленности приема ненормально-поляризованного поля отличается от диаграммы приема нормально-поляризованного поля, одно из нулевых направлений (перпендикулярное прямой, соединяющей обе рамки) сохраняется неизменным. Это обстоятельство определяет возможность безошибочного пеленгования пространственных волн.

С точки зрения возможности пеленгования пространственных волн, особенно круто падающих, существенно также то, что для вертикального электрического поля рамка не обладает направленностью в вертикальной плоскости. Благодаря этому прием круто падающих

волн происходит без ослабления воздействия вертикальной составляющей поля.

В приведенном анализе не учтены диполи, эквивалентные действию неравномерного распределения тока по периметру рамки. Схема включения рамок должна исключать прием на эти диполи, чтобы избежать сме-

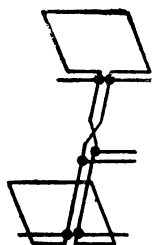


Рис. 3.20. Поперечные рамки с диполями.

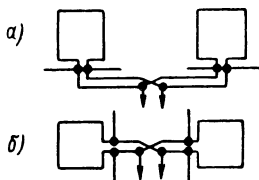


Рис. 3.21. Варианты включения продольных рамок.

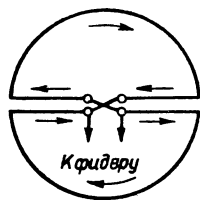


Рис. 3.22. Сдвоенная рамка.

щение направления нулевого приема в результирующей диаграмме направленности. При поперечных рамках (рис. 3.20) диполи включены встречно и симметричны относительно земли. Их влияние на смещение нулевых направлений исключается. При продольных рамках возможно их расположение в соответствии с рис. 3.21,а или рис. 3.21,б. При расположении по рис. 3.21,а эквивалентные диполи включены навстречу друг другу, но их симметрия нарушена неодинаковостью расположения относительно фидера. При расположении рамок по рис. 3.21,б эквивалентные диполи вертикальны и включены так, что их э. д. с. складываются. Э. д. с. эквивалентных диполей вызовет значительные смещения минимумов диаграммы направленности и, следовательно, большие ошибки. Таким образом, следует предпочесть использование поперечных рамок, представленных на рис. 3.20.

Для исключения зависимости параметров рамок от неодинаковости проводимости почвы, а также от неровностей почвы и для исключения антенного эффекта необходимо применять экранированные рамки.

Уменьшение в некоторой степени эффекта несимметричного расположения рамок достигается при применении так называемых сдвоенных рамок (рис. 3.22). Эти

рамки прикрепляются к оси в центре тяжести, благодаря чему улучшается также механическая стабильность и уменьшается момент инерции системы при ее вращении. В вдвоенных рамках уменьшается вредный эффект действия эквивалентных диполей, поскольку вместо одного диполя в них получается пара, действующая дифференциально.

Такие рамки представляют интерес и для одиночного применения на корабле [10.3].

### 3.8. КОМБИНИРОВАННЫЙ ПРИЕМ НА ОТКРЫТУЮ АНТЕННУ И НАПРАВЛЕННУЮ СИСТЕМУ

Кроме приема на рамку в радиопеленгаторах применяется комбинированный прием на открытую антенну и рамку.

Возможен также комбинированный прием на открытую антенну и две разнесенные антенны, или на открытую антенну и на гониометрическую систему. Изложенная ниже теория комбинированного приема одинаково применима ко всем этим случаям.

Схема устройства с поворотной рамкой представлена на рис. 3.23.

Электромагнитная волна возбуждает э. д. с. как в рамке, так и в открытой антенне. Возникающий в последней ток в свою очередь наводит э. д. с.

в контуре рамки благодаря взаимной индуктивности  $M$ . На сетку приемной лампы действуют, таким образом, две э. д. с.

Э. д. с., наводимая в рамке проходящим электромагнитным полем, согласно формуле (3.24) может быть определена выражением

$$\dot{E}_p = -jE \frac{2\pi SN}{\lambda} \sin \theta = -jE h_p \sin \theta, \quad (3.35)$$

где  $h_p$  — действующая высота рамки.

Э. д. с., наводимая в антенне, находится в фазе с полем

$$\dot{E}_a = E h_a.$$

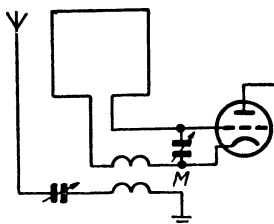


Рис. 3.23 Схема комбинированного приема на рамку и антенну.

Ток в антенне

$$I_a = \frac{\dot{E}_a}{z_a} e^{j\varphi}, \quad (3.36)$$

$$\text{где } z_a = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}, \quad (3.37)$$

$h_a$  — действующая высота антенны;

$R, \omega L, \frac{1}{\omega C}$  — активное и реактивные сопротивления антенной цепи.

При выводе ввиду малости связи реакцией рамки на антенну пренебрегаем. Э. д. с., наводимая этим током в рамке, будет

$$\dot{E}'_p = j\omega M \dot{I}_a = j\omega M \frac{\dot{E}_a}{z_a} e^{j\varphi}. \quad (3.38)$$

Наконец, результирующая э. д. с. в рамке из уравнений (3.35) и (3.38) будет

$$\begin{aligned} \dot{E} &= \dot{E}_p + \dot{E}'_p = -jE \left[ h_p \sin \theta - \omega M \frac{h_a}{z_a} e^{j\varphi} \right] = \\ &= -jE \sqrt{\left( h_p \sin \theta - \omega M \frac{h_a}{z_a} \cos \varphi \right)^2 + \left( \frac{\omega M}{z_a} h_a \sin \varphi \right)^2} e^{j\varphi_1}, \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\text{где } \operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega M \frac{h_a}{z_a} \sin \varphi}{h_p \sin \theta - \omega M \frac{h_a}{z_a} \cos \varphi}.$$

Из выражения (3.39) видно, что э. д. с. в рамке состоит из трех слагаемых:

1) э. д. с., наводимой непосредственно в рамке и зависящей от угла приходящей волны  $\theta$ ;

2) э. д. с., происходящей от фазной слагающей тока в антенне и не зависящей от угла  $\theta$ ; она находится в фазе с первой;

3) э. д. с., происходящей от внефазной составляющей тока в антенне и также не зависящей от угла приходящей волны; она сдвинута по фазе на угол  $\frac{\pi}{2}$  по отношению к первой э. д. с.

Для большей наглядности рассмотрим два частных случая:

1. Э. д. с., наводимая антенной, находится в фазе с э. д. с., наводимой в рамке непосредственно, т. е.  $\varphi=0$ . Этот случай имеет место, как видно из уравнения (3.37), когда антенна точно настроена на проходящую волну, и, следовательно,  $z_a=R$ . При этом результирующая э. д. с. равна

$$\dot{E} = -jE \left( h_p \sin \theta - \frac{\omega M}{R} h_a \right) = -jE h_p (\sin \theta - a), \quad (3.40)$$

где  $a = \frac{\omega M}{R} \frac{h_a}{h_p}$  — отношение э. д. с., наведенной в рамке от открытой антенны, к э. д. с., наведенной в рамке непосредственно.

Максимум амплитуда результирующей э. д. с. достигается, когда  $\sin \theta = -1$ , т. е.  $\theta = 270^\circ$ ,

$$E_{\text{макс}} = E h_p (1 + a).$$

При угле проходящей волны  $\theta = \arcsin a$  результирующая э. д. с. равна нулю. Очевидно, таких направлений при  $a < 1$  будет два, симметричных относительно направления пеленгуемой радиостанции.

Выведенные соотношения представлены графически на рис. 3.24. В виде двух касающихся окружностей представлена характеристика приема на рамку, причем, так как при переходе через  $0^\circ$  э. д. с. меняет свой знак, правая окружность помечена знаком «+», а левая «-». Характеристика приема на антенну изображена окружностью с центром в полюсе (радиус-вектор = const). Напряжению от антенны условно приписан знак «+».

Складывая с учетом знака в каждом направлении радиус-вектор непосредственного приема на рамку и радиус-вектор приема через антенну, получаем результирующую диаграмму.

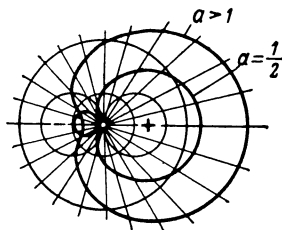


Рис. 3.24. Диаграмма направленности комбинированного приема на рамку и антенну (случай совпадения фаз).



Сложение выполнено при  $a=1/2$  и  $a>1$ .

На рис. 3.25 это построение сделано для случая  $a=1$ . Получающаяся при этом кривая называется кардиоидой. В этом случае

$$\dot{E} = -jEh_p(\sin \theta - 1).$$

Оба направления нулевого приема комбинированной диаграммы сливаются в одно при  $\theta=90^\circ$ .

При  $a>1$  результирующая э. д. с. не обращается в нуль ни при каком значении  $\theta$  (рис. 3.24).

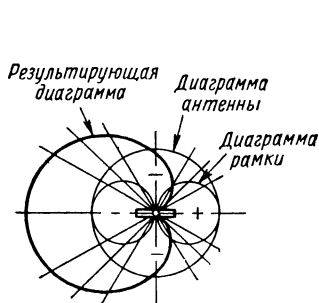


Рис. 3.25. Кардиоида.

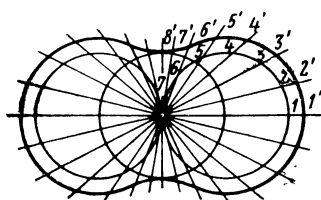


Рис. 3.26. Диаграмма направленности комбинированного приема на рамку и антенну (случай сдвига фаз на  $\frac{\pi}{2}$ ).

Чем меньше  $a$ , тем ближе форма диаграммы приема к восьмиугольнику; чем  $a$  больше, тем больше форма диаграммы напоминает круг.

2. Э. д. с., наводимая антенной, сдвинута по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  относительно собственной рамочной э. д. с., т. е.  $\varphi=90^\circ$ . Этот случай имеет место, когда антенна сильно расстроена по частоте, так как при этом

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} \gg R$$

и  $\operatorname{tg} \varphi$  велик.

На рис. 3.26 показано сложение направленных характеристик для этого случая. Радиус-векторы здесь должны складываться геометрически, так как между ними имеется сдвиг фаз  $90^\circ$ . Модуль результирующей э. д. с. согласно уравнению (3.39) равен

$$E = E \sqrt{h_p^2 \sin^2 \theta + \left(\frac{\omega M}{z_p} h_a\right)^2} = Eh_p \sqrt{\sin^2 \theta + a^2}. \quad (3.41)$$

Максимум результирующей э. д. с. имеет место при  $\theta = 90^\circ$  или  $\theta = 270^\circ$ :

$$E_{\text{макс}} = Eh_p \sqrt{1 + a^2}. \quad (3.42)$$

Э. д. с. не обращается здесь в нуль ни при каком значении  $\theta$ , а имеет лишь минимум при  $\sin \theta = 0$ , т. е. при  $\theta = 0^\circ$  и  $\theta = 180^\circ$ .

Диаграмма приема, получающаяся в этом случае, показывает, что условия радиопеленгования ухудшаются. Поэтому такие диаграммы направленности нежелательны для целей пеленгования, но, как будет изложено в § 4.2, они появляются при неправильно выбранной схеме и конструкции наружного устройства (наличие антенных эффектов).

В общем случае, когда ток антенны имеет две составляющие: в фазе и сдвинутую по фазе на  $90^\circ$  относительно э. д. с., наблюдаются распычатые минимумы, различающиеся между собой на угол, неравный  $180^\circ$ .

В случае распычатого минимума при пеленговании на слух наблюдается угол равной слышимости, по биссектрисе которого отсчитывается пеленг.

### 3.9. НЕПОДВИЖНЫЕ НАПРАВЛЕННЫЕ АНТЕННЫ С КОСИНУСОИДАЛЬНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Ранее мы рассматривали направленные антенны с косинусоидальной характеристикой, которые для получения изменения силы приема в соответствии с характеристикой направленности необходимо вращать.

В радиопеленгаторах применяются также неподвижные направленные антенны. Такие антенны могут быть взяты больших размеров, чем вращаемые, и отнесены от приемоиндикатора, что бывает иногда необходимо (например, на корабле). Наиболее часто используется гониометрическая система.

Принцип действия этой системы, состоящей из двух взаимно-перпендикулярных рамок или пар разнесенных антенн, описан в § 2.3.

На рис. 3.27,а изображена принципиальная схема гониометрической системы из двух взаимно перпендикулярных рамок; на рис. 3.27,б — вид той же системы в плане.

Рассмотрим более подробно процессы в системе из двух рамок. Эквивалентная схема этой системы дана на рис. 3.28. Примем следующие обозначения:

$E_1$  — э. д. с., индуцированная в первой рамке;  
 $E_2$  — э. д. с., индуцированная во второй рамке;

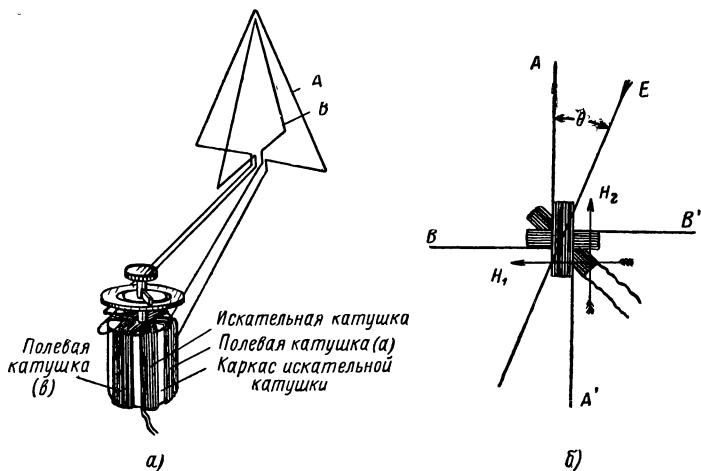


Рис. 3.27. Гониометрическая система из двух взаимно перпендикулярных рамок:

$a$  — общий вид;  $b$  — вид в плане.

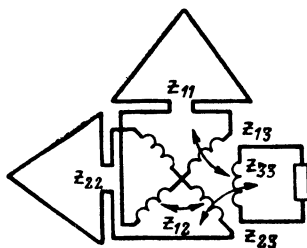


Рис. 3.28. Схема гониометрической системы.

$Z_{11}$ ,  $Z_{22}$ ,  $Z_{33}$  — полные сопротивления контуров первой и второй рамок и искательной катушки гониометра;

$Z_{12}$  — взаимное сопротивление между контурами рамок (с полевыми катушками);

$Z_{13}, Z_{23}$  — взаимные сопротивления между контурами каждой из рамок и контуром искательной катушки гониометра;

$I_1, I_2, I_3$  — токи в контурах рамок и искательной катушки гониометра.

Можно написать следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} + I_3 Z_{13} &= \dot{E}_1, \\ I_1 Z_{12} + I_2 Z_{22} + I_3 Z_{23} &= \dot{E}_2, \\ I_1 Z_{13} + I_2 Z_{23} + I_3 Z_{33} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.43)$$

Решая эти уравнения, получаем для тока  $I_3$  в искательной катушке гониометра

$$I_3 = \frac{\dot{E}_1 (Z_{12} Z_{23} - Z_{13} Z_{22}) + \dot{E}_2 (Z_{12} Z_{13} - Z_{11} Z_{23})}{Z_{11} Z_{22} Z_{33} + 2Z_{12} Z_{13} Z_{23} - Z_{11} Z_{23}^2 - Z_{22} Z_{13}^2 - Z_{33} Z_{12}^2}. \quad (3.44)$$

Полагаем, что геометрические размеры системы малы относительно длины волны. Тогда

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= E_{1 \text{ макс}} \cos \theta, \\ E_2 &= E_{2 \text{ макс}} \sin \theta, \end{aligned} \right\} \quad (3.45)$$

где  $E_{1 \text{ макс}}, E_{2 \text{ макс}}$  — максимальные э. д. с. в рамках, наводимые при совпадении плоскости соответствующей рамки с направлением проходящей волны.

Далее при правильно сконструированных и изготовленных рамках и гониометре должны выполняться следующие требования:

$$\left. \begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = Z, & Z_{23} &= j\omega M_{2 \text{ макс}} \cos \alpha, \\ Z_{12} &= 0, & M_{1 \text{ макс}} &= M_{2 \text{ макс}} = M, \\ Z_{13} &= -j\omega M_{1 \text{ макс}} \sin \alpha, & E_{1 \text{ макс}} &= E_{2 \text{ макс}} = E h_{\text{эф}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.46)$$

где  $h_{\text{эф}}$  — действующая высота рамки, отнесенная к точкам подключения полевой катушки гониометра;

$M_{1 \text{ макс}}, M_{2 \text{ макс}}$  — максимальные взаимные индуктивности между искательной катушкой и соответствующей полевой катушкой гониометра;

$\alpha$  — угол между нормалью к первой полевой катушке и искательной катушкой.

Подставив выражения (3.45) и (3.46) в (3.44), получим

$$\begin{aligned}
 i_3 &= -j \frac{\omega M E h_{a\phi}}{Z Z_{33} - \omega^2 M^2} \sin(\theta - \alpha) = \\
 &= -j \frac{\omega M E h_{a\phi}}{Z \left( Z_{33} - \frac{\omega^2 M^2}{Z} \right)} \sin(\theta - \alpha), \quad (3.47)
 \end{aligned}$$

где  $\frac{\omega^2 M^2}{Z}$  — сопротивление, вносимое контуром рамки в цепь искательной катушки гониометра.

Точно такой же ток  $I_3$  мы получили бы в контуре, индуктивно связанном с поворотной рамкой, повернутой относительно начального направления на угол  $\alpha$ . При этом  $\alpha$  должен быть равен углу поворота искательной катушки гониометра. Параметры контура и поворотной рамки совпадают с параметрами катушек гониометра и рамки гониометрической системы, а взаимная индуктивность контура и рамки равна максимальной взаимной индуктивности  $M$  искательной и полевой катушек гониометра. Эквивалентной схемой системы с двумя рамками (рис. 3.29) будем руководствоваться при расчете эффективности гониометрической системы (см. гл. 7).

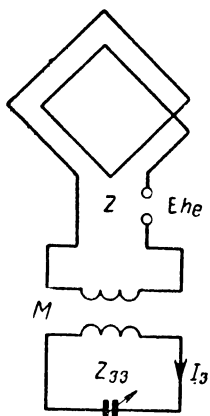


Рис. 3.29. Эквивалентная схема гониометрической системы.

Полученные результаты могут быть распространены на гониометрическую систему из двух пар разнесенных антенн.

Катушки гониометра можно намотать на каркасе из изоляционного материала (воздушный гониометр). Коэффициент связи между полевой и искательной катушками воздушного гониометра ограничивается величиной 0,4—0,5. С целью повышения коэффициента связи, при условии равномерности магнитного потока, применяют также гониометры с ферромагнитными сердеч-

никами (рис. 3.30). В качестве материала применяются магнитодиэлектрики (карбонил, альсифер и другие) и ферриты.

В таких гониометрах обычно ротор (искательную катушку) помещают внутри статорных (полевых) катушек. На средних волнах имеются конструкции, где статорные катушки смонтированы внутри роторной катушки [10.5].

У гониометров с ферритовыми сердечниками коэффициент связи между искательной и полевыми катушками достигает 0,7—0,95. Хорошую точность при большом коэффициенте связи обеспечивают катушки с равномерной намоткой на ферритовых торах. Начало и конец каждой обмотки соединяются. Отводы у статорной катушки для подключения рамок берутся через 90°. У ротора отводы берутся с диаметрально противоположных точек обмотки. Для получения более равномерного поля необходимо осуществить неравномерную намотку ротора, приблизительно по синусоидальному закону, и взять отводы от середин наиболее разнесенных витков. Иногда у ротора делают дополнительные отводы, сдвинутые на 90° относительно основных, для использования при определении стороны радиостанции [10.5, 4.6]. Для уменьшения емкостных связей применяется электростатический экран (см. рис. 4.17). Однако увеличение емкости обмоток на корпус затрудняет использование таких гониометров на более высоких частотах (больших 25—30 МГц).

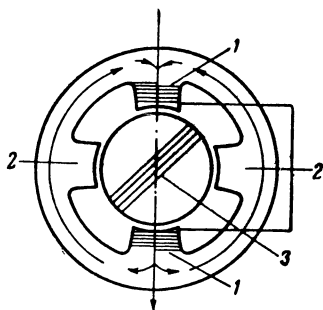


Рис. 3.30. Гониометр с ферромагнитным сердечником: 1 — полевая катушка; 2 — полевая катушка; 3 — искательная катушка

Вместо индуктивного гониометра можно применять емкостный гониометр, представляющий собой конденсатор переменной емкости из двух систем статорных пластин и одного ротора. Если выполнено требование косинусоидального закона изменения связи между ротором и каждым статором, что осуществляется при специальной форме пластин ротора, то для емкостного гонио-

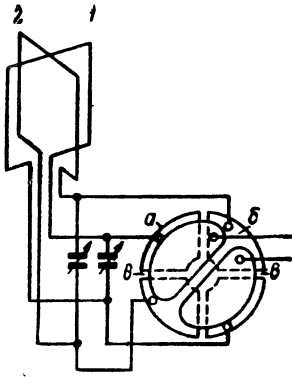


Рис. 3.31. Принципиальная схема гониометрического радиопеленгатора с емкостным гониометром;

1 — первая рамка; а — пластины 1-го статора; б — пластины 2-го статора; в — пластины ротора; 2 — вторая рамка.

метра остаются справедливыми соотношения, выведенные для индуктивного гониометра.

На рис. 3.31 показана принципиальная схема входной части гониометрического радиопеленгатора с емкостным гониометром при применении настроенных рамок. В применяемых в настоящее время гониометрических системах, преимущественно с индуктивным гониометром, используются ненастроенные рамки. Применение настроенных рамок неудобно, так как при использовании их требуется предварительная точная настройка обеих рамок на частоту пеленгуемой радиостанции по местному гетеродину, что усложняет работу [4.8, 8.29].

### 3.10. ГОНИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИЗ $n$ РАЗНЕСЕННЫХ АНТЕНН

В § 3.9 рассмотрена антенная система из четырех разнесенных антенн. В радиопеленгаторе гониометрической системы с разнесенными вертикальными антеннами можно применить и другое число антенн. Рассмотрим общий случай антенной системы с  $n$  разнесенными вертикальными антеннами (рис. 3.32). Антенны расположены по окружности на равном угловом расстоянии  $\frac{2\pi}{n}$

одна от другой (1, 2, 3, ...,  $n$ ), причем радиус, проведенный к  $n$ -й антенне, совпадает с начальной линией отсчета. Каждая антенна присоединена к соответствующей полевой катушке гониометра (I, II, III, ...,  $N$ ). Число полевых катушек равно числу антенн:  $N=n$ . Взаимное расположение полевых катушек на общем остоле соответствует пространственному расположению антенн. Полевые катушки соединяются звездой, общая точка может быть заземлена. Внутри полевых катушек вращается искательная катушка (бб на рис. 3.32,а).

Каждая полевая катушка создает свое магнитное поле. Если сложить магнитные поля всех полевых катушек, то в правильно сконструированном радиопеленгаторе, как и в простейшей гониометрической системе с двумя взаимно перпендикулярными рамками, направ-

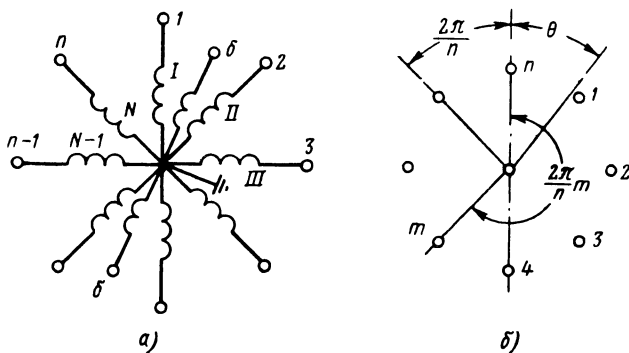


Рис. 3.32. Антенная система из  $n$  разнесенных антенн:  
 а — схема присоединения полевых катушек гониометра (1, 2, 3, ...,  $n$  — антенны; I, II, III, ...,  $N$  — полевые катушки гониометра, б—б — искательная катушка гониометра); б — расположение  $n$  антенн в плане.

ление результирующего поля в гониометре образует с нормалью к  $n$ -й полевой катушке такой же угол, какой направление пеленгуемой радиостанции образует с начальной линией отсчета.

По шкале гониометра при слуховом методе пеленгования отсчитывается угол между плоскостью искательной катушки и перпендикуляром к  $n$ -й полевой катушке. Когда сила тока в искательной катушке равна нулю, этот угол соответствует пеленгу на радиостанцию.

Определим ток в искательной катушке гониометра. Обозначим:

$E_0$  — напряженность поля в центре системы;

$\theta$  — угол направления прихода волны в горизонтальной плоскости с радиусом, проходящим через  $n$ -ю антенну;

$\beta$  — угол наклона фронта волны;

$2b$  — диаметр окружности размещения антенн.



На  $n$ -ю антенну действует электрическое поле с на-

пряженностью  $\dot{E}_n = E_0 e^{j \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \cos \theta}$ .

В точке расположения  $m$ -й антенны, отстоящей на угол  $\frac{2\pi m}{n}$  от  $n$ -й, напряженность поля будет

$$\dot{E}_m = E_0 e^{j \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \cos \left( \theta - \frac{2\pi m}{n} \right)} = E_0 e^{ja \cos \gamma}, \quad (3.48)$$

где  $a = \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta$ ,  $\delta = \frac{2\pi}{n}$ ,  $\theta - \delta m = \gamma$ .

Известно, что  $e^{ja \cos \gamma}$  можно разложить в ряд Фурье—Бесселя

$$e^{ja \cos \gamma} = J_0(a) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p(a) \cos p\gamma, \quad (3.49)$$

и аналогично

$$e^{j \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \cos \left( \theta - \frac{2\pi m}{n} \right)} = J_0 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \cos p \left( \theta - \frac{2\pi m}{n} \right), \quad (3.49')$$

где  $J_0, J_1, J_2, \dots, J_p$  — функции Бесселя первого рода нулевого, первого, второго, ...,  $p$ -го порядков.

Если обозначить через  $h_{e0}$  действующую высоту антенны, то э. д. с.  $m$ -й антенны будет

$$\begin{aligned} \dot{E}_m &= E_0 h_{e0} \left[ J_0 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) + \right. \\ &+ 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \cos p \left( \theta - \frac{2\pi m}{n} \right) \left. \right] = \\ &= \sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p \left( \theta - \frac{2\pi m}{n} \right) = \sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p \theta \cos \frac{2\pi}{n} pm + \\ &+ \sum_{p=0}^{\infty} A_p \sin p \theta \sin \frac{2\pi}{n} pm, \end{aligned} \quad (3.50)$$





Подставив в (3.55) выражения (3.48), (3.53), (3.54) и (3.56), получим

$$\begin{aligned}
 I_{\text{макс}} \{ & (Z_{a_0} + j\omega L_{\Pi}) e^{ja \cos(\theta - \delta m)} + Z_{c_1} [e^{ja \cos(\theta - \delta(m-1))} + \\
 & + e^{ja \cos(\theta - \delta(m+1))}] + Z_{c_2} [e^{ja \cos(\theta - \delta(m-2))} + \\
 & + e^{ja \cos(\theta - \delta(m+2))}] + \dots + Z_{c_{\frac{n}{2}}} [e^{-ja \cos(\theta - \delta m)}] \} = \\
 & = \dot{E}_m = E_0 h_{e_0} e^{ja \cos(\theta - \delta m)} \quad (3.57)
 \end{aligned}$$

для четного числа антенн. Если число антенн нечетное, то последний член в фигурных скобках отсутствует. Применим формулу разложения (3.49') для составляющих выражения (3.57), причем ограничимся двумя членами рядов\*:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{макс}} \{ & (Z_{a_0} + j\omega L_{\Pi}) [J_0(a) + j2J_1(a) \cos(\theta - \delta m)] + \\
 & + 2Z_{c_1} [J_0(a) + j2J_1(a) \cos(\theta - \delta m) \cos \delta] + \\
 & + 2Z_{c_2} [J_0(a) + j2J_1(a) \cos(\theta - \delta m) \cos 2\delta] + \dots + \\
 & + Z_{c_{\frac{n}{2}}} [J_0(a) - j2J_1(a) \cos(\theta - \delta m)] \} = \\
 & = E_0 h_{e_0} [J_0(a) + j2J_1(a) \cos(\theta - \delta m)]. \quad (3.58)
 \end{aligned}$$

Напряжение антенны имеет две составляющие: зависящую от направления прихода волны  $j2E_0 h_{e_0} J_1(a) \times \times \cos(\theta - \delta m)$  и независимую от него  $E_0 h_{e_0} J_0(a)$ . Соответственно имеем два разных уравнения для определения сопротивления антенны.

Для слагаемой напряжения антенны, зависящей от направления прихода волны, полное сопротивление антенны выражается

$$Z_{a\Sigma} = Z_{a_0} + j\omega L_{\Pi} + \sum_{m=1}^{n-1} Z_{c_m} \cos \delta m, \quad (3.59)$$

независимо от направления  $\theta$  и номера антенны. Для слагаемой напряжения антенны, независимой от направления прихода волны, выражение для полного сопротивления антенны имеет вид

$$Z'_{a\Sigma} = Z_{a_0} + j\omega L_{\Pi} + \sum_{m=1}^{n-1} Z_{c_m}. \quad (3.59')$$

---

\* Такое ограничение достаточно для установления условий безошибочной работы системы (см. § 49).

Рассчитаем сопротивление антенны (3.59).

Взаимные сопротивления антенных цепей  $Z_{cm}$  состоят из взаимных сопротивлений самих антенн  $Z_{cm a}$  и взаимных индуктивностей полевых катушек, включенных в антенны. Полагаем, что если угол между плоскостями двух полевых катушек равен  $\delta m$ , то взаимная индуктивность таких катушек равна  $KL_{\Pi} \cos \delta m$ , где  $K$  — коэффициент связи между полевыми катушками, лежащими в одной плоскости.

Поэтому

$$\sum_{m=1}^{n-1} Z_{cm} \cos \delta m = \sum_{m=1}^{n-1} Z_{cm a} \cos \delta m + j\omega L_{\Pi} K \sum_{m=1}^{n-1} \cos^2 \delta m.$$

Так как

$$\sum_{m=1}^{n-1} \cos^2 \delta m = \frac{n}{2} - 1,$$

то

$$\sum_{m=1}^{n-1} Z_{cm} \cos \delta m = \sum_{m=1}^{n-1} Z_{cm a} \cos \delta m + j\omega L_{\Pi} K \left( \frac{n}{2} - 1 \right)$$

и полное сопротивление антенны ( $Z_{a\Sigma}$ ) будет

$$Z_{a\Sigma} = Z_{a0} + \sum_{m=1}^{n-1} Z_{cm a} \cos \delta m + j\omega L_{\Pi} \left[ K \left( \frac{n}{2} - 1 \right) + 1 \right]. \quad (3.60)$$

Амплитуда тока в антенне рассчитывается по формуле

$$I_{\text{макс}} = \frac{E_0 h_{e0}}{Z_{a\Sigma}}. \quad (3.61)$$

б) Определим напряжение холостого хода  $E_{и}$ , индуктированное токами антенн  $I_m$  в искательной катушке гониометра, считая, что искательная катушка образует угол  $\alpha$  с нормалью к плоскости  $n$ -й полевой катушки и что магнитные поля полевых катушек равномерные.

Обозначим:

$M_{\text{макс}}$  — максимальная взаимная индуктивность между полевой и искательной катушками гониометра;

$M_{mи} = M_{\text{макс}} \sin(\delta m - \alpha)$  — взаимная индуктивность между  $m$ -й полевой и искательной катушками гониометра. Тогда

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{и}} &= j\omega M_{\text{макс}} \sum_{m=1}^n \sin(\delta m - \alpha) I_m = \\ &= j \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{\text{а}\Sigma}} \sum_{m=1}^n E_m \sin(\delta m - \alpha). \end{aligned} \quad (3.62)$$

Подставив в (3.62) выражение (3.50) для  $E_m$ , получим

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{и}} &= j \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{\text{а}\Sigma}} \sum_{m=1}^n \left[ \left( \sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p\theta \cos \frac{2\pi}{n} pm + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{p=0}^{\infty} A_p \sin p\theta \sin \frac{2\pi}{n} pm \right) \sin \left( \frac{2\pi}{n} m - \alpha \right) \right] \\ \text{или} \\ \dot{E}_{\text{и}} &= j \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{\text{а}\Sigma}} \sum_{m=1}^n \left\{ - \left[ \left( \sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p\theta \cos \frac{2\pi}{n} pm \times \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times \cos \frac{2\pi}{n} m + \sum_{p=1}^{\infty} A_p \sin p\theta \sin \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m \right) \sin \alpha \right] + \\ &\quad + \left[ \left( \sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p\theta \cos \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{p=1}^{\infty} A_p \sin p\theta \sin \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m \right) \cos \alpha \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3.63)$$

Воспользовавшись преобразованиями, приведенными в приложении II, получим

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{и}} &= j \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{\text{а}\Sigma}} \frac{n}{2} \left\{ \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{kn+1} \sin(kn+1)\theta - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sum_{k=1}^{\infty} A_{kn-1} \sin(kn-1)\theta \right] \cos \alpha - \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{kn+1} \cos(kn+1)\theta + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{k=1}^{\infty} A_{kn-1} \cos(kn-1)\theta \right] \sin \alpha \right\}. \end{aligned} \quad (3.63')$$

Напишем выражения для  $E_{\Pi}$  в следующем виде:

$$\dot{E}_{\Pi} = \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{a\Sigma}} H_{a\Phi} E_0, \quad (3.64)$$

где  $H_{a\Phi}$  — эквивалентная действующая высота для направленного приема гониометрической системы из  $n$  вертикальных антенн.

На основании (3.63'), (3.51) и (3.64) имеем

$$\begin{aligned} H_{a\Phi} = h_{eo} n \left\{ J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \right) \sin (\theta - \alpha) + \right. \\ \left. + j^{n-2} J_{n-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \right) \sin [(n-1)\theta - \alpha] + \right. \\ \left. + j^n J_{n+1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \right) \sin [(n+1)\theta - \alpha] + \dots \right\}^*. \quad (3.65) \end{aligned}$$

Если диаметр размещения антенн (разнос антенн)  $2b$  выбран так, что можно ограничиться одним первым членом ряда (3.65), то

$$H_{a\Phi} = h_{eo} n J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \right) \sin (\theta - \alpha)$$

и

$$\dot{E}_{\Pi} = \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{a\Sigma}} H_{a\Phi_0} E_0 \sin (\theta - \alpha), \quad (3.64')$$

где

$$H_{a\Phi_0} = h_{eo} n J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \right). \quad (3.66)$$

При  $\beta = 0$  имеем

$$H'_{a\Phi_0} = h_{eo} n J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \right). \quad (3.66')$$

Эквивалентная действующая высота  $H'_{a\Phi_0}$  максимальна, когда  $J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \right) = \text{max}$ . Первый корень этого

---

\* Перед выражением  $H_{a\Phi}$  опущен знак минус. Члены с  $j$  обозначают составляющие напряжения, сдвинутые по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  от основного. Подробнее см. § 4.9.

уравнения — 1,84 или  $\frac{2b}{\lambda} = 0,586$ . При  $J_1\left(\frac{2\pi}{\lambda} b\right) = 0$  эквивалентная действующая высота равна нулю.

Наименьшее значение, удовлетворяющее этому условию, будет  $\frac{2\pi}{\lambda} b = 3,83$  или  $\frac{2b}{\lambda} = 1,22$ .

Наконец, в случае, когда  $\frac{2b}{\lambda} \ll 1$  и  $J_1\left(\frac{2\pi}{\lambda} b\right) \approx \frac{\pi b}{\lambda}$ , действующая высота

$$H''_{\text{аф0}} = \frac{2\pi}{\lambda} b h_{\text{ео}} \frac{n}{2}. \quad (3.67)$$

в) Полное сопротивление  $Z_{\text{и}}$  искательной катушки состоит из индуктивного сопротивления искательной катушки  $j\omega L_{\text{и}}$ , сопротивления нагрузки  $Z_{\text{н}}$  и сопротивлений, вносимых из цепей полевых катушек всех антенн.

Взаимная индуктивность между  $m$ -й полевой и искательной катушками

$$M_{m\text{и}} = M_{\text{макс}} \sin(\delta m - \alpha).$$

Полное сопротивление искательной катушки имеет выражение

$$\begin{aligned} Z_{\text{и}} &= j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{н}} + \sum_{m=1}^n \frac{\omega^2 M_{m\text{и}}^2}{Z_{\text{а}\Sigma}} = j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{н}} + \\ &+ \frac{\omega^2 M_{\text{макс}}^2}{Z_{\text{а}\Sigma}} \sum_{m=1}^n \sin^2(\delta m - \alpha). \end{aligned}$$

Учитывая, что  $\delta = \frac{2\pi}{n}$ ,

$$\sum_{m=1}^n \sin^2 \frac{2\pi}{n} m = \sum_{m=1}^n \cos^2 \frac{2\pi}{n} m = \frac{n}{2}$$

и

$$\sum_{m=1}^n \sin \frac{2\pi}{n} m = \sum_{m=1}^n \cos \frac{2\pi}{n} m = 0,$$

получаем для  $Z_{\text{и}}$

$$Z_{\text{и}} = j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{н}} + \frac{\omega^2 M_{\text{макс}}^2}{Z_{\text{а}\Sigma}} \frac{n}{2}. \quad (3.68)$$



г) Выражение для тока в искательной катушке на основании (3.64') и (3.68) при не очень большом разnose антенн [см. (3.64')] будет

$$\begin{aligned} i_{\text{и}} &= \frac{\dot{E}_{\text{и}}}{Z_{\text{и}}} \approx \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{\text{а}\Sigma} Z_{\text{и}}} H_{\text{а}\Phi_0} E_0 \sin(\theta - \alpha) = \\ &= \frac{\omega M_{\text{макс}} h_{e0} J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \right) n}{(j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{и}}) Z_{\text{а}\Sigma} + \omega^2 M_{\text{макс}}^2 \frac{n}{2}} E_0 \sin(\theta - \alpha). \end{aligned} \quad (3.69)$$

Рассмотрим случай, когда число антенн  $n$  — четное и противоположные антенны присоединены к одной и той же полевой катушке, тогда число полевых катушек  $N = \frac{n}{2}$ .

Оставим для индуктивностей полевой и искательной катушек гониометра, а также для взаимных индуктивностей катушек принятые ранее обозначения:

$$L_{\text{п}}, L_{\text{и}}, M_{\text{и}}, M_{nm} = K \omega L_{\text{п}} \cos\left(\frac{2\pi m}{n}\right),$$

только  $m$  здесь изменяется от 1 до  $N$ . Из формулы (3.60) выражение для полного сопротивления пары антенн будет

$$\begin{aligned} Z_{\text{а}\Sigma} &= 2Z_{\text{а}0} + j\omega L_{\text{п}} + 2 \sum_{m=1}^{n-1} Z_{\text{с}m} \text{а} \cos \delta m + \\ &+ j\omega L_{\text{п}} K \sum_{m=1}^{N-1} \cos^2 \delta m = 2Z_{\text{а}0} + 2 \sum_{m=1}^{n-1} Z_{\text{с}m} \text{а} \cos \delta m + \\ &+ j\omega L_{\text{п}} \left[ K \left( \frac{N}{2} - 1 \right) + 1 \right]. \end{aligned} \quad (3.70)$$

При  $K = 1$

$$Z_{\text{а}\Sigma} = 2Z_{\text{а}0} + 2 \sum_{m=1}^{n-1} Z_{\text{с}m} \text{а} \cos \delta m + j\omega L_{\text{п}} \frac{N}{2}. \quad (3.70')$$

Сопротивление искательной катушки получим из (3.68) в виде

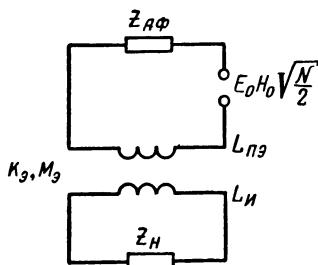
$$Z_{\text{и}} = j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{и}} + \frac{\omega^2 M_{\text{макс}}^2}{Z_{\text{а}\Sigma}} \frac{N}{2}.$$

Будем относить эквивалентную действующую высоту системы  $H_{\text{аф}0}$  к действующей высоте пары антенн, которую обозначим

$$H_0 = 2h_{e0} \sin\left(\frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta\right) \approx 4h_{e0} J_1\left(\frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta\right).$$

Тогда из (3.66) получим  $H_{\text{аф}0} = H_0 \frac{N}{2}$ .

Рис. 3.33. Эквивалентная схема для расчета гониометрической системы с  $n$  разнесенными антеннами.



Ток в искательной катушке рассчитывается по формуле

$$I_{и} = \frac{\omega M_{\text{макс}} H_0 \frac{N}{2} E_0}{(j\omega L_{и} + Z_{и}) Z_{\text{а} \Sigma} + \omega^2 M_{\text{макс}}^2 \frac{N}{2}} \sin(\theta - \alpha). \quad (3.71)$$

При  $\theta = \alpha$   $I_{и} = 0$ , при  $\theta = \alpha + 90^\circ$   $I_{и} = I_{и \text{ макс}}$ .

На рис. 3.33 дана эквивалентная схема для расчета тока искательной катушки гониометра системы из  $N$  пар вертикальных антенн. Приложенная э. д. с. соответствует максимальной э. д. с. одной пары антенн, умноженной на  $\sqrt{\frac{N}{2}}$ . В соответствии с (3.70) индуктивность первого контура (полевой катушки)  $L_{пэ} = L_{п} \left[ K \left( \frac{N}{2} - 1 \right) + 1 \right]$ . Коэффициент  $K$  можно принять равным единице, тогда  $L_{пэ} = L_{п} \frac{N}{2}$ . Коэффициент связи обоих контуров  $K_{э} = K_{г} \times \sqrt{\frac{N/2}{KN/2 - K + 1}}$ ; при  $K = 1$   $K_{э} = K_{г}$  — коэффициенту связи полевой и искательной катушек.

Эквивалентная взаимная индуктивность контуров

$M_{\theta} = M_{\text{макс}} \sqrt{\frac{N}{2}}$ . Сопротивление антенны выражается

$$Z_{a\phi} = 2Z_{a0} + 2 \sum_{m=1}^{n-1} Z_{cm} \cos \frac{2\pi m}{n}.$$

Ток в искательной катушке гониометра с учетом эквивалентной схемы и (3.71) рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} i_{\text{и макс}} &= \frac{\omega M_{\theta} H_0 \sqrt{\frac{N}{2}} E_0}{(j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{и}})(Z_{a\phi} + j\omega L_{\text{п}\theta}) + \omega^2 M_{\theta}^2} = \\ &= \frac{\omega M_{\theta} H_0 \sqrt{\frac{N}{2}} E_0}{(Z_{a\phi} + j\omega L_{\text{п}\theta}) \left( j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{и}} + \frac{\omega^2 M_{\theta}^2}{Z_{a\phi} + j\omega L_{\text{п}\theta}} \right)}. \end{aligned} \quad (3.72)$$

В двухканальном визуальном радиопеленгаторе (см. § 8.3) при применении  $n$ -антенной системы используется согласующий элемент, представляющий собой гониометр с  $N = \frac{n}{2}$  полевыми и с двумя взаимно-перпендикулярными искательными катушками, с которых снимаются напряжения на каналы. Конструктивно элемент может быть выполнен так, что искательные катушки не вращаются и имеют постоянную ориентировку по отношению к полевым катушкам. Такой согласующий элемент иногда называется координатным трансформатором.

Обозначим угол, образуемый плоскостью искательной катушки первого канала с нормалью к  $n$ -й полевой катушке,  $\frac{\pi}{2} - \alpha$ . Вторая искательная катушка образует с той же нормалью угол  $\alpha$ . Тогда токи в цепях искательных катушек координатного трансформатора определяются по формулам

$$\begin{aligned} i_{\text{и1}} &= \frac{\omega M_{\theta} H_0 \sqrt{\frac{N}{2}} E_0}{(j\omega L_{\text{и1}} + Z_{\text{и1}})(Z_{a\phi} + j\omega L_{\text{п}\theta}) + \omega^2 M_{\theta}^2} \cos(\theta - \alpha), \\ i_{\text{и2}} &= \frac{\omega M_{\theta} H_0 \sqrt{\frac{N}{2}} E_0}{(j\omega L_{\text{и2}} + Z_{\text{и2}})(Z_{a\phi} + j\omega L_{\text{п}\theta}) + \omega^2 M_{\theta}^2} \sin(\theta - \alpha) \end{aligned}$$

и при выполнении условий (3.46) отношение

$$\frac{I_{n2}}{I_{n1}} = \operatorname{tg}(\theta - \alpha).$$

### Система с параллельным соединением соседних антенн

В радиопеленгаторе с  $n$  антеннами можно параллельно соединять соседние пары антенн. Полевые катушки гониометра включаются в этом случае, как указано на рис. 3.34. Угол  $2\gamma$  между соединенными параллельно антеннами может быть не равен  $\frac{2\pi}{n}$ . Такое соединение антенн дает возможность уменьшить в два раза число полевых катушек гониометра и, например, в восьмиантенной системе применить гониометр с двумя полевыми катушками. При таком соединении также облегчается подключение к восьмиантенной системе, получившей широкое применение, двухканального приемоиндикатора.

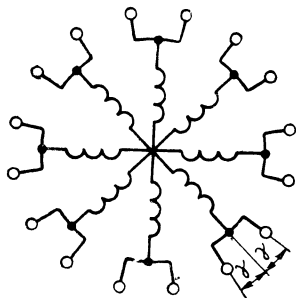


Рис. 3.34. Схема включения полевых катушек при параллельном соединении соседних антенн.

Для этого случая сохраняется весь анализ, приведенный ранее, только в ходе расчета следует проделать следующие изменения: вместо  $n$  взять  $\frac{n}{2}$ ; вместо каждого члена разложения (3.63') взять сумму двух слагаемых, в одном из которых  $\left(k \frac{n}{2} \pm 1\right)\theta$  заменены на  $\left(k \frac{n}{2} \pm 1\right)\theta \times (\theta + \gamma)$ , в другом — на  $\left(k \frac{n}{2} \pm 1\right)(\theta - \gamma)$ , где  $2\gamma$  — угол между соединенными параллельно антеннами (рис. 3.34).

При таком суммировании получим

$$\dot{E}_n = j \frac{\omega M_{\max}}{Z_{a\Gamma}} E_0 h_{eo} \frac{n}{2} \left\{ \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{k \frac{n}{2} + 1} \sin \left( k \frac{n}{2} + 1 \right) \theta \times \right. \right.$$

$$\begin{aligned}
& \times \cos\left(k \frac{n}{2} + 1\right) \gamma - \sum_{k=1}^{\infty} A_{k \frac{n}{2}-1} \sin\left(k \frac{n}{2} - 1\right) \theta \times \\
& \times \cos\left(k \frac{n}{2} - 1\right) \gamma \left] \cos \alpha - \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{k \frac{n}{2}+1} \cos\left(k \frac{n}{2} + 1\right) \theta \times \right. \\
& \left. \times \cos\left(k \frac{n}{2} + 1\right) \gamma + \sum_{k=1}^{\infty} A_{k \frac{n}{2}-1} \cos\left(k \frac{n}{2} - 1\right) \gamma \right] \sin \alpha \}.
\end{aligned} \tag{3.73}$$

По-прежнему, когда  $\frac{2b}{\lambda} \ll 1$ ,

$$\begin{aligned}
\dot{E}_{\text{н}} = j \frac{\omega M_{\text{макс}}}{Z_{\text{аэ}}} E_0 h_{\text{ео}} n J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \cos \gamma \sin(\theta - \alpha) \quad \text{и при} \\
\theta = \alpha \quad E_{\text{н}} = 0.
\end{aligned}$$

### 3.11. АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ С ОСТРОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

#### Применение $n$ антенн, расположенных в ряд

Для антенной системы направленного приема можно использовать  $n$  одинаковых антенн, расположенных в ряд (рис. 3.35) и параллельно соединенных. Обозна-

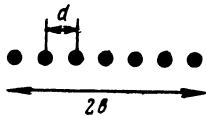


Рис. 3.35. Антенная система из  $n$  антенн, расположенных в ряд.

чим  $d$  расстояние между соседними антеннами,  $2b = d(n-1)$  — полный разнос между крайними антеннами.

Известно, что при параллельном (синфазном) соединении антенн нормированная характеристика направленности выражается

$$F(\theta, \beta) = F_1(\theta, \beta) \frac{\sin\left(\frac{n}{2} md \sin \theta \cos \beta\right)}{n \sin\left(\frac{1}{2} md \sin \theta \cos \beta\right)}, \tag{3.74}$$

где  $F_1(\theta, \beta)$  — характеристика направленности одиночной антенны;  $\theta$  отсчитывается от перпендикуляра к линии антенн.

Когда  $\beta = 0$ , получается диаграмма направленности в горизонтальной плоскости. Тогда

$$F(\theta) = F_1(\theta) \frac{\sin\left(\frac{n}{2} md \sin\theta\right)}{n \sin\left(\frac{1}{2} md \sin\theta\right)}. \quad (3.75)$$

Примеры диаграмм направленности группы вертикальных антенн в горизонтальной плоскости даны на рис. 3.36.

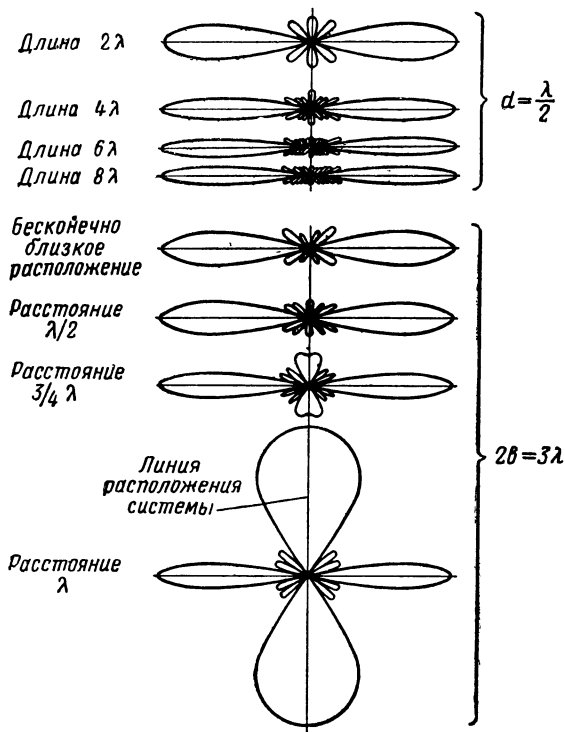


Рис. 3.36. Влияние числа вертикальных антенн и расстояния между ними на характеристику направленности:

$d = \frac{\lambda}{2}$  — влияние длины  $2b$  на диаграмму направленности при расстоянии между вертикальными антеннами  $\frac{\lambda}{2}$ ;  $2b = 3\lambda$  — влияние расстояния между вертикальными антеннами на диаграмму направленности при полной длине системы, равной  $3\lambda$ .

При этом принято, что  $F_1(\theta) = 1$ , т. е. что отдельные антенны не обладают направленным приемом. На рис. 3.37 даны для такой системы коэффициенты направленного действия  $D$  в зависимости от  $\frac{2b}{\lambda}$ . На основании кривых (рис. 3.36) можно сделать следующие выводы. Основной максимум диаграммы всегда направлен по перпендикуляру к линии расположения антенн. Диаграммы симметричны по отношению к линии расположения антенн и по отношению к перпендикуляру к ней.

Одновременно с главным лепестком диаграммы направленности имеются боковые лепестки. Число их при изменении  $\theta$  от 0 до  $90^\circ$  равно числу целых волн в полном разносе  $2b$ . Уровень максимумов боковых лепестков рассчитывается по формуле

$$F_n(\theta) = \frac{1}{n \sin\left(\frac{2k+1}{n} \frac{\pi}{2}\right)}. \quad (3.76)$$

При большом  $n$  формула (3.76) упрощается:

$$F_n(\theta) = \frac{2}{(2k+1)\pi}$$

и для максимумов боковых лепестков получаем последовательно значения 0,212, 0,128, 0,091 и т. д. от уровня главного лепестка.

С увеличением разноса между крайними антеннами ширина главного лепестка диаграммы направленности уменьшается. Ширина главного лепестка при спадании амплитуды до нуля для большого  $n$  равна

$$2\gamma_0 \approx \frac{|2(n-1)|}{n} \frac{\lambda}{2b} \approx 114,6 \frac{\lambda}{nd}, \text{ град.} \quad (3.77)$$

Ширина главного лепестка при спадании мощности в два раза при тех же условиях будет  $2\gamma_{0,5} \approx 50,8 \frac{\lambda}{nd}$ , град.

При заданном  $2b$  ширина главного лепестка слабо зависит от числа антенн, уменьшаясь при увеличении  $d$ . Однако значительно увеличивать  $d$  нельзя, так как с ростом  $d$ , т. е. с уменьшением  $n$  при заданном  $2b$ , растет относительная величина боковых лепестков. При  $d \geq \lambda$  боковые лепестки равны главному, т. е. появляются побочные главные максимумы.

Иногда ставится задача подавления до определенного уровня боковых лепестков диаграммы направленности. Характеристикой оптимальной антенной системы, обладающей минимальной шириной главного лепестка  $2\gamma_0$  при требуемом уровне боковых лепестков и одинаковом расстоянии между антеннами, является полином Чебышева степени  $n-1$ . Напряжения, снимаемые с антенн, в этом случае уменьшаются к краям антенны.

Этого достигают, например, введением в антенны делителей напряжений; тогда эффективная высота системы уменьшается.

Подавления боковых лепестков можно также достичь (при одинаковых напряжениях, снимаемых с антенн) установлением неодинаковых расстояний между антеннами, увеличивающихся к краям системы.

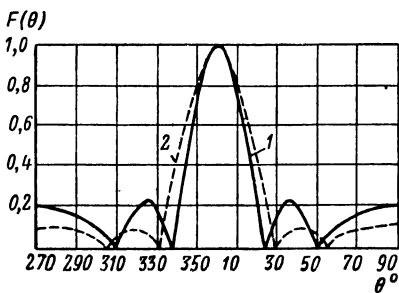


Рис. 3.38. Характеристика направленности:

1 — равномерная решетка; 2 — решетка с чебышевским распределением.

при снижении боковых лепестков расширяется главный лепесток диаграммы направленности и уменьшается коэффициент направленного действия. На рис. 3.38 для сравнения приведены

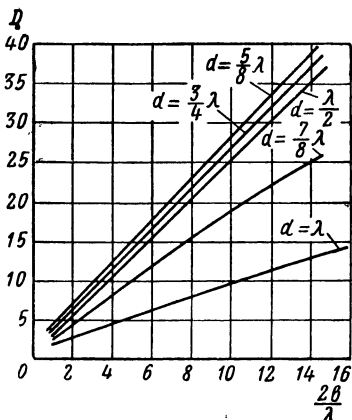


Рис. 3.37. Коэффициенты направленного действия системы из  $n$  антенн по отношению к одиночному излучателю.

Степень подавления боковых лепестков в принципе может быть любой.

Расчеты напряжений, снимаемых с антенн, в первом случае и требуемых расстояний между антеннами во втором случае приводятся в курсах антенн [3.2, 3.3].

При снижении боковых лепестков расширяется главный лепесток диаграммы на-



диаграммы направленности равномерной решетки и решетки с подавлением боковых лепестков до 0,1 при  $n=5$  и  $d=0,5\lambda$ .

Можно рассматриваемые  $n$  антенн разбить на две синфазные группы по  $\frac{n}{2}$  антенн и соединить обе группы так, чтобы напряжения групп вычитались. Тогда получим диаграмму направленности с нулем вдоль перпендикуляра к линии антенн.

Характеристика направленности будет

$$F_p(\theta, \beta) = F_1(\theta, \beta) F_2(\theta, \beta) F_3(\theta, \beta), \quad (3.78)$$

где  $F_1(\theta, \beta)$  — характеристика направленности одиночной антенны;

$F_2(\theta, \beta)$  — нормированная характеристика  $\frac{n}{2}$  синфазных антенн;

$F_3(\theta, \beta)$  — нормированная характеристика двух групп антенн, включенных по разностному принципу.

$$F_2(\theta, \beta) = \frac{\sin\left(\frac{n}{4} m d \sin \theta \cos \beta\right)}{\frac{n}{2} \sin\left(\frac{1}{2} m d \sin \theta \cos \beta\right)}, \quad (3.79)$$

$$F_3(\theta, \beta) = \sin\left(\frac{m d_2}{2} \sin \theta \cos \beta\right). \quad (3.80)$$

Здесь  $d_2 = d \frac{n}{2}$  — расстояние между серединами обеих групп антенн.

Подставив формулы (3.79), (3.80) в (3.78), получим

$$F_p(\theta, \beta) = F_1(\theta, \beta) \frac{1 - \cos\left(\frac{n}{2} m d \sin \theta \cos \beta\right)}{n \sin\left(\frac{1}{2} m d \sin \theta \cos \beta\right)}. \quad (3.81)$$

Разностная характеристика направленности (3.81) симметрична относительно линии антенн и нормали к линии антенн; она имеет боковые лепестки, число и максимумы которых зависят от разноса  $d$  и числа

антенн системы. Главный лепесток диаграммы направленности как бы раздваивается — вместо максимума, направленного вдоль перпендикуляра к линии антенн, он имеет нулевое значение по направлению этого перпендикуляра.

Важной характеристикой разностной диаграммы направленности, определяющей точность пеленгования, является крутизна характеристики у нуля  $F'_p(0)$ . В обычной антенной системе с одинаковыми расстояниями между антеннами при одинаковых напряжениях, снимаемых с отдельных антенн, для числа антенн

$$n > 5 \text{ и } \frac{d}{\lambda} < 0,5 F'_p(0) = 0,7 \frac{2\pi b}{\lambda}.$$

Для увеличения крутизны характеристики  $F'_p(0)$  необходимо снимать с антенной системы неодинаковые напряжения, уменьшающиеся к краям ее половинок. Характеристикой направленности оптимальной системы, имеющей максимальное значение крутизны у нуля при заданном уровне боковых лепестков и при минимальной ширине главного лепестка диаграммы, является полином Ахизера степени  $n-1$ .

В работе [3.10] дан расчет такой антенной системы и исследуются ее параметры. Показано, что максимально достижимая крутизна, когда  $\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{2}$ , будет

$$F'_p(0)_{\text{макс}} = \frac{1}{\sin \frac{\pi d}{\lambda}} \frac{2\pi b}{\lambda}.$$

При заданном  $2b$  крутизна  $F'_p(0)$  растет с увеличением  $n$ .

При  $\frac{d}{\lambda} > \frac{1}{2}$  крутизна  $F'_p(0)_{\text{макс}} = \frac{2\pi b}{\lambda}$ , т. е. имеет то же значение, что и у системы из двух антенн.

Недостатком оптимальных систем является их узкая диапазонность.

Систему вертикальных антенн можно использовать как поворотную для определения направления радиостанций по минимуму или по максимуму диаграммы направленности.

Чтобы получить направленный прием только с одной стороны, следует применить рефлектор, т. е. установить ряд проводов, параллельных антеннам, по ту сторону от антенной системы, откуда нежелателен прием. Расстояние до рефлектора обычно берут равным  $1/4$  средней длины волны антенной системы. Провода рефлектора должны по высоте выступать за пределы антенн по крайней мере на величину  $d_p$  — расстояние между антеннами и рефлектором. На такую же величину ширина рефлектора в каждую сторону должна превосходить разнос между крайними антеннами.

Влияние рефлектора, находящегося на расстоянии  $d_p$  от ряда вертикальных антенн, учитывается тем, что в расчете вместо каждой антенны системы берут две антенны на расстоянии  $2d_p$  одна от другой и со сдвигом фаз  $180^\circ$  у э. д. с. антенн. Чтобы получить характеристику направленности такой системы впереди рефлектора, следует характеристики направленности системы антенны без рефлектора (3.74) или (3.81) умножить на  $\sin(md_p \cos \theta)$ .

Если между отдельными вертикальными антеннами ряда (рис. 3.35) ввести сдвиг фаз  $\psi$ , то диаграммы направленности вместо (3.74) и (3.81) выразятся

$$F(\theta, \beta, \psi) = F_1(\theta, \beta) \frac{\sin \left[ \frac{n}{2} (m d \sin \theta \cos \beta - \psi) \right]}{n \sin \left[ \frac{1}{2} (m d \sin \theta \cos \beta - \psi) \right]}, \quad (3.82)$$

$$F_p(\theta, \beta, \psi) = F_1(\theta, \beta) \frac{1 - \cos \left[ \frac{n}{2} (m d \sin \theta \cos \beta - \psi) \right]}{n \sin \left[ \frac{1}{2} (m d \sin \theta \cos \beta - \psi) \right]}. \quad (3.83)$$

Приравняв нулю аргумент числителя выражений (3.82) и (3.83), получаем, что максимум либо минимум главного лепестка диаграммы направленности при сдвиге фаз  $\psi_m$  поворачивается на угол  $\theta_m$ , определяемый из условия

$$\psi_m = m d \sin \theta_m \cos \beta. \quad (3.84)$$

Угол между противоположными максимумами или минимумами диаграммы в этом случае равен  $180^\circ \pm 2 \theta_m$ , т. е. появляется излом осевой линии диаграммы на-

правленности относительно линии антенн. Кроме того, диаграммы становятся несимметричными относительно осевой линии.

Изменяя сдвиг фаз  $\psi_m$ , можно, используя неподвижный ряд вертикальных антенн, поворачивать диаграмму направленности системы и по максимуму или минимуму диаграммы определять направление на радиостанцию. Недостатками системы являются излом осевой линии диаграммы направленности при ее повороте и асимметрия диаграммы. Первый недостаток отпадает при применении рефлектора, так как уничтожается один из максимумов приема. Асимметрия диаграммы ограничивает  $\theta_m$ .

Для получения вращения диаграммы направленности сдвиг фаз  $\psi_m$  следует рассчитывать по (3.84) для некоторого среднего угла наклона фронта волны  $\beta_c$  и градуировать сдвиг фаз в градусах поворота максимума (или минимума) диаграммы направленности.

С изменением угла наклона фронта волны  $\beta$  получается высотная ошибка в определении максимума (или минимума) диаграммы направленности.

Действительно, при угле  $\beta$ , отличном от  $\beta_c$ , для которого рассчитаны сдвиги фаз, измеренный угол  $\varphi_{и}$  не будет равняться действительному  $\varphi_{д}$ , ибо

$$\sin \varphi_{д} \cos \beta = \sin \varphi_{и} \cos \beta_c. \quad (3.85)$$

Будет получаться ошибка в определении направления  $\Delta = \varphi_{и} - \varphi_{д}$ , которая рассчитывается с помощью формулы (3.85).

На рис. 3.39 даны зависимости  $\varphi_{и}$  от  $\varphi_{д}$  при разных  $\beta$  от 0 до 60° и  $\beta_c = 0^\circ$ .

Если сдвиги фаз системы рассчитаны для любого другого угла наклона фронта волны  $\beta_c \neq 0^\circ$ , то высотная ошибка для угла падения  $\beta$  равна разности ординат кривых, соответствующих значениям углов падения  $\beta$  и  $\beta_c$  при заданных значениях  $\varphi_{д}$ , либо разности абсцисс тех же кривых при заданных значениях  $\varphi_{и}$ .

При расчете описываемой антенной системы необходимо учесть взаимное сопротивление антенн, которое определяется по методу наведенных э. д. с. [3.1, 3.4]. Если антенная система рассчитана из  $n$  антенн, то обычно устанавливаются  $n+2$  антенны. Крайние антенны не

включаются в схему и служат только для создания одинаковости сопротивлений всех антенн.

Система с острой диаграммой направленности, как и всякая другая антенная система, характеризуется сопротивлением излучения, к. п. д. и к. н. д. Эти параметры определяют чувствительность радиопеленгатора.

Методы расчета указанных параметров антенной системы излагаются в курсах антенн.

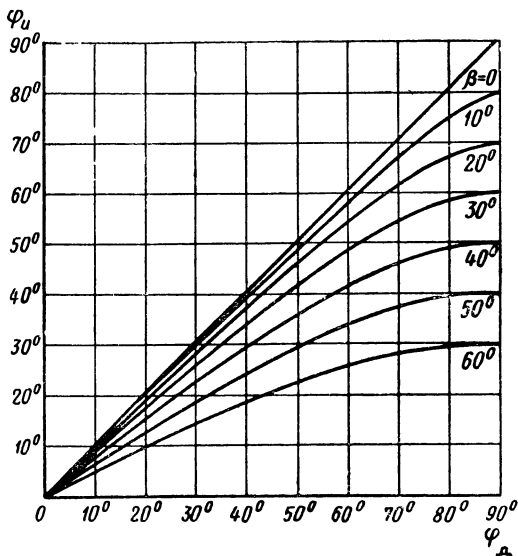


Рис. 3.39. Зависимость  $\varphi_n$  от  $\varphi_d$  при разных  $\beta$  (принято  $\beta_c=0$ ).

### Круговые антенные системы с острой характеристикой направленности

Для осуществления плавного вращения на  $360^\circ$  острой характеристики направленности при неподвижных антеннах применяют антенную систему из расположенных по окружности  $n$  вертикальных антенн. Круговую антенную систему можно использовать с рефлектором и без рефлектора.

Принцип образования и вращения диаграммы направленности в круговой антенной системе заключается в сле-

дующем (рис. 3.40). Из  $n$  антенн системы выбирают  $m$  антенн, которые образуют пеленгаторную группу. В антенны группы при помощи антенного коммутатора вводят цепи временной задержки такой величины  $\left(\frac{11'}{c}, \frac{22'}{c}, \frac{33'}{c} \dots\right)$ , где  $c$  — скорость распространения радиоволн), чтобы уравнивать фазы э. д. с. антенн группы для направ-

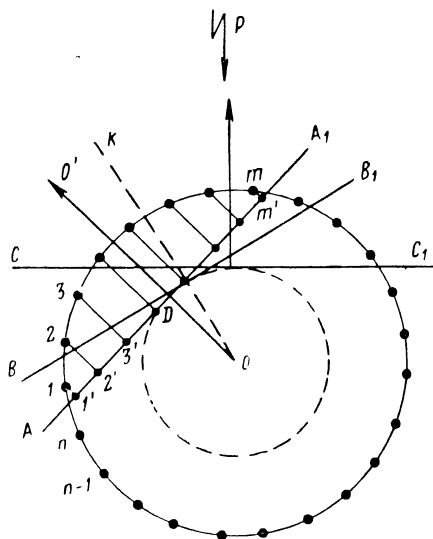


Рис. 3.40. Принцип использования круговой системы антенн.

ления  $OO'$  и как бы привести антенны к расположенным по прямой линии  $AA_1$ . Центральной линией  $OO'$  антенны группы делятся на две подгруппы. Э. д. с. антенн правой и левой подгрупп складываются в два напряжения  $E_1$  и  $E_2$ , которые для пеленгования суммируются, либо из  $E_1$  вычитается  $E_2$ .

При вращении антенного коммутатора изменяются задержки в антеннах и сами антенны так переключаются, что центр линии  $AA_1$  как бы вращается синхронно с вращением коммутатора по внутренней пунктирной окружности (рис. 3.40), причем линия антенн занимает положения  $BB_1$ ,  $CC_1$  и т. д. Когда линия антенн  $CC_1$  пер-

пендикулярна к направлению на радиостанцию  $\bar{P}$ , получается максимальное напряжение по суммарной характеристике направленности и нулевое напряжение по разностной характеристике.

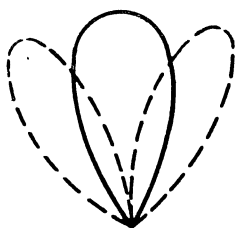


Рис. 3.41. Суммарная и разностная диаграммы направленности:

— суммарная диаграмма, - - - - разностная диаграмма

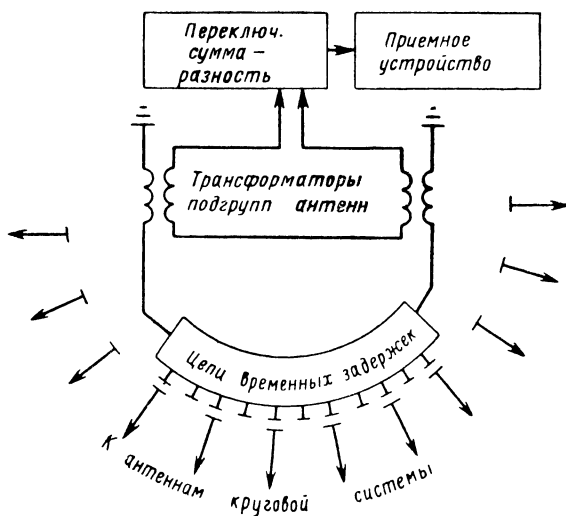


Рис. 3.42. Схема антенного коммутатора для круговой антенной системы.

На рис. 3.41 показаны суммарная и разностная диаграммы направленности пеленгаторной группы. Боковые лепестки на рисунке для упрощения не показаны. Антенный коммутатор состоит из неподвижного статора и вращаемого ротора (рис. 3.42). Статор и ротор имеют пла-

стины, служащие для создания емкостной связи между ними.

К пластинам статора подключаются антенны, к пластинам ротора, имеющего две симметричные половины, служащие для создания двух половин группы антенн, монтируются цепи временных задержек.

Последние могут выполняться в виде отрезков кабеля или искусственной линии. Элементы задержки могут использоваться отдельные для каждой пластины ротора или могут применяться общие для каждой половины ротора. Электрическая длина цепей временных задержек рассчитывается, исходя из геометрии антенной системы для некоторого исходного угла наклона фронта волны  $\beta_c$ . При применении общих цепей задержки нагрузка от антенн должна быть в 4—5 раз больше волнового сопротивления цепи. Тогда нарушение режима бегущей волны невелико и сохраняется электрическая длина линии.

Число пластин статора равно числу антенн ( $n$ ). Число пластин ротора, приходящихся на одну пластину статора, или кратность пластин ротора относительно пластин статора выбирается исходя из инструментальных ошибок антенного коммутатора (см. § 8.9). Полное число пластин ротора зависит от числа антенн в пеленгаторной группе. Отдельно складываются напряжения правой и левой подгруппы  $E_1$  и  $E_2$ . Специальным переключателем осуществляется сложение или вычитание напряжений  $E_1$  и  $E_2$ .

Пеленгование заключается в отыскивании максимума или минимума приема. Угол на шкале антенного коммутатора соответствует азимуту.

Пеленгование может также осуществляться без вращения антенного коммутатора по суммарно-разностному методу, принцип которого описан в § 2.3. Для этого антенный коммутатор устанавливается так, чтобы привести пеленгаторную группу антенн, например, к прямой линии  $AA_1$  (см. рис. 3.40). Центральная линия  $OO_1$  в этом случае является нулевой линией отсчета пеленга. Сумма напряжений двух подгрупп антенн  $AD$  и  $DA_1(U_2)$  подается на одну пару пластин электронно-лучевой трубки, например на продольные пластины. Разность напряжений этих же подгрупп антенн ( $U_\Delta$ ), сдви-



нутая по фазе на  $90^\circ$ , подается на вторую пару пластин трубки, соответственно на горизонтальные пластины. Пеленгование осуществляется в некотором секторе  $2\theta'_{\text{макс}}$ .

Заменим каждую подгруппу антенн одной эквивалентной антенной с действующей высотой  $h_e$ .

Обозначим:

$2b_a$  — эквивалентный разнос двух антенн, заменяющих подгруппы антенн;

$\theta'$  — азимут радиостанции с линией  $OO_1$ .

Тогда в соответствии с изложенным ранее амплитуда суммы напряжений антенн

$$U_{\Sigma} = 2Eh_e \cos(mb_a \cos \beta \sin \theta'),$$

амплитуда разности напряжений антенн

$$U_{\Delta} = 2Eh_e \sin(mb_a \cos \beta \sin \theta').$$

На электронно-лучевой трубке отсчитывается угол  $\alpha$ , определяемый выражением  $\operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{\Delta}}{U_{\Sigma}} = \operatorname{tg}(mb_a \cos \beta \sin \theta')$ ,

или  $\alpha = mb_a \cos \beta \sin \theta' = 0,5(2mb_a \cos \beta \sin \theta')$ .

Угол на электронно-лучевой трубке равен половине разности фаз э. д. с. антенн  $\psi$ , так как  $\psi = 2mb_a \cos \beta \sin \theta'$ .

Коэффициент пересчета  $K_{\Pi}$  от угла на электронно-лучевой трубке  $\alpha$  к азимуту  $\theta'$  будет (при малых значениях  $\theta'$ , когда  $\sin \theta' \approx \theta'$ )

$$K_{\Pi} = mb_a \cos \beta.$$

При  $\beta = 0$   $K_{\Pi} = \frac{2\pi b_a}{\lambda}$  и  $\theta' = \frac{\alpha}{K_{\Pi}}$ .

Сектор пеленгования (2.18) определяется выражением

$$\theta'_{\text{макс}} \leq \frac{\pi}{K_{\Pi}} \quad \text{или} \quad 2\theta'_{\text{макс}} \leq \frac{28,6\lambda}{b_a}, \text{ град.}$$

Расчету характеристик направленности круговых антенных систем посвящен ряд работ [3.12, 3.14, 3.15].

Определим для примера выражения характеристик направленности для антенной системы без рефлектора в случае, когда для формирования характеристики направленности одновременно используются все антенны [3.12].

Отсчитываем азимут  $\theta$  на радиостанцию от диаметра антенной системы, соответствующего положению линии симметрии антенного коммутатора ( $CC_1$  на рис. 3.43). Обозначим через  $\alpha_0$  угол между направлением  $CC_1$  и радиусом, проведенным к ближайшей к нему по часовой стрелке антенне, которую будем считать  $n$ -й, причем  $\alpha_0$  изменяется от 0 до  $\frac{2\pi}{n}$ .

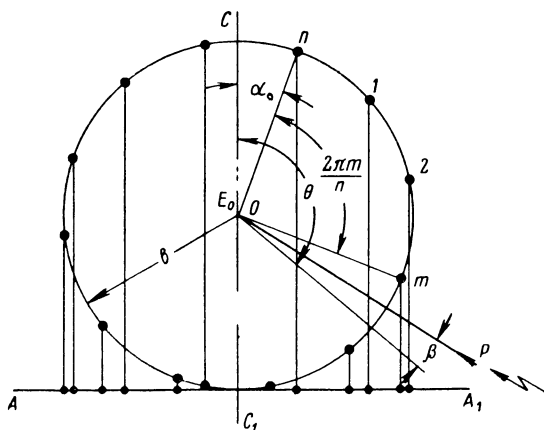


Рис. 3.43. Приведение антенной круговой системы к линейной.

Если  $E_0$  — напряженность поля в центре системы;  $b$  — радиус окружности размещения антенн, то э. д. с., индуцируемая в  $m$ -й антенне, будет

$$\dot{E}_m = E_0 h_{eo} \exp \left[ j \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right].$$

В рассматриваемом случае линия  $AA_1$ , к которой приводятся все антенны путем введения фазовых задержек в э. д. с. антенн, касательна к окружности размещения антенн (см. рис. 3.43). В э. д. с.  $m$ -й антенны, чтобы привести фазу э. д. с. этой антенны к фазе, соответствующей линии  $AA_1$ , вводится сдвиг фаз  $\psi_m$ :

$$\psi_m = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta_0 \left[ 1 + \cos \left( \frac{2\pi}{n} m + \alpha_0 \right) \right].$$

Напряжение, снимаемое с  $m$ -й антенны, с учетом  $\psi_m$  равно

$$\dot{U}_m = E_0 h_{eo} \exp j \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} b \left[ \cos \beta \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) - \cos \beta_c \cos \left( \frac{2\pi}{n} m + \alpha_0 \right) \right] - \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta_c \right\}. \quad (3.86)$$

Последний член показателя степени не зависит от  $\alpha_0$  и  $\theta$ . Преобразуем зависящую от  $\alpha_0$  и  $\theta$  часть показателя степени:

$$\begin{aligned} & \cos \beta \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) - \cos \beta_c \cos \left( \frac{2\pi}{n} m + \alpha_0 \right) = \\ & = \cos \left( \frac{2\pi}{n} m + \alpha_0 \right) (\cos \beta \cos \theta - \cos \beta_c) + \\ & + \sin \left( \frac{2\pi}{n} m + \alpha_0 \right) \cos \beta \sin \theta = A \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right), \end{aligned}$$

где

$$A = \sqrt{\cos^2 \beta + \cos^2 \beta_c - 2 \cos \beta \cos \beta_c \cos \theta} \quad (3.87)$$

и

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\cos \beta \sin \theta}{\cos \beta \cos \theta - \cos \beta_c}. \quad (3.88)$$

Подставив (3.87) и (3.88) в (3.86), получим

$$\dot{U}_m = E_0 h_{eo} \exp \left\{ j \left[ \frac{2\pi}{\lambda} b A \cos \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] - j \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta_c \right\}. \quad (3.89)$$

Разложим (3.89) в ряд Фурье—Бесселя аналогично разложению (3.49), причем множитель  $e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta_c}$  не учитываем, так как он не зависит от  $\theta$  и  $\alpha_0$ :

$$\begin{aligned} \dot{U}'_m &= E_0 h_{eo} \left\{ J_0 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b A \right) + \right. \\ & \left. + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p \left( \frac{2\pi}{\lambda} b A \right) \cos \left[ p \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] \right\}. \quad (3.89') \end{aligned}$$

Определим при  $n$  четном полное напряжение, снимаемое со всех антенн:

$$\dot{U}_{\Sigma} = \sum_{m=1}^n U'_m = E_0 h_{eo} \left\{ n J_0 \left( \frac{2\pi}{\lambda} b A \right) + \right.$$

$$+ 2 \sum_{m=1}^n \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \cos \left[ p \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] \Big\}$$

или

$$U_{\Sigma} = E_0 h_{e0} n \left\{ J_0 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) + 2 \sum_{v=1}^{\infty} (-1)^{\frac{vn}{2}} J_{vn} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \cos [vn(\gamma - \alpha_0)] \right\}. \quad (3.90)$$

При суммировании принято во внимание, что

$$\sum_{m=1}^n \cos \left[ p \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] = n \cos [vn(\gamma - \alpha_0)]$$

при  $p = vn$  и равно нулю при других значениях  $p$ .

Выражение (3.90) определяет суммарную характеристику направленности антенной системы. Обычно можно ограничиться двумя первыми членами ряда

$$U_{\Sigma} = E_0 h_{e0} n \left\{ J_0 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) + 2 (-1)^{\frac{n}{2}} J_n \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \cos [n(\gamma - \alpha_0)] \right\}. \quad (3.91)$$

Чтобы можно было пренебречь вторым членом выражения (3.91), необходимо так выбрать число антенн, чтобы расстояние между ними было

$$d \leq (0,45 \div 0,5) \lambda. \quad (3.92)$$

Это условие определяет необходимое число антенн при заданном  $\frac{b}{\lambda_{\text{мин}}}$  и, наоборот, обуславливает допустимое отношение  $\frac{b}{\lambda_{\text{мин}}}$  при заданном числе антенн. Тогда суммарная характеристика направленности определяется выражением

$$F_{\Sigma}(\theta, \beta) = J_0 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right). \quad (3.93)$$

В табл. 3.1 рассчитаны при выполнении требования (3.92) значения  $\frac{b}{\lambda_{\text{мин}}}$  для разного числа антенн  $n$  при  $\beta_c = 20^\circ$ .

В них же даны углы  $\varphi_0$ , ограничивающие главный лепесток диаграммы направленности.

Таблица 3.1

**Параметры круговой антенной системы в зависимости от числа антенн  $n$  при  $\beta_c = 20^\circ$**

Число антенн $n$	6	8	12	16	20	24	28	32	36	40
$\frac{2b}{\lambda_{\text{мин}}} \times \cos \beta_c$	0,955	1,27	1,91	2,54	3,18	3,8	4,45	5,1	5,75	6,37
Граничный угол главного лепестка суммарной характеристики, град	50,4	38	25	18	15	12,3	10,5	9,15	8,1	7,3

Когда  $\beta = \beta_c$ , то  $A = 2 \cos \beta_c \sin \frac{\theta}{2}$  и  $\gamma = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2}$ .

В этом случае выражение для суммарной характеристики направленности имеет вид

$$F_{\Sigma}(\theta, \beta = \beta_c) = J_0 \left( \frac{2\pi}{\lambda} 2b \cos \beta_c \sin \frac{\theta}{2} \right). \quad (3.94)$$

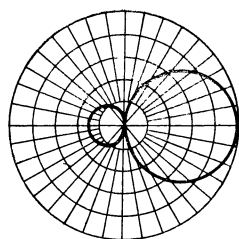
Амплитуды боковых лепестков характеристики (3.94) имеют относительные величины 0,403; 0,3; 0,25; 0,21 и т. д. На рис. 3.44 построены для примера суммарные характеристики направленности при  $\beta = \beta_c = 20^\circ$  для разных отношений  $\frac{2b}{\lambda}$  и разного числа антенн  $N$  [3.12].

В табл. 3.2 даны значения углов, ограничивающих боковые лепестки характеристики направленности в плоскости  $\beta = \beta_c = 0^\circ$ .

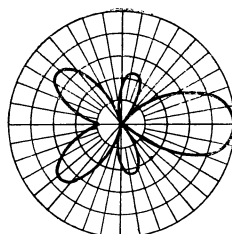
При  $\theta = 0^\circ$  получаем выражение для суммарной характеристики направленности в вертикальной плоскости

$$F(\theta = 0, \beta) = J_0 \left[ \frac{2\pi}{\lambda} b (\cos \beta - \cos \beta_c) \right]. \quad (3.95)$$

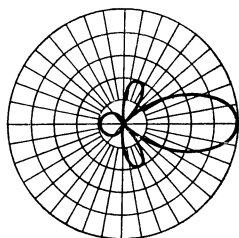
На рис. 3.45 построена для примера характеристика направленности в вертикальной плоскости для  $\frac{b}{\lambda} = 0,75$  и  $\beta_c = 20^\circ$ .



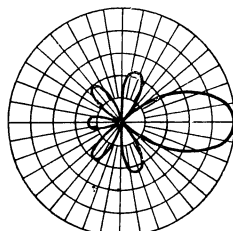
$$2\theta/\lambda = 0,25; N = \infty$$



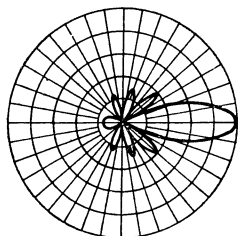
$$2\theta/\lambda = 0,5; N = 5$$



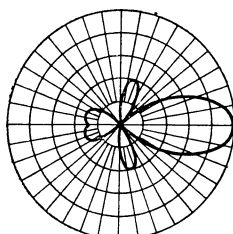
$$2\theta/\lambda = 0,5; N = \infty$$



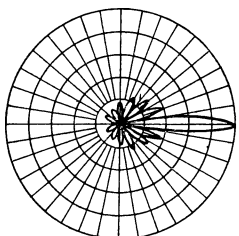
$$2\theta/\lambda = 0,5; N = 6$$



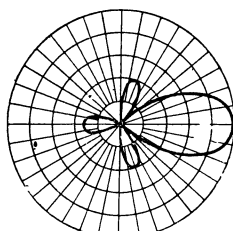
$$2\theta/\lambda = 1,0; N = \infty$$



$$2\theta/\lambda = 0,5; N = 7$$



$$2\theta/\lambda = 2; N = \infty$$



$$2\theta/\lambda = 0,5; N = 8$$

Рис. 3.44. Суммарные характеристики направленности круговой системы антенн.

Таблица 3.2

Значения углов, соответствующих максимумам и нулям лепестков суммарной характеристики направленности круговой антенной системы в плоскости  $\beta = \beta_c = 0^\circ$

Наименование лепестка	Амплитуда лепестка	Отношение $\frac{b}{\lambda} \cos \beta_c$					
		0,25	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5
Главный лепесток характеристики направленности	1 0	0° 100°	0° 45°	0° 22°	0° 15°40'	0° 11°	0° 8°40'
Первый боковой лепесток	0,403 0		75°20' 123°20'	35°40' 52°20'	23°40' 34°10'	17°40' 25°30'	14° 20°20'
Второй боковой лепесток	0,3 0			69° 87°30'	44°20' 55°	32°50' 39°20'	26° 32°
Третий боковой лепесток	0,25 0			108° 140°40'	65°20' 77°40'	48° 56°	38° 44°
Четвертый боковой лепесток	0,22 0			180° (0,16)	90° 105°	64° 73°	50°20' 57°
Пятый боковой лепесток	0,2 0				122° 144°	82° 93°	63°20' 70°30'

В табл. 3.3 рассчитаны наиболее интересные значения характеристики направленности в вертикальной плоскости при  $\beta_c = 20^\circ$ , а именно значения характеристики при  $\beta = 0$ , углы  $\beta'_{\text{макс}}$ , соответствующие ослаблению главного

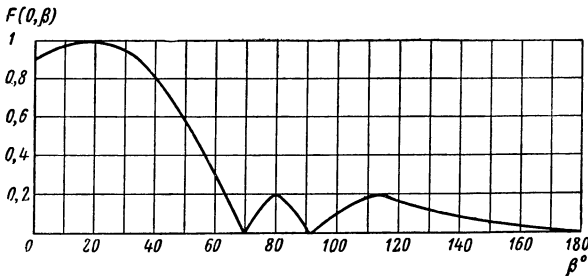


Рис. 3.45. Характеристика направленности в вертикальной плоскости.

лепестка до 0,7, и  $\beta''_{\text{макс}}$  на границе главного лепестка (при нулевом значении характеристики).

Таблица 3.3

Характерные значения суммарной характеристики направленности круговой антенной системы в вертикальной плоскости  $F_{\Sigma}(0, \beta)$  при  $\beta_c = 20^\circ$

$\frac{b}{\lambda}$	0,5	1	1,5	2	2,5	3,0
$F_{\Sigma}(0, \beta_c)$	0,99	0,97	0,92	0,86	0,79	0,71
$\beta'_{\text{макс}}$	56°	41°	36°	32°	30°	29°
$\beta''_{\text{макс}}$	80°	57°	47°	41°	38°	36°

Определим разнос двух антенн  $2b_a$ , эквивалентных круговой антенной системе в отношении ширины главного лепестка суммарной характеристики направленности.

Полагаем  $\beta = \beta_c = 0^\circ$ . Условия для получения границы главного лепестка суммарной характеристики направленности у круговой системы и системы из двух антенн будут соответственно

$$\frac{4\pi}{\lambda} b \sin \frac{\theta_0}{2} = 2,43 \quad \text{и} \quad \frac{2\pi}{\lambda} b_a \sin \theta_0 = \frac{\pi}{2}.$$

Принимаем, что  $\sin \theta_0 \approx \theta_0$ ,  $\sin \frac{\theta_0}{2} \approx \frac{\theta_0}{2}$ .

Тогда

$$b_a = \frac{1,57}{2,43} b = 0,645 b$$

или  $2b_a = 1,29b$ , где  $2b$  — разнос (диаметр) антенн.

Найдем выражение для разностной характеристики направленности. Разность напряжений, снимаемых с диаметрально противоположных антенн  $m$ -й и  $\left(m + \frac{n}{2}\right)$ -й



из (3.89), будет

$$\begin{aligned}
 U_{m\Delta} &= U_m - U_{m + \frac{n}{2}} = \\
 &= 2E_0 h_{eo} \sum_{q=1}^{\infty} j^q J_q \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \left\{ \cos \left[ q \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] - \right. \\
 &\quad \left. - \cos \left[ q \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \pi - \alpha_0 \right) \right] \right\} = \\
 &= -4E_0 h_{eo} \sum_{q=1}^{\infty} j^q J_q \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\
 &\quad \times \sin \left[ q \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \frac{\pi}{2} - \alpha_0 \right) \right] \sin \left( q \frac{\pi}{2} \right). \quad (3.96)
 \end{aligned}$$

Слагаемые (3.96) отличаются от нуля только при нечетных значениях  $q$ , так как при четных значениях  $q=2p$   $\sin\left(2p \frac{\pi}{2}\right)=0$ . Поэтому выражение (3.96) можно переписать, полагая  $q=2p-1$ , в виде

$$\begin{aligned}
 U_{m\Delta} &= -4E_0 h_{eo} \sum_{p=1}^{\infty} j^{2p-1} J_{2p-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\
 &\times \sin \left[ (2p-1) \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) - p\pi + \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[ (2p-1) \frac{\pi}{2} \right] = \\
 &= -j4E_0 h_{eo} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{p-1} J_{2p-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\
 &\quad \times \cos \left[ (2p-1) \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) - p\pi \right] \sin \left[ (2p-1) \frac{\pi}{2} \right]
 \end{aligned}$$

ИЛИ

$$\begin{aligned}
 U_{m\Delta} &= j4E_0 h_{eo} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{p-1} J_{2p-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\
 &\quad \times \cos \left[ (2p-1) \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right].
 \end{aligned}$$

Разностное напряжение от всех антенн  $U_{\Delta}$  будет (см. рис. 3.43)

$$U_{\Delta} = \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} U_{m\Delta} = j4E_0 h_{eo} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{p-1} J_{2p-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\ \times \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \cos \left[ (2p-1) \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right],$$

где

$$\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \cos \left[ (2p-1) \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] = \\ = \cos [(2p-1)(\gamma - \alpha_0)] \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \cos \left[ (2p-1) \frac{2\pi}{n} m \right] + \\ + \sin [(2p-1)(\gamma - \alpha_0)] \sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \sin \left[ (2p-1) \frac{2\pi}{n} m \right].$$

Обозначив

$$x = (2p-1) \frac{2\pi}{n},$$

после преобразований получим (см. (1.342) [1.18])

$$\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} \cos \left[ (2p-1) \left( \gamma - \frac{2\pi}{n} m - \alpha_0 \right) \right] = \\ = \cos [(2p-1)(\gamma - \alpha_0)] + \sin [(2p-1)(\gamma - \alpha_0)] \times \\ \times \cos \left[ (2p-1) \frac{\pi}{n} \right] \operatorname{cosec} \left[ (2p-1) \frac{\pi}{n} \right] = \\ = \sin \left[ (2p-1) \left( \gamma - \alpha_0 + \frac{\pi}{n} \right) \right] \operatorname{cosec} \left[ (2p-1) \frac{\pi}{n} \right].$$

Просуммировав напряжение  $U_{m\Delta}$  от всех антенн, получим

$$U_{\Delta} = j4E_0 h_{eo} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{p-1} J_{2p-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\ \times \sin \left[ (2p-1) \left( \gamma + \frac{\pi}{n} - \alpha_0 \right) \right] \operatorname{cosec} \left[ (2p-1) \frac{\pi}{n} \right]. \quad (3.97)$$

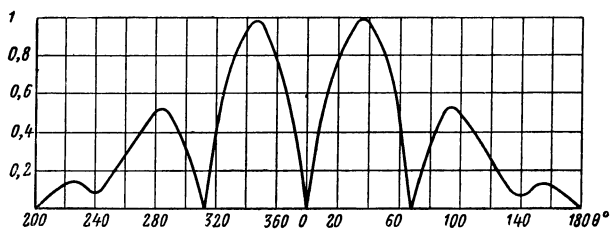


Рис 3.46 Разностная характеристика направленности круговой системы антенн.

Нормированная разностная характеристика имеет выражение

$$F_{\Delta}(\theta, \beta) = \frac{4}{n} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{p-1} J_{2p-1} \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \times \\ \times \sin \left[ (2p-1) \left( \gamma + \frac{\pi}{n} - \alpha_0 \right) \right] \operatorname{cosec} \left[ (2p-1) \frac{\pi}{n} \right]. \quad (3.98)$$

Пример разностной диаграммы направленности приведен на рис. 3.46.

Наличие рефлектора приводит к обострению характеристики направленности. Рефлектор устанавливают от антенны на расстоянии, равном приблизительно  $1/4$  средней длины волны рабочего диапазона.

Метод расчета характеристики направленности группы антенн круговой системы с рефлектором изложен в [3.15].

На рис. 3.47 приведены для сравнения главные лепестки суммарной и разностной характеристик направленности для круговой антенной системы с рефлектором на волне 13,8 м и косинусоидальная характеристика. Параметры круговой антенной системы (немецкий радиос-

пеленгатор «Вулленвебер» разработки 1940—1945 г.):  $n=40$ ,  $m=8$ ,  $2b=120$  м, рефлектор установлен на расстоянии 12,5 м от антенн; антенна вертикальная диаметром 3,4 м, высотой 7,5 м, с емкостной нагрузкой наверху; диапазон частот 6—15 Мгц [3.14].

### 3.12. АНТЕННЫ С ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ

Чтобы антенна была широкодиапазонной, т. е. имела не изменяющиеся с изменением частоты входное сопротивление и диаграмму направленности, она должна иметь плавно и одинаково изменяющееся по длине сечение и эквивалентную длину, обратно пропорциональную частоте. Этому требованию удовлетворяют бесконечно протяженные антенны, форма которых определена только плавно изменяющимися угловыми размерами. Задачей разработки широкодиапазонной антенны конечной длины является отыскание такой структуры, форма которой определяется угловыми размерами и поведение конечной части которой на частотах выше некоторой граничной приближается к поведению бесконечной структуры.

Из плоских антенн таким свойством обладает логарифмическая спираль (рис. 3.48), уравнение которой  $\rho = ke^{a(\varphi + \varphi_0)}$ , где  $k$  и  $a$  — постоянные коэффициенты,  $\varphi_0$  определяет начало спирали [3.17].

У двухзаходной спирали второе плечо получается из первого сдвигом его на  $180^\circ$ . Экспериментально обнаружено, что при питании антенны в центре интенсивность тока в плечах падает на 20 дБ и более после прохождения витка, периметр которого примерно равен длине волны. Поэтому изменение длины волны эквивалентно как бы повороту спирали.

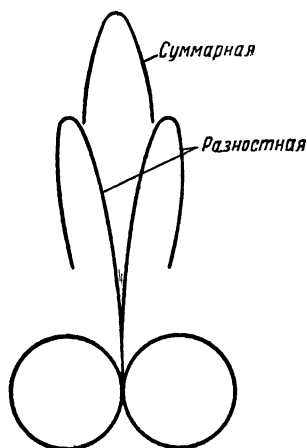


Рис. 3.47. Сравнение характеристик направленности круговой системы с рефлектором и косинусоидальной характеристики.

Граничные волны спиральной антенны определяются длинами наибольшего и наименьшего витков, диапазон частот доходит до 20-кратного. На минимальную волну кроме диаметра спирали влияет способ питания антенны. Плоская спираль может работать как электрическая

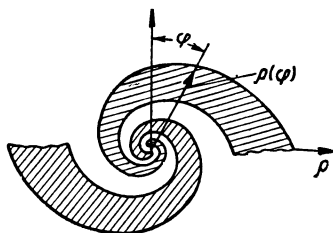


Рис. 3.48. Логарифмическая спиральная антенна.

и как магнитная (щелевая) антенна. При питании щелевой антенны к краям щели припаивается жила и наружная оболочка кабеля. Диаметр кабеля, таким образом, ограничивает минимальную длину волны.

Антенна обладает эллиптической поляризацией с коэффициентом эллиптичности до 2:1. Ширина лепестка диаграммы направленности при половинной мощности колеблется от 40 до 50°. Коэффициент бегущей волны с фидером, имеющим  $r_{\phi} = 50 \text{ ом}$ , более 0,5.

Спиральная антенна может иметь резонатор для обеспечения однонаправленного приема. Диаметр резонатора должен несколько превосходить диаметр спирали, который берется равным приблизительно  $0,5 \lambda_{\text{макс}}$ .

Спиральные антенны применяются главным образом на сверхвысоких частотах. В том случае, когда требуется получить в широком участке ультракоротких или коротких волн не изменяющуюся слабонаправленную диаграмму направленности и хорошее согласование с фидером, может быть применена антенна с логарифмической периодической структурой (ЛПА) [3.4, 3.18—3.21].

Схема ЛПА показана на рис. 3.49. Антенна состоит из двух идентичных частей I и II. Часть II образована путем поворота части I на 180° вокруг оси, перпендикулярной к плоскости антенны и проходящей через точку подключения фидера. Изогнутые по дуге окружности зубцы переменной длины представляют собой вибраторы антенны. Круговые секторы, от которых ответвляются вибраторы, являются распределительной линией. При расположении частей I и II в одной плоскости (рис. 3.49,а) диаграмма направленности получается двусторонней и имеет главные лепестки вдоль оси, перпендикулярной к плоскости антенны. Если части I и II

установлены под углом  $\psi$  одна к другой (рис. 3.49,б), то диаграмма направленности становится односторонней, причем максимум ее (главное направление) направлен по биссектрисе угла  $\psi$  в сторону, противоположную раскрыву частей I и II.

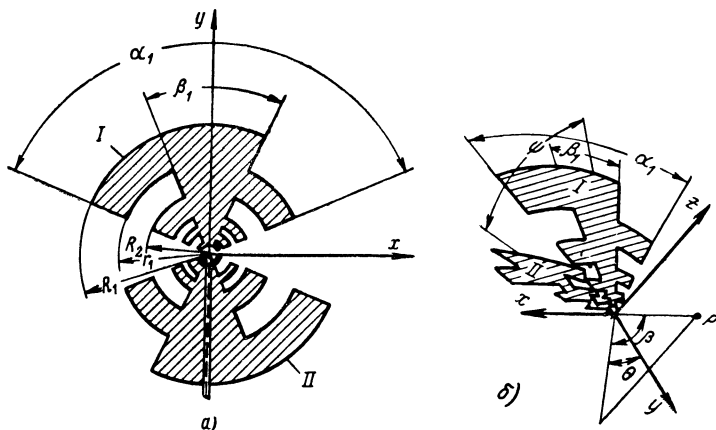


Рис. 3.49. Логарифмическая периодическая антенна:  
а)  $\psi=0$ ; б)  $\psi \neq 0$ .

Вибраторы ЛПА могут иметь также трапециевидальную форму. Они выполняются из сплошного металлического листа, из провода, окаймляющего контуры антенны, или из одиночных проводов. На рис. 3.50,а изображена ЛПА с вибраторами из одиночных проводов при угле между частями антенны  $\psi=0$ . Однопроводная антенна может иметь также зигзагообразную структуру (рис. 3.50,б).

Параметрами ЛПА являются  $\tau$ ,  $\sigma$ ,  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$ :

$$\tau = \frac{R_{N+1}}{R_N}, \quad \sigma = \frac{r_N}{R_N},$$

где  $R_1, R_2, \dots, R_N$  — расстояния от точки питания до наружных краев вибраторов;

$r_1, r_2, \dots, r_n$  — расстояния от точки питания до внутренних краев вибраторов;

$R_N - r_N$  — толщина  $N$ -го вибратора.

Счет начинается от вибратора максимальной длины.

Постоянство значений  $\tau$  и  $\sigma$  у всех вибраторов обусловлено структурой антенны.

Углы  $\alpha_1$  и  $\beta_1$  обозначены на рис. 3.49.

По принципу действия ЛПА представляет собой сложную директорную антенну, состоящую из отдельных групп вибраторов, каждая из которых включает актив-

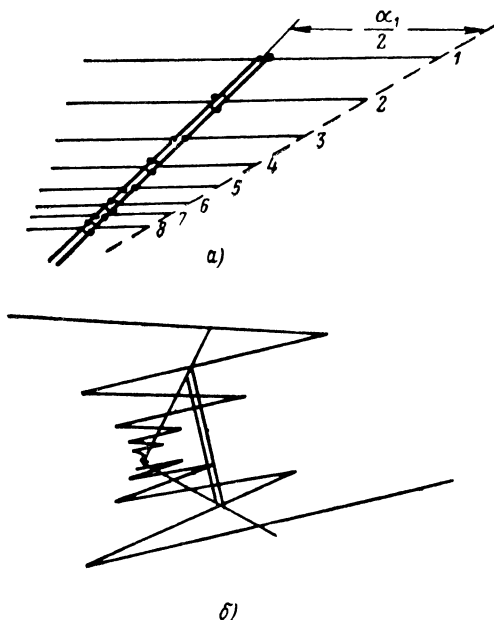


Рис. 3.50. Однопроводная логарифмическая антенна:  
*a* — с одиночными вибраторами; *b* — зигзагообразная

ный вибратор, рефлектор и директор. Для правильной работы группы вибраторов сопротивление рефлектора должно быть индуктивным, а директора — емкостным. Это достигается укорочением длины директора и удлинением длины рефлектора относительно длины активной вибратора  $l_0$ , настроенного на принимаемую волну  $\lambda$  ( $4l_0 = \lambda$ ). Тогда ток в рефлекторе опережает ток в активном вибраторе, а ток в директоре отстает от этого тока и выполняются условия максимального приема со стороны директора и минимального со стороны рефлектора.

Пусть для принимаемой волны (рис. 3.50) вибратор 4 настроен в резонанс. Вибратор 5 является директором, вибратор 3 — рефлектором.

За счет прохождения токов вибраторов 3, 4, 5 по фидеру падение напряжения в общей нагрузке от тока рефлектора 3 должно было отставать от напряжения от тока активного вибратора, а напряжение от тока директора 5 — опережать его. Однако благодаря схеме подключения вибраторов фазы токов вибраторов 3 и 5 дополнительно повернуты на  $180^\circ$  относительно тока активного вибратора. В результате напряжения от токов всех трех вибраторов приблизительно совпадают по фазе и для главного направления создаются благоприятные условия для формирования диаграммы направленности. Токи остальных вибраторов, сильно расстроенных по частоте относительно принимаемой, малы и не влияют на формирование диаграммы направленности.

При удлинении волны начинает работать группа вибраторов 2, 3, 4 и т. д.

С увеличением угла  $\varphi$  пространственная связь между вибраторами уменьшается, возрастает роль распределительной линии в установлении фаз напряжений от вибраторов. Одновременно увеличивается прием на распределительную линию. На вибраторы осуществляется прием горизонтального электрического поля, на распределительную линию — вертикального электрического поля. Антенна с логарифмической периодической структурой обладает поэтому круговой или эллиптической поляризацией.

Если части I и II антенны соединить противофазно, то можно получить двухлепестковую диаграмму направленности с нулем по направлению биссектрисы угла  $\varphi$  между частями.

На каждой частоте распределительная линия нагружена сопротивлениями тех вибраторов, которые настроены на частоты, наиболее близкие к принимаемой. Реактивные сопротивления вибраторов имеют разный знак и примерно компенсируются. Остается только активное сопротивление, и, таким образом, может быть достигнуто хорошее согласование с фидером в широком диапазоне частот.

Диапазон частот ЛПА определяется следующими соображениями.



Таблица 3.4

## Некоторые характеристики ЛПА

Параметры			Ширина главного лепестка при уменьшении мощности в 2 раза, град		Отношение коэффициентов усиления ЛПА и полуволнового вибратора, <i>дб</i>	Максимальный уровень боковых лепестков, <i>дб</i>
$\alpha_1^0$	$\tau$	$\varphi^0$	при вертикальной поляризации	при горизонтальной поляризации		
75	0,4	30	74	155	3,5	-12,4
75	0,4	60	73	103	5,3	-8,6
75	0,5	45	67	106	5,6	-14,9
75	0,5	60	68	93	6,1	-12,75
60	0,4	30	85	153	3,0	-12,0
60	0,4	60	87	87	5,3	-7,0
60	0,5	30	70	118	4,9	-17,7
60	0,5	60	71	77	6,7	-9,5
60	0,707	45	64	79	7	-15,8
60	0,707	45	66	66	7,7	-12,3

Таблица 3.5

## Входные сопротивления ЛПА

$\varphi^0$	Волновое сопротивление, <i>ом</i>	Минимальное значение КВВ
60	120	0,7
45	110	0,69
30	105	0,67
7	65	0,55

На максимальной волне  $\lambda_{\max}$  работает наиболее длинный антенный вибратор длиной  $l_{\max}$ , причем  $\lambda_{\max} = 4l_{\max}$ . Соответственно для  $\lambda_{\min}$  имеем  $\lambda_{\min} = 4l_{\min}$ . Исследования показали, что вибратор, на котором укладывается больше 2—2,5 волн, существенно ухудшает диаграмму направленности, т. е. должно выполняться условие

$l_{\max} < (2 \div 2,5) \lambda_{\min}$ . Следовательно, отношение  $\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}$  группы вибраторов лежит в пределах 8—10 раз.

Методы расчета характеристик направленности ЛПА изложены в [3.4, 3.18].

В ЛПА рекомендуется иметь следующие соотношения между  $\tau$  и  $\alpha_1$ :

$$\tau = 0,83; 0,8; 0,73; 0,65;$$

$$\alpha_1^0 = 10; 14; 19; 24; 30; 37; 45.$$

Задаваясь  $\tau$ ,  $\alpha_1$  и диапазоном частот антенны, можно определить ее размеры.

В табл. 3.4 и 3.5 приводятся некоторые характеристики и входное сопротивление ЛПА [3.18].

Использование ЛПА возможно в радиопеленгаторах с амплитудным и фазовым методами отсчета пеленга.

### 3.13. АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ НА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

В диапазоне сверхвысоких частот от 30 до 300—400 *Мгц* в основном применяются те же антенные системы, что и на высоких частотах (до 30 *Мгц*). Выбор антенной системы в значительной степени определяется допустимыми габаритами системы и методом отсчета пеленга. В амплитудных радиопеленгаторах в качестве вращающейся антенной системы используются поворотная рамка, разнесенные рамки, пара разнесенных противофазных диполей, соединенных по Н-образной схеме, или  $n$  разнесенных синфазных антенн, расположенных в одной плоскости или по окружности и создающих острую диаграмму направленности. Поворотная рамка монтируется вертикально для пеленгования по вертикально-поляризованной составляющей электрического поля либо горизонтально для пеленгования по горизонтальному электрическому полю. В последнем случае используют двоякую рамку (см. рис. 3.22). В конструкции пары разнесенных диполей на частотах, больших 50 *Мгц*, часто предусматривается возможность простой переориентировки направления антенн с вертикального (рис. 3.51,а) на горизонтальное (рис. 3.51,б) и наоборот.

Связь диполя в паре со входным контуром иногда делается переменной в небольших пределах. Подбором связи в момент отсчета пеленга добиваются получения острых нулей слышимости. Для ненаправленного (дежурного) приема и определения однозначного пеленга применяется дополнительная центральная антенна.

Иногда для определения однозначного пеленга не предусматривают дополнительной антенны, а вводят разбалансировку в цепь одного из диполей; ненаправленный прием получают путем отключения от схемы одного из двух диполей.

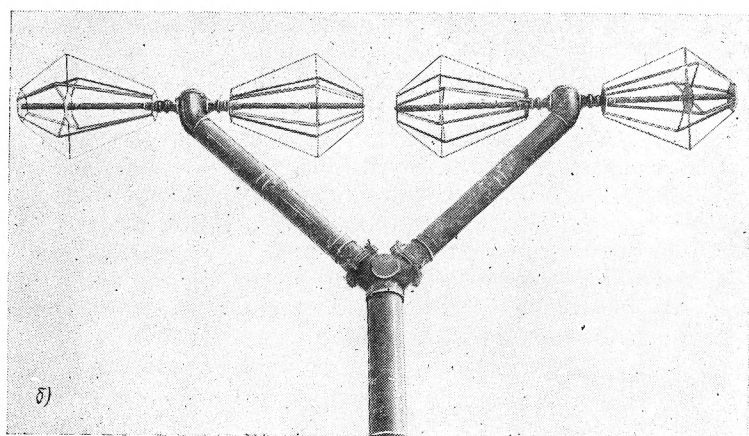
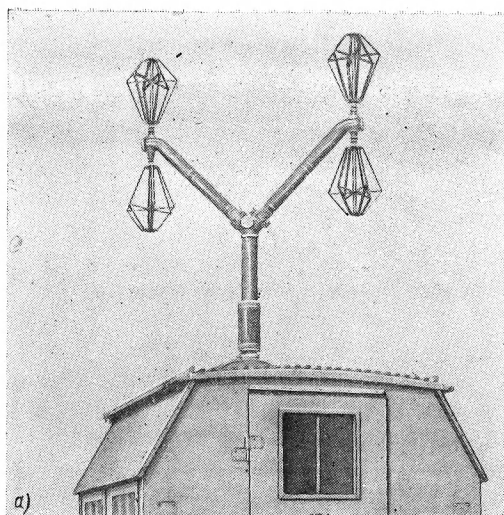


Рис. 3.51. УКВ Н-образная антенна с изменяющейся поляризацией.

Для устранения проявления резонансов в поддерживающей опоре в нее врубают изолятор и обе части опоры соединяют через сопротивление.

Если это требуется для выбранного метода пеленгования, осуществляют быстрое вращение пары антенн мотором, причем вместо щеток применяется специальный трансформатор между антенной и входной цепью

приемника. Одна обмотка трансформатора, присоединенная к антенне, при вращении антенной системы вращается внутри другой, неподвижной, соединенной со входом приемника, так, что связь между антенной и приемником не изменяется при вращении. Пару или  $n$  синфазно-соединенных антенн можно использовать с рефлектором, тогда сразу отсчитывается однозначный пеленг.

Для обеспечения возможности пеленгования по вертикальной или по горизонтальной составляющей электрического поля конструктивно объединяют подключаемые переключателем пару противофазных вертикальных антенн и горизонтальный диполь, направление которого перпендикулярно плоскости пары антенн. Горизонтальный диполь может применяться и один, если пеленгование осуществляется по горизонтальной составляющей электрического поля.

Известно применение в диапазоне частот 200—400 *Мгц* вертикального диполя с вращаемым вокруг диполя полцилиндрическим рефлектором и отсчетом пеленга по принципу сравнения фазы напряжения частоты вращения (модуляции) от пеленгуемой радиостанции с фазой опорного напряжения. Используется также вращаемая уголкообразная антенна с рефлектором, которая при повороте на  $90^\circ$  пригодна для пеленгования вертикально- и горизонтально-поляризованного электрического поля. Иногда два отдельных уголка, повернутые на  $90^\circ$ , устанавливаются с двух сторон рефлектора и переключаются переключателем у приемника. Одновременно при переключении индикатор пеленга смещается на  $180^\circ$ .

Применяются гониометрические системы с неподвижными антеннами (от 4 до 8) для направленного приема и с центральной антенной для ненаправленного приема, причем гониометры изготавливаются индуктивные или емкостные (см. § 4.7).

Для получения острой характеристики направленности кроме вращающегося ряда  $n$  синфазно-включенных вибраторов используются круговые антенные системы с рефлектором и антенным коммутатором. Диаметр размещения антенн доходит до  $(8-10)\lambda$ , число диполей в системе — до 100 [8.25]. Диполи системы могут устанавливаться под углом  $45^\circ$  к вертикали, тогда обеспечивается пеленгование при любой поляризации поля.

Пеленгование осуществляется по вычерчиваемой на экране электронно-лучевой трубки диаграмме направленности, которая получается путем вращения мотором антенного коммутатора. В круговой антенной системе пеленг может отсчитываться также по методу циклического измерения фазы по высокой частоте (см. § 8.8). Неработающие антенны замыкаются на землю. Такие системы применяются в наземных и корабельных радиопеленгаторах. Поскольку на ультракоротких волнах основной источник ошибок заключается во влиянии полей переизлучателей, то увеличение разноса является эффективным средством улучшения точности пеленгования.

Чтобы увеличить дальность и улучшить условия пеленгования (уменьшить ошибки из-за влияния ближнего окружения), антенную систему приподнимают над поверхностью земли и обычно монтируют над металлическим противовесом.

Для облегчения сочленения антенной системы с приемником их размещают вместе на высокой мачте либо возле антенны устанавливают высокочастотные контуры и преобразователь частоты и по фидерам к приемнику, размещаемому внизу, передают напряжения пониженной частоты. Следует учитывать возможность нарушения при этом соотношения вертикального и горизонтального полей на близких расстояниях от передатчика (см. § 6.3).

В качестве симметричных вибраторов в антенной системе для обеспечения широкого диапазона частот используются цилиндрические, конические, корзиночного типа или другие широкодиапазонные диполи. Применяются также шлейф-антенны. Диапазон частот, перекрываемый одним комплектом диполей, от 2—3 до 4—5 и более.

Если требуется перекрыть более широкий диапазон частот, иногда применяется несколько сменных комплектов диполей.

В диапазоне частот, большем 300—400 *Мгц*, в радиопеленгаторах используются рупорные, параболические, диэлектрические, щелевые, спиральные и другие направленные антенны этого диапазона частот. Описания антенн, их характеристик и методов расчета приводятся в курсах антенн [8.13, 3.6, 3.5].

### 3.14. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ПРИЕМНИКОВ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА ОТ ОДНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

В некоторых случаях необходимо, чтобы два или несколько приемников радиопеленгатора работали параллельно от общей антенной системы. Параллельное включение приемников можно осуществлять через раз-

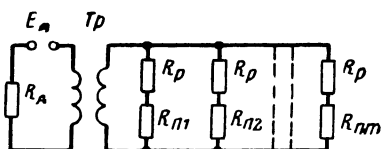


Рис. 3.52. Параллельное включение  $m$  приемников в антенну.

вязывающие сопротивления, которые уменьшают взаимное шунтирование приемников и устраняют возможность проникновения напряжения гетеродина любого приемника на входы других приемников.

На рис. 3.52 дана эквивалентная схема параллельного включения  $m$  приемников через развязывающие омические сопротивления  $R_p$ .

На рисунке обозначено:

- $E_a$  — напряжение антенны на частоте настройки одного из приемников;
- $R_a$  — сопротивление антенны;
- $R_{n1}, R_{n2}, \dots, R_{nm}$  — входные сопротивления приемников;
- $T_p$  — трансформатор согласования нагрузок.

Полагаем, что первый приемник настроен на частоту напряжения  $E_a$  и его сопротивление  $R_{n1} = R_{вх}$ , где  $R_{вх}$  — входное сопротивление приемника при настройке. Остальные приемники настроены на другие частоты и их входные сопротивления для частоты напряжения  $E_a$  принимаем равными нулю:

$$R_{n2} = R_{n3} = \dots = R_{nm} = 0.$$

Тогда сильнее всего сказывается шунтирующее действие остальных приемников.

Полное сопротивление  $R_c$  на вторичной обмотке трансформатора при этих условиях

$$R_c = \frac{R_p (R_p + R_{вх})}{mR_p + (m-1)R_{вх}}. \quad (3.99)$$

Зная  $R_c$  и  $R_a$ , можно рассчитать требуемый коэффициент трансформации согласующего трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{R_c}} = \sqrt{\frac{R_a [mR_p + (m-1)R_{вх}]}{R_p (R_p + R_{вх})}}. \quad (3.100)$$

Коэффициент передачи напряжения  $E_a$  на вход приемника, настроенного на частоту  $E_a$ , при наличии согласующего трансформатора равен

$$k_T = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_p R_{вх}^2}{R_a (R_p + R_{вх}) [mR_p + (m-1)R_{вх}]}}. \quad (3.101)$$

На основании эквивалентной схемы (рис. 3.52) коэффициент ослабления напряжения гетеродина  $U_r$ , пропускающего на вход приемника, настроенного на частоту гетеродина, выражается

$$\gamma_r = \frac{U_r}{U'_r} = \frac{2nR_p + 2(m-1)R_{вх}}{R_{вх}}. \quad (3.102)$$

В табл. 3.6 рассчитаны значения  $\frac{k_T}{\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_a}}}$ ,  $\frac{R_c}{R_{вх}}$  и  $\gamma_r$  для разных отношений  $\frac{R_p}{R_{вх}}$  и разного числа приемников. Задаваясь  $\gamma_r$ , можно по таблице найти  $R_p$ ,  $k_T$  и  $n$ .

При параллельном включении приемников через развязывающие сопротивления получается потеря напряжения (3.101). Простейшим способом осуществления развязки приемников без потери напряжения является включение приемников через отдельные катодные повторители, которые одновременно являются элементами развязки между приемниками. К сеткам катодных повторителей подключается антенна, в катод каждого через фидер включается приемник.

Сопротивление в катоде подбирается таким, чтобы фидер был нагружен на волновое сопротивление. Не-

достатком схемы с катодными повторителями является свойственные ей нелинейные искажения при сильных сигналах, а также ухудшение чувствительности приемников из-за шумового сопротивления лампы.

Для компенсации потерь напряжения между антенной и приемником применяют широкополосные антенные усилители.

При применении усилителя, так же как при применении катодных повторителей, возникают нелинейные искажения на входе их. Два напряжения с частотами  $f_1$  и  $f_2$  создают напряжение комбинационной частоты  $pf_1 \pm \pm qf_2$ . Необходимо так рассчитать схему, чтобы нелинейные искажения лежали в допустимых пределах.

Для параллельного включения приемников радиопеленгатора может потребоваться применение двух- или трехканальных усилителей. В этом случае необходимо принять меры к достижению идентичности каналов.

Таблица 3.6  
Расчет схемы развязки приемников

Число приемников $n$	$R_p = R_{вх}$		$R_p = 2R_{вх}$		$R_p = 3R_{вх}$		$R_p = 4R_{вх}$	
	$k_T$ $\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_a}}$	$\frac{R_c}{R_{вх}}$ $\gamma_r$	$k_T$ $\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_a}}$	$\frac{R_c}{R_{вх}}$ $\gamma_r$	$k_T$ $\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_a}}$	$\frac{R_c}{R_{вх}}$ $\gamma_r$	$k_T$ $\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_a}}$	$\frac{R_c}{R_{вх}}$ $\gamma_r$
2	0,204	0,666 6	0,184	1,2 10	0,164	1,72 14	0,145	2,22 18
3	0,158	0,4 10	0,145	0,75 16	0,131	1,09 22	0,12	1,43 28
4	0,134	0,286 14	0,123	0,545 22	0,112	0,8 30	0,108	1,05 38
5	0,118	0,222 18	1,109	0,428 28	0,1	0,642 38	0,091	0,834 48



## ГЛАВА 4

### ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ ОШИБКИ

#### 4.1. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ ОШИБКИ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

Как было указано в гл. 2, инструментальные ошибки вызываются недостатками радиопеленгатора как измерительного прибора. К инструментальным относятся ошибки, свойственные принципу действия выбранной системы, а также производственные и монтажно-установочные.

Производственные ошибки определяются недостатками конструктивного и электрического расчетов (неправильным выбором размеров антенной системы, неправильным расчетом индуктивностей катушек гониометра и т. д.), а также неточностями изготовления отдельных элементов радиопеленгатора и радиопеленгатора в целом. Монтажно-установочные ошибки вызываются неправильной установкой радиопеленгатора.

Неточности изготовления и монтажа радиопеленгатора иногда приводят к появлению так называемых антенных эффектов, которые также относятся к инструментальным недостаткам радиопеленгатора.

Ниже рассмотрены инструментальные ошибки, свойственные антенно-фидерным системам. Инструментальные ошибки, вызываемые приемоиндикаторами, описываются в гл. 8.

#### 4.2. АНТЕННЫЙ ЭФФЕКТ В ПОВОРОТНОЙ РАМКЕ

Приходящая электромагнитная волна создает на рамке некоторый потенциал по отношению к земле, благодаря которому возникают токи смещения на землю. Если, кроме того, рамка через присоединенный к ней

приемник соединяется с землей проводниками, то и в этих последних возникают э. д. с. и токи. Величина этих токов не зависит от направления приходящих электромагнитных волн.

Таким образом, следует различать два рода токов, протекающих через витки рамки: двухтактный ток, за-

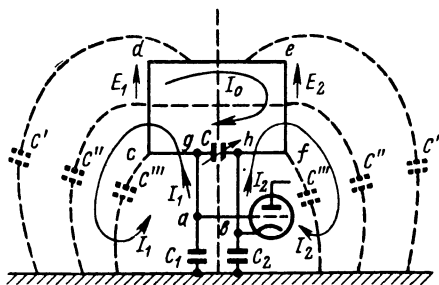


Рис. 4.1. Возникновение антенных эффектов.

висящий от направления падающей волны, и однотоктный ток, возникающий между рамкой и землей и не зависящий от направления падающей волны. В последнем случае рамка действует, как обычная антенна, и явление это получило наименование антенного эффекта рамки.

Пусть рамка настраивается конденсатором  $C$  и к ней присоединена лампа (рис. 4.1), причем концы рамки  $a$  и  $b$  имеют по отношению к земле емкости  $C_1$  и  $C_2$ . Благодаря действующим в сторонах  $cd$  и  $ef$  э. д. с.  $E_1$  и  $E_2$  появляются токи:

а) ток  $I_0$ , возникающий вокруг рамки, величина которого зависит от разности  $E_1$  и  $E_2$  и, следовательно, от угла между плоскостью распространения и плоскостью рамки; это и есть основной рамочный ток; он создает на конденсаторе  $C$  разность потенциалов, которая воздействует на сетку первой лампы усилителя;

б) токи  $I_1$  и  $I_2$ , текущие с рамки на землю через распределенные емкости рамки  $C'$ ,  $C''$ ,  $C'''$  и т. д., затем через емкости  $C_1$  и  $C_2$ , замыкающиеся снова на рамку. Каждый из этих токов определяется лишь одной из электродвижущих сил  $E_1$  и  $E_2$  соответственно. Вслед-

ствие этого токи  $I_1$  и  $I_2$  не зависят от направления падающей волны. Их диаграмма направленности представляет собой окружность подобно диаграмме открытой антенны. Эти токи создают в точках  $a$  и  $b$  потенциалы относительно земли:

$$U_a = \frac{I_1}{j\omega C_1} \quad \text{и} \quad \dot{U}_b = \frac{I_2}{j\omega C_2}.$$

На приемник воздействует разность потенциалов точек  $a$  и  $b$ . Эта разность потенциалов:

$$\dot{U}_b - \dot{U}_a = \frac{I_2}{j\omega C_2} - \frac{I_1}{j\omega C_1}$$

обращается в нуль, если  $C_1 = C_2$  и  $I_1 = I_2$ . Выполнение второго условия возможно только в том случае, если рамка совершенно симметрична, т. е. если емкость относительно земли любой точки  $c$ , расположенной слева от оси симметрии, равна емкости симметричной ей точки  $f$ . Отсюда следует, что антенный эффект не проявляется в радиопеленгаторе, если и рамка, и схема, подключенная к ее концам, совершенно симметричны.

Неоднородность емкостей рамки может быть вызвана несимметричным ее расположением относительно окружающих предметов. Так, для обеспечения хорошей работы современного корабельного радиопеленгатора, включающего коротковолновый диапазон, его рамочное устройство монтируют на верхушке мачты. Токи, индуцированные в мачте и в рамке, при приеме радиостанции сильно различаются. Расчет, приведенный в [10.3], показывает, что при мачте высотой 16 м и одновитковой рамке площадью  $0,5 \text{ м}^2$  ток в основании мачты на 2—3 порядка превосходит ток направленного приема в рамке. При незначительном смещении оси рамки по отношению к оси мачты из-за проявления неодинаковости емкостей сторон рамки относительно мачты и окружающих металлических предметов в рамке наводится большая дополнительная ненаправленная э. д. с. (антенный эффект).

Антенный эффект в рамке появляется также, если, например, рамка расположена слишком близко к стене здания или металлической части корабля (самолета) (рис. 4.2).

Рассмотрим причины несимметрии, связанные со схемой включения рамки. Из простейшей схемы включения рамки (рис. 4.3) видно, что один конец рамки присоединен к сетке лампы, имеющей ничтожную емкость по отношению к земле, другой конец присоединен к катоду лампы, имеющему весьма значительную емкость отно-

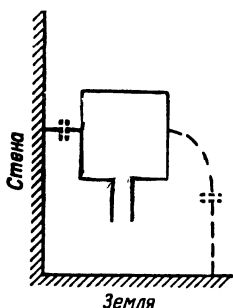


Рис. 4.2. Несимметрия рамки относительно окружающих предметов.

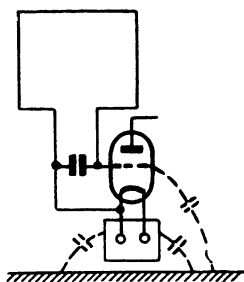


Рис. 4.3. Несимметричная схема рамки.

сительно земли. Очень часто катод лампы непосредственно заземляется, и тогда несимметрия будет выражена еще сильнее.

Если условия симметрии не соблюдены и наблюдается антенный эффект, то результирующая диаграмма направленности искажается, отличается от изученной нами идеальной диаграммы. На сетку лампы будут подаваться два напряжения: зависящее от направления приходящей волны и не зависящее от этого направления.

Учитывая сказанное, мы можем применить выводы § 3.8, так как напряжения, получающиеся благодаря антенному эффекту рамки, вполне аналогичны напряжению открытой антенны при комбинированном приеме на антенну и рамку. В обычных условиях напряжения на сетке лампы, получающиеся из-за антенного эффекта, меньше напряжения от рамки. Аналогично тому, как мы поступали в § 3.8, рассматривая действие открытой антенны, можно напряжение антенного эффекта разложить на две слагающие: одну в фазе, другую — сдвину-

тую по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  относительно напряжения, являющегося результатом действия чистой рамки.

Там же было показано, что:

— фазная слагающая вызывает смещение минимумов; минимумы приема, отстоящие один от другого в идеальной диаграмме приема точно на  $180^\circ$ , в этом случае взаимно отстоят на меньший угол;

— нефазная составляющая вызывает расплывчатость, неясность минимумов силы приема. Если при идеальной диаграмме приема в положении рамки, перпендикулярном к направлению распространения волны, полностью отсутствует прием, то при нефазном антенном эффекте получается лишь минимум приема, тем более расплывчатый, чем больше антенный эффект.

На рис. 4.4 представлена диаграмма приема при существовании антенного эффекта в фазе с рамочным.

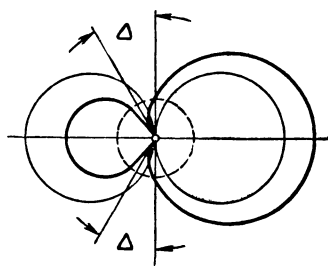


Рис. 4.4 Диаграмма направленности при антенном эффекте в фазе с рамочным.

направления, при которых сила приема равна нулю, отличаются на угол  $\pm\Delta$  от направлений нулевого приема для чисто рамочной диаграммы. Отсчитывая пеленг с помощью пеленгатора, обладающего такой диаграммой приема, мы совершаем ошибку, равную  $+\Delta$  или  $-\Delta$  в зависимости от того, по какому из двух минимумов отсчитывается пеленг. Эта ошибка не может быть учтена калибровкой, так как она зависит от длины волны и направления приходящего электромагнитного поля. Ее влияние может быть исключено, если пеленговать сначала по одному минимуму, а затем, повернув рамку на угол  $180 \pm 2\Delta$ , — по другому. Называя первый пеленг  $q_1$ , а второй  $q_2$ , получим истинный пеленг по формуле

$$q = \frac{q_1 + (q_2 - 180^\circ)}{2}.$$

В нормально работающем пеленгаторе смещение минимумов, или, как принято называть это явление, излом оси минимумов, должно отсутствовать или быть

весьма малым (например, излом оси минимумов  $2\Delta < 1^\circ \div 1,5^\circ$ ).

На рис. 4.5 представлена диаграмма направленности при наличии нефазного антенного эффекта, а также векторная диаграмма сложения э. д. с. Здесь минимумы сохраняют свое направление, но вместо полных нулей приема получают расплывчатые, мало определенные минимумы. Такая расплывчатость приводит к появлению субъективных ошибок отсчета.

Действительно, суммарное напряжение будет в данном случае равно

$$U = \sqrt{U_p^2 \sin^2 \theta + U_a^2},$$

где  $U_p$  — напряжение на конденсаторе от рамочной э. д. с.;

$U_a$  — напряжение от антенного эффекта;

$\theta$  — угол поворота рамки от направления нулевого приема.

В положении минимума напряжение обращается в  $U_{\text{мин}} = U_a$ .

Предположим, что это напряжение выше эквивалентного напряжения помех и шумов и определяет угол равной слышимости. Приращение слышимости при повороте рамки от  $\theta = 0$  на малый угол  $\Delta\theta$  будет

$$\Delta L = 20 \lg \sqrt{\frac{U_p^2 \sin^2 \Delta\theta + U_a^2}{U_a^2}} = 10 \lg \left[ 1 + \frac{U_p^2}{U_a^2} \sin^2 \Delta\theta \right].$$

При малом  $\Delta\theta$ , применяя формулу приближенных вычислений, получаем

$$\Delta L = 4,34 \frac{U_p^2}{U_a^2} (\Delta\theta)^2$$

и

$$\Delta\theta = 0,48 \sqrt{\Delta L} \frac{U_a}{U_p}.$$

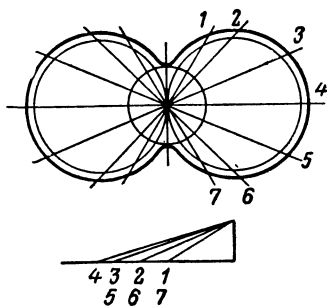


Рис. 4.5. Диаграмма направленности при нефазном антенном эффекте; векторная диаграмма сложения э. д. с.

Например, ограничивая угол равной слышимости  $2\Delta\theta$  величиной  $3^\circ \approx 0,05 \text{ рад}$  и считая  $\Delta L = 1 \text{ дБ}$ , получаем следующее условие, ограничивающее величину антенного эффекта:

$$\frac{U_a}{U_p} < \frac{0,05}{2 \cdot 0,48\sqrt{1}} \approx 0,05.$$

Отсюда видно, что даже относительно малая величина антенного эффекта вызывает существенное возрастание субъективной погрешности. Таким образом, для получения точной работы пеленгатора должна отсутствовать и внефазная составляющая антенного эффекта.

Следует заметить, что обычно фаза э. д. с. антенного эффекта, когда размеры рамки много меньше длины волны, отличается от рамочной на угол, близкий к  $\frac{\pi}{2}$ , так как система рамки, рассматриваемая как открытая антенна, является ненастроенной.

#### 4.3. УСТРАНЕНИЕ АНТЕННОГО ЭФФЕКТА В ПОВОРОТНОЙ РАМКЕ

Поскольку причинами антенного эффекта является несимметрия рамки или приключенного к ней приемника, а также прием всей системой рамки как открытой антенной, то меры устранения антенного эффекта сводятся к получению вполне симметричной схемы включения рамки и к исключению приема рамкой как открытой антенной.

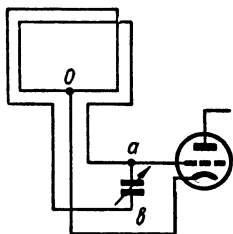


Рис. 4.6. Симметричная схема присоединения приемника к рамке.

к получению вполне симметричной схемы включения рамки и к исключению приема рамкой как открытой антенной.

Рассмотрим схемы, обеспечивающие симметрию включения рамки. Простейшая из этих схем — заземление средней точки — изображена на рис. 4.6. Заземление средней точки влечет за собой необходимость приключения приемника к половине рамки: один конец рамки  $a$  подключается к сетке, другой  $b$  остается свободным. Катод

лампы соединяется со средней точкой рамки  $O$ . Благодаря весьма малой емкости сетки относительно земли разница в емкостях концов  $a$  и  $b$  настолько мала, что антенный эффект проявляется в весьма слабой степени. Кроме того, наводимые в заземляющем проводе э. д. с.

направлены противоположно э. д. с., наводимым в подводящих проводах, что тоже ведет к уменьшению антенного эффекта.

Второй способ — включение на входе двух ламп по двухтактной схеме (рис. 4.7). Здесь оба конца рамки

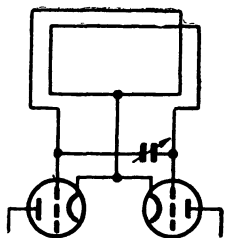


Рис. 4.7. Двухтактная схема включения рамки.

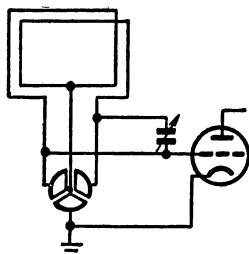


Рис. 4.8. Схема компенсации антенного эффекта.

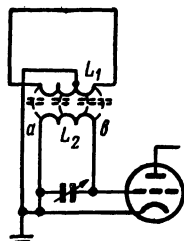


Рис. 4.9. Индуктивная схема включения рамки.

присоединяются к сеткам двух ламп, что должно обеспечить симметрию схемы.

Наконец, симметрия может быть восстановлена подключением специального симметрирующего конденсатора к концам рамки, имеющим разную емкость относительно земли. Но если, как это часто бывает, катод лампы прямо заземлен, то этот способ применять нельзя, так как второй конец рамки мы заземлять не можем. Поэтому рассматриваемый метод всегда комбинируют со схемой, изображенной на рис. 4.6.

В практическом выполнении схема приобретает вид, показанный на рис. 4.8. Для большего удобства здесь применен дифференциальный конденсатор, позволяющий увеличивать емкость относительно земли любого конца рамки. Недостатком этого способа является влияние компенсирующей емкости на настройку рамки.

Уменьшение несимметрии схемы и величины антенного эффекта дает в известной степени применение схемы индуктивной связи рамки (рис. 4.9). Результаты получаются еще лучше, если средняя точка катушки связи  $L_1$  заземлена.

Можно получить дальнейшее уменьшение антенного эффекта, если включить настроенный контур симметрич-



но, например, приключая лампу к половине катушки  $L_2$  (как на рис. 4.6).

При сильной связи между катушками  $L_1$  и  $L_2$  благодаря увеличению также и емкости одной катушки от-

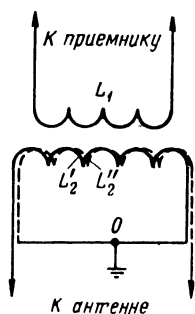


Рис. 4.10. Схема трансформатора В. Д. Кузнецова.

носительно другой возникают токи смещения от  $L_1$  и  $L_2$ . Если включение катушки  $L_2$  не вполне симметрично, то распределение этих токов вдоль катушки будет неравномерным. Так, например, на рис. 4.9 ток смещения у конца катушки  $a$  будет больше, чем у конца катушки  $b$ , так как первый путь представляет меньшее сопротивление до земли. Неравенство этих токов вызывает выравнивающие токи антенного эффекта в  $L_1$ .

Влияние токов смещения может быть значительно ослаблено применением электростатического экрана между катушками  $L_1$  и  $L_2$ . Электростатический экран представляет собой металлическую прокладку, соединенную с землей. Лучше, если она составлена из отдельных проводников. Электрические силовые линии не могут пересекать проводник экрана и поэтому не проходят с одной катушки на другую. Магнитная же индукция остается почти без изменения, так как экран должен быть разомкнут и располагаться так, чтобы в нем не возникло круговых размагничивающих токов.

Были предложены специальные схемы индуктивной связи, понижающие влияние несимметрии входного контура радиопеленгатора на рамку.

На рис. 4.10 показана схема с трансформатором, предложенным В. Д. Кузнецовым. Вторичная обмотка трансформатора, включенная в симметричную рамку, состоит из двух половинок  $L_2'$  и  $L_2''$ , намотанных плотно одна на другую и на первичную обмотку  $L_1$ . Общая точка половинок  $O$  заземлена.

Благодаря такой намотке взаимная индуктивность половины вторичной обмотки  $\omega M_2$  примерно равна их индуктивностям, т. е.

$$\omega M_2 \approx \omega L_2' = \omega L_2''.$$

Пусть емкость относительно земли любой точки первичной обмотки (с несимметричной нагрузкой) вызовет в одной из половин вторичной обмотки ток  $I_2$  и падение напряжения относительно земли  $E'_2 = j\omega L'_2 I_2$ . За счет взаимной индуктивности половин вторичной обмотки во второй половине появится напряжение относительно земли  $E''_2 = -j\omega M_2 I_2$ , по величине равное  $E'_2$  и по фазе отличающееся на  $180^\circ$ . Оба напряжения  $E'_2$  и  $E''_2$  взаимно компенсируются и не вызовут асимметрии в схеме. Поэтому антенный эффект не проявляется. Подбором элементов и выбором схемы можно добиться работы трансформатора в широкой полосе частот [3.4].

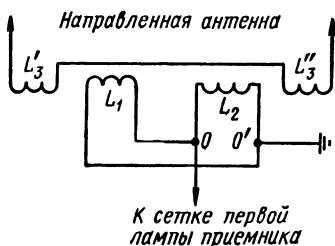


Рис. 4.11. Схема трансформатора А. А. Пистолькорса.

На рис. 4.11 показана схема с трансформатором, предложенным А. А. Пистолькорсом. Обмотка трансформатора, включенная в направленную антенну, намотана в виде двух половинок  $L'_3$  и  $L''_3$ , между которыми находится обмотка входного контура. Последняя состоит из двух одинаковых катушек  $L_1$  и  $L_2$ , намотанных навстречу и соединенных параллельно. Общие точки обмоток  $L_1$  и  $L_2$  соединяются: точка  $O$  — с сеткой первой лампы приемника, точка  $O'$  — с землей.

В результате такой намотки трансформатора вызывающий асимметрию однотоктный ток в обмотке, присоединенной к приемнику, не сказывается на токе в обмотке, присоединенной к направленной антенне.

Мы рассмотрели схемы устранения однотоктового тока в рамочной антенне. Асимметрия схемы приемника вызывает появление однотоктового тока и антенный эффект в любой симметричной направленной антенне. Устраняют однотоктный ток выбором схемы включения симметричной антенны, аналогичной рассмотренным для поворотной рамки.

Исключение приема рамкой как открытой антенной из-за несимметрии схемы входа может быть получено соответствующей экранировкой рамки. Схема такой

экранировки показана на рис. 4.12: экран между точками *A* и *B* разорван и в нем не возникает круговых токов по контуру рамки.

Поскольку прием осуществляется за счет напряжений, индуктированных полем в экране, асимметрия схемы не может быть причиной антенных эффектов.

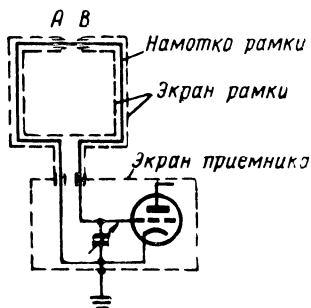


Рис. 4.12. Экранировка рамки.

Необходимо, однако, иметь в виду, что несимметрия экрана относительно окружающих предметов вызывает несимметричность токов в нем, что ведет к появлению антенного эффекта в рамке. У симметричной сдвоенной рамки, рассмотренной в § 3.7, э. д. с., возникающие в ней из-за емкостной связи относительно земли правой или левой

сторон рамки, компенсируются и поэтому неодинаковость емкостей сторон относительно окружающих металлических предметов не сказывается (см. рис. 3.22).

Способы симметрирования при использовании коаксиального кабеля для подключения симметричной антенны описаны в § 4.12.

#### 4.4. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ ОШИБКИ СИСТЕМЫ С ПОВОРОТНОЙ РАМКОЙ

Наиболее простой в отношении схемы и конструкции является система вращающейся рамки. Естественно, что в этой системе число источников инструментальных ошибок наименьшее.

*Боковой эффект рамки.* В случае пространственной рамки провод рамки при последовательном обходе ее витков образует один дополнительный виток, перпендикулярный основным виткам рамки. Наличие этого витка вызывает ошибку в определении пеленга, величина которой была определена (3.24):

$$\Delta = \arctg \frac{S_H}{SN}.$$

Эта ошибка имеет постоянную величину, не зависящую от длины волны. Поэтому она легко может быть учтена при калибровке пеленгатора. Для уменьшения бокового эффекта рамки можно выполнить обмотку рамки так, чтобы каждый виток ее лежал строго в одной плоскости, а соединения между витками представляли отрезки проводов, перпендикулярные к плоскости витка.

*Эффект токов смещения.* В случае пространственной рамки наблюдается также появление расплывчатых минимумов, даже если нет антенного эффекта. Объясняется это явление тем, что когда пространственная рамка находится в положении, соответствующем минимуму приема, отдельные витки ее находятся под разными потенциалами. Вследствие этого между отдельными витками возникают токи смещения через емкости одного витка по отношению к другому. Величина этих токов меняется по косинусоидальному закону при вращении рамки. Так как для этих токов цепь расстроена, то они сдвинуты по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  относительно основного тока

рамки и, следовательно, вызывают расплывчатость минимума, не смещая его. В этом отношении они подобны нефазной составляющей антенного эффекта. Токи смещения отличаются от нефазного антенного эффекта тем, что фаза токов смещения меняется на обратную при повороте рамки на  $180^\circ$ , в то время как величина и фаза антенного эффекта не зависят от вращения рамки.

На рис. 4.13 представлена диаграмма направленности и векторная диаграмма ее построения при учете токов смещения. Две большие соприкасающиеся окружности *A* представляют диаграмму приема идеальной рамки. Эффект токов смещения характеризуется двумя соприкасающимися окружностями *B*, меньшими по величине и сдвинутыми на  $90^\circ$  относительно диаграммы

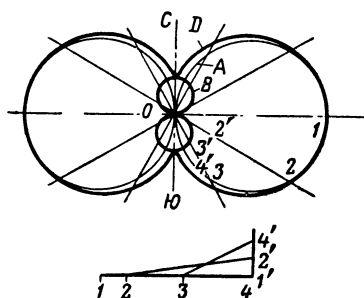


Рис. 4.13. Диаграмма направленности при наличии токов смещения. Векторная диаграмма сложения э. д. с.

идеальной рамки. Диаграмма  $D$  дает результирующую характеристику приема. Эффект токов смещения так же, как и боковой эффект, отсутствует у плоской рамки.

*Непосредственный прием.* Прием на вводы рамки, катушки и провода приемника создает дополнительные э. д. с., взаимодействие которых с основной э. д. с. рамки вызывает либо ошибки, либо расплывчатые минимумы в зависимости от фазы этих дополнительных э. д. с. Если дополнительные э. д. с. наводятся в неподвижных частях пеленгатора, то влияние их вполне аналогично антенному эффекту: фазные составляющие будут вызывать смещения минимумов (т. е. ошибку, знак которой меняется при повороте рамки на  $180^\circ$ ), а нефазные — расплывчатость минимумов, причем степень расплывчатости не зависит от угла поворота рамки. Если же дополнительные э. д. с. наводятся в частях, вращающихся вместе с рамкой (например, в ее вводах), то фазные составляющие будут вызывать ошибку, знак которой не меняется при повороте рамки на  $180^\circ$  а нефазные — расплывчатость минимума, аналогичную эффекту токов смещения.

Для уничтожения непосредственного приема необходимо обеспечить тщательную экранировку всей пеленгаторной установки (вводов рамки и приемника). Эффективная экранировка вводов значительно облегчается, если рамка также экранирована.

В проводах питания тоже могут наводиться э. д. с. непосредственного приема. Чтобы эти э. д. с. не воздействовали на цепи приемника, необходимо применить развязывающие фильтры в цепях питания.

*Обратное излучение приемника.* Токи в цепях приемника могут давать обратное излучение. Вторичное поле воздействует на рамку и является источником ошибок или расплывчатых минимумов в зависимости от соотношения его фазы с фазой основного поля.

Особую опасность представляют последние каскады усиления по основной частоте, так как в их контурах циркулируют значительно усиленные токи, способные создать достаточно интенсивные поля обратного излучения. Для исключения этого источника ошибок здесь, как и в случае непосредственного приема, необходима весьма тщательная экранировка приемника.

*Наклон оси рамки.* Наклон оси рамки создает ошибку, максимальная величина которой может быть определена по формуле

$$\Delta = \frac{\gamma^2}{229}, \text{ град},$$

где  $\gamma$  — угол наклона оси рамки, град.

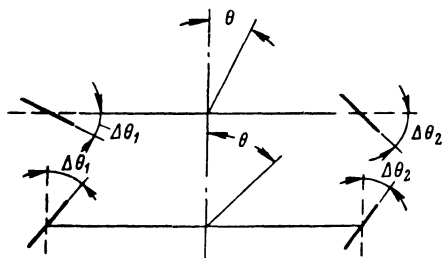


Рис. 4.14. Непараллельные разнесенные рамки.

В наземных установках эта ошибка может быть сделана достаточно малой. Иначе обстоит дело на борту корабля или самолета при крене; например, при крене в  $30^\circ$  ошибка будет составлять около  $4^\circ$ .

*Эксцентриситет шкалы.* Эксцентриситет шкалы относительно оси вращения рамки вызывает ошибку

$$\Delta = \left( \frac{\epsilon_1}{\rho} \cos \theta + \frac{\epsilon_2}{\rho} \sin \theta \right) 57,3 \text{ град},$$

где  $\epsilon_1$  — эксцентриситет в направлении  $0-180^\circ$ ;  
 $\epsilon_2$  — эксцентриситет в направлении  $90-270^\circ$ ;  
 $\rho$  — радиус шкалы.

*Неправильная гравировка шкалы* — неравномерные деления и т. п.

*Неверная установка нуля шкалы.*

*Влияние непараллельности рамок в системе разнесенных рамок.* Кроме погрешностей, присущих поворотной рамке, в системе разнесенных рамок может сказываться их непараллельность.

Случаи непараллельности рамок в системе разнесенных рамок изображены на рис. 4.14.

Здесь  $\Delta\theta_1$  и  $\Delta\theta_2$  — углы отклонения плоскостей рамок от их правильного расположения.

В выражениях для э. д. с., индуктированных в отдельных рамках, вместо углов  $\theta$  войдут углы  $\theta + \Delta\theta_1$  и  $\theta + \Delta\theta_2$ . Так как  $\cos(\theta + \Delta\theta) \approx \cos\theta - \Delta\theta \sin\theta$  и  $\sin(\theta + \Delta\theta) \approx \sin\theta + \Delta\theta \cos\theta$ , то к каждой из разнесенных рамок как бы добавится дополнительная, перпендикулярная ей рамка с относительной действующей высотой  $\Delta\theta_1$  радиан и  $\Delta\theta_2$  радиан. На диаграмму направленности основной системы наложится диаграмма направленности разнесенных рамок, перпендикулярных основным, причем э. д. с. дополнительных рамок могут складываться не дифференциально, а согласно. Тогда действие дополнительных рамок становится эквивалентно действию простой поворотной рамки. Кроме того, если  $\Delta\theta_1 \neq \Delta\theta_2$ , то появится антенный эффект, пропорциональный углу непараллельности рамок ( $\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2$ ).

Для ограничения указанных вредных влияний (максимальная ошибка  $30'$ ) разнесенные рамки должны быть параллельны с точностью  $10' \div 15'$ .

#### 4.5. АНТЕННЫЙ ЭФФЕКТ В ГОНИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Как и в простой вращающейся рамке, в гониометрической системе может наблюдаться как фазный, так и нефазный антенный эффект.

Рассмотрим простейшую систему из двух взаимно перпендикулярных рамок (или двух пар разнесенных антенн).

Обозначим:

$a_1, a_2$  — отношение амплитуд э. д. с. фазных антенных эффектов рамок гониометрической системы к амплитуде максимальной э. д. с. направленного приема;

$b_1, b_2$  — отношение амплитуд э. д. с. нефазных антенных эффектов рамок к амплитуде максимальной э. д. с. направленного приема;

$E \cos\theta$  и  $E \sin\theta$  — э. д. с., индуктированные в рамках.

Суммарные э. д. с. в рамках с учетом антенных эффектов выражаются:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= E [(\cos \theta + a_1) + jb_1], \\ \dot{E}_2 &= E [(\sin \theta + a_2) + jb_2]. \end{aligned}$$

В общем случае результирующее магнитное поле в гониометре будет эллиптическим. Для определения угла пеленга  $\alpha_{\text{мин}}$  (направления большой оси эллипса поля) и отношения малой и большой полуосей магнитного поля  $\left(\frac{A}{B}\right)$  воспользуемся формулами (III.3) и (III.7) приложения III, подставив в них значения  $l = \cos \theta + a_1$ ,  $m = b_1$ ,  $-n = \sin \theta + a_2$ ,  $-p = b_2$ . Тогда получим:

$$\operatorname{tg} 2\alpha_{\text{мин}} = \frac{2[(a_1 a_2 + b_1 b_2) + a_1 \sin \theta + a_2 \cos \theta] + \sin 2\theta}{(a_1^2 + b_1^2) - (a_2^2 + b_2^2) + 2(a_1 \cos \theta - a_2 \sin \theta) + \cos 2\theta}, \quad (4.1)$$

$$\frac{\frac{A}{B}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} = \frac{[(a_2 b_1 - a_1 b_2) + b_1 \sin \theta - b_2 \cos \theta]}{[(a_1 a_2 + b_1 b_2) + a_1 \sin \theta + a_2 \cos \theta + \sin 2\theta]} \sin 2\alpha_{\text{мин}}. \quad (4.2)$$

Из (4.1) следует, что ошибка пеленга  $\Delta$  в общем случае рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 2\Delta &\approx 2\Delta = \operatorname{tg} (2\alpha_{\text{мин}} - 2\theta) = \\ &= \frac{\mathbf{D} \cos 2\theta - \mathbf{E} \sin 2\theta + 2a_2 \cos \theta - 2a_1 \sin \theta}{\mathbf{E} \cos 2\theta + \mathbf{D} \sin 2\theta + 2a_1 \cos \theta + 2a_2 \sin \theta + 1}, \quad (4.3) \end{aligned}$$

где

$$\mathbf{D} = 2(a_1 a_2 + b_1 b_2) \text{ и } \mathbf{E} = (a_1^2 + b_1^2) - (a_2^2 + b_2^2)$$

— коэффициенты ошибок.

Рассмотрим частные случаи наличия антенного эффекта у одной из рамок.

1.  $b_1 = a_2 = b_2 = 0$ ;  $a_1 \neq 0$ , т. е. только у первой рамки имеется фазный антенный эффект.

Из (4.3) следует, что

$$\Delta \approx -0,5 \frac{2a_1 \sin \theta + a_1^2 \sin 2\theta}{1 + 2a_1 \cos \theta + a_1^2 \cos 2\theta}$$



или приближенно при  $a_1 \ll 1$

$$\Delta = -\frac{a_1 \sin \theta}{1 + 2a_1 \cos \theta}. \quad (4.4)$$

Формула (4.4) показывает, что в этом случае ошибка изменяет знак при изменении угла  $\theta$  на  $180^\circ$ , т. е. имеет место излом оси минимумов, равный  $2\Delta$ . Приравняв нулю производную из (4.4) по  $\theta$ , найдем значение  $\theta_{\text{макс}}$ , при котором получается максимальная ошибка:

$$\begin{aligned} \cos \theta_{\text{макс}} &= -2a_1, \\ \theta_{\text{макс}} &= \arccos(-2a_1). \end{aligned}$$

Максимальная ошибка будет

$$\Delta_{\text{макс}} = \frac{a_1}{\sqrt{1 - 4a_1^2}}. \quad (4.4')$$

Отношение  $\frac{A}{B}$  в этом случае равно 0, т. е. магнитное поле в гониометре линейное синусоидальное.

Если ограничить излом оси минимумов величиной  $2^\circ$  ( $\Delta = 1^\circ$ ), то фазный антенный эффект должен быть не больше 1,8% максимальной э. д. с. рамки (или пары разнесенных антенн).

2.  $a_1 = a_2 = b_2 = 0$ ;  $b_1 \neq 0$ , т. е. у первой рамки имеется нефазный антенный эффект.

Из (4.3) следует

$$\Delta \approx -0,5 \frac{b_1^2 \sin 2\theta}{1 + b_1^2 \cos 2\theta}. \quad (4.5)$$

Найдем значение  $\theta_{\text{макс}}$ , при котором получается максимальная ошибка, приравняв производную от (4.5) по  $\theta$  нулю:

$$\cos 2\theta_{\text{макс}} = -b_1^2.$$

Подставив значение  $\theta_{\text{макс}}$  в (4.5), получим для максимальной ошибки

$$\Delta_{\text{макс}} = -0,5 \frac{b_1^2}{\sqrt{1 - b_1^4}}. \quad (4.5')$$

Выражение для отношения полуосей эллипса поля на основании (4.2) имеет вид

$$\frac{2 \frac{A}{B}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} = \frac{2b_1 \sin \theta}{\sqrt{1 + 2b_1^2 \cos 2\theta + b_1^4}} \approx \frac{2b_1 \sin \theta}{1 + b_1^2 \cos 2\theta}.$$

Для малых значений  $b_1$  получаем приблизительно

$$\frac{2 \frac{A}{B}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} \approx 2b_1 \sin \theta \quad \text{и} \quad \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} \approx b_1.$$

Если ограничить ошибку величиной 30%, то допустимый нефазный антенный эффект должен составлять не более 10—12% от рамочного приема. При этом эллиптичность магнитного поля (отношение малой и большой полуосей) будет тоже  $\frac{A}{B} \approx 10\text{—}12\%$ .

Из рассмотренных частных случаев вытекают те высокие требования, которые предъявляются к гониометрическим системам в отношении ограничения антенных эффектов. Эти требования приводят к необходимости выполнения симметрии схемы рамок и пар разнесенных антенн, а также полной одинаковости параметров разнесенных антенн.

Несимметрия, вызванная входным контуром, в гониометрических системах ослабляется применением индуктивной связи (в гониометре).

Для дальнейшего понижения антенного эффекта применяется электростатический экран в гониометре либо добавочный промежуточный трансформатор с экраном между обмотками. Заземление средней точки системы является также эффективной мерой снижения антенного эффекта.

Ограничения антенного эффекта, определенные для системы из двух пар разнесенных антенн, приблизительно сохраняются и для системы из  $n$  разнесенных антенн.

Причины появления антенных эффектов у систем с разнесенными антеннами рассматриваются в § 4.8.

#### 4.6. ОШИБКИ ГОНИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Основные причины нарушения нормальной работы гониометрической системы: неодинаковость максимальных токов в полевых катушках гониометра, связи между полевыми катушками гониометра или между рамками.

1. *Неодинаковость максимальных токов в полевых катушках гониометра* вызывается тем, что неодинаковы сопротивления контуров рамок (пар разнесенных антенн), максимальные взаимные индуктивности искательной катушки с полевыми катушками гониометра, либо максимальные э. д. с. в рамках, т. е.  $Z_{11} \neq Z_{22}$ , либо  $M_{1 \text{ макс}} \neq M_{2 \text{ макс}}$ , либо  $E_{1 \text{ макс}} \neq E_{2 \text{ макс}}$ . Остальные условия, обеспечивающие нормальную работу системы (3.46), выполняются.

Рассмотрим влияние неравенства по модулю и аргументу сопротивления контуров рамок.

Примем:

$$\frac{Z_{11}}{Z_{22}} = ae^{j\varphi} = a \cos \varphi + ja \sin \varphi, \quad (4.6)$$

где  $\frac{z_{11}}{z_{22}} = a$  — отношение модулей сопротивлений;

$\varphi$  — разность их аргументов.

Подставив (4.6) и (3.46) за исключением  $Z_{11} = Z_{22}$  в (3.44), получим

$$\begin{aligned} I_3 &= j\omega ME h_{a\phi} \frac{\sin \alpha \cos \theta - \frac{Z_{11}}{Z_{22}} \cos \alpha \sin \theta}{Z_{11}Z_{33} - \frac{Z_{11}}{Z_{22}} \omega^2 M^2 \cos^2 \alpha - \omega^2 M^2 \sin^2 \alpha}, \\ I_3 &= j \frac{\omega M}{Z_{11}Z_{33}} E h_{a\phi} \times \\ &\times \frac{\sin \alpha \cos \theta - a \cos \varphi \cos \alpha \sin \theta - j a \sin \varphi \cos \alpha \sin \theta}{1 - a \frac{\omega^2 M^2}{Z_{11}Z_{33}} \cos \varphi \cos^2 \alpha - \frac{\omega^2 M^2}{Z_{11}Z_{33}} \sin^2 \alpha - j a \frac{\omega^2 M^2}{Z_{11}Z_{33}} \sin \varphi \cos^2 \alpha}. \end{aligned}$$

Приближенно можно считать, что при малых  $\varphi$  и значениях  $a$ , близких к единице, знаменатель мало зависит от  $\alpha$  и для тока  $I_3$  можно написать выражение

$$I_3 \approx j \frac{\omega M}{Z_{11}Z_{33}} E h_{a\phi} \frac{-(a \cos \varphi \sin \theta + j a \sin \varphi \sin \theta) \cos \alpha + \cos \theta \sin \alpha}{1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_{11}Z_{33}}}. \quad (4.7)$$

Отбросив члены, независимые от  $\alpha$ ,  $\theta$  и  $\varphi$ , получим

$$I_3 \cong \cos \theta \sin \alpha - (a \sin \theta \cos \varphi + j a \sin \theta \sin \varphi) \cos \alpha = L \quad (4.8)$$

или

$$I_3^2 \cong a^2 \sin^2 \theta \cos^2 \alpha + \cos^2 \theta \sin^2 \alpha - 2a \sin \theta \cos \theta \sin \alpha \cos \alpha \cos \varphi, \quad (4.8')$$

где  $\cong$  — знак пропорциональности.

Выражение (4.8) соответствует уравнению эллипса. Так как ток в искательной катушке  $I_3$  пропорционален пронизывающему ее магнитному потоку, то из (4.8) следует, что магнитное поле в гониометре имеет эллиптический закон изменения в зависимости от угла  $\alpha$ . При вращении искательной катушки никогда не будет полностью пропадать слышимость. Когда плоскость искательной катушки перпендикулярна к малой оси эллипса магнитного поля, получается минимум слышимости; когда плоскость искательной катушки перпендикулярна большой оси эллипса, получается максимум слышимости.

Применим формулы (III.3) и (III.7) приложения III к решению уравнения (4.8). Для этого полагаем, что  $l = -a \sin \theta \cos \varphi$ ,  $m = -a \sin \theta \sin \varphi$ ,  $-n = \cos \theta$ ,  $p = 0$ . Тогда

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 2\alpha_{\text{мин}} &= \frac{2a \sin \theta \cos \theta \cos \varphi}{-a^2 \sin^2 \theta (\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) + \cos^2 \theta} = \\ &= \frac{a \sin 2\theta \cos \varphi}{\cos^2 \theta - a^2 \sin^2 \theta} = \frac{2a \operatorname{tg} \theta \cos \varphi}{1 - a^2 \operatorname{tg}^2 \theta} = \operatorname{tg} 2\theta_1 \cos \varphi, \quad (4.9) \end{aligned}$$

где

$$\operatorname{tg} \theta_1 = a \operatorname{tg} \theta;$$

$$\frac{2 \frac{A}{B}}{1 + \left(\frac{A}{B}\right)^2} = \frac{-a \sin \theta \cos \theta \sin \varphi}{-a \sin \theta \cos \theta \cos \varphi} \sin 2\alpha_{\text{мин}} = \operatorname{tg} \varphi \sin 2\alpha_{\text{мин}}. \quad (4.10)$$

Если определить пеленг по минимуму слышимости, то будет получаться ошибка пеленга  $\Delta = \alpha_{\text{мин}} - \theta$ , которую можно найти из выражения

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 2\Delta &= \operatorname{tg} 2(\alpha_{\text{мин}} - \theta) = \\ &= \frac{2(a^2 - 1) \sin 2\theta - (1 - 2a \cos \varphi + a^2) \sin 4\theta}{(1 + 2a \cos \varphi + a^2) - 2(a^2 - 1) \cos 2\theta + (1 - 2a \cos \varphi + a^2) \cos 4\theta}. \quad (4.11) \end{aligned}$$

Обозначим

$$D = \frac{a^2 - 1}{1 + 2a \cos \varphi + a^2} \quad \text{и} \quad K = \frac{1 - 2a \cos \varphi + a^2}{1 + 2a \cos \varphi + a^2}. \quad (4.12)$$

Из (4.11) получим

$$\operatorname{tg} 2\Delta = \frac{2D \sin 2\theta - K \sin 4\theta}{1 - 2D \cos 2\theta + K \cos 4\theta}. \quad (4.13)$$

Максимальное значение ошибки найдем далее.

Из выражения (4.10) следует, что  $\frac{2 \frac{A}{B}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2}$  достигает максимальной величины при  $\alpha_{\text{мин}} = 45^\circ$ . Это, как видно из (4.9), соответствует условию

$$\operatorname{ctg} \theta \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = a$$

независимо от значения разности фаз  $\varphi$ .

Подставим  $\alpha_{\text{мин}} = 45^\circ$  в (4.10) и получим

$$\frac{2 \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}}^2} = \operatorname{tg} \varphi \quad \text{или} \quad \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}$$

независимо от значения  $a$ .

При малых значениях разности фаз  $\varphi$  и при величине  $a$ , близкой к единице, из (4.10) следует, что

$$\frac{A}{B} = \frac{\varphi}{2} \sin 2\theta \text{ рад},$$

$$\text{и при } \theta = 45^\circ \text{ получаем } \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = \frac{\varphi}{2} \text{ рад}.$$

Мы рассмотрели влияние неодинаковости сопротивлений цепей рамок. Аналогичное действие произведет неравенство по амплитуде и фазе максимальных э. д. с. в рамках. В этом случае  $a$  и  $\varphi$  предыдущих выводов должны относиться к  $E_{1 \text{ макс}}$  и  $E_{2 \text{ макс}}$ .

Полученные выражения (4.9)—(4.13) характеризуют ошибку и расплывчатость пленгов в общем случае наличия неодинаковости в контурах рамок.

Когда  $\varphi=0$  и  $a \neq 1$ , т. е. аргументы сопротивлений рамок одинаковы, а модули сопротивлений неодинаковы, из (4.9), (4.11) и (4.12) следует, что:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha_{\text{мин}} &= a \operatorname{tg} \theta, & (4.14) \\ \mathbf{D}_1 &= \frac{a^2 - 1}{1 + 2a + a^2} = \frac{a - 1}{a + 1}, \quad \mathbf{K}_1 = \frac{1 - 2a + a^2}{1 + 2a + a^2} = \mathbf{D}_1^2 \end{aligned}$$

и

$$\operatorname{tg} 2\Delta_1 = \frac{2 \frac{a-1}{a+1} \sin 2\theta - \left(\frac{a-1}{a+1}\right)^2 \sin 4\theta}{1 - 2 \frac{a-1}{a+1} \cos 2\theta + \left(\frac{a-1}{a+1}\right)^2 \cos 4\theta}. \quad (4.15)$$

Для этого случая ошибка может быть найдена непосредственно из выражения для тока  $I_3$  (3.44):

$$I_3 = \frac{j\omega M E h_{a\phi} (Z_{22} \sin \alpha \cos \theta - Z_{11} \cos \alpha \sin \theta)}{Z_{11} Z_{22} \left( Z_{33} - \frac{\omega^2 M^2 \cos^2 \alpha}{Z_{22}} - \frac{\omega^2 M^2 \sin^2 \alpha}{Z_{11}} \right)}.$$

Условием отсчета пеленга будет равенство  $I_3=0$  или равенство нулю числителя выражения для  $I_3$ . Из этого условия получаем формулу (4.14) в виде:

$$\operatorname{tg} \alpha_{\text{мин}} = \frac{Z_{11}}{Z_{22}} \operatorname{tg} \theta = a \operatorname{tg} \theta.$$

Ошибка пеленга  $\Delta_1$  определяется выражением

$$\operatorname{tg} \Delta_1 = \operatorname{tg} (\alpha_{\text{мин}} - \theta) = \frac{\frac{a-1}{a+1} \sin 2\theta}{1 - \frac{a-1}{a+1} \cos 2\theta} = \frac{\mathbf{D}_1 \sin 2\theta}{1 - \mathbf{D}_1 \cos 2\theta}. \quad (4.16)$$

Из формулы (4.16) легко получить выведенную ранее формулу (4.15). Определим максимальное значение ошибки  $\Delta_1$ , приравняв нулю производную (4.16) по  $\theta$ . Находим  $\theta_{\text{макс}}$ , при котором наблюдается максимальная ошибка  $\Delta_{1\text{макс}}$ :

$$\theta_{\text{макс}} = \frac{1}{2} \arccos \left( \frac{a-1}{a+1} \right). \quad (4.17)$$

Подставив (4.17) в (4.16), получим выражение для максимальной ошибки:

$$\operatorname{tg} \Delta_{1\max} = \frac{D_1}{\sqrt{1 - D_1^2}} = \frac{a - 1}{2\sqrt{a}}. \quad (4.18)$$

При значении коэффициента  $a$ , близком к единице, формула (4.16) упрощается;

$$\Delta_1 = \frac{a - 1}{a + 1} \sin 2\theta \approx \frac{1}{2}(a - 1) \sin 2\theta, \quad (4.19)$$

т. е. ошибка имеет квадратичный закон с максимальными значениями при  $\theta = 45, 135, 225, 315^\circ$ . При больших неодинаковостях амплитуд токов в рамках (большие  $a$ ) закон изменения ошибки получается более сложным: кроме квадратичной составляющей появляется октантовая составляющая ошибки.

Если ограничить ошибку величиной  $0,5^\circ$ , то допустимая неодинаковость амплитуд токов полевых катушек будет  $\pm 2\%$ . Необходимо отметить, что в случае  $a \neq 1$  из рассмотрения выражения для  $I_3$  следует: сопротивления, вносимые рамочными цепями в контур искательной катушки, изменяются с поворотом искательной катушки гониометра, т. е. для каждого положения искательной катушки требуется своя подстройка контура. Это является одним из признаков неодинаковости контуров рамок с полевыми катушками.

К таким же результатам (ошибкам при пеленговании и расстройке контура искательной катушки) приводит неодинаковость максимальных взаимных индуктивностей искательной и полевых катушек гониометра и неравенство действующих высот рамок.

В рассмотренном случае  $a \neq 1$ ,  $\varphi = 0$ , как это следует из (4.10),  $\frac{A}{B} = 0$ , т. е. расплывчатость пеленга (эллиптичность результирующего магнитного поля в гониометре) отсутствует.

Если  $z_{11} = z_{22}$  или  $a = 1$  и  $\varphi \neq 0$ , что соответствует случаю, когда сопротивления контуров рамок одинаковы по модулю, но отличаются по аргументу, то из (4.9) и (4.12) следует, что

$$\operatorname{tg} 2\alpha_{\min} = \operatorname{tg} 2\theta \cos \varphi$$

и

$$D=0, K = \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} = K_2.$$

Ошибка пеленга  $\Delta_2$  из (4.13) будет определяться равенством

$$\operatorname{tg} 2\Delta_2 = \operatorname{tg} 2(\alpha_{\min} - \theta) = \frac{-K_2 \sin 4\theta}{1 - K_2 \cos 4\theta} = \frac{-\operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \sin 4\theta}{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \cos 4\theta}. \quad (4.20)$$

Эллиптичность поля характеризуется выражением (III.5):

$$\frac{A^2}{B^2} = \frac{1 - \sqrt{1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \varphi}}{1 + \sqrt{1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \varphi}}. \quad (4.21)$$

Максимальное значение ошибки  $\Delta_{2\max}$ , которое имеет место, когда

$$\theta_{\max} = \frac{1}{4} \arccos(-K_2),$$

рассчитывается по формуле

$$\operatorname{tg} 2\Delta_{2\max} = \frac{K_2}{\sqrt{1 - K_2^2}} = \frac{\operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2}}{\sqrt{1 - \operatorname{tg}^4 \frac{\varphi}{2}}} = \frac{1}{2} \frac{1 - \cos \varphi}{\sqrt{\cos \varphi}}.$$

При малых значениях  $\varphi$ , считая  $\frac{1}{2}(1 - \cos \varphi) = \sin^2 \frac{\varphi}{2} \approx \frac{\varphi^2}{4}$ ,  $\sqrt{\cos \varphi} \approx 1$ ,  $\sqrt{1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \varphi} \approx 1 - \frac{\varphi^2}{2} \sin^2 2\theta$ , из (4.20) и (4.21) получим

$$\Delta_2 = -1/8 \varphi^2 \sin 4\theta \quad (4.22)$$

и

$$\frac{A}{B} = 1/2 \varphi \sin 2\theta \text{ рад}, \quad (4.23)$$

При малых значениях  $\varphi$  ошибка имеет октантальный характер, при больших  $\varphi$  закон ошибки получается бо-



лее сложным (4.20). Если ограничить максимальную ошибку из-за разности фаз величиной  $0,5^\circ$ , то допустима разность фаз  $\varphi$  порядка  $15^\circ$ . При этом максимальная эллиптичность получается равной  $13\%$ .

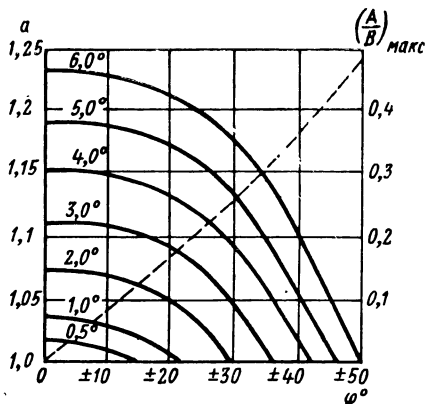


Рис. 4.15. Максимальные ошибки гониометрической системы.

Вернемся к общему случаю, когда  $a \neq 1$  и  $\varphi \neq 0$ . Полную ошибку пеленга можно представить в виде

$$\Delta = \alpha_{\text{мин}} - \theta = (\alpha_{\text{мин}} - \theta_1) + (\theta_1 - \theta) = \Delta_2 + \Delta_1,$$

где  $\Delta_1 = \theta_1 - \theta$  — ошибка из-за неравенства амплитуд токов в полевых катушках;

$\Delta_2 = \alpha_{\text{мин}} - \theta_1$  — ошибка из-за наличия только разности фаз  $\varphi$ .

При малых значениях ошибок  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  они могут быть рассчитаны независимо по формулам (4.19) и (4.22) соответственно.

Таким образом, приходим к выводу, что ошибка пеленга в случае, когда токи в контурах рамок отличаются по амплитуде и фазе и величина ошибки невелика, равна сумме ошибок, возникающих только в результате неодинаковости токов по амплитуде и только неодинаковости фаз токов. Это облегчает расчет ошибки в общем случае.

На рис. 4.15 сплошными линиями даны зависимости  $a$  от  $\varphi$  для разных максимальных ошибок гониометри-

ческой системы (обозначенных над кривыми). Пунктирной линией изображена зависимость  $\left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}}$  от  $\varphi$ .

2. Связи между полевыми катушками гониометра или между рамками. Полагаем, что в выражении (3.44)  $Z_{12} = Z_c \neq 0$ . Тогда

$$j_3 = \frac{j\omega M E h_{a\phi} [\cos \theta (Z_c \cos \alpha + Z \sin \alpha) - \sin \theta (Z_c \sin \alpha + Z \cos \alpha)]}{Z_{33} (Z^2 - Z_c^2) - 2Z_c \omega^2 M^2 \cos \alpha \sin \alpha - \omega^2 M^2 Z} \quad (4.24)$$

При  $\frac{Z_c}{Z}$  вещественном в радиопеленгаторе, появляется только ошибка пеленга. Условием отсчета пеленга будет равенство нулю числителя (4.24), т. е.

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{Z \sin \theta - Z_c \cos \theta}{Z \cos \theta - Z_c \sin \theta} = \frac{\sin \theta - \frac{Z_c}{Z} \cos \theta}{\cos \theta - \frac{Z_c}{Z} \sin \theta} \quad (4.25)$$

Найдем полное выражение для закона ошибки в случае, когда  $\frac{Z_c}{Z}$  вещественное. Из (4.25) следует, что

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \Delta &= \operatorname{tg} (\alpha - \theta) = \\ &= \frac{\frac{Z \sin \theta - Z_c \cos \theta}{Z \cos \theta - Z_c \sin \theta} - \operatorname{tg} \theta}{1 + \frac{Z \sin \theta - Z_c \cos \theta}{Z \cos \theta - Z_c \sin \theta} \operatorname{tg} \theta} \end{aligned}$$

или

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{Z \sin \theta \cos \theta - Z_c \cos^2 \theta - Z \sin \theta \cos \theta + Z_c \sin^2 \theta}{Z \cos^2 \theta - Z_c \sin \theta \cos \theta + Z \sin^2 \theta - Z_c \sin \theta \cos \theta}, \quad (4.26)$$

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{-\left(\frac{Z_c}{Z}\right) \cos 2\theta}{1 + \left(-\frac{Z_c}{Z}\right) \sin 2\theta}.$$

Обозначим коэффициенты ошибок:

$$-\left(\frac{Z_c}{Z}\right) = E \quad \text{и} \quad \frac{1}{2} \left(\frac{Z_c}{Z}\right)^2 = K. \quad (4.27)$$

Для ошибки пеленга получим

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \Delta \approx E \cos 2\theta + K \sin 4\theta + \dots \quad (4.28)$$

Значения максимальной ошибки  $\Delta_{\text{макс}}$  и  $\theta_{\text{макс}}$ , при котором наблюдается максимальная ошибка, рассчитываются по формулам

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \Delta_{\text{макс}} = \Delta_{\text{макс}} &= \frac{\frac{Z_c}{Z}}{\sqrt{1 - \left(\frac{Z_c}{Z}\right)^2}}, \\ \theta_{\text{макс}} &= \frac{1}{2} \operatorname{arc} \sin \left(\frac{Z_c}{Z}\right). \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

Когда связь между контурами рамок мала, т. е.  $\frac{Z_c}{Z}$  мало, ошибка имеет квадратичный характер:

$$\Delta = E \cos 2\theta, \quad (4.30)$$

с максимумами при  $\theta_{\text{макс}} = 0, 90, 180, 270^\circ$ .

Ограничивая ошибку  $30'$ , можно допустить  $\left(\frac{Z_c}{Z}\right)$  равным не более 0,01.

Следует отметить, что в многоантенных гониометрических радиопеленгаторах с числом полевых катушек, большим двух, наличие связи между полевыми катушками вытекает из конструкции гониометра. Но там эта связь не приводит к ошибкам пеленга при симметричном расположении антенн и правильной намотке гониометрических катушек.

При комплексном отношении  $\frac{Z_c}{Z}$  получается эллиптическое поле в гониометре.

Если обозначить  $Z = R + jX$ ,  $z = \sqrt{R^2 + X^2}$ ,  $Z_c = R_c + jX_c$ ,  $z_c = \sqrt{R_c^2 + X_c^2}$ , то получим формулы для

ориентировки большой оси эллипса магнитного поля  $\alpha_{\text{мин}}$  и для отношения полуосей эллипса поля:

$$\operatorname{tg} 2\alpha_{\text{мин}} = \frac{2(RR_c + XX_c) - \sin 2\theta (z^2 + z_c^2)}{\cos 2\theta (z_c^2 - z^2)},$$

$$\frac{2 \frac{A}{B}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} = \frac{2 \cos 2\theta (RX_c - XR_c)}{\sqrt{\cos^2 2\theta (z_c^2 - z^2)^2 + [2(RR_c + XX_c) - \sin 2\theta (z^2 + z_c^2)]^2}}.$$

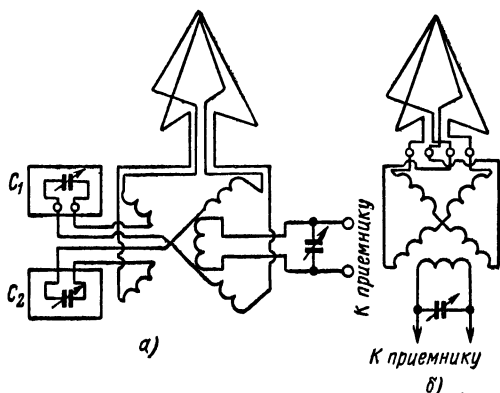


Рис. 4.16. Схемы включения гониометрической системы:  
а — с настроенными рамками; б — с ненастроенными рамками.

В заключение отметим, что величина инструментальных ошибок зависит от схемы включения гониометрической системы. При использовании гониометрической системы можно либо настроить обе рамки (или обе пары антенн) на принимаемую волну (рис. 4.16,а), либо применить ненастроенные антенны (рис. 4.16,б). В случае ненастроенной системы малейшая неидентичность цепей двух полевых катушек или небольшая их расстройка (чего практически трудно избежать) вызывают изменения величины и фазы токов в них и тем самым значительные ошибки при пеленговании. С этой точки зрения благоприятнее схема с ненастроенными рамками, так как в ней небольшие изменения параметров цепей не вызывают столь резких колебаний величины и фазы токов.

Поэтому в настоящее время почти исключительное применение нашла схема с ненастроенными рамками.

Мы рассмотрели влияние нарушений условий (3.46), характеризующих нормальную работу гониометрической системы, за исключением влияния неравномерности поля в гониометре.

Анализ влияния неравномерности поля в гониометре приводится ниже при рассмотрении ошибок гониометра.

#### 4.7. ОШИБКИ, ВЫЗВАННЫЕ ГОНИОМЕТРОМ

Основными причинами ошибок гониометра являются:

- 1) неодинаковость магнитных полей полевых катушек;
- 2) связь между полевыми катушками;
- 3) неперпендикулярность полевых катушек;
- 4) емкостная связь между полевыми и искательной катушками;
- 5) неравномерность поля полевых катушек.

В § 4.6 было установлено, что при неодинаковости магнитных полей полевых катушек по амплитуде и по фазе в гониометре с двумя полевыми катушками появляются ошибка и эллиптичность результирующего магнитного поля, которые рассчитываются по формулам (4.10) и (4.11).

В гониометре с большим числом полевых катушек неодинаковость магнитного поля одной из катушек вызывает такие же ошибки и эллиптичность независимо от числа полевых катушек в гониометре. В гониометре с четырьмя полевыми катушками магнитные поля отдельных катушек могут различаться между собой на различные величины. В зависимости от распределения этих неодинаковостей четыре нулевых направления у пары катушек, сдвинутые нормально одно относительно другого на  $90^\circ$ , могут принимать любые значения. Допустимые неодинаковости магнитных полей в этих системах приблизительно такие же, как и в простейшей системе с двумя полевыми катушками.

Влияние связи между полевыми катушками или рамками в системе с двумя рамками рассмотрено в § 4.6.

Ошибка, вызываемая неперпендикулярностью полевых катушек гониометра или двух

рамок (двух пар разнесенных антенн), приближенно выражается формулой

$$\Delta = \frac{\delta}{2} (1 - \cos 2\theta), \quad (4.31)$$

где  $\delta$  — угол отклонения от перпендикулярности.

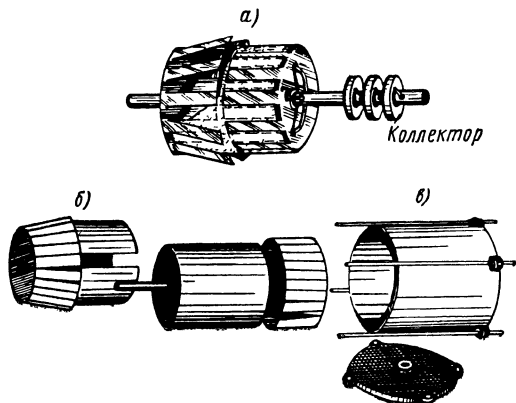


Рис. 4.17. Конструкция гониометра с электростатическим экраном:

*a* — собранный искатель; *б* — экран и остов искательной катушки; *в* — остов полевых катушек.

Эта формула не учитывает взаимной индуктивности между рамками или катушками гониометра (при их неперпендикулярности), влияние которой рассмотрено в § 4.6.

Ошибки, вызываемые емкостными связями между полевыми и искательной катушками, зависят от частоты. Поэтому в пеленгаторе необходимо избежать появления таких связей. Для уменьшения емкости между полевыми и искательной катушками в гониометре применяется электростатический экран. Применение экрана весьма существенно снижает также величину антенного эффекта. Конструкция гониометра с электростатическим экраном показана на рис. 4.17.

Ранее предполагалось, что поле, в котором вращается искательная катушка гониометра, равномерно. При неравномерности поля полевых катушек вид характеристики направленности не меняется, но ориентировка искательной катушки, при которой получается

нулевой прием, уже не соответствует точно углу, составляемому приходящим электромагнитным полем с плоскостью одной из рамок.

Из соображений симметрии ясно, что в гониометре с двумя полевыми катушками эта разница не будет сказываться, когда луч падает в плоскости одной из рамок или под углом  $45^\circ$  к ним. Кривая ошибок гониометра изображена на рис. 4.18. Эта ошибка называется октантальной ошибкой связи.

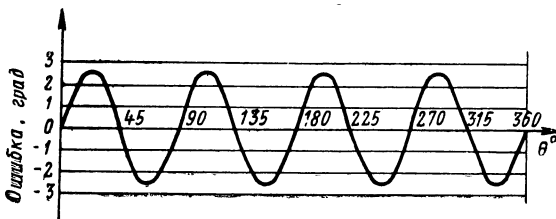


Рис. 4.18. Октантальная ошибка в гониометре.

Уменьшить ее можно путем соответствующего выбора геометрических размеров и формы полевых и искательной катушек.

Октантальная ошибка будет равна нулю при любой форме поля, если искательная катушка выполнена в виде обмотки, равномерно распределенной на поверхности тела вращения [1.6]. Один вид такой обмотки описан в § 3.9 [4.6].

Октантальная ошибка может быть уничтожена также, если искательную катушку выполнить из двух секций, намотанных под углом  $45^\circ$  друг к другу. Так как при повороте на  $45^\circ$  октантальная ошибка меняет знак и имеет приблизительно ту же абсолютную величину, то ошибки двух частей такого искателя взаимно уничтожаются. Практически кривая октантальной ошибки не всегда бывает вполне симметрична, и угол смещения секций искателя приходится подбирать опытным путем.

На рис. 4.19 дана зависимость ошибки гониометра от угла пеленга в диапазоне частот 30—100 Мгц. Каждая полевая катушка гониометра состоит из двух витков, намотанных под разными углами относительно друг друга. Ошибки приведены для углов между витками 27— $90^\circ$ , обозначенных на рисунке.

Ошибка гониометра может быть уменьшена подразделением полевых или искательной катушек на секции, причем число витков в каждой секции делается неодинаковым. Распределение витков по секциям подбирается опытным путем [4.4]. На рис. 4.20 представлен вид секционированного статора.

У гониометра с четырьмя полевыми катушками октантальная ошибка, вызванная неравномерностью полей катушек, близка к нулю, так как получается ее компенсация. Остаточная

ошибка имеет обычно шестнадцатиричный характер. У гониометра с тремя полевыми катушками ошибка имеет обычно двенадцатиричный характер.

Ошибки, связанные с неравномерностью поля в гониометре, вызываются тем, что в практически выполняе-

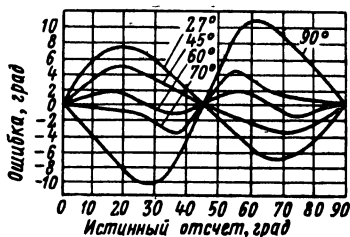


Рис. 4.19. Ошибки гониометра.

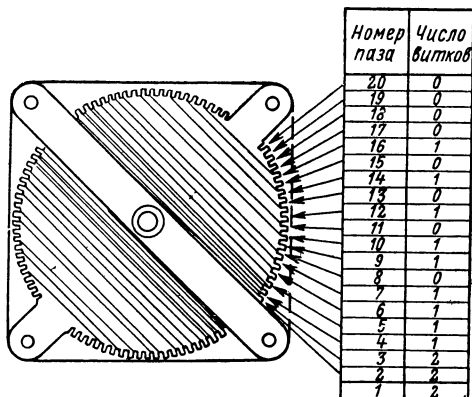


Рис. 4.20. Размещение витков в пазах статора гониометра.

мых гониометрах закон изменения взаимной индуктивности между полевой и искательной катушками гониометра в зависимости от угла между катушками может отличаться от синусоидального и представлять собой пе-



риодическую функцию. Обычно сильнее проявляются нечетные гармоники связи.

При разработке гониометра (или согласующего координатного трансформатора) для многочастотных радиопеленгаторов со слуховым или автоматическим отсчетом пеленга необходимо учитывать, что гармоники связи катушек гониометра приводят к различным ошибкам в зависимости от метода отсчета пеленга, числа антенн, разноса антенн и закона связи. Эти вопросы исследованы в [4.1].

При применении гониометра в антенной системе с малым разносом по мере увеличения числа пар антенн все большее количество нечетных гармоник связи перестает влиять на создание ошибок пеленга. Для антенн с большим разносом, кроме ошибок разноса, рассматриваемых в § 4.9, и ошибок гониометра, появляются дополнительные ошибки и расплывчатость в отсчете минимума на слух (или эллиптичность изображения пеленга в двухканальном радиопеленгаторе), зависящие от совместного влияния гармоник связи, разноса антенн и их числа.

#### **4.8. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ ОШИБКИ СИСТЕМЫ С РАЗНЕСЕННЫМИ АНТЕННАМИ**

Системе с разнесенными антеннами свойственны инструментальные ошибки, рассмотренные ранее. Непосредственный прием, обратное излучение приемника, а также механические неисправности (наклон оси поворотной системы, эксцентриситет шкалы поворотной системы и гониометра, неправильная гравировка и неверная установка шкалы отсчета пеленга и др.) проявляются в этой системе так же, как в системе с вращающейся рамкой (см. § 4.4).

В зависимости от того, как используется эта система (в виде поворотной пары разнесенных антенн или с гониометром), антенный эффект имеет различный характер (см. § 4.2 и 4.5). При использовании этой системы с гониометром могут появляться ошибки, свойственные всякой гониометрической системе (см. § 4.6 и 4.7).

Кроме этих система с разнесенными антеннами обладает еще другими специфическими источниками ошибок.

Важное значение имеет ошибка, возникающая в результате большого расстояния между вертикальными антеннами в неподвижной наружной системе. Однако в целях повышения чувствительности часто увеличивают разнос антенн и тем самым допускают эту ошибку (см. § 4.9).

Рассмотрим вращающуюся пару разнесенных антенн  $A$  и  $B$ , находящихся на расстояниях  $l_{r1}$  и  $l_{r2}$  от приемного устройства, расположенного в точке  $O$  (рис. 4.21).

Пусть на пару антенн воздействует вертикально-поляризованное поле. За начало отсчета фаз выбираем фазу поля в точке  $O$ . Обозначим фазу поля в точке  $A$  через

$$\Phi_A = -\frac{2\pi}{\lambda} l_{r1} \cos \theta,$$

фазу поля в точке  $B$  через

$$\Phi_B = \frac{2\pi}{\lambda} l_{r2} \cos \theta,$$

где  $\theta$  — угол между направлением пеленгуемой радиостанции и плоскостью пары антенн.

Такие же фазы  $\Phi_A$  и  $\Phi_B$  будут иметь э. д. с.  $E_A$  и  $E_B$  в антеннах  $A$  и  $B$ .

Пусть действующая высота антенны  $A$  равна  $h_A$ , антенны  $B$   $h_B$ . Тогда

$$\begin{aligned} \dot{E}_A &= E h_A e^{j\Phi_A}, \\ \dot{E}_B &= E h_B e^{j\Phi_B}. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Токи  $I_A$  и  $I_B$  будут сдвинуты по фазе относительно соответствующей э. д. с. Сдвиг фаз токов, если рассматривать токи у полевой катушки, т. е. в точке  $O$ , будет состоять из двух слагаемых:

— сдвига фаз за счет фазного угла сопротивлений  $Z_A$  и  $Z_B$ , величину этого сдвига фаз обозначим  $\nu_A$  и  $\nu_B$  соответственно:

$$Z_A = z_A e^{-j\nu_A}, \quad Z_B = z_B e^{-j\nu_B}; \quad (4.33)$$

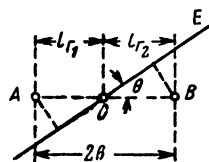


Рис. 4.21. Несимметричное расположение разнесенных антенн.

— сдвига фаз  $\psi_A$  и  $\psi_B$  за счет времени распространения тока вдоль фидера, соединяющего антенны с приемником:

$$\psi_A = -\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_1} l_{\Phi 1}, \quad \psi_B = -\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_2} l_{\Phi 2}, \quad (4.34)$$

где  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, l_{\Phi 1}, l_{\Phi 2}$  — диэлектрические постоянные и длины фидеров.

Токи выражаются:

$$\left. \begin{aligned} j_A &= \frac{\dot{E}_A}{Z_A} e^{j\psi_A} = \frac{Eh_A}{z_A} e^{j(\Phi_A + \psi_A + \nu_A)} = j_A e^{j\varphi_A}, \\ j_B &= \frac{\dot{E}_B}{Z_B} e^{j\psi_B} = \frac{Eh_B}{z_B} e^{j(\Phi_B + \psi_B + \nu_B)} = j_B e^{j\varphi_B}, \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

где

$$\begin{aligned} \varphi_A &= \nu_A - \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\varepsilon_1} l_{\Phi 1} + l_{\Gamma 1} \cos \theta); \\ \varphi_B &= \nu_B - \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\varepsilon_2} l_{\Phi 2} - l_{\Gamma 2} \cos \theta). \end{aligned} \quad (4.36)$$

Разностный ток, обуславливающий прием, выражается так:

$$j_0 = (I_B \cos \varphi_B - I_A \cos \varphi_A) + j(I_B \sin \varphi_B - I_A \sin \varphi_A), \quad (4.37)$$

где амплитуда тока

$$I_0 = \sqrt{I_A^2 + I_B^2 - 2I_A I_B \cos(\varphi_B - \varphi_A)}.$$

Рассмотрим несколько частных случаев.

1. *Неравенство расстояний антенн от приемника.* В этом случае

$$l_{\Gamma 1} \neq l_{\Gamma 2}, \quad l_{\Phi 1} \neq l_{\Phi 2},$$

но электрическая симметрия двух антенн сохраняется, т. е.

$$Z_A = Z_B = Z, \quad \nu_A = \nu_B = \nu, \quad h_A = h_B = h.$$

Разностный ток из (4.37) будет

$$j_0 = \frac{Eh}{z} [(\cos \varphi_B - \cos \varphi_A) + j(\sin \varphi_B - \sin \varphi_A)]$$

или

$$I_0 = -2 \frac{Eh}{z} \left[ \sin \left( \frac{\varphi_B + \varphi_A}{2} \right) \sin \left( \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right) - \right. \\ \left. - j \sin \left( \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right) \cos \left( \frac{\varphi_B + \varphi_A}{2} \right) \right]. \quad (4.38)$$

Амплитуда тока выражается:

$$I_0 = 2 \frac{Eh}{z} \sin \left( \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right). \quad (4.38')$$

Подставим значения  $\varphi_A$  и  $\varphi_B$  по формуле (4.36) в формулу (4.38'):

$$I_0 = 2 \frac{Eh}{z} \sin \frac{\pi}{\lambda} [(l\sqrt{\varepsilon_1} l_{\phi_1} - \sqrt{\varepsilon_2} l_{\phi_2}) + (l_{r_1} + l_{r_2}) \cos \theta]. \quad (4.39)$$

Ток равен нулю, когда аргумент при синусе равен нулю, т. е. когда

$$\cos \theta = \frac{\sqrt{\varepsilon_2} l_{\phi_2} - \sqrt{\varepsilon_1} l_{\phi_1}}{l_{r_1} + l_{r_2}}.$$

Так как правая часть не равна нулю, то имеются два решения:  $\theta$  и  $180^\circ - \theta$ , которые различаются на угол, не равный  $180^\circ$ ; здесь имеет место излом оси пеленга.

Таким образом, мы видим, что несимметричное расположение антенн относительно приемника ведет к излому оси пеленга и проявляется аналогично фазной составляющей антенного эффекта (§ 4.2). Величина излома определяется относительным смещением антенн от симметричного расположения.

Определим допустимую величину смещения антенн от центра, принимая допустимым отклонение пеленга от истинного на  $0,25-0,5^\circ$ .

Положим  $\theta = \theta_0 + \Delta$ . При отсутствии ошибки ток обращается в нуль, когда  $\theta_0 = 90^\circ$ . Ошибка  $\Delta = \theta - 90^\circ$  и определяется из

$$\sin \Delta \approx \Delta = \frac{\sqrt{\varepsilon_1} l_{\phi_1} - \sqrt{\varepsilon_2} l_{\phi_2}}{l_{r_1} + l_{r_2}} = 0,005 \div 0,01.$$

Пусть

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 1, \quad l_{\phi_1} - l_{\phi_2} = \Delta l_{\phi} = l_{r_1} - l_{r_2} = \Delta l_r; \quad l_{r_1} + l_{r_2} = 2b.$$

В этом случае должно выполняться условие

$$\frac{\Delta l_{\phi}}{2b} = \frac{\Delta l_{\Gamma}}{2b} = 0,005 \div 0,01,$$

т. е. центральное расположение приемника должно быть выдержано с точностью  $0,5 - 1^{\circ}/0$ .

2. *Несимметрия антенн по фазному углу.* Полагаем:

$$\begin{aligned} v_A - v_B &= v, \\ l_{\phi_1} &= l_{\phi_2} = l_{\phi}; \quad \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon, \quad l_{\Gamma_1} = l_{\Gamma_2} = b, \\ \sqrt{\varepsilon_1} l_{\phi_1} &= \sqrt{\varepsilon_2} l_{\phi_2} = \sqrt{\varepsilon} l_{\phi}, \\ I_A &= I_B = I = \frac{Eh}{z}, \\ \varphi_A &= v_A - \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\varepsilon} l_{\phi} + b \cos \theta), \\ \varphi_B &= v_B - \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{\varepsilon} l_{\phi} - b \cos \theta). \end{aligned}$$

Подставив значения  $\varphi_A$  и  $\varphi_B$  в (4.38'), получим

$$I_0 = 2 \frac{Eh}{z} \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \theta - \frac{v}{2} \right). \quad (4.40)$$

Как и в предыдущем случае, здесь получается излом оси пеленга. Погрешность в определении пеленга определяется формулой

$$\sin \Delta \approx \Delta = \frac{v\lambda}{4\pi b}.$$

При  $\frac{2b}{\lambda} = 0,2$ , ограничивая ошибку величиной  $\Delta = 0,28^{\circ}$ , получим, что разность фазных углов полных сопротивлений обеих антенн не должна превосходить величину

$$v \leq \frac{4\pi b}{\lambda} \sin \Delta = 2\pi \cdot 0,2 \cdot 0,005 = \frac{2\pi}{1000}, \text{ или } v \leq 0,36^{\circ}.$$

Из этого примера видно, что симметрия антенн должна выполняться с весьма большой точностью.

Из рис. 4.21 и формулы (4.37) для разностного тока видно, что в рассмотренных случаях фазная составляю-

щая разностного тока  $I_0$  примерно равна нулю и прием определяется, главным образом, нефазной составляющей, амплитудное значение которой выражается формулой (4.39) или (4.40), причем имеет место излом оси пеленгов.

Для ограничения излома оси необходимо, чтобы при возможной асимметрии антенн по сопротивлению изменение угла  $\gamma$  по фазовой характеристике сопротивления антенно-фидерной системы было мало.

Известно, что особенно сильно изменяется фазовая характеристика любой цепи на частотах, близких к резонансным. Необходимо так выбирать параметры антенно-фидерной системы пары антенн, чтобы частоты резонанса для нефазной составляющей тока находились вне рабочего диапазона частот.

Это требование ставится при проектировании антенных систем с разнесенными антеннами.

3. *Неравенство амплитуд токов в антеннах.* Полагаем, что

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I + \Delta I; \quad I_B = I - \Delta I, \\ l_{r1} &= l_{r2} = \frac{b}{2}, \quad V \bar{\epsilon}_1 l_{\phi 1} = V \bar{\epsilon}_2 l_{\phi 2}, \quad v_A = v_B = v_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.41)$$

При этих условиях

$$\varphi_B - \varphi_A = \frac{4\pi b}{\lambda} \cos \theta.$$

Подставив значения (4.41) в формулу (4.37) для разностного тока  $I_0$ , получим:

$$\begin{aligned} I_0 &= -2 \left[ I \left( \sin \frac{\varphi_B + \varphi_A}{2} \sin \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \Delta I \left( \cos \frac{\varphi_B + \varphi_A}{2} \cos \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right) \right] + \\ &\quad + j2 \left[ I \left( \cos \frac{\varphi_B + \varphi_A}{2} \sin \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \Delta I \left( \sin \frac{\varphi_B + \varphi_A}{2} \cos \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} \right) \right]. \end{aligned}$$

Для амплитуды разностного тока имеем

$$I_0 = 2 \sqrt{I^2 \sin^2 \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} + (\Delta I)^2 \cos^2 \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2}}.$$

Считая, что

$$\frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} = \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta$$

— малая величина, можно положить:

$$\begin{aligned} \sin \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} &= \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} = \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta, \\ \cos \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2} &= 1, \\ I_0 &= 2 \sqrt{\left( I \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta \right)^2 + (\Delta I)^2}. \end{aligned} \quad (4.42)$$

Как видно из последнего выражения, неравенство амплитуд токов в антеннах по своему действию аналогично антенному эффекту, имеющему сдвиг фаз  $90^\circ$ , и ведет к образованию расплывчатых минимумов без изменения их направления.

Для ограничения величины  $\Delta I$  целесообразно выбрать параметры антенно-фидерной системы пары антенн так, чтобы частоты резонанса для фазной составляющей тока не находились бы в рабочем диапазоне. Если в целях увеличения чувствительности в длинноволновой части диапазона приходится нарушать это условие и допускать резонанс в рабочем диапазоне, то необходимо принять меры к тому, чтобы на резонансной частоте, когда реактивное сопротивление равно нулю, оставалось бы достаточно большое активное сопротивление. Для этого, например, включают в цепь антенн дополнительные активные сопротивления. Тогда возможные неодинаковости сопротивлений антенн не вызовут больших величин  $\Delta I$  и больших антенных эффектов (или ошибок) при пеленговании.

Неодинаковость токов антенн может иметь место также из-за неодинаковости действующих высот антенн, неодинаковости сопротивлений нагрузок или параметров фидеров.

Мы рассмотрели влияние  $\Delta I$  при паре поворотных антенн; это влияние в гониметрической антенной системе рассмотрено в § 4.5.

#### 4.9. ОШИБКА РАЗНОСА ГОНИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ИЗ $n$ РАЗНЕСЕННЫХ АНТЕНН

В гл. 3 был рассмотрен прием на гониометрическую систему, состоящую из любого числа  $n$  разнесенных антенн. Получена формула (3.63') для расчета напряжения, индуцированного в искательной катушке гониометра  $E_{\text{и}}$ .

Ток в искательной катушке  $I_{\text{и}} = \frac{E_{\text{и}}}{Z_{\text{и}}}$ , где  $Z_{\text{и}}$  — сопротивления цепи искательной катушки.

По формуле (3.63') для тока в искательной катушке можно написать:

$$I_{\text{и}} = \left\{ \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{kn+1} \sin(kn+1)\theta - \sum_{k=1}^{\infty} A_{kn-1} \sin(kn-1)\theta \right] \cos \alpha - \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{kn+1} \cos(kn+1)\theta + \sum_{k=1}^{\infty} A_{kn-1} \cos(kn-1)\theta \right] \sin \alpha \right\}, \quad (4.43)$$

где

$$A_{kn\pm 1} = 2j^{kn\pm 1} J_{kn\pm 1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right).$$

Представим  $I_{\text{и}}$  в виде\*

$$I_{\text{и}} = M_2 \cos \alpha - M_1 \sin \alpha,$$

где

$$\begin{aligned} M_2 &= A_1 \sin \theta - A_{n-1} \sin(n-1)\theta + A_{n+1} \sin(n+1)\theta - \\ &\quad - A_{2n-1} \sin(2n-1)\theta + A_{2n+1} \sin(2n+1)\theta + \dots, \\ M_1 &= A_1 \cos \theta + A_{n-1} \cos(n-1)\theta + A_{n+1} \cos(n+1)\theta + \\ &\quad + A_{2n-1} \cos(2n-1)\theta + A_{2n+1} \cos(2n+1)\theta + \dots \quad (4.44) \end{aligned}$$

Когда отношение  $\frac{2\pi b}{\lambda} \ll 1$ , то в каждом из разложе-

---

\* Этой же зависимости подчиняется результирующее магнитное поле в гониометре, а также изображение на электронно-лучевой трубке двухканального радиопеленгатора (см гл. 8).



ний  $M_1$  и  $M_2$  можно ограничиться одним членом. В этом случае

$$I_{\text{и}} = J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) (\sin \theta \cos \alpha - \cos \theta \sin \alpha) = \\ = J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \sin (\theta - \alpha). \quad (4.45)$$

Ток  $I_{\text{и}} = 0$ , т. е. при слуховом методе отсчитывается пеленг, когда  $\theta = \alpha$ . Таким образом, выполняется условие безошибочной работы гониометрической системы радиопеленгатора.

С увеличением разноса равенство (4.45) нарушается. Появляются ошибка пеленга (так называемая «ошибка разноса») и расплывчатость отсчета (эллиптическое результирующее магнитное поле в гониометре).

Для расчета ошибки разноса  $\Delta$  и эллиптичности поля  $\frac{A}{B}$  обратимся к формуле (III.12) и заменим в ней  $M_1$  и  $M_2$  выражениями (4.44):

$$\text{tg} \left( \Delta + j \frac{A}{B} \right) = \frac{M_2 \cos \theta - M_1 \sin \theta}{M_1 \cos \theta + M_2 \sin \theta} = \\ = \frac{(-A_{n-1} + A_{n+1}) \sin^2 n\theta + (-A_{2n-1} + A_{2n+1}) \sin 2n\theta + \dots}{A_1 + (A_{n-1} + A_{n+1}) \cos n\theta + (A_{2n-1} + A_{2n+1}) \cos 2n\theta + \dots}.$$

Предполагая

$$A_1 \gg |\pm A_{n-1} + A_{n+1}| \gg |\pm A_{2n-1} + A_{2n+1}| \dots,$$

получаем, что

$$\text{tg} \left( \Delta + j \frac{A}{B} \right) = \frac{-A_{n-1} + A_{n+1}}{A_1} \sin n\theta - \\ - \frac{-A_{n-1} + A_{n+1}}{A_1} \sin n\theta \frac{A_{n-1} + A_{n+1}}{A_1} \cos n\theta + \\ + \frac{-A_{2n-1} + A_{2n+1}}{A_1} \sin 2n\theta + \dots$$

или

$$\text{tg} \left( \Delta + j \frac{A}{B} \right) = \frac{A_{n+1} - A_{n-1}}{A_1} \sin n\theta + \left( \frac{A_{n-1}^2 - A_{n+1}^2}{2A_1^2} + \right. \\ \left. + \frac{A_{2n+1} - A_{2n-1}}{A_1} \right) \sin 2n\theta + \dots \quad (4.46)$$

Рассмотрим два отдельных случая: число антенн  $n$  четное и число антенн  $n$  нечетное.

1. Число антенн  $n$  четное. В этом случае правая часть выражения (4.46) является чисто вещественной, поэтому  $\frac{A}{B} = 0$ , т. е. эллиптичность поля отсутствует.

Заменяя  $A_1$ ,  $A_{n\pm 1}$  и  $A_{2n\pm 1} \dots$  их выражениями через Бесселевы функции (3.51), получаем

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \Delta = & \frac{(-1)^{\frac{n}{2}} \left[ J_{n+1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) + J_{n-1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]}{J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)} \sin n\theta + \\ & + \left\{ \frac{\left[ J_{n-1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]^2 - \left[ J_{n+1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]^2}{2 \left[ J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]^2} + \right. \\ & \left. + \frac{J_{2n+1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) + J_{2n-1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)}{J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)} \right\} \sin 2n\theta + \dots \end{aligned} \quad (4.47)$$

Приближенно

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \frac{(-1)^{\frac{n}{2}} \left[ J_{n+1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) + J_{n-1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]}{J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)} \sin n\theta. \quad (4.48)$$

Известно, что

$$J_{n-1}(x) + J_{n+1}(x) = \frac{2n}{x} J_n(x).$$

Используя это равенство, получаем из (4.48):

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \frac{2n (-1)^{\frac{n}{2}} J_n \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)}{\frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)} \sin n\theta. \quad (4.49)$$

Таким образом, мы видим, что при четном числе антенн, если не выполняется для разноса антенн условие  $\frac{2\pi b}{\lambda} \ll 1$ , имеет место ошибка пеленга, которая выражается формулой (4.49). Закономерность ошибки разноса антенн двойного порядка относительно числа антенн, т. е. у четырехантенной системы, — это октантальная ошибка, у шестиантенной системы — ошибка двенадцатикратного порядка и т. д.

При параллельном соединении пар соседних антенн, находящихся под углом  $2\gamma$ , из формулы (4.48) получим

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{(-1)^{\frac{n}{2}} \left[ J_{\frac{n}{2}-1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \cos \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \gamma + \right.}{J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \times} \\ \left. + J_{\frac{n}{2}+1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \cos \left( \frac{n}{2} + 1 \right) \gamma \right]}{\times \cos \gamma} \sin \frac{n}{2} \theta. \quad (4.50)$$

Выражение (4.50) получено при предположении, что полные сопротивления всех антенн одинаковы. На самом деле, при несимметричном расположении антенн их полные сопротивления становятся неодинаковыми. Методика расчета ошибки разноса с учетом взаимных сопротивлений при любом расположении антенн приведена в [4.9].

Формула (4.49) для малых значений разноса антенн, когда  $\frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta < 1$  и  $J_p(x) \approx \frac{x^p}{p!2^p}$ , принимает вид

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \frac{\left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)^{(n-2)}}{(n-1)!2^{(n-2)}} \sin n \theta. \quad (4.51)$$

Из формулы (4.51) следует, что для четырехантенной системы, т. е. когда  $n = 4$ , и при  $\frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta < 1$

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \frac{1}{24} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right)^2 \sin 4\theta. \quad (4.52)$$

Ошибка разности у четырехантенной системы имеет октантальную закономерность от  $\theta$  и рассчитывается по формуле (4.52).

На рис. 4.22 изображены ошибки разности в зависимости от  $S = \frac{2\pi b}{\lambda}$  для разного числа  $n$  ( $\beta = 0$ ), построенные по формуле (4.49).

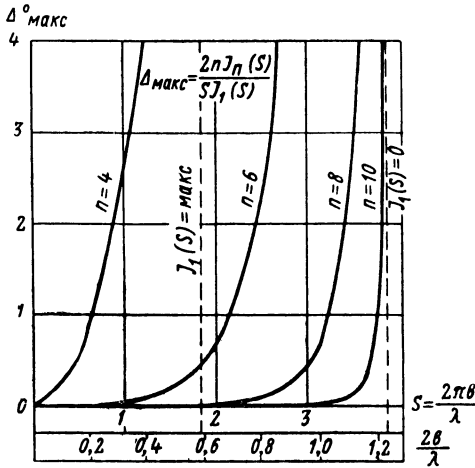


Рис. 4.22. Ошибки разности при различном числе антенн.

На оси абсцисс кроме шкалы  $S$  нанесена еще шкала  $\frac{2b}{\lambda}$ .

Кривые на рис. 4.22 показывают, что ошибки быстро уменьшаются с увеличением числа антенн и соответственно быстро растет допустимый разнос для заданной максимальной ошибки разности.

Для разности, близкого к  $2b = 1,22\lambda$ , когда  $J_1\left(\frac{2\pi b}{\lambda}\right) = 0$  и эффективность системы равна нулю, ошибки сильно возрастают, но они быстро падают с уменьшением разности ( $2b < 1,22\lambda$ ). Для разности  $2b = \frac{1,8\lambda}{\pi} = 0,573\lambda$  значения для  $J_1\left(\frac{2\pi b}{\lambda}\right)$  и эффективности системы достигают максимальных величин.

На рис. 4.23 показаны близкие к максимальным ошибки для  $\theta = 22^\circ 30'$  для восьмиантенной системы с параллельным соединением соседних пар антенн ( $\gamma = 22^\circ 30'$ ;  $27^\circ 30'$ ;  $30^\circ$ ) в случае, когда сопротивления всех антенн считаются одинаковыми, и при  $\gamma = 27^\circ 15'$  для одного

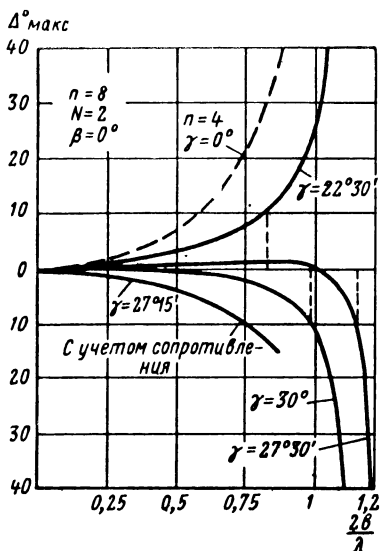


Рис. 4.23. Ошибки разности восьмиантенной системы при параллельном соединении соседних антенн.

частного случая расположения антенн, когда учитывается неодинаковость этих сопротивлений [4.9]. Здесь же для сравнения приведены ошибки для четырехантенной системы. Из рис. 4.23 следует, что если не учитывать неодинаковость полных сопротивлений антенн, то между парами параллельно соединенных антенн оптимальным углом будет  $\gamma = 27^\circ 30'$ . Когда сопротивления всех антенн нельзя считать одинаковыми, наилучший угол между параллельно соединенными антеннами зависит от размеров антенной системы и параметров одиночных антенн. Оптимальный угол  $\gamma$  может отличаться от

$27^\circ 30'$  — он должен быть установлен в результате расчетов [4.9].

Применять больше 8 антенн практически нецелесообразно, ибо, ограничивая максимальную ошибку величиной  $2^\circ$ , при 8 антеннах можно допустить разнос  $2b = 1,05\lambda$ , близкий к предельно допустимому.

Все кривые рис. 4.22 и 4.23 рассчитаны для поверхностной волны, когда  $\beta = 0$ . У системы без параллельного соединения антенн с увеличением угла  $\beta$  ошибка разности падает, так как при этом как бы уменьшается эквивалентный разнос.

В системах с параллельно соединенными парами антенн ошибка разности не всегда падает с увеличением

угла падения. Она может иметь максимум при  $\beta \neq 0$ , а при некотором  $\beta$  изменять знак. Это объясняется тем, что в таких системах выбором  $\gamma$  осуществляют компенсацию ошибки разноса только для угла наклона фронта волны  $\beta = 0$ .

В табл. 4.1 приведены допустимые разносы антенн при разных значениях максимальных ошибок для разного числа антенн  $n$ . Для восьмиантенной системы с параллельно соединенными антеннами учтено, что при некоторых углах падения ошибка может изменять свой знак, а поэтому допустимый разнос для этих систем рассчитан исходя из максимального размаха ошибки. Сопротивления антенн предполагаются одинаковыми.

Из изложенного следует, что с увеличением числа антенн при одном и том же разносе антенн ошибка разноса падает. Если ограничить ошибку определенной величиной, то допустимый разнос растет с увеличением числа антенн.

В табл. 4.1 приведено отношение максимального разноса у системы с  $n$  антеннами к максимальному разносу у четырехантенной системы.

Разнос  $2b = 1,22\lambda$ , при котором ошибка разноса  $\Delta$  независимо от числа антенн стремится к очень большому значению и эффективность равна нулю, является предельным. При  $2b > 1,22\lambda$  ошибка изменяет знак и уменьшается.

Отношение максимального разноса антенн у  $n$ -антенной системы к максимальному разносу антенн у четырехантенной системы падает с увеличением допустимой ошибки разноса.

При использовании параллельного соединения соседних антенн для восьмиантенной системы наименьшая ошибка разноса получается, когда угол между параллельно соединенными соседними антеннами  $\gamma = 27,5^\circ$ , если не учитывать неодинаковость сопротивлений антенн; если учитывать эту неодинаковость, то  $\gamma_{\text{опт}}$  зависит от параметров конкретной системы.

2. Число антенн  $n$  нечетное. При нечетном числе антенн правая часть выражения (4.46) имеет вещественную и мнимую части. Первая определяет ошибку, вторая — расплывчатость пеленга и равна отношению осей эллипса поля гониометра.

## Характеристики многолучевых антенных систем гониометрического типа

Число антенн $n$	Число полевых катушек гониометра $N$	Половина угла между парой антенн $\gamma^\circ$	Номер рисунка	Отношение максимально допустимого раз- носа к длине волны $\frac{2b}{\lambda}$ при максимальной ошибке или максимальном размахе оши- бок, град					Отношение максимальных разностей $u$ $l$ системы и у четырехантенной системы при $\Delta$ макс, град					
				0,5	1	2	10	0,5	1	2	10			
				0,5	1	2	10	0,5	1	2	10			
4	2	0	4,22	0,15	0,2	0,28	0,57	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
6	3	0	4,22	0,6	0,66	0,75	1,0	1,0	4,0	3,3	2,7	1,76	1,76	1,76
8	4	0	4,22	0,97	1,0	1,05	1,15	1,15	6,4	5	3,75	1,96	1,96	1,96
10	5	0	4,22	1,16	1,2	1,21	1,22	1,22	7,8	6	4,3	2,14	2,14	2,14
8	2	22,5	4,23			0,43					1,54			
8	2	27,5	4,23			1,04	1,14				3,73			
8	2	28,5	4,23			0,9					3,23			
8	2	30	4,23			0,75					2,68			

Ошибка  $\Delta_p$  при нечетном числе антенн мала и выражается (4.46)

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \left( \frac{A_{2n-1}^2 - A_{2n+1}^2}{2A_1^2} + \frac{A_{2n+1} - A_{2n-1}}{A_1} \right) \sin 2n\theta \quad (4.53)$$

или

$$\operatorname{tg} \Delta_{\max} \approx \Delta_{\max} \approx \frac{\left[ J_{n-1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]^2 - \left[ J_{n+1} \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]^2}{2 \left[ J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \right) \right]^2} \quad (4.54)$$

Расплывчатость пеленга, характеризуемая отношением осей эллипса поля в гониометре, рассчитывается при  $\beta=0$  по формуле

$$\frac{A}{B} = D \approx \frac{A_{n+1} - A_{n-1}}{jA_1} \sin n\theta \approx \frac{2nJ_n \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \right)}{\frac{2\pi b}{\lambda} J_1 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \right)} \sin n\theta. \quad (4.55)$$

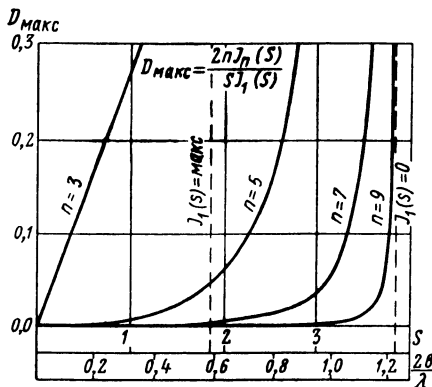


Рис. 4.24. Антенная система с нечетным числом антенн.

Зависимость  $D_{\max}$  от  $S = \frac{2\pi b}{\lambda}$ .

Основную роль при нечетном числе антенн играет расплывчатость пеленга. Она определяется по тем же формулам, что и ошибка в случае четного числа антенн (4.49) и (4.55).



На рис. 4.24 изображена зависимость  $D_{\text{макс}}$  от разности при разном (нечетном) числе антенн. По оси абсцисс отложено  $S = \frac{2\pi b}{\lambda}$ , а также отношение  $\frac{2b}{\lambda}$ .

Нечетное число антенн практически не применяется главным образом из-за появления антенных эффектов у системы. Принципиально минимальное число антенн гониометрического радиопеленгатора равно трем.

#### 4.10. УСТАНОВОЧНЫЕ ОШИБКИ ГОНИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ РАЗНЕСЕННЫХ АНТЕНН

##### Ошибка в ориентировке антенн

На рис. 4.25 изображено размещение антенн четырех-антенной системы. Направление на одну из антенн (первую) смещено на угол  $\delta$  относительно начальной линии отсчета  $OO_1$ .

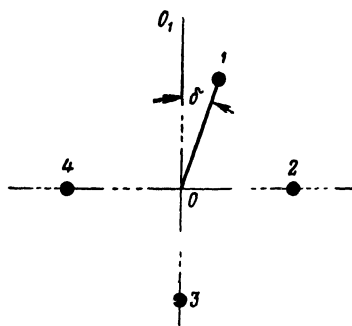


Рис. 4.25. Неправильная ориентировка антенны.

Э. д. с., индуцируемые в антеннах вертикальным электрическим полем  $E$  электромагнитной волны, проходящей с азимута  $\theta$  с углом наклона фронта волны  $\beta$ , будут

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= E h e^{j \frac{2\pi b}{\lambda} \cos(\theta - \delta) \cos \beta}, & \dot{E}_2 &= E h e^{j \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \theta \cos \beta}, \\ \dot{E}_3 &= E h e^{-j \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta \cos \beta} & \text{и } \dot{E}_4 &= E h e^{-j \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \theta \cos \beta}, \end{aligned}$$

где  $h$  — действующая высота антенны с учетом угла наклона фронта волны  $\beta$ .

При малом значении  $\delta$  э. д. с. в первой антенне будет

$$\dot{E}_1 = E h e^{j \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta \cos \beta + \frac{2\pi b \delta}{\lambda} \sin \theta \cos \beta \right)},$$

т. е. она имеет дополнительный сдвиг фаз  $\varphi = \frac{2\pi b \delta}{\lambda} \sin \theta \times \times \cos \beta$ , причем ввиду малости  $\delta \cos \varphi \approx 1$  и  $\sin \varphi = \varphi = = \frac{2\pi b \delta}{\lambda} \sin \theta \cos \beta$ . Э. д. с. в парах антенн 2—4 и 1—3 в случае, когда  $\frac{2\pi b}{\lambda} \ll 1$ , будут

$$\dot{E}_{24} = \dot{E}_2 - \dot{E}_4 = j 2 E h \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta \sin \theta,$$

$$\dot{E}_{13} = \dot{E}_1 - \dot{E}_3 = j (E'_{13} + j E''_{13}),$$

где

$$\begin{aligned} E'_{13} &= 2 E h \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta \cos \beta + \frac{\varphi}{2} \right) = \\ &= 2 E h \frac{2\pi b}{\lambda} \left( \cos \theta + \frac{\delta}{2} \sin \theta \right) \cos \beta \end{aligned}$$

и

$$E''_{13} = \frac{\pi b \delta}{\lambda} \sin \theta \cos \beta E'_{13}.$$

В системе появляются ошибка и расплывчатость пеленга. Для малых углов  $\delta$  ошибка обуславливается значением  $E'_{13}$ , расплывчатость — значением  $E''_{13}$ . Отсчитываемый пеленг  $\alpha$  определяется равенством

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_{24}}{E'_{13}} = \frac{\sin \theta}{\cos \theta + \frac{\delta}{2} \sin \theta}. \quad (4.56)$$

Ошибка пеленга рассчитывается по формуле

$$\operatorname{tg} |\Delta| = \operatorname{tg} |\alpha - \theta| = \frac{\frac{\delta}{2} (1 - \cos 2\theta)}{1 + \frac{\delta}{4} \sin 2\theta}. \quad (4.57)$$

Приравняв нулю производную выражения (4.57) по  $\theta$ , найдем азимут  $\theta_{\text{макс}}$ , когда имеет место максимальная ошибка  $\Delta_{\text{макс}}$ :

$$\theta_{\text{макс}} = 90^\circ + \frac{1}{2} \arcsin \frac{\delta}{4} \approx 90^\circ$$

и

$$\Delta_{\text{макс}} = \delta.$$

Расплывчатость минимума характеризуется формулой

$$\frac{A}{B} = \frac{\pi b \delta}{\lambda} \sin \theta \cos \beta. \quad (4.58)$$

Максимальное значение  $\left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = \frac{\pi b \delta}{\lambda} \cos \beta$  получается при  $\theta = 90^\circ$ . Из формул (4.57) и (4.58) следует, что если ограничить ошибку  $\Delta_{\text{макс}}$  значением  $1^\circ$ , то допустимая величина угла смещения антенны  $\delta \leq 1^\circ$  и при этом  $\left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = \frac{1}{57} \frac{\pi b}{\lambda}$ .

### Неодинаковость уровня основания антенн

Пусть первая антенна приподнята на  $\Delta h$  над остальными. Других ошибок в установке антенн нет. Пеленгуется электромагнитное поле, нормально поляризованное.

Э. д. с. первой антенны имеет дополнительный сдвиг фаз  $\varphi$ , вызванный тем, что она приподнята:

$$\varphi = -\frac{2\pi\Delta h}{\lambda} \cos \theta \sin \beta.$$

Так как  $\frac{2\pi\Delta h}{\lambda} \ll 1$ , то  $\sin \frac{\varphi}{2} \approx \frac{\varphi}{2} = -\frac{\pi\Delta h}{\lambda} \cos \theta \sin \beta$  и  $\cos \frac{\varphi}{2} = 1$ .

Э. д. с. в парах антенн 1—3 и 2—4 будут

$$\dot{E}_{13} = j(E'_{13} + jE''_{13}), \quad \dot{E}_{24} = j2Eh \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \theta \cos \beta,$$

причем

$$E'_{13} = 2Eh \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \theta \cos \beta \left(1 - \frac{\Delta h}{2b} \operatorname{tg} \beta\right)$$

и

$$E''_{13} = \frac{\pi\Delta h}{\lambda} \cos \theta \sin \beta E'_{13}.$$

Угол пеленга  $\alpha$  определяется равенством

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_{24}}{E'_{13}} = \frac{\sin \theta}{\cos \theta \left(1 - \frac{\Delta h}{2b} \operatorname{tg} \beta\right)} \approx \left(1 + \frac{\Delta h}{2b} \operatorname{tg} \beta\right) \operatorname{tg} \theta. \quad (4.59)$$

Ошибка пеленга на основании (4.19) может быть рассчитана по формуле

$$\Delta \approx \frac{\Delta h}{4b} \operatorname{tg} \beta \sin 2\theta \text{ и } \Delta_{\max} = \frac{\Delta h}{4b} \operatorname{tg} \beta. \quad (4.60)$$

Расплывчатость пеленга

$$\left(\frac{A}{B}\right)_{\max} = \frac{\pi \Delta h}{\lambda} \sin \beta. \quad (4.61)$$

Если разнос антенн  $2b = 10 \text{ м}$ ,  $\Delta h = 20 \text{ см}$ ,  $\beta = 45^\circ$ , то

$$\Delta_{\max} = \frac{0,2}{20} \approx 0,01.$$

При  $\lambda = 30 \text{ м}$   $\left(\frac{A}{B}\right)_{\max} \approx 0,015$ .

### Неодинаковость радиуса размещения антенн

Для пары антенн такой случай рассмотрен в § 4.8. Было показано, что при разности расстояний антенн до центра  $\Delta b$  появляется фазный антенный эффект  $a \approx \frac{\Delta b}{b}$ .

Фазный антенный эффект, появляющийся у пары антенн, приводит в гониометрической системе к ошибке пеленга, максимальное значение которой рассчитывается по формуле (4.4'):

$$\Delta_{\max} = \frac{a}{\sqrt{1 - 4a^2}}.$$

Для того чтобы ошибка была не более  $0,5^\circ$ , расстояния до центра должны быть выдержаны с точностью  $\frac{\Delta b}{b} \leq 0,008$ .

## Наклон одной из антенн

Первая антенна имеет угол наклона к вертикали  $\eta$ .

Наклон может иметь любую ориентировку относительно плоскости пары антенн 1—3. Рассмотрим два крайних случая: наклон в плоскости пары антенн 1—3 и наклон в плоскости, перпендикулярной плоскости пары антенн 1—3.

Определим ошибку для первого случая. Пеленгуется поле с напряженностью  $E$  и углом поляризации  $\gamma$ . Наклон фронта волны  $\beta$ . Действующая высота первой антенны для приема вертикального поля

$$h_B \approx h \cos \beta$$

и для приема горизонтального поля, перпендикулярного плоскости распространения,

$$h_T = h \sin \eta.$$

Амплитуда э. д. с. в паре антенн 1—3 будет:  
от вертикального поля

$$E'_{13} = \frac{4\pi b h E}{\lambda} \cos^2 \beta \cos \gamma \cos \theta,$$

от горизонтального поля

$$E''_{13} = E h \sin \eta \sin \gamma \sin \theta.$$

Полагаем, что э. д. с.  $E'_{13}$  и  $E''_{13}$  совпадают по фазе. Тогда амплитуду полной э. д. с. в паре 1—3 получим, как сумму  $E'_{13}$  и  $E''_{13}$ :

$$E_{13} = E'_{13} + E''_{13} = \frac{4\pi b h E}{\lambda} \cos^2 \beta \cos \gamma \times \\ \times \left[ \cos \theta + \frac{\sin \eta \operatorname{tg} \gamma}{\frac{4\pi b}{\lambda} \cos^2 \beta} \sin \theta \right].$$

Амплитуда э. д. с. в паре антенн 2—4 будет

$$E_{24} = \frac{4\pi b h E}{\lambda} \cos^2 \beta \cos \gamma \sin \theta.$$

Отсчет пеленга  $\alpha$  на радиопеленгаторе определяется выражением

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{E_{24}}{E_{13}} = \frac{\sin \theta}{\cos \theta + a \sin \theta},$$

где

$$a = \frac{\sin \eta \operatorname{tg} \gamma}{\frac{4\pi b}{\lambda} \cos^2 \beta}.$$

Ошибка пеленга будет

$$\operatorname{tg} \Delta \approx \Delta = \operatorname{tg} (\alpha - \theta) = \frac{\frac{a}{2} (1 - \cos 2\theta)}{1 + \frac{a}{2} \sin 2\theta}. \quad (4.62)$$

Максимальное значение ошибки при  $\theta = 90^\circ$  равно

$$\Delta_{\max} = a = \frac{\sin \eta \operatorname{tg} \gamma}{\frac{4\pi b}{\lambda} \cos^2 \beta}. \quad (4.63)$$

Пусть  $\eta = 5^\circ$ ,  $\gamma = 45^\circ$ ,  $\beta = 45^\circ$ ,  $\frac{b}{\lambda} = 0,1$ , тогда

$$\Delta_{\max} = \frac{0,087 \cdot 1}{1,26 \cdot 0,5} = 0,138 \approx 8^\circ.$$

В случае наклона первой антенны в плоскости, перпендикулярной плоскости пары антенн 1—3, условие для отсчета пеленга будет

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \theta}{(1 + a) \cos \theta} \quad (4.64)$$

и ошибка пеленга  $\Delta_{\max} = \frac{a}{2}$ .

В других случаях максимальная ошибка находится в пределах от  $\frac{a}{2}$  до  $a$ .

Мы предположили, что фазы э. д. с. от горизонтального и вертикального полей совпадают. На самом деле между ними может быть разность фаз. Тогда ошибка уменьшается, появляется расплывчатость минимума.

Рассмотрены были требования к установке четырех-антенной гониометрической системы. Выводы о допустимых неточностях монтажа антенн примерно сохраняются и для случая многомачтового радиопеленгатора.

#### 4.11. СИММЕТРИРОВАНИЕ СХЕМЫ ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ АНТЕНН КООКСИАЛЬНЫМ КАБЕЛЕМ

В радиопеленгаторе с неподвижной антенной системой применяется несколько антенн — вертикальных вибраторов или рамок.

Подключение симметричной направленной антенны к несимметричному входу радиопеленгатора, а также присоединение отдельных симметричных вибраторов к общей несимметричной схеме удобно осуществлять одножильным коаксиальным кабелем. Чтобы при этом не нарушалась симметрия схемы направленной антенны или вибраторов (не появлялся однотоктный ток), применяются переходные трансформаторы (на длинных, средних и коротких волнах) и симметрирующие элементы (в УКВ диапазоне). Кроме трансформаторов описанных систем в § 4.3 возможно применение и других конструкций [4.5, 4.10].

Особый интерес представляет трансформатор, обмотки которого наматываются на ферритовые торы. Связь между обмотками получается за счет токов (поля) в экранирующей кожухе. Эти трансформаторы при коэффициенте связи, близком к 1, обеспечивают большую симметрию подключенной к обмотке симметричной нагрузки [4.5].

Наиболее простые системы симметрирующих устройств изображены на рис. 4.26.

В схеме с  $U$ -коленом (рис. 4.26,а) к концам симметричной схемы подключены концы дополнительного кабеля, образующего  $U$ -колена. Жила 1 коаксиального кабеля питания подключена к одному концу нагрузки, оболочка 2 кабеля соединена с оболочкой  $U$ -колена и заземлена. Благодаря тому что длина  $U$ -колена выбрана равной  $\frac{\lambda}{2}$ ,

фазы напряжений на концах симметричной схемы отличаются на  $180^\circ$  и однотоктный ток отсутствует. Если сопротивление симметричной схемы обозначить  $z_n$ , то для

согласования нагрузок волновое сопротивление коаксиального кабеля должно быть равно  $\frac{z_{\text{н}}}{4}$ .

В конструкции, изображенной на рис. 4.26, б, жила коаксиального кабеля 1 и оболочка 2 подключены к кон-

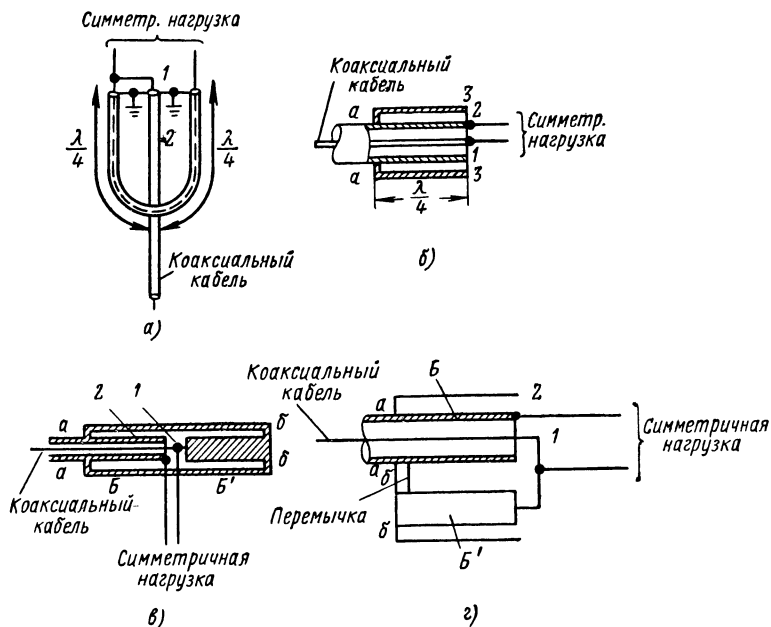


Рис. 4.26. Эквивалентные схемы гониометрической системы из двух рамок.

цам симметричной нагрузки. На оболочку помещен с небольшим зазором металлический стакан (3—3) длиной  $\frac{\lambda}{4}$ , открытый со стороны нагрузки и припаянный к оболочке кабеля с другой стороны (а—а). Стакан образует с оболочкой кабеля короткозамкнутую линию с входным сопротивлением  $Z_{\text{ст}} = j\rho_{\text{ст}} \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l$  и при длине  $l = \frac{\lambda}{4}$   $Z_{\text{ст}} = \infty$ . При этом ток от конца 2 нагрузки на оболочку кабеля отсутствует и симметрия схемы не нарушается.



Схемы  $U$ -колена и стакана являются узкодиапазонными. В устройстве, изображенном на рис. 4.26,в, жила 1 и оболочка 2 кабеля присоединяются к симметричной нагрузке  $Z_n$  так же, как на рис. 4.26,б. К жиле 1 подключен еще металлический цилиндр, диаметр которого равен диаметру оболочки кабеля. На цилиндр и оболочку кабеля надета (с малым зазором) металлическая труба, припаянная к ним в  $a-a$  и  $b-b$  и образующая линию, замкнутую накоротко с двух сторон. Так как половины линии  $B$  и  $B'$  имеют одинаковую длину, то провода 1 и 2 оказываются одинаково нагруженными и симметрия схемы не нарушается. Схема рис. 4.26,в является широкодиапазонной и применима в участке диагона, пока сопротивление короткозамкнутой линии больше сопротивления нагрузки.

На рис. 4.26,г дана схема видоизмененного устройства, показанного на рис. 4.26,в; она отличается тем, что половины короткозамкнутой линии  $B$  и  $B'$  в целях уменьшения габаритов согнуты. Передвижением дополнительной перемычки короткого замыкания можно изменять длину волны, при которой шунтирующее сопротивление линии равно бесконечности.

#### 4.12. ВЛИЯНИЕ НЕОДИНАКОВОСТИ ПАРАМЕТРОВ ПОДКЛЮЧАЮЩИХ КАБЕЛЕЙ

Для правильной работы радиопеленгатора кабели не должны изменять соотношения амплитуд и фаз э. д. с., индуктируемых в отдельных антеннах или рамках. Вместе с тем, куски кабеля, служащие для присоединения отдельных антенн и рамок антенной системы радиопеленгатора, иногда имеют неодинаковые параметры. Длины кусков кабелей, как бы тщательно они не подбирались, также могут различаться. По этой причине нарушается нормальная работа радиопеленгатора: появляются инструментальные ошибки и расплывчатость минимума при отсчете пеленга на слух или эллиптичность изображения в двухканальных визуальных приемоиндикаторах.

Неодинаковости волнового сопротивления  $\rho_{\phi}$  и затухания  $\beta_{\phi}$  кабелей обыкновенно невелики и могут не учитываться. Неодинаковости коэффициента удлинения  $\xi = \sqrt{\epsilon}$ , где  $\epsilon$  — эквивалентная диэлектрическая постоянная кабеля,

и геометрических длин приводят к тому, что различаются между собой электрические длины кабелей.

Обозначим неодинаковость электрических длин кусков кабеля через  $\Delta ml$ , где  $m = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon}$ .

### Влияние неодинаковости электрических длин кабелей в гониометрической системе

На рис. 4.27 изображена эквивалентная схема системы из двух рамок (или двух пар разнесенных антенн). Полагаем, что все элементы схемы, за исключением длин кабелей у рамок, одинаковы.

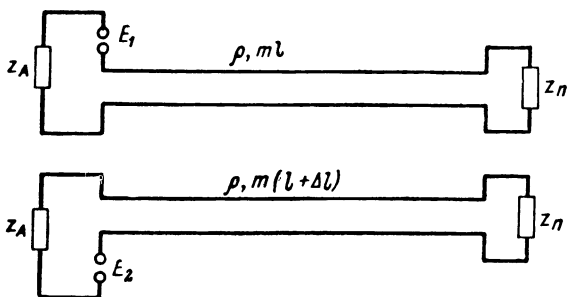


Рис. 4.27. Эквивалентная схема гониометрической системы двух рамок.

Обозначим:

$$E_1 = E_0 \cos \theta \quad \text{и} \quad E_2 = E_0 \sin \theta$$

— э. д. с., индуцируемые в рамках или парах противоположных антенн;

$Z_a$  — сопротивление нагрузки кабеля со стороны антенн;

$Z_{\Pi} = r_{\Pi} + jX_{\Pi}$  — сопротивления нагрузки кабеля со стороны приемника;

$ml$  и  $ml + \Delta ml$  — электрические длины кабелей, идущих от пар антенн.

Пересчитаем напряжение  $E_1$  и сопротивление  $Z_a$  к концу кабеля, где включена нагрузка приемника:

$$\dot{E}'_1 = \frac{\rho_{\Phi} E_1}{\rho_{\Phi} \cos ml + jZ_a \sin ml}, \quad (4.65)$$

$$Z'_a = \rho_{\Phi} \frac{Z_a \cos ml + j\rho_{\Phi} \sin ml}{\rho_{\Phi} \cos ml + jZ_a \sin ml}. \quad (4.66)$$

Ток в нагрузке кабеля первой рамки будет\*

$$I_1 = \frac{\dot{E}'_1}{Z'_a + Z_\pi}. \quad (4.67)$$

После подстановки в (4.67) формул (4.65) и (4.66) получим

$$I_1 = \frac{\rho_\Phi E_1}{\rho_\Phi (Z_\pi + Z_a) \cos ml + j (Z_a Z_\pi + \rho_\Phi^2) \sin ml}. \quad (4.68)$$

Аналогичное выражение можно написать для тока  $I_2$ , исходя из э. д. с.  $E_2$  и длины кабеля  $l_2 = l + \Delta l$ .

Рассмотрим два частных случая:

$$Z_a = \rho_\Phi,$$

тогда

$$I_1 = \frac{E_1}{\sqrt{(R_\pi + \rho_\Phi)^2 + X_\pi^2}} e^{-j \left( ml + \arctg \frac{X_\pi}{R_\pi + \rho_\Phi} \right)},$$

и

$$Z_\pi = \rho_\Phi,$$

тогда

$$I_1 = \frac{E_1}{\sqrt{(R_a + \rho_\Phi)^2 + X_a^2}} e^{-j \left( ml + \arctg \frac{X_a}{R_a + \rho_\Phi} \right)}.$$

В обоих случаях, т. е. когда с любой стороны кабеля сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению кабеля, амплитуда тока в нагрузке не зависит от длины  $l$ . Длина кабеля определяет фазу тока. Неодинаковость длин кабелей рамок в этих случаях приводит только к расплывчатости минимума (к эллиптичности результирующего магнитного поля в гониометре).

В общем случае сопротивления  $Z_a$  и  $Z_\pi$  имеют комплексный характер. Добавлением у кабеля некоторой длины  $a$  можно сделать эквивалентное сопротивление  $Z'_a$  (4.66)

---

\* В случае наличия в схеме гониометра будем рассматривать момент отсчета пеленга, когда нет реакции искательной катушки на контуры рамок

чисто активным и равным  $Z'_a = S\rho_\Phi$ . Из курса антенн известно [3.1], что

$$\operatorname{tg} 2ma = \frac{2\rho_\Phi X_a}{R_a^2 + X_a^2 - \rho_\Phi^2}, \quad (4.69)$$

$$S^2 = \frac{1 - \sqrt{1 - \frac{4R_a^2 \rho_\Phi^2}{(R_a^2 + X_a^2 + \rho_\Phi^2)^2}}}{1 + \sqrt{1 + \frac{4R_a^2 \rho_\Phi^2}{(R_a^2 + X_a^2 + \rho_\Phi^2)^2}}} = \frac{R_a^2 + X_a^2 + \rho_\Phi^2 - \sqrt{(R_a^2 + X_a^2 + \rho_\Phi^2)^2 - 4R_a^2 \rho_\Phi^2}}{R_a^2 + X_a^2 + \rho_\Phi^2 + \sqrt{(R_a^2 + X_a^2 + \rho_\Phi^2)^2 + 4R_a^2 \rho_\Phi^2}}. \quad (4.70)$$

Здесь  $S$  — КБВ кабеля, определяемое сопротивлением антенны. Обозначим новую эквивалентную длину кабеля  $l_0 = l + a$ . Из (4.68) выражение для тока в нагрузке кабеля первой рамки принимает вид

$$I'_1 = \frac{E_1}{(Z_\Pi + S\rho_\Phi) \cos ml_0 + j(\rho_\Phi + SZ_\Pi) \sin ml_0} = I'_{10} \cos \theta,$$

где

$$I'_{10} = \frac{E_0}{(Z_\Pi + S\rho_\Phi) \cos ml_0 + j(\rho_\Phi + SZ_\Pi) \sin ml_0} \quad (4.71)$$

или

$$(I'_{10})^2 \approx \frac{E_0^2}{(Z_\Pi + S\rho_\Phi)^2 \cos^2 ml_0 + (\rho_\Phi + SZ_\Pi)^2 \sin^2 ml_0}. \quad (4.71')$$

Фаза тока  $I'_{10}$  в нагрузке  $Z_\Pi$  определяется из (4.71) выражением

$$\varphi_1 = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left( \frac{\rho_\Phi + SZ_\Pi}{Z_\Pi + S\rho_\Phi} \operatorname{tg} ml_0 \right). \quad (4.72)$$

Если длины кабелей у обеих рамок одинаковы, то токи  $I'_{10} = I'_{20}$  и отсчитывается верный пеленг  $\alpha$ , который определяется формулой

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{I'_{20}}{I'_{10}} = \operatorname{tg} \theta \text{ и } \alpha = \theta. \quad (4.73)$$

Из-за того что длина кабеля второй рамки отличается от длины кабеля первой рамки  $l_2 = l_1 + \Delta l$ , ток в нагрузке кабеля второй рамки  $I'_{20}$  изменится и станет  $I'_{20} = I'_{10} + \Delta I$ .

Появится ошибка пеленга, которая при небольших значениях  $\frac{\Delta I}{I'_{10}}$  имеет квадратичный характер, и в соответствии с формулой (4.18) ее максимальное значение определяется формулой

$$\operatorname{tg}(\Delta\alpha) \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta I}{I'_{10}}. \quad (4.74)$$

Взяв производную выражения (4.71') по  $ml_0$  и поделив ее на  $4(I'_{10})^2$ , найдем максимальное значение ошибки  $(\Delta\alpha)_{\text{макс}}$ :

$$\operatorname{tg}(\Delta\alpha)_{\text{макс}} = \frac{1}{2} \frac{[(z_{\text{п}}^2 - \rho_{\text{ф}}^2)(S^2 - 1)] \Delta ml_0 \sin 2ml_0}{(z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}})^2 \cos^2 ml_0 + (\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}})^2 \sin^2 ml_0}. \quad (4.75)$$

Ошибка равна нулю независимо от длины  $l_0$  при  $z_{\text{п}} = \rho_{\text{ф}}$  или  $S=1$ , что было установлено ранее.

Приравняв нулю производную (4.75) по  $ml_0$ , найдем наиболее неблагоприятную длину кабеля  $l_0$ , при которой получается максимальная возможная ошибка  $(\Delta\alpha)_{\text{макс макс}}$ :

$$\cos 2ml_0 = \frac{(\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}})^2 - (z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}})^2}{(\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}})^2 + (z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}})^2}. \quad (4.76)$$

Подставив (4.76) в (4.75), получим

$$\operatorname{tg}(\Delta\alpha)_{\text{макс макс}} = \left| \frac{(z_{\text{п}}^2 - \rho_{\text{ф}}^2)(S^2 - 1)}{2(\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}})(z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}})} \right| \Delta(ml_0). \quad (4.77)$$

Пользуясь выражением (4.72), определим изменение фазы, вызываемое различием длины пары кабелей одной из рамок на  $\Delta ml_0$ :

$$\Delta\varphi \approx \frac{(z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}})(\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}}) \Delta ml_0}{(z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}})^2 \cos^2 ml_0 + (\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}})^2 \sin^2 ml_0}.$$

Максимальное значение  $(\Delta\varphi)_{\text{макс}}$  получается при  $ml_0 = (2n + 1) \frac{\pi}{2}$  и оно равно

$$(\Delta\varphi)_{\text{макс}} = \frac{z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}}}{\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}}} \Delta ml_0. \quad (4.78)$$

Эллиптичность магнитного поля в гониометре (или изображения пленки на электронно-лучевой трубке двухканального радиопеленгатора), которая вызывается разностью фаз  $(\Delta\varphi)_{\text{макс}}$ , определяется по формуле (4.23):

$$\left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = 0,5 (\Delta\varphi)_{\text{макс}} = 0,5 \left(\frac{z_{\text{п}} + S\rho_{\text{ф}}}{\rho_{\text{ф}} + Sz_{\text{п}}}\right) \Delta ml_0. \quad (4.79)$$

Когда  $z_{\text{п}} = \rho_{\text{ф}}$  либо  $z_{\text{а}} = \rho_{\text{ф}}$  (т. е.  $S=1$ ), то  $(\Delta\alpha)_{\text{макс макс}} = 0$  и  $(\Delta\varphi)_{\text{макс}} = \Delta ml_0$  независимо от значения  $\Delta ml_0$ .

Наиболее сильно сказывается неодинаковость длин кабелей при  $z_{\text{п}}=0$  либо  $z_{\text{п}}=\infty$ . Для этих случаев, учитывая, что  $S=K_{\text{бв}}$  со стороны подключения нагрузки антенны, получим

$$\left. \begin{aligned} \text{tg}(\Delta\alpha)_{\text{макс макс}} &= \left| \frac{1-K_{\text{бв}}^2}{2K_{\text{бв}}} \right| \Delta ml_0, \\ \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}}_{z_{\text{п}}=0} &= 0,5K_{\text{бв}} \Delta ml_0, \text{ или} \\ \left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}}_{z_{\text{п}}=\infty} &= 0,5 \frac{1}{K_{\text{бв}}} \Delta ml_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.80)$$

Если считать, что получаются резонансы токов или напряжений в цепи антенны, т. е.  $z_{\text{а}}=\infty$ , либо  $z_{\text{а}}=0$  ( $S=\infty$ , либо  $S=0$ ), то тогда имеем

$$\text{tg}(\Delta\alpha)_{\text{макс макс}} = \left| \frac{1-P^2}{2P} \right| \Delta ml_0$$

и

$$\left(\frac{A}{B}\right)_{\text{макс}} = \frac{1}{2} P \Delta ml_0,$$

где  $P = \frac{z_{\text{п}}}{\rho_{\text{ф}}}$ , или  $P = \frac{\rho_{\text{ф}}}{z_{\text{п}}}$  — коэффициент бегущей волны со стороны нагрузки приемника.

Закономерности при этом такие же, как (4.80), только  $K_{\text{бв}}$  заменено на  $P$ .

На рис. 4.28 изображены рассчитанные по формулам (4.80) при значениях  $\Delta ml_0 = 0,01$  и  $\Delta ml_0 = 0,05$  ошибки

пеленга  $\Delta\alpha$  и максимальная эллиптичность магнитного поля в гониометре  $\frac{A}{B}$  в зависимости от КВВ нагрузки кабеля со стороны приемника или антенны.

Из кривых рис. 4.28 следует, что, ограничивая ошибку значением  $1^\circ$ , можно допустить КВВ нагрузки

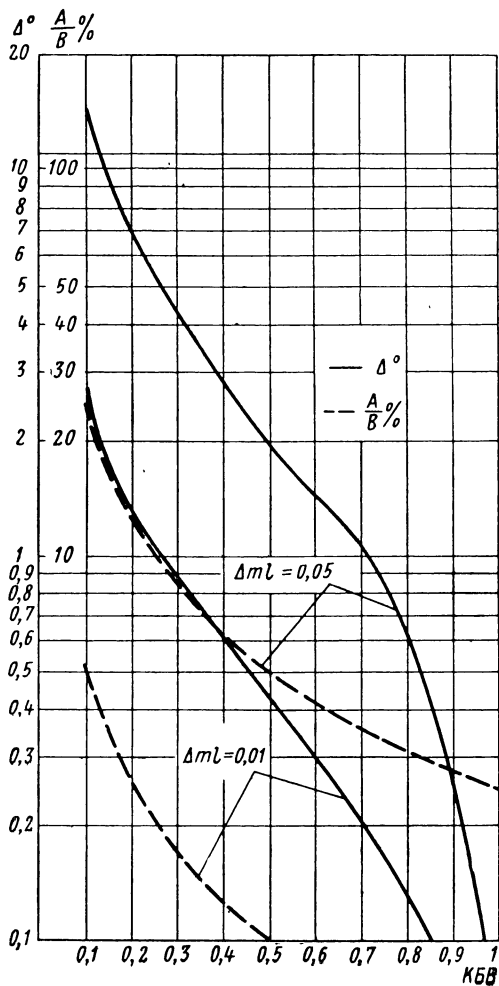


Рис. 4.28. Ошибки из-за неодинаковости электрической длины кабелей.

от 0,25 до 0,75 в зависимости от неодинаковости длин кабеля.

Можно показать, что неодинаковость  $\rho_{\phi}$  между парами фидеров приводит к квадратичной ошибке, максимальная величина которой  $0,5 \frac{\Delta \rho_{\phi}}{\rho_{\phi}}$ , где  $\frac{\Delta \rho_{\phi}}{\rho_{\phi}}$  — относительная величина неодинаковости волнового сопротивления кабелей. Обычно  $\frac{\Delta \rho_{\phi}}{\rho_{\phi}}$  ограничивают так, чтобы максимальная ошибка лежала в требуемых пределах. Иногда для выравнивания  $\rho_{\phi}$  кабелей кабель с большим волновым сопротивлением шунтируют небольшой емкостью, подбираемой экспериментально.

По (4.78) можно также рассчитать сдвиг фаз токов, произошедший в результате неодинаковости длин двух кабелей в одной паре, только  $Z_{\Pi}$  и  $\rho_{\phi}$  относятся в этом случае к одиночному кабелю. Зная сдвиг фаз токов в паре, можно по (4.79) определить вызываемый этим сдвигом фаз антенный эффект. Задаваясь допустимым антенным эффектом из-за влияния неодинаковости длин кабеля в паре, определяют допустимую максимальную неодинаковость длин.

Мы рассмотрели систему из двух рамок или из двух пар антенн. Если в антенной системе применено больше четырех антенн, то инструментальная ошибка не превосходит рассчитанной по формуле (4.77).

### **Влияние неодинаковости электрических длин кабелей в круговой антенной системе с острой характеристикой направленности**

Предполагаем суммарно-разностный метод отсчета пеленга.

$2N$  — число антенн, образующих пеленгаторную группу,

$E$  — напряжение от любой антенны на выходе элемента сложения.

Напряжение на выходе элемента сложения э. д. с.  $N$  антенн подгруппы с одинаковыми длинами кабеля

$$E_1 = EN.$$



Напряжение на выходе элемента сложения э. д. с.  $N$  антенн подгруппы, где одна антенна имеет кабель с отличающейся от других длиной:

$$\dot{E}_2 = E [(N-1) + e^{j\Delta ml}]$$

или

$$\dot{E}_2 = E [(N-1)^2 + 1 + 2(N-1) \cos(\Delta ml)]^{1/2} \times \\ \times e^{j \arctg \frac{\sin(\Delta ml)}{N-1+\cos(\Delta ml)}}.$$

При отсчете пеленга появляются ошибка пеленга  $\Delta$  и эллиптичность изображения  $\frac{A}{B}$ .

Соответствующий ошибке угол на электронно-лучевой трубке будет

$$\Delta\alpha = 0,5 \arctg \frac{\sin(\Delta ml)}{N-1+\cos(\Delta ml)}.$$

Ошибка пеленга с учетом коэффициента пересчета  $k_{\Pi} = \frac{2\pi b_a}{\lambda}$  ( $2b_a$  — разнос эквивалентной пары антенн, заменяющей пеленгаторную группу) определяется формулой

$$\Delta = \frac{\Delta\alpha}{k_{\Pi}}.$$

Можно показать, что эллиптичность изображения рассчитывается по формуле (см. § 8.7)

$$\frac{A}{B} = \frac{|\sqrt{(N-1)^2 + 1 + 2(N-1)\cos(\Delta ml)} - N|}{|\sqrt{(N-1)^2 + 1 + 2(N-1)\cos(\Delta ml)} + N|}.$$

Ограничивая ошибку значением  $\Delta \leq 0,1^\circ$ , получаем для допустимой величины  $\Delta ml \leq 2 \cdot 0,1 \frac{1}{57} \frac{2\pi b_a}{\lambda} N$  или  $\Delta ml \leq 0,02 \left(\frac{b_a}{\lambda} N\right)$ .

Так, при  $\frac{b_a}{\lambda} = 1$ ,  $N = 4$  должно выполняться требование  $\Delta ml \leq 0,08$ , или  $\Delta l \leq 0,01\lambda$ .

Аналогичным образом определяются допуски к изготовлению линий временных задержек антенного коммутатора.

### Влияние неодинаковости электрических длин кабелей в радиопеленгаторе с циклическим измерением фазы по высокой частоте

Предполагаем использование круговой антенной системы с переключением антенн для определения пеленга.

Дополнительная фаза э. д. с. в одной из антенн  $\varphi_0 = \Delta ml$  приведет к синусоидальному приращению фазы с амплитудой [1.17]

$$\zeta = \frac{2}{\pi} \sin \left[ \frac{\pi}{N} \Delta ml \right],$$

где  $N$  — число антенн.

Наибольшее влияние приращение фазы  $\zeta$  оказывает тогда, когда синусоида приращения фазы сдвинута по углу на  $\frac{\pi}{2}$  относительно основной синусоиды изменения фазы с частотой коммутации. При этом ошибка пеленга  $\Delta_{\text{макс}}$  рассчитывается по формуле

$$\text{tg } \Delta_{\text{макс}} = \frac{\zeta}{B} \quad \text{или} \quad \Delta_{\text{макс}} \approx \frac{\zeta}{B},$$

где  $B = \frac{2\pi b}{\lambda}$ ;  $b$  — радиус антенной системы.

Пусть  $B_{\text{мин}} = 1$  и  $N = 12$ . Тогда для ограничения  $\Delta_{\text{макс}} \leq 0,1^\circ$  должно быть

$$(\Delta ml) \leq \frac{0,1}{57} 6, \quad \text{или} \quad (\Delta ml) \leq 0,0106.$$

Для определения суммарной инструментальной ошибки радиопеленгатора необходимо сложить составляющие инструментальные ошибки. Поскольку составляющие ошибки имеют различные зависимости от азимута (а иногда и от частоты), наиболее правильно оценить средние квадратические величины составляющих ошибок и затем, полагая, что ошибки независимы, рассчитать суммарную среднюю квадратическую ошибку как корень квадратный из суммы дисперсий составляющих

ошибок. Естественно, что у радиопеленгатора с поворотной антенной системой полная инструментальная ошибка меньше, чем у радиопеленгатора с неподвижной антенной системой. Инструментальная ошибка стационарного радиопеленгатора меньше, чем передвижного или корабельного (самолетного).

Инструментальная ошибка может быть до некоторой степени учтена калибровкой радиопеленгатора (см. гл. 10).

---

## ГЛАВА 5

### ВЛИЯНИЕ МЕСТНОСТИ И ОКРУЖЕНИЯ

#### 5.1. ХАРАКТЕР ВЛИЯНИЯ МЕСТНОСТИ И ОКРУЖЕНИЯ

Как было указано ранее, при помощи радиопеленгатора определяется ориентировка равнофазных поверхностей электромагнитного поля, излучаемого пеленгуемым радиопередатчиком. На большом расстоянии от передатчика на ограниченном участке размещения антенной системы радиопеленгатора проекции равнофазных поверхностей на землю, представляющие собой концентрические окружности большого радиуса с центром в точке расположения передатчика, превращаются в прямые линии, перпендикулярные к направлению на радиостанцию. Направление на передающую радиостанцию, т. е. линия пеленга, определяется по перпендикуляру из центра антенной системы к равнофазной поверхности.

Из-за влияния окружения антенной системы радиопеленгатора проекции равнофазных поверхностей искажаются, и тогда появляется ошибка при пеленговании. Искажение равнофазных поверхностей и ошибки могут быть вызваны неоднородностью почвы и рельефа местности вблизи антенной системы радиопеленгатора (переход от влажной почвы к сухой, от моря к суше и т. д.). Кроме того, различные металлические и токопроводящие сооружения и предметы (антенны, замкнутые контуры, ангары, деревья и т. д.) влияют на работу радиопеленгатора, так как они создают поля обратного излучения, искажающие ориентировку равнофазных поверхностей и вызывающие ошибки и расплывчатость пеленга. Чтобы местность и местные сооружения не влияли на антенную систему наземного радиопеленгатора, ее размещают так, чтобы на систему не оказывали воздействия неоднород-

ность почвы и рельефа, а также токопроводящие предметы.

Несмотря на это, находящиеся на большом расстоянии от радиопеленгатора (до нескольких километров) токопроводящие объекты (строения, антенные сооружения, лес и пр.) создают в сумме ошибки при пеленговании. Так как параметры почвы, а также характер излучения отдаленного окружения могут изменяться в зависимости от погоды, поляризации приходящей волны и других условий, то влияние далекого окружения не остается постоянным во времени. Ошибки из-за отдаленного окружения носят случайный характер и не могут быть учтены путем калибровки радиопеленгатора. Они понижают эксплуатационную точность радиопеленгатора. Чем больше разнос антенн и острее диаграмма направленности антенной системы радиопеленгатора, тем меньше отдаленных обратных излучателей действует на него и тем меньше случайные ошибки из-за влияния отдаленного окружения.

В некоторых случаях, например при установке радиопеленгатора на корабле или самолете, нельзя избежать влияния металлических предметов; тогда имеют место ошибки, учитываемые при пеленговании в виде поправок, называемых девиацией радиопеленгатора.

## 5.2. БЕРЕГОВОЙ ЭФФЕКТ

Если вблизи радиопеленгатора проходит береговая линия, отделяющая море от суши (или сушу от моря), то при пеленговании возможны ошибки, называемые ошибками из-за берегового эффекта.

Теория распространения радиоволн при этих условиях разработана Фоком В. А., Леонтовичем М. А., Гринбергом Г. А. и Фейнбергом Е. Л. [5.2].

Обычно переход с моря на сушу или наоборот сопровождается наличием, во-первых, склона у берега и, во-вторых, изменением электрических параметров среды при пересечении береговой линии. Обе эти причины создают ошибки при пеленговании.

Полная ошибка из-за береговой рефракции или берегового эффекта

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_n,$$

где  $\alpha_p$  обязана неровности поверхности (склону),

$\alpha_n$  — неодинаковости электрических параметров почвы по обе стороны от береговой линии.

В математическом анализе теории береговой рефракции используются сложные громоздкие выводы. Приведем только полученные результаты [1.3, 5.2, 5.5].

### Влияние неоднородности почвы

Пусть в точке  $O$  (рис. 5.1) над морем находится излучатель, а в точке  $C$  над сушей — радиопеленгатор. Соединим точки  $O$  и  $C$  и направим ось  $OX$  координатной системы вдоль линии  $OC$ . Обозначим:

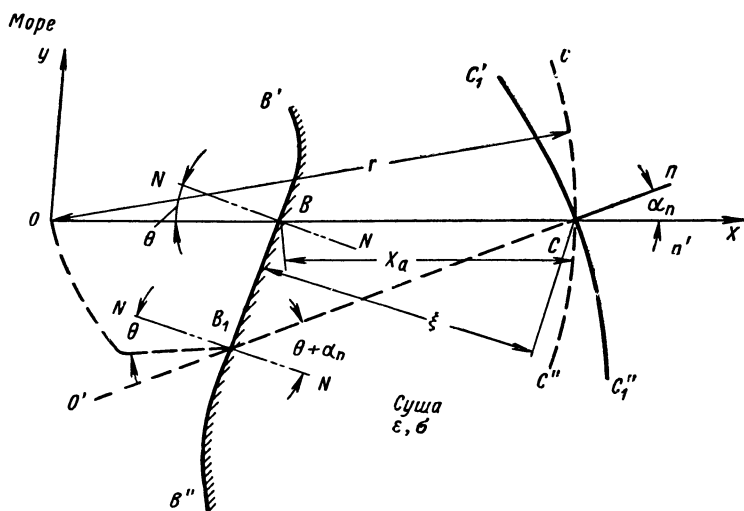


Рис. 5.1. Преломление радиоволн береговой линией.

$r$  — расстояние от излучателя до радиопеленгатора;

$X_a$  — длина пути над сушей;

$\xi$  — расстояние от  $C$  до береговой линии по перпендикуляру к береговой линии;

$\theta$  — угол падения волны на береговую линию;

$\epsilon$  и  $\sigma$  — параметры суши ( $\epsilon$  — модуль комплексной диэлектрической постоянной,  $\sigma$  — проводимость).

Электромагнитное поле вдоль поверхности распространения (суши или моря) характеризуется функцией ослабления  $W$ , которая является комплексной величиной, зависящей от параметров среды, над которой распространяется волна. Модуль этой величины характеризует убывание амплитуды напряженности поля с расстоянием, аргумент функции ослабления определяет дополнительную фазу волны относительно фазы в свободном пространстве  $\left(\frac{2\pi}{\lambda}r\right)$ .

Если бы приращение фазы после пересечения волной линии берега было постоянным, не зависящим от направления распространения, то линии равных фаз представляли бы собой окружности с центром в точке  $O$  расположения излучателя (пунктирная линия  $C'C''$  на рис. 5.1). Радиопеленг, который определяется по перпендикуляру  $Sn'$  к линии равных фаз, совпал бы с направлением на радиопередатчик.

Известно, что фронт волны, распространяющейся над идеально проводящей поверхностью (морем), перпендикулярен к этой поверхности. Над полупроводящей землей фронт волны у поверхности раздела наклоняется вперед тем больше, чем меньше проводимость почвы. На высоте в несколько длин волн искажение фронта волны исчезает и он совпадает со сферой, имеющей центр в точке расположения излучателя. При переходе волны через береговую линию, разделяющую среды с различной проводимостью (море и сушу), фронт волны у поверхности должен претерпеть изменение от нормального к наклонному. Одновременно с этим происходит приращение дополнительной фазы функции ослабления.

При распространении радиоволн перпендикулярно к береговой линии изменение наклона фронта волны и приращение дополнительной фазы происходит в одно и то же время на всех участках фронта волны; направление линии равных фаз  $C'C''$  не изменится. Если волна пересекает береговую линию под некоторым углом  $\theta \neq 0^\circ$ , то отдельные участки фронта волны переходят с моря на сушу не одновременно и приращение фазы на разных участках фронта волны происходит также не одновременно, а по мере пересечения им береговой линии. В результате этого линия одинаковых фаз искажается и

принимает вид сплошной линии  $C_1C''_1$  (рис. 5.1). Перпендикуляр  $Cn$  к линии одинаковых фаз не совпадает с направлением на передатчик. Появляется ошибка пеленга  $\alpha_n$ , зависящая от направления движения волны относительно береговой линии  $B'B''$ . Волна как бы претерпевает преломление — ее путь как бы становится  $OB_1C$ . При дальнейшем продвижении волны по мере установления нужного наклона электрического поля над землей происходит выравнивание фаз на всех участках фронта и постепенно восстанавливается направление линии равных фаз, перпендикулярное к прямой  $OC$ . Таким образом, на некотором расстоянии от береговой линии ошибка береговой рефракции исчезает.

Исследование береговой рефракции показало, что ошибка береговой рефракции обнаруживается, пока пеленгатор находится от береговой линии на расстоянии, гораздо меньшем, чем  $0,318\lambda|\epsilon|$ .

Кроме того, как это следует из изложенного, рассматриваемая ошибка не должна наблюдаться с подъемом на высоту на несколько длин волн.

В [5.2] получено общее выражение для ошибки от береговой рефракции при следующих предположениях: плоская волна пересекает прямолинейную береговую черту бесконечной длины; по обе стороны от этой линии среды имеют разные параметры, причем переход от одного параметра к другому происходит плавно; ширина переходной зоны мала по сравнению с длиной волны.

Выведен ряд формул для частных случаев. Для случая, когда радиопеленгатор находится на суше далеко за пределами переходной зоны и передача происходит с моря, получена формула

$$\alpha_{\text{п}} = - \frac{\operatorname{tg} \theta}{\sqrt{2\pi m X_a}} \sqrt{\eta_c} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\beta_p}{2}\right) \sqrt{1 - \frac{X_a}{r}}, \quad (5.1)$$

где

$$\eta_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon^2 + \left(\frac{2\sigma\lambda}{c}\right)^2}};$$

$$\beta_p = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{2\sigma\lambda}{\epsilon c}\right),$$

$c$  — скорость света,



Знак минус перед формулой обозначает, что направление распространения после пересечения береговой линии приближается к нормали. Если поменять местами радиопередатчик и пеленгатор, то ошибка станет положительной.

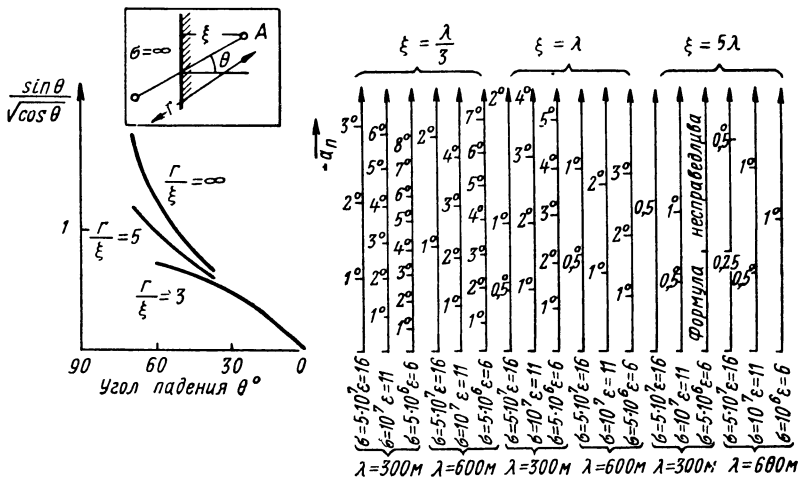


Рис. 5.2. Номограмма для расчета ошибки из-за берегового эффекта.

На рис. 5.2 приведена номограмма для расчета  $\alpha_d$  для расстояний от береговой линии по перпендикуляру к ней, равных  $\xi = \frac{\lambda}{3}$ ,  $\xi = \lambda$  и  $\xi = 5\lambda$  для двух волн 300 и 600 м и для трех разновидностей почв. Параметры почвы на этом рисунке обозначены в единицах CGSE. Задаваясь углом падения  $\theta$  и отношением  $\frac{r}{\xi}$ , на левых кривых находят точку, из которой нужно провести горизонтальную линию до пересечения с одной из вертикальных линий, по которой отсчитывается ошибка.

Сопоставление полученных до разработки теории экспериментальных результатов наблюдений ошибок берегового эффекта и теории вследствие отсутствия детальных данных об условиях измерений затруднительно. Следует, однако, отметить, что знак и порядок величины наблюдаемых ошибок хорошо согласуются с теорией.

Если при распространении волны участок суши короче, чем морской, то угловая ошибка меньше при пеленговании с корабля, чем при пеленговании с берега. В зависимости от угла падения ошибка  $\alpha_{\text{п}}$  имеет приблизительно полукруговой характер с нулем вдоль перпендикуляра к береговой линии.

Ошибки, аналогичные береговой рефракции, могут быть и в том случае, когда по пути движения волна не пересекает береговую линию, но имеются неоднородности электрических параметров или рельефа почвы. Исследования показывают, что мелкие неоднородности почвы не сказываются заметным образом, если наблюдения ведутся вне области искажения фазовой характеристики поля, и могут привести к значительным нарушениям характера поля и ошибкам пеленга в областях, охватываемых этими искажениями.

Электрические параметры почвы изменяются с изменением атмосферных условий. Поэтому ошибки, вызванные неоднородностью параметров почвы, не остаются постоянными во времени и их невозможно учесть при эксплуатации радиопеленгатора предварительной проверкой радиопеленгатора. Величину этих ошибок необходимо ограничить соответствующим выбором места для установки радиопеленгатора. Перед установкой его нужно исследовать параметры почвы на площади радиусом, примерно равным  $\frac{1}{3} \div 1$  максимальной длины волны пеленгования, вокруг места установки антенной системы радиопеленгатора. Место установки может считаться удовлетворительным, если разброс проводимости почвы в пределах упомянутой площади мал.

Экспериментально установлена линейная зависимость между колебаниями удельной проводимости почвы и средней ошибкой радиопеленгатора с разнесенными антеннами. При колебаниях удельной проводимости 1 : 4 в радиусе 100—120 м максимальная ошибка пеленга на коротких волнах имеет величину  $\pm 1^\circ$ .

Отдельно должна быть проверена проводимость почвы непосредственно в местах установки мачт, так как неодинаковость почвы под мачтами вызывает неодинаковость электрических параметров антенн и инструментальные ошибки при пеленговании. Металлизация почвы в месте установки антенной системы радиопеленгатора,

например путем укладки металлической сетки (см. § 6.3), приводит к тому, что неодинаковость проводимости почвы под сеткой сказывается в гораздо меньшей степени.

### Влияние неровности почвы

Предположено, что вдоль прямолинейного берега бесконечной длины имеется склон с постоянной крутизной подъема.

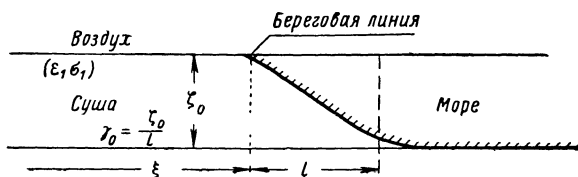


Рис. 5.3. Профиль среды при пересечении береговой линии.

Обозначим:

$\gamma_0$  — крутизну подъема склона в центральной его части;

$l$  — протяженность склона;

$\zeta_0$  — максимальную величину подъема;

$\xi$  — расстояние по перпендикуляру к береговой линии от точки наблюдения до береговой линии, где склон начинается;  $\xi$  имеет знак минус, если точка наблюдения находится впереди склона (на море), и знак плюс, если точка наблюдения находится позади склона (на берегу).

На рис. 5.3 представлено сечение вертикальной плоскостью среды, над которой распространяются радиоволны, пересекая береговую линию.

На рис. 5.4 приведены графики максимальных ошибок пеленгования  $\alpha_p$  (в рад), которые получаются, когда волна пересекает склон, тянущийся вдоль прямолинейной береговой черты бесконечной длины. Ошибки даны в зависимости от  $\theta$  для разных  $m\xi$ , для случая  $\gamma_0 \ll \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\lambda}{l}}$ ,

$$\left(m = \frac{2\pi}{\lambda}\right).$$

Из кривых рис. 5.4 видно, что на одинаковом расстоянии от склона ошибка, когда пеленгатор находится впереди склона на море ( $m\xi$  отрицательное), приблизительно в два раза больше, чем когда пеленгатор находится позади склона на суше ( $m\xi$  положительное).

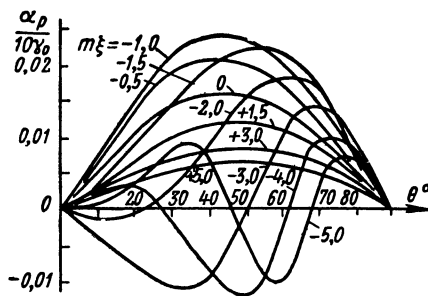


Рис. 5.4. Ошибки рельефа.

Например, при расстоянии  $\xi = \frac{\lambda}{2\pi}$ ,  $\theta = 45^\circ$  и  $\gamma_0 = 0,2 = 12^\circ$  ошибка  $\alpha_p = 2 \div 3^\circ$  впереди склона и  $\alpha_p = 1 \div 1,5^\circ$  при тех же условиях позади склона. Ошибка растет с увеличением длины волны и в зависимости от  $\theta$  имеет квадратичный характер для  $m\xi > -1,5$ ; для  $m\xi < -1,5$  зависимость ошибки от  $\theta$  становится более сложной (рис. 5.4).

Экспериментально установлено, что ошибки берегового эффекта сильнее всего проявляются на волнах длиной 500—1000 м. На волнах, больших 3000 м, они меньше  $1^\circ$ . На волне 500 м в нескольких метрах от берега наблюдалась ошибка при  $\theta = 70^\circ$  в  $3\text{—}4^\circ$ . При удлинении волны от 500 до 2600 м ошибка уменьшилась от  $3,2^\circ$  до  $1,4^\circ$ . На коротких волнах ошибки от берегового эффекта уменьшаются, но они не систематизированы, на УКВ их нет.

Расчеты и практические данные показывают, что радиопеленг, претерпевающий береговой эффект, достаточно точен, если электромагнитная волна пересекает берег под углом, большим  $20^\circ$  ( $\theta \leq 70^\circ$ ), и если расстояние  $X_a$  по пути распространения от береговой линии до пеленгатора более одной или нескольких волн.

Для береговых радиомаяков и радиопеленгаторов на морских картах обычно отмечают зону надежного пеленгования, в пределах которой можно рассчитывать на малое проявление береговых эффектов.

### 5.3. ВЛИЯНИЕ БЛИЗЛЕЖАЩИХ ПРЕДМЕТОВ НА РАДИОПЕЛЕНГАТОР

Влияние на пеленгование металлических предметов, расположенных вблизи антенной системы радиопеленгатора, сказывается в том, что могут появиться ошибки пеленга и иногда расплывчатость в его отсчете (размытие минимума слышимости в слуховом радиопеленгаторе, появление на электронно-лучевой трубке двухканального автоматического радиопеленгатора эллипса вместо линии и т. д.).

Объясняется это следующим образом. Приходящая электромагнитная волна индуцирует э. д. с. в металлических предметах, расположенных вблизи антенной системы радиопеленгатора. Эти э. д. с. создают в металлических предметах токи, которые образуют свои электромагнитные поля, называемые полями обратного излучения. Последние действуют на антенную систему радиопеленгатора вместе с основным полем передатчика.

Э. д. с., индуцируемую полем обратного излучателя, можно разложить на две составляющие — совпадающую по фазе с э. д. с., индуцируемой основным полем, и отличающуюся от нее по фазе на  $\frac{\pi}{2}$ . Первая из них создает ошибку при пеленговании, вторая вызывает в основном расплывчатость отсчета. Э. д. с. от поля обратного излучения, отличающуюся по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  от э. д. с. основного поля, можно скомпенсировать теми же средствами, которые применяются для компенсации э. д. с. от антенного эффекта, отличающейся по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  от э. д. с. направленной системы (§ 4.3). Если такая компенсация осуществлена, то остается действие только одной составляющей поля обратного излучения, совпадающей по фазе с основным полем и создающей только ошибку при пеленговании.

Если в рамочном радиопеленгаторе для определения одностороннего пеленга (стороны радиостанции) используют способ наложения диаграммы приема ненаправленной антенны на диаграмму приема рамки, то поле обратного излучения может приводить к неправильному показанию стороны. Причина этого заключается в том, что в ближней зоне обратного излучения нарушается соотношение фаз составляющей электромагнитного поля, действующего на рамку, и электрической составляющей, действующей на антенну.

Рассмотрим подробнее действие поля обратного излучения на радиопеленгатор с косинусоидальной характеристикой направленности. Для простоты полагаем, что в качестве антенной системы применена поворотная рамка или пара разнесенных антенн (рис. 55).

К поворотной рамке радиопеленгатора  $P$  с действующей высотой  $h_p$  под углом  $p$  к начальной линии отсчета  $OO$  подходит электромагнитная волна передатчика (основное поле) с напряженностью  $E$  и с нормальной поляризацией (вектор  $E$  в вертикальной плоскости распространения).

Фазу поля будем отсчитывать относительно точки  $P$ . В точке  $A$  под углом  $\psi$  к начальной линии отсчета на расстоянии  $d$  от центра рамки находится обратный излучатель с действующей высотой  $h_{oi}$ , сопротивлением  $Z_{oi} = z_{oi} e^{-j\varphi_1}$  и характеристикой направленности  $F(\theta_0, \theta)$ , где  $\theta_0$  — угол направления максимума диаграммы направленности обратного излучателя с начальной линией отсчета, характеризующий ориентировку обратного излучателя,  $\theta$  — угол любого рассматриваемого направления с направлением начальной линии отсчета. Полагаем, что угол наклона фронта волны  $\beta = 0$ .

В обратном излучателе индуцируется э. д. с.

$$\dot{E}_{oi} = E h_{oi} F(\theta_0, \psi_0) e^{j\varphi_2}.$$

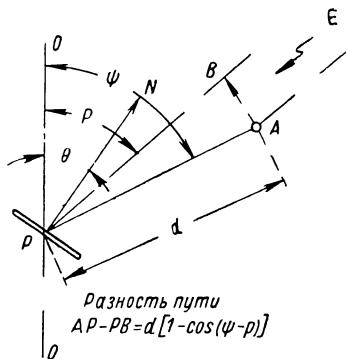


Рис. 55. Действие обратного излучателя.

В выражение для характеристики направленности вместо угла  $\theta$  введен угол  $\psi_0 = \rho - \psi$  между направлениями на пеленгуемую радиостанцию и на обратный излучатель из места расположения рамки радиопеленгатора; разность фаз  $\varphi_2$ , обусловлена характером излучателя (замкнутый, разомкнутый), расположением обратного излучателя относительно антенной системы радиопеленгатора и направлением распространения.

Когда основное поле имеет направление распространения  $\rho = \psi + \frac{\pi}{2}$ , то разность фаз  $\varphi_2 = \varphi_{20}$  зависит только от характера обратного излучателя.

Для любого направления  $\rho \neq \psi + \frac{\pi}{2}$  (рис. 5.5)

$$\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \psi_0 + \varphi_{20},$$

где  $d = AP$  — расстояние между обратным излучателем и антенной системой радиопеленгатора.

Ток в обратном излучателе\*

$$I_{\text{ои}} = \frac{\dot{E}_{\text{ои}}}{Z_{\text{ои}}} = \frac{E h_{\text{ои}} F(\theta_0, \psi_0)}{z_{\text{ои}}} e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = I_{\text{ои}m} e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)}.$$

Обратный излучатель создает в месте расположения рамки радиопеленгатора свое поле обратного излучения, полагаем, что с нормальной поляризацией

$$\dot{E}_{\text{ои}} = a \dot{I}_{\text{ои}} F(\theta_0, \psi) e^{j\varphi_3} = a I_{\text{ои}m} F(\theta_0, \psi) e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)};$$

дополнительная фаза  $\varphi_3$  зависит от относительного расположения обратного излучателя и рамки радиопеленгатора и от характера обратного излучателя. Если  $d \ll \lambda$ , то  $\varphi_3 = \varphi_{30}$  определяется характером обратного излучателя.

Для любого направления и большого  $d$  (рис. 5.5)

$$\varphi_3 = \pm \frac{2\pi}{\lambda} d + \varphi_{30}.$$

---

\* В случае неравномерного распределения тока вдоль обратного излучателя  $h_{\text{ои}}$ ,  $Z_{\text{ои}}$ ,  $E_{\text{ои}}$  и  $I_{\text{ои}}$  относятся к максимальному току в обратном излучателе.

Можем написать для электрической составляющей электромагнитного поля обратного излучателя

$$\dot{E}_{\text{ои}} = E_{\text{ои} m} e^{j\varphi} = E_{\text{ои} m} \cos \varphi + jE_{\text{ои} m} \sin \varphi = E'_{\text{ои}} + jE''_{\text{ои}}, \quad (5.2)$$

где  $E_{\text{ои} m} = kE$ ;

$$k = \frac{ah_{\text{ои}} F(\theta_0, \psi_0) F(\theta_0, \psi)}{z_{\text{ои}}}; \quad (5.3)$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3. \quad (5.4)$$

Составляющая поля обратного излучателя, совпадающая по фазе с полем передатчика, будет

$$E'_{\text{ои}} = k E \cos \varphi. \quad (5.5)$$

Составляющая поля обратного излучателя, отличающаяся по фазе на  $\frac{\pi}{2}$  от поля передатчика, выражается

$$E''_{\text{ои}} = k E \sin \varphi. \quad (5.6)$$

Первая составляющая приводит к ошибке пеленга, вторая составляющая вызывает главным образом расплывчатость в отсчете пеленга. При  $\varphi=0$  или  $\varphi=\pi$  имеет место максимум ошибки.

Для изучения влияния обратного излучателя необходимо определить его поле  $E_{\text{ои}}$ , т. е. найти значения  $k$  и  $\varphi$  [см. (5.3) и (5.4)].

Коэффициент  $k$  зависит от формы и относительного расположения обратного излучателя, а также от отношения его собственной частоты к частоте передатчика. Фаза  $\varphi$  зависит от характера излучателя и его сопротивления, определяемого отношением собственной частоты излучателя к частоте пеленгования (составляющие фазы  $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$ ), а также от взаимного расположения обратного излучателя и антенной системы радиопеленгатора ( $\varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_3$ ). Эта разность фаз равна  $\frac{2\pi d}{\lambda} (1 \pm \cos \psi_0)$ .

Если вокруг антенной системы радиопеленгатора имеется несколько обратных излучателей, то для определения их действия необходимо для места расположе-



ния направленной антенны радиопеленгатора сложить поля всех обратных излучателей с учетом их взаимных фаз.

Так как фазы полей излучателей в общем случае зависят от направления прихода основного поля, то складывать поля обратных излучателей необходимо для каждого отдельного направления. По характеристикам суммарного поля всех обратных излучателей для каждого направления рассчитываются ошибка и расплывчатость пеленга.

Найдем выражение для ошибки пеленга в общем случае. Пусть нормаль к плоскости рамки образует угол  $\theta$  с начальной линией отсчета. Если в радиопеленгаторе не предусмотрена компенсация антенных эффектов, то в рамке радиопеленгатора индуцируется э. д. с.

$$\dot{E}_p = E h_p [\sin(p - \theta) + k \cos \varphi \sin(\psi - \theta) + j k \sin \varphi \sin(\psi - \theta)]. \quad (5.7)$$

Амплитуда напряжения  $E_p$  определяется формулой

$$E_p = \sqrt{[\sin(p - \theta) + k \cos \varphi \sin(\psi - \theta)]^2 + [k \sin \varphi \sin(\psi - \theta)]^2} E h_p. \quad (5.8)$$

Э. д. с. в рамке не равна нулю ни при каких значениях угла  $\theta$ . Пеленг отсчитывается по минимуму слышимости. Для определения значения пеленга  $\theta = q$ , при котором имеет место минимум слышимости радиостанции, следует приравнять нулю производную  $\frac{dE_p}{d\theta}$ .

Вместо  $E_p$  рассматриваем выражение, пропорциональное  $E_p$ :

$$G = \sqrt{[\sin(p - \theta) + k \cos \varphi \sin(\psi - \theta)]^2 + [k \sin \varphi \sin(\psi - \theta)]^2} \quad (5.9)$$

или

$$G^2 = \sin^2(p - \theta) + k^2 \sin^2(\psi - \theta) + 2k \cos \varphi \sin(p - \theta) \sin(\psi - \theta). \quad (5.10)$$

Приравняем нулю производную от  $G^2$  по  $\theta$  и одновременно учитываем, что на минимуме  $\theta = q$  и  $p - \theta = p - q = f$  — поправка к радиопеленгу\*,

$$\begin{aligned} \frac{d(G^2)}{d\theta} = & 2 \sin f \cos f + 2k^2 \sin(\psi - p + f) \cos(\psi - p + f) + \\ & + 2k \cos \varphi \sin f \cos(\psi - p + f) + \\ & + 2k \cos \varphi \cos f \sin(\psi - p + f) = 0, \end{aligned}$$

откуда поправка к пеленгу  $f$  определяется выражением

$$\operatorname{tg} 2f = \frac{2k \cos \varphi \sin \psi_0 + k^2 \sin 2\psi_0}{1 + 2k \cos \varphi \cos \psi_0 + k^2 \cos 2\psi_0}. \quad (5.11)$$

Угол  $q$ , при котором отсчитывается пеленг, определяется формулой

$$\operatorname{tg} 2q = \frac{\sin 2p + 2k \cos \varphi \sin(p + \psi) + k^2 \sin 2\psi}{\cos 2p + 2k \cos \varphi \cos(p + \psi) + k^2 \cos 2\psi}.$$

При малом значении  $k$  поправка будет

$$f \approx \operatorname{tg} f = k \sin \psi_0 \cos \varphi. \quad (5.12)$$

Когда  $k \gg 1$ , пеленгуется фактически обратный излучатель. Отсчитываемый пеленг независимо от изменения угла радиостанции  $p$  остается постоянным и равным  $\psi$ . Девияция пеленга

$$f = p - \psi = \psi_0.$$

Когда  $k = 1$ , девияция из выражения (5.11) получается равной  $f = \frac{\psi_0}{2}$  либо  $f = \frac{\pi}{2} + \frac{\psi_0}{2}$ .

Формулы (5.11) и (5.12) применимы также для гониометрической и двухканальной систем.

Из выражения (5.12) следует, что если фазу поля обратного излучателя  $\varphi$  искусственно изменять от 0 до  $2\pi$ , то ошибка пеленга изменяется от максимального положительного до максимального отрицательного значения. Поэтому рассчитанный при таком искусственном

---

\* При рассмотрении влияния обратных излучателей мы говорим о поправке к пеленгу, как это принято в теории девияции. Ошибка пеленга имеет знак, обратный знаку поправки. В дальнейшем для расчета ошибок пользуемся формулами, полученными для поправок.

изменении разности фаз  $\varphi$  средний пеленг имеет ошибку тем меньшую, чем чаще берутся отсчеты и чем меньше  $k$ .

Наложение изображений пеленгов на электронно-лучевую трубку двухканального автоматического или одноканального с вращающимся гониометром радиопеленгатора при специальном изменении от 0 до  $2\pi$  относительных фаз полей основного и обратного излучений позволяет распознать у многолучевого поля пеленги на отдельные излучения [5.15, 10.4]. Объясняется это следующим. В двухканальном радиопеленгаторе при пеленговании двух- и трехлучевого поля эллипсы изображений отдельных пеленгов при искусственном изменении соотношения фаз полей образуют параллелограмм или параллелепипед, стороны которого соответствуют пеленгам на отдельные составляющие поля. В одноканальном радиопеленгаторе с вращающимся гониометром суммарные напряжения на выходе приемника при изменении относительной разности фаз полей от 0 до  $2\pi$  имеют неперемещающиеся минимумы, определяющие пеленги на составляющие поля.

Используя это свойство, в УКВ диапазоне можно достичь уменьшения ошибок от обратных излучателей, вращая антенную систему с косинусоидальной характеристикой направленности по окружности с радиусом, равным длине волны или большим ее, и отсчитывая усредненный пеленг [5.13]. В диапазоне коротких волн предложено получить изображения пеленгов одновременно на поля основного и обратного излучателей путем применения нескольких разнесенных на расстояние, соизмеримое с длиной волны, автоматических двухканальных радиопеленгаторов. Эти радиопеленгаторы имеют общую индикаторную электронно-лучевую трубку, на которой получается параллелограмм, характеризующий направления обоих полей [10.4].

Когда разность фаз  $\varphi=0^\circ$  или  $\varphi=\pi$ , из (5.11) следует, что

$$\operatorname{tg} 2f = \frac{\pm 2k \sin \psi_0 + k^2 \sin 2\psi_0}{1 + k^2 \cos 2\psi_0 \pm 2k \cos \psi_0}$$

или

$$\operatorname{tg} f = \frac{\pm k \sin \psi_0}{1 \pm k \cos \psi_0}. \quad (5.13)$$

Знак (+) соответствует разности фаз  $0^\circ$ , знак (-) соответствует разности фаз  $\pi$ .

Если в формулу (5.12) подставить  $\psi_0 = q + f - \psi$ , то получим

$$\sin f = k \sin(q - \psi) \cos \varphi, \quad (5.14)$$

где  $q$  — радиокурсовой угол (отсчитанный пеленг).

Формулу (5.14) можно получить непосредственно из условия для отсчета пеленга:

$$[E \sin(p - \theta) \mp E'_{\text{от}} \sin(\psi - \theta)] h_p = 0. \quad (5.15)$$

Для  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi$  максимальное значение ошибки имеет место, когда  $\cos(p - \psi) = k$ , т. е.  $p - \psi = \psi_0 \approx \frac{\pi}{2}$ ,

$$\text{tg } f_{\text{макс}} = \frac{\pm k}{\sqrt{1 - k^2}}.$$

Если  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ , то ошибка пеленга на основании формулы (5.11) будет

$$\text{tg } 2f = \frac{k^2 \sin 2\psi_0}{1 + k^2 \cos 2\psi_0}. \quad (5.16)$$

В этом случае максимум ошибки получается при  $\cos 2\psi_0 = -k^2$ , или  $\psi_0 \approx \frac{\pi}{4}$

$$|f_{\text{макс}}| \approx \frac{1}{2} \frac{k^2}{\sqrt{1 - k^4}}. \quad (5.17)$$

Максимальная девиация для  $k < 1$  имеет гораздо меньшее значение при  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ , чем при  $\varphi = 0$  или  $\varphi = \pi$ .

Рассмотренные случаи постоянного сдвига фаз  $\varphi = 0$ ,  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  и  $\varphi = \pi$  независимо от направления  $p$  возможны, если  $\frac{d}{\lambda} \ll 1$ , т. е. главным образом на средних и длинных волнах. Сдвиг фаз  $\varphi = 0$  соответствует также

наличию в радиопеленгаторе элементов компенсации антенных эффектов.

В общем случае выражение для расплывчатости минимума  $\frac{A}{B}$  (отношения полуосей эллипса поля гониометра или эллипса изображения пеленга на электронно-лучевой трубке двухканального радиопеленгатора) получается громоздким. Когда  $\psi_0 = 90^\circ$ , т. е. направление на обратный излучатель составляет  $90^\circ$  с направлением на радиостанцию, то из (5.7) получим

$$\frac{A}{B} \approx \sqrt{\frac{1+k^2}{2}} - \frac{1}{2} \sqrt{1+2k^2 \cos 2\varphi + k^4}. \quad (5.18)$$

В случае  $k < 1$

$$\frac{A}{B} = \frac{k \sin \varphi \sin \psi_0}{1 + 2k \cos \varphi \cos \psi_0};$$

при  $\varphi = \frac{\pi}{2}$

$$\frac{A}{B} = k \sin \psi_0.$$

С переходом от косинусоидальной диаграммы направленности антенной системы радиопеленгатора к более острой ошибки из-за влияния полей обратного излучения уменьшаются. Это уменьшение тем больше, чем острее диаграмма направленности, т. е. больше разнос антенн.

Действительно, если разнос между антеннами  $2b$  такой, что нельзя считать  $\frac{2\pi b}{\lambda} \ll 1$  и пеленгование производится по минимуму, то ошибка пеленга при любом значении  $\varphi$  определяется из равенства

$$\sin \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin f \right) + k \cos \varphi \sin \left[ \frac{2\pi b}{\lambda} \sin (\psi_0 + f) \right] = 0$$

или приближенно, при малых значениях  $f$ ,

$$\sin f \approx f = \frac{\mathbf{k} \cos \varphi \sin \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right)}{\frac{2\pi b}{\lambda} \left[ 1 + \mathbf{k} \cos \varphi \cos \psi_0 \cos \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \right]}. \quad (5.19)$$

При  $\varphi = 0$  или  $\varphi = \pi$

$$\sin f \approx f = \frac{\pm \mathbf{k} \sin \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right)}{\frac{2\pi b}{\lambda} \left[ 1 \pm \mathbf{k} \cos \psi_0 \cos \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \right]}. \quad (5.19')$$

Знак (+) в (5.19') соответствует разности фаз между  $E$  и  $E_{\text{он}}$   $\varphi = 0$ , знак (-) соответствует  $\varphi = \pi$ . Для малых значений  $\mathbf{k}$  формула (5.19) упрощается:

$$f = \frac{\mathbf{k} \cos \varphi}{\frac{2\pi b}{\lambda}} \sin \left[ \frac{2\pi b}{\lambda} \sin (\rho - \psi) \right]. \quad (5.20)$$

Формула (5.19) получена в предположении, что действие нефазного поля обратного излучателя скомпенсировано. Если компенсация нефазного поля отсутствует и отсчет пеленга осуществляется по минимуму слышимости или по большей оси эллипса изображения пеленга на экране электронно-лучевой трубки двухканального радиопеленгатора, то ошибка определяется выражением

$$\begin{aligned} \sin f \approx & \frac{\mathbf{k} \sin \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \left[ \cos \varphi + \right. \\ & \left. \frac{2\pi b}{\lambda} \left[ 1 + \mathbf{k}^2 \cos^2 \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \cos^2 \psi_0 + \right. \right. \\ & \left. \left. + \mathbf{k} \cos \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \cos \psi_0 \right] \right. \\ & \left. \rightarrow \frac{\left. \left. + 2\mathbf{k} \cos \psi_0 \cos \left( \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \cos \varphi \right] \right.}{\left. \left. \left. \right. \right. \right.} \end{aligned}$$

Для  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi$  получается формула (5.19').

Для  $\varphi = \frac{\pi}{2}$

$$\sin f \approx \frac{1}{2} \mathbf{k}^2 \frac{\lambda}{2\pi b} \sin \left( 2 \frac{2\pi b}{\lambda} \sin \psi_0 \right) \cos \psi_0.$$

Величина ошибки значительно уменьшается и максимум ее наблюдается при  $\psi_0 \approx \frac{\lambda}{8b}$ , рад. При малом разнесе антенн выражение для ошибки совпадает с (5.16).

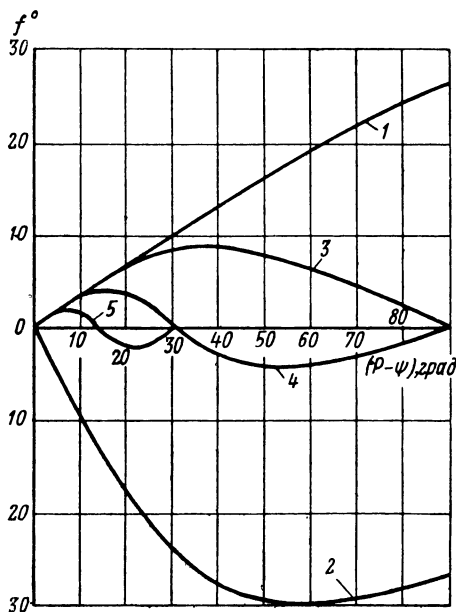


Рис. 5.6. Ошибки из-за влияния обратного излучателя ( $k = 0,5$ ):

1 — косинусоидальная характеристика  $\varphi = 0^\circ$ ; 2 — косинусоидальная характеристика  $\varphi = 180^\circ$ ; 3 —  $\frac{2b}{\lambda} = 1$ ,  $\varphi = 0$ ; 4 —  $\frac{2b}{\lambda} = 2$ ,

$$\varphi = 0; 5 — \frac{2b}{\lambda} = 3, \varphi = 0.$$

На рис. 5.6 изображены ошибки из-за влияния обратного излучателя у системы из двух ненаправленных разнесенных антенн в зависимости от угла между направлениями на обратный излучатель и основного поля  $\psi_0 = \rho - \psi$  при  $k = 0,5$  и разных  $\frac{2b}{\lambda}$ .

Следует отметить, что разностная диаграмма направленности двух разнесенных антенн при большом разnose антенн ( $\frac{2b}{\lambda} > 1$ ) имеет несколько лепестков одинаковой амплитуды (число лепестков определяется отношением  $\frac{2b}{\lambda}$ ). Кривые даны только в пределах одного ле-

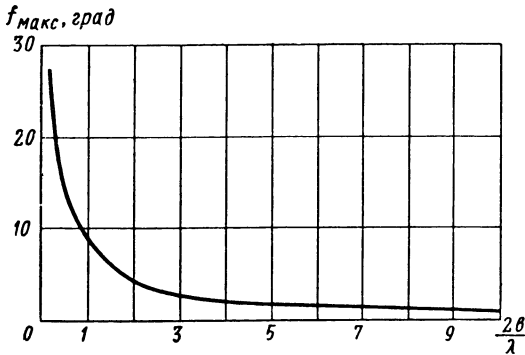


Рис. 5.7. Зависимость максимальных ошибок от разноса антенной системы.

пестка диаграммы направленности при  $\varphi=0$  (кривые 3, 4, 5). Для сравнения нанесены также ошибки для антенной системы с косинусоидальной характеристикой направленности при  $\varphi=0$  и  $\varphi=\pi$  (кривые 1 и 2).

На рис. 5.7 представлены максимальные ошибки ( $f_{\text{макс}}$ ) из-за влияния обратного излучателя в зависимости от разноса антенн  $\frac{2b}{\lambda}$  при  $k=0,5$ .

Рассчитаем ошибку от влияния обратного излучателя на антенную систему радиопеленгатора с циклическим измерением фазы по высокой частоте.

Предположим, что на антенну, вращаемую по радиусу  $b$  (разнос антенны  $2b$ ) с частотой  $\Omega$ , действует основное поле  $E$  с углом наклона фронта волны  $\beta_1$  и поле обратного излучателя  $kEe^{j\varphi}$  под углом  $p - \psi = \psi_0$  к основному полю в горизонтальной плоскости и с углом наклона фронта волны  $\beta_2$ .



Обозначим

$$\frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta_1 = \delta_1, \quad \frac{2\pi b}{\lambda} \cos \beta_2 = \delta_2. \quad (5.21)$$

Полагаем, что отсчет фазы частоты  $\Omega$  производится от направления прихода основного поля  $E$ .

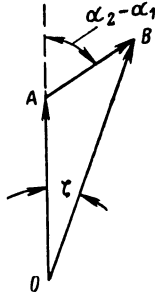


Рис. 5.8. Векторная диаграмма э. д. с. при действии поля обратного излучения.

Индуктируемая в антенне э. д. с. будет

$$\dot{E} = Eh [e^{j\delta_1 \cos \Omega t} + ke^{j\varphi} e^{j\delta_2 \cos (\Omega t - \psi_0)}]$$

или, обозначив  $\Omega t = \theta$ , получим

$$E = Eh \{ e^{j\delta_1 \cos \theta} + ke^{j[\delta_2 \cos (\theta - \psi_0) + \varphi]} \}. \quad (5.22)$$

Из выражения (5.22) следует, что э. д. с. в антенне равна сумме двух векторов с фазными углами  $\alpha_1 = \delta_1 \cos \theta$  и  $\alpha_2 = \delta_2 \cos (\theta - \psi_0) + \varphi$  и с отношением амплитуд, равным  $k$  (линии  $OA$  и  $AB$  на рис. 5.8). Суммарный вектор  $OB$  отклоняется по фазе на угол  $\zeta$  от вектора  $OA$ , соответствующего э. д. с. основного поля, причем

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \zeta \approx \zeta &= \frac{k \sin (\alpha_2 - \alpha_1)}{1 + k \cos (\alpha_2 - \alpha_1)} = \\ &= k \sin (\alpha_2 - \alpha_1) [1 - k \cos (\alpha_2 - \alpha_1) + \dots] = \\ &= k \sin (\alpha_2 - \alpha_1) - \frac{k^2}{2} \sin 2(\alpha_2 - \alpha_1) + \dots \end{aligned} \quad (5.23)$$

Так как

$$\begin{aligned} \alpha_2 - \alpha_1 &= \delta_2 \cos (\theta - \psi_0) + \varphi - \delta_1 \cos \theta = \delta_2 \cos \theta \cos \psi_0 + \\ &+ \delta_2 \sin \theta \sin \psi_0 - \delta_1 \cos \theta + \varphi = a \sin (\theta - \chi) + \varphi, \end{aligned}$$

где

$$a = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 - 2\delta_1\delta_2 \cos \psi_0} \quad \text{и} \quad \operatorname{tg} \chi = \frac{\delta_1 - \delta_2 \cos \psi_0}{\delta_2 \sin \psi_0}, \quad (5.24)$$

то из (5.23) следует, что

$$\begin{aligned} \zeta &\approx k \sin [a \sin (\theta - \chi) + \varphi] - \frac{k^2}{2} \sin 2 [a \sin (\theta - \chi) + \varphi] + \dots = \\ &= k \{ \cos \varphi \sin [a \sin (\theta - \chi)] + \sin \varphi \cos [a \sin (\theta - \chi)] \} + \\ &+ \frac{k^2}{2} \{ \cos 2\varphi \sin [2a \sin (\theta - \chi)] + \sin 2\varphi \cos [2a \sin (\theta - \chi)] \} + \dots \end{aligned}$$

Разложим  $\zeta$  в ряд Фурье — Бесселя по аргументу  $\theta$  и выделим член  $\zeta_1$  основной частоты  $\theta$ , так как эта составляющая влияет на измерение результирующей фазы при определении пеленга:

$$\begin{aligned} \zeta_1 &= 2 \left[ k \cos \varphi J_1(a) - \frac{k^2}{2} \cos 2\varphi J_1(2a) \right] \sin (\theta - \chi) = \\ &= s \sin (\theta - \chi), \end{aligned}$$

где

$$s = 2 \left[ k \cos \varphi J_1(a) - \frac{k^2}{2} \cos 2\varphi J_1(2a) \right].$$

Результирующая фаза при измерении будет

$$\begin{aligned} \alpha &= \alpha_1 + \zeta_1 = \delta_1 \cos \theta + s \sin (\theta - \chi) = \\ &= \delta_1 \cos \theta + s \sin \theta \cos \chi - s \cos \theta \sin \chi = \\ &= \sqrt{\delta_1^2 + s^2 - 2\delta_1 s \sin \chi \cos (\theta - f)}, \\ \operatorname{tg} f &\approx \frac{s \cos \chi}{\delta_1 - s \sin \chi}, \end{aligned} \quad (5.25)$$

где  $f$  — поправка к пеленгу, по абсолютной величине равная ошибке пеленга.

Формула (5.25) упрощается, если  $\delta_1 = \delta_2 = \delta$ , т. е. когда  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ .

При этом  $a = 2\delta \sin \frac{\psi_0}{2}$ ,  $\operatorname{tg} \chi = \operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$  и  $\chi = \frac{\psi_0}{2}$ ,

$$\operatorname{tg} f = \frac{2 \left[ k \cos \varphi J_1 \left( 2\delta \sin \frac{\psi_0}{2} \right) - \right.}{\delta - 2 \left[ J_1 \left( 2\delta \sin \frac{\psi_0}{2} \right) k \cos \varphi - \right.} \\ \left. - \frac{k^2}{2} \cos 2\varphi J_1 \left( 4\delta \sin \frac{\psi_0}{2} \right) \right] \cos \frac{\psi_0}{2}}{\left. - \frac{k^2}{2} J_1 \left( 4\delta \sin \frac{\psi_0}{2} \right) \cos 2\varphi \right] \sin \frac{\psi_0}{2}}. \quad (5.26)$$

Когда  $k \ll 1$ , можно ограничиться первыми членами в числителе и знаменателе (5.26). Тогда значение  $f$  будет

$$f \approx \operatorname{tg} f = \frac{2k \cos \varphi \cos \frac{\psi_0}{2} J_1 \left( 2\delta \sin \frac{\psi_0}{2} \right)}{\delta}. \quad (5.27)$$

Это выражение аналогично (5.20). Подставив в (5.27) значения  $\psi_0$  и  $\delta$ , получим

$$f \approx \frac{2k \cos \varphi \cos \left( \frac{p-\psi}{2} \right) J_1 \left[ \frac{4\pi}{\lambda} b \cos \beta \sin \left( \frac{p-\psi}{2} \right) \right]}{\frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta}. \quad (5.27')$$

При малом радиусе вращения антенны  $b$  (малом значении  $2b$ )  $\delta \rightarrow 0$  и  $\lim_{\delta \rightarrow 0} f = k \cos \varphi \sin (p - \psi)$ . Результат аналогичен формуле (5.12).

На рис. 5.9 изображена зависимость абсолютной величины максимальной ошибки  $f$  системы от разноса (радиуса окружности вращения антенны). Принято, что  $k = 0,5$ ,  $\beta = 0$ ,  $\psi_0 = \frac{\pi}{2}$ .

В фазовом радиопеленгаторе из двух неподвижных антенн ошибка пеленга, как это следует из (5.22), рассчитывается по формуле

$$f = \frac{1}{2\delta_1} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{2k \cos \varphi \sin (\delta_1 \sin \theta - \delta_2 \sin \psi) +}{1 + 2k \cos \varphi \cos (\delta_1 \sin \theta - \delta_2 \sin \psi) +} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+k^2 \sin [2(\delta_1 \sin \theta - \delta_2 \sin \psi)]}{+k^2 \cos [2(\delta_1 \sin \theta - \delta_2 \sin \psi)]},$$

где  $\theta$  — угол направления на радиостанцию с перпендикуляром к линии, соединяющей антенны.

Когда  $\theta = 0$ ,  $\delta_1 = \delta_2 = \delta = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta$ , то

$$|f| = \frac{1}{2\delta} \operatorname{arc\,tg} \frac{2k \cos \varphi \sin(\delta \sin \psi_0) + k^2 \sin(2\delta \sin \psi_0)}{1 + 2k \cos \varphi \cos(\delta \sin \psi_0) + k^2 \cos(2\delta \sin \psi_0)}$$

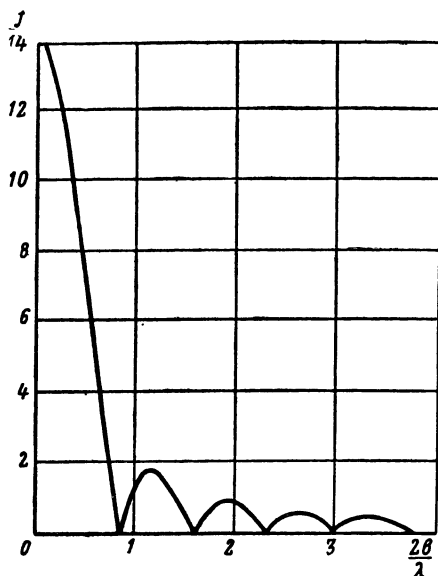


Рис. 5.9. Зависимость максимальных ошибок системы с циклическим измерением фазы от разноса системы (при  $k=0,5$ ).

Если при этом  $\psi = \frac{\pi}{2}$  и  $\varphi = \pi$ , то получим значение максимальной девиации

$$|f|_{\max} = \frac{1}{2\delta} \operatorname{arc\,tg} \frac{-2k \sin \delta + k^2 \sin 2\delta}{1 - 2k \cos \delta + k^2 \cos^2 \delta}$$

При малых значениях  $k$  и  $\theta = \hat{0}$  кривая ошибок фазового радиопеленгатора из двух неподвижных антенн приблизительно соответствует системе из двух разнесенных антенн амплитудного радиопеленгатора (5.19).

В действительных условиях на антенную систему радиопеленгатора действуют обратные излучатели, расположенные в различных направлениях и на разных расстояниях от антенной системы.

Подверженность антенной системы радиопеленгатора воздействию обратных излучателей можно характеризовать средней квадратической ошибкой  $\sigma_m$  или простой средней ошибкой  $\bar{\Delta}$  от влияния обратных излучателей, равномерно расположенных вокруг антенной системы.

Предполагается, что у обратных излучателей поле  $E_{ои}$  совпадает по фазе с основным полем  $E$  в центре антенной системы и имеет постоянную напряженность, характеризующуюся отношением  $k = \frac{E_{ои}}{E} = 0,1$ . Если обратный излучатель, расположенный под углом  $\psi_0$  к направлению основного поля, создает ошибку  $\Delta$ , то

$$\overline{\Delta^2} = \sigma_m^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta^2 d\psi_0 \quad \text{и} \quad \bar{\Delta} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\Delta| d\psi_0. \quad (5.28)$$

Рассчитаем  $\sigma_m$  для антенной системы, эквивалентной двум разнесенным антеннам с разномом  $2b$ , у которой отсчет пеленга осуществляется по минимуму характеристики направленности. Воспользуемся для расчета  $\Delta$  формулой (5.20). Обозначим  $\frac{2\pi}{\lambda} = m$ . Тогда при  $\varphi = 0$

$$\begin{aligned} \sigma_m^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \frac{k}{mb} \right)^2 \sin^2 (mb \sin \psi_0) d\psi_0 = \\ &= \frac{1}{2} \left( \frac{k}{mb} \right)^2 [1 - J_0(2mb)]. \end{aligned} \quad (5.29)$$

При  $k = 0,1$

$$\sigma_m = \left[ \frac{0,1 \cdot 57,3}{\sqrt{2mb}} \sqrt{1 - J_0(2mb)} \right] = \frac{4,05}{mb} \sqrt{1 - J_0(2mb)}, \quad \text{град.}$$

Для антенной системы с косинусоидальной характеристикой направленности, у которой

$$\frac{2\pi b}{\lambda} \ll 1 \text{ и } J_0(2mb) \approx 1 - \left(\frac{2mb}{2}\right)^2,$$

$$\sigma_{\text{МК}} = 4,05^\circ.$$

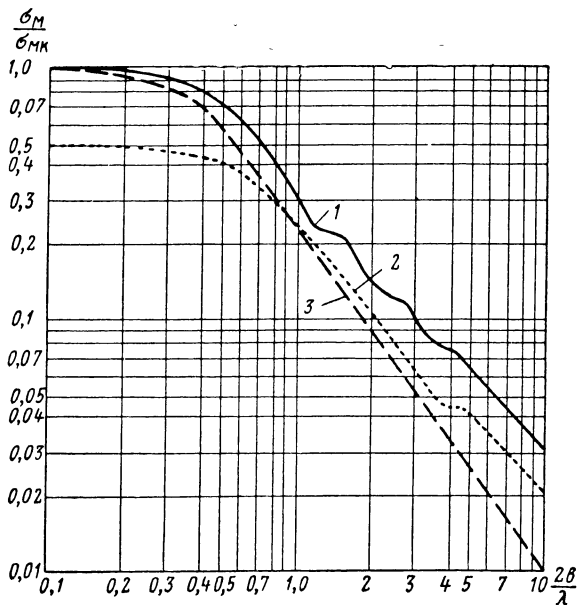


Рис. 5.10. Зависимость средних квадратических значений местных ошибок от разноса антенн:

1 — для двух разнесенных антенн; 2 — для двух разнесенных рамок; 3 — для системы с циклическим измерением фазы.

Отношение средних квадратических ошибок большеба-  
зисной и косинусоидальной систем

$$\frac{\sigma_M}{\sigma_{МК}} = \frac{\sqrt{1 - J_0(2mb)}}{mb}. \quad (5.30)$$

На рис. 5.10 даны зависимости  $\frac{\sigma_M}{\sigma_{МК}}$  от разноса антенн для радиопеленгатора из двух разнесенных антенн с отсчетом пеленга по минимуму (кривая 1), а также из двух разнесенных коаксиальных рамок (кривая 2).

Из рис. 5.10 видно, что с увеличением разноса антенн до  $2b = (3 \div 4)\lambda$  средняя квадратическая ошибка  $\sigma_M$  умень-

шается в 10—15 раз по сравнению с ошибкой  $\sigma_{\text{МК}}$  для антенной системы с косинусоидальной характеристикой направленности. При дальнейшем увеличении разноса  $\sigma_{\text{М}}$  уменьшается медленнее и при  $2b = 10\lambda$  она уменьшается еще в 2 раза.

Если учесть, что большие боковые лепестки, которые имеются у диаграммы направленности двух разнесенных антенн при  $\frac{2b}{\lambda} > 1$ , на самом деле подавляются в системе с острой характеристикой направленности, то в системе с большим разносом уменьшение ошибок из-за обратных излучателей должно быть большее, чем по рис. 5.10.

Для радиопеленгатора с циклическим измерением фазы по высокой частоте расчет средней квадратической ошибки от влияния обратных излучателей, равномерно расположенных вокруг антенной системы, затруднителен. Для расчета простой средней ошибки воспользуемся выражением (5.27)

$$\bar{\Delta}_{\text{М}} = \frac{1}{2\pi} \frac{2k \cos \varphi}{\delta} \int_0^{\pi} \left| \cos \frac{\psi_0}{2} J_1 \left( 2\delta \sin \frac{\psi_0}{2} \right) \right| d\psi_0. \quad (5.31)$$

Произведем замену переменного  $2\delta \sin \frac{\psi_0}{2} = x$ :

$$\begin{aligned} \bar{\Delta}_{\text{М}} = \frac{2}{\pi} \frac{k \cos \varphi}{\delta^2} \int_0^{2\delta} |J_1(x)| dx &= \frac{2k \cos \varphi}{\pi \delta^2} \left\{ [1 - |J_0(2\delta)|] + \right. \\ &\left. + 2 \sum_{k=1}^n (-1)^k J_0(2\delta_k) \right\}. \end{aligned} \quad (5.32)$$

Так как  $J_1(x)$  — знакопеременная функция, интегрирование производится между значениями  $\delta_k$ , соответствующими  $n$  нулям  $J_1(x)$ . Общий интеграл равен сумме указанных частных интегралов. При малом  $\delta$

$$1 - J_0(2\delta) = \delta^2$$

и

$$\bar{\Delta}_{\text{М}} = \frac{2}{\pi} k \cos \varphi, \quad (5.32')$$

что совпадает с формулой для двух разнесенных антенн при малом разносе антенн.

На рис. 5.10 (кривая 3) нанесены также полученные численным интегрированием отношения средних квадратических ошибок систем с циклическим измерением фазы по высокой частоте и косинусоидальной в зависимости от разноса  $\frac{2b}{\lambda}$  [5.12].

Можно получить выражение для ошибки  $\sigma_M$  для радиопеленгатора с отсчетом пеленга по максимуму, если, например, предположить, что диаграмма направленности

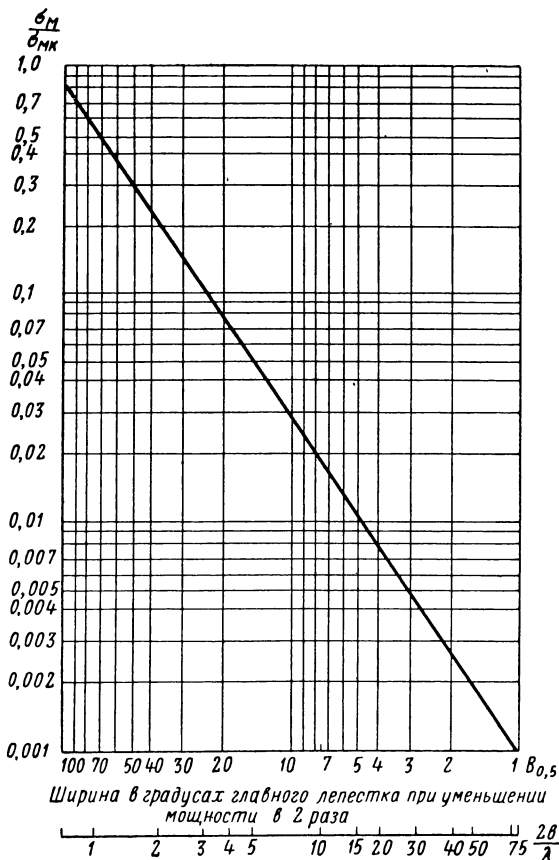


Рис. 5.11. Зависимость средних квадратических значений местных ошибок однолепестковой антенной системы от ширины лепестка и разноса антенн.



антенной системы имеет один лепесток шириной  $B_{0,5}$  при уменьшении мощности сигнала в 2 раза [5.12].

В пределах лепестка принято выражение для характеристики направленности

$$F(\theta) = \sin\left(\frac{\pi\theta}{2B_{0,5}}\right),$$

вне пределов лепестка у характеристики предполагаются нулевые значения.

Средняя квадратическая ошибка будет

$$\sigma_M = 1,45B_{0,5}^{1,5}, \text{ град},$$

где  $B_{0,5}$  выражено в радианах.

На рис. 5.11 приведена зависимость  $\frac{\sigma_M}{\sigma_{MK}}$  от ширины лепестка  $B_{0,5}$ . На оси абсцисс нанесены также приближительные значения отношения  $\frac{2b}{\lambda}$ , рассчитанные из предположения, что лепесток характеристики направленности создается двумя разнесенными антеннами.

#### 5.4. ТИПЫ ОБРАТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

В § 5.5 и 5.6 рассмотрено влияние обратных излучателей двух типов:

— аналогичных антеннам, т. е. вытянутых излучателей, у которых один размер во много раз больше размеров сечения;

— в виде контуров-рамок из проводов (замкнутый контур, разомкнутый контур).

Обратно-излучающая антенна может находиться на очень близком расстоянии от антенной системы радиопеленгатора, например в условиях корабля и самолета, и на больших расстояниях — в условиях наземной установки радиопеленгатора. Способ рассмотрения антенн разный для обоих случаев. В первом случае необходимо исходить из ближнего поля антенны с учетом поля индукции. Во втором случае влияет только поле излучения.

Действие обратно-излучающего контура (рамки) может наблюдаться на корабле и на самолете, а также

в наземном радиопеленгаторе. В § 5.6 рассмотрено влияние контура в корабельном радиопеленгаторе. Предположено, что размеры контура меньше длины волны. Если размеры контура соизмеримы с длиной волны и больше ее, то влияние такого контура можно рассматривать как суммарное действие его сторон [5.10].

Для учета влияния проводящих предметов, все три размера которых одного порядка и соизмеримы с длиной волны (металлические сооружения, горы, здания), следовало решать задачи дифракции волн для разных случаев практики. Эти вопросы недостаточно разработаны. В § 5.7 приведен только один такой случай — применение теории дифракции к расчету девиации, вызванной металлическим корпусом корабля и самолета.

### 5.5. ДЕЙСТВИЕ АНТЕННЫ, РАСПОЛОЖЕННОЙ ВБЛИЗИ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

#### Антенна расположена в непосредственной близости от радиопеленгатора

К рамке радиопеленгатора под углом  $\rho$  к диаметральной плоскости корабля подходит электромагнитная волна с напряженностью электрического поля  $E$  и с нормальной поляризацией.

На некотором расстоянии от рамки расположена вертикальная обратно-излучающая антенна  $A$ . Угол между направлением «рамка—антенна» и диаметральной плоскостью корабля обозначим через  $\psi$  (рис. 5.5).

Ранее мы получили для девиации, вызванной обратным излучателем, выражения (5.14) в случае, когда имеется компенсация антенных эффектов\*, и (5.11) в случае, когда компенсация антенных эффектов отсутствует.

Для обратно-излучающей антенны, являющейся ненаправленной системой,

$$F(\theta_0, \psi) = F(\theta_0, \psi_0) = 1, \quad h_{0и} = h_a, \quad z_{0и} = z_a, \quad \varphi_{20} = 0, \\ \varphi = \varphi_1 + \varphi_{30} + \frac{2\pi}{\lambda} d (1 - \cos \psi_0).$$

---

\* Влияние компенсационной антенны (§ 7.12) не учитываем.

Из (5.3) следует, что

$$k = \frac{ah_a}{z_a} = \text{const}$$

независимо от  $p$  и  $\theta$ . Поэтому формулы (5.11) и (5.14) сохраняют свой вид без всяких изменений.

Из (5.14) следует, что

$$\sin f = k \cos \varphi \cos \psi \sin q - k \cos \varphi \sin \psi \cos q.$$

Пусть  $\varphi$  не зависит от  $q$ .

Для малых девиаций заменяем  $\sin f$  на  $f$ :

$$f = B \sin q + C \cos q, \quad (5.33)$$

где  $B = k \cos \varphi \cos \psi$ ,  $C = -k \cos \varphi \sin \psi$ .

Таким образом, когда в радиопеленгаторе имеется компенсация антенных эффектов или поле антенны совпадает по фазе с основным полем, вертикальная обратнo-излучающая антенна создает полукруговую девиацию с коэффициентами  $B$  и  $C$ .

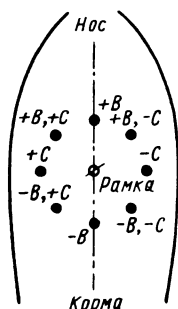


Рис. 5.12. Знаки коэффициентов  $B$  и  $C$  при разных расположениях обратнo-излучающей антенны.

Знаки коэффициентов зависят от  $\psi$ , т. е. от места расположения антенны относительно рамки.

Знаки коэффициентов  $B$  и  $C$  представлены на рис. 5.12.

В том случае, когда в радиопеленгаторе нет устройства для компенсации антенных эффектов, девиация определяется формулой (5.11).

Представление о том, как изменяется в этом случае девиация в зависимости от характера сопротивления антенны, дает рис. 5.13,а. На нем изображена зависимость  $f$  от  $p$  для разных значений  $\varphi_1$  от 0 до  $180^\circ$  при  $k=0,5$ ,  $\psi=0$ ,  $\varphi_2+\varphi_3=0$  (компенсация антенных эффектов отсутствует). На рис. 5.13,б дана зависимость  $f$  от  $p$  для  $k=0,5$ ,  $\psi=0$ , когда расстояние  $d=0,5 \lambda$  и  $\varphi_1$  изменяется от  $-180$  до  $+180^\circ$ , также при отсутствии компенсации антенных эффектов. На рисунке нанесены наклонные прямые  $q=p-f$ , так что видна зависимость  $f$  от  $q$ .

Если рассматривать зависимость  $f$  от  $q$ , то иногда из кривых (рис. 5.13,б) для определенных значений  $q$  и  $\varphi_1$  получается два значения  $f$ . Это часто встречается и на

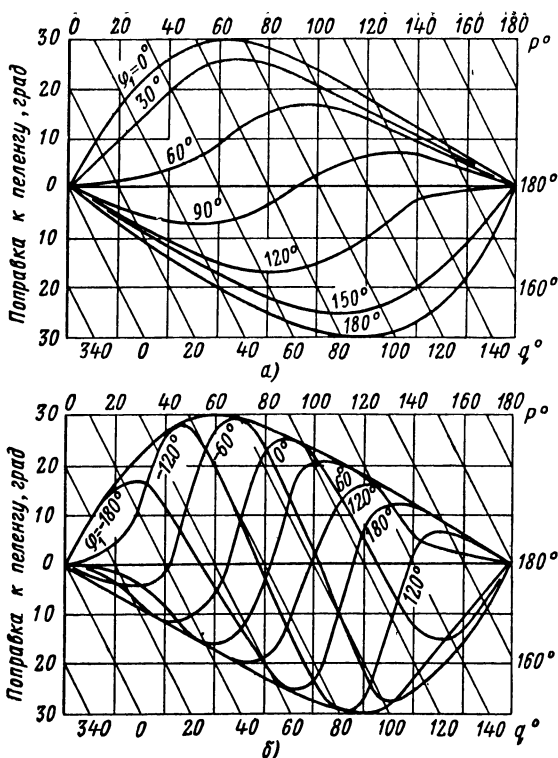


Рис. 5.13. Ошибка, вызванная обратно-излучающей антенной при отсутствии компенсации антенных эффектов:

а)  $k=0,5$ ;  $\psi=0$ ;  $\varphi_2+\varphi_3=0$ ; б)  $k=0,5$ ;  $\psi=0$ ;  $\varphi_2+\varphi_3=\pi(1-\cos \rho)$ .

практике, когда определяют девиацию  $f$  в зависимости от  $q$ . Многозначность  $f$  исчезает, если рассматривать зависимость  $f$  от  $\rho$ .

Из рис. 5.13,а следует, что если пренебречь дополнительным путем для поля от обратно-излучающей антенны (случай средних волн или очень близкого расположения антенны к антенной системе радиопеленгатора), то при малых расстройках антенны, когда реактивное сопротивление антенны мало и  $\varphi_1=0$ , девиация достигает максимальных значений (до  $30^\circ$ ) при  $q=90^\circ$  и  $q=270^\circ$ , т. е. имеет полукруговую закономерность от  $q$ .

С увеличением расстройки обратно-излучающей антенны закономерность девиации изменяется и для больших расстроек антенны, когда  $\varphi_1 \approx 90^\circ$ , девиация имеет максимальные значения  $f_{\text{макс}} = 8^\circ$  при  $q = 45, 135, 225$  и  $315^\circ$ , т. е. закономерность девиации становится четвертой от  $q$ .

Из рис. 5.13,б следует, что если учесть дополнительный путь для поля обратного излучения, то девиация достигает максимума  $30^\circ$  при некоторой расстройке обратно-излучающей антенны. Закономерности девиации для случая рис. 5.13,б получаются более сложными, чем для случая рис. 5.13,а.

Чтобы судить о влиянии обратно-излучающей антенны, необходимо знать, как изменяются  $k$  и  $\varphi$  в зависимости от места установки рамки радиопеленгатора, а также от соотношения частоты пеленгования и собственной частоты антенны.

Рассмотрим сначала, как изменяются  $k$  и  $\varphi$  в зависимости от размещения рамки радиопеленгатора относительно обратно-излучающей антенны. Для этого необходимо найти выражение для электромагнитного поля на близком расстоянии от обратно-излучающей антенны. П. А. Рязиным [5.7] рассчитано поле, создаваемое прямолинейной антенной в ближней зоне как сумма полей от элементарных токов антенны, при предположении, что распределение тока вдоль антенны синусоидально.

При нашем рассмотрении полагаем, что реактивное сопротивление антенны равно нулю. Это соответствует такой частоте, при которой по длине  $l_a$  заземленной антенны укладывается нечетное число четвертей волны т. е.  $l_a = \frac{2n-1}{4} \lambda$ , где  $n$  любое целое.

Выражение для интересующей нас в случае приема на рамку напряженности магнитного поля от вертикальной антенны длиной  $l_a = \frac{2n-1}{4} \lambda$  получено в [5.7] в следующем виде:

$$\dot{H}_{\text{оп}} = \frac{120I_a E}{(2n-1)\pi R_a r} \cos \left[ \frac{m}{2} (r_B - r_H) \right] e^{j(\varphi_2 + \varphi_s)}, \quad (5.34)$$

причем  $\varphi_{20} = 0$ ,  $\varphi_3 - \varphi_{30} = -\frac{m}{2}(r_B + r_H)$ ,  $\varphi_{30}$  зависит от  $n$ , где  $r$  — расстояние от рамки до антенны по перпендикуляру к антенне;

$r_B$  — расстояние от рамки до верха антенны;

$r_H$  — расстояние от рамки до изображения верха антенны;

$R_a$  — активное сопротивление антенны.

Амплитуда составляющей поля, совпадающей по фазе с полем передатчика, определяется выражением

$$H'_{\text{ош}} = \frac{120I_a E}{(2n-1)\pi R_a r} \cos \left[ \frac{m}{2}(r_B - r_H) \right] \cos \varphi, \quad (5.35)$$

где

$$\varphi = \varphi_2 + \varphi_{30} - \frac{m}{2}(r_B + r_H);$$

$$\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} r \cos \psi_0. \quad (5.36)$$

Рассмотрим два случая, представляющие наибольший практический интерес.

1. По длине антенны укладывается четверть длины волны, т. е.  $l_a = \frac{\lambda}{4}$ . Для такой антенны

$$R_a = 36,6 \text{ ом}, \quad m = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\pi}{2l_a}.$$

Из формул (5.35) и (5.36) следует, что

$$H'_{\text{ош}} = 1,04E \frac{l_a}{r} \cos \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{r_B - r_H}{2l_a} \right) \right] \cos \varphi,$$

откуда

$$k = \frac{H_{\text{ош}}}{E} = 1,04 \frac{l_a}{r} \cos \left[ \frac{\pi}{2} \left( \frac{r_B - r_H}{2l_a} \right) \right], \quad (5.37)$$

при этом

$$\varphi_{30} = \frac{\pi}{2} \text{ и } \varphi = \varphi_2 + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \left( \frac{r_B + r_H}{2l_a} \right). \quad (5.38)$$

2. По длине антенны укладывается три четверти длины волны, т. е.  $l_a = \frac{3}{4} \lambda$ . В этом случае  $R_a = 55,2 \text{ ом}$ ,  $m = \frac{3\pi}{2l_a}$ . Из формул (5.35) и (5.36) следует, что

$$H'_{\text{он}} = 0,230E \frac{l_a}{r} \cos \left[ \frac{3\pi}{2} \left( \frac{r_{\text{в}} - r_{\text{н}}}{2l_a} \right) \right] \cos \varphi,$$

откуда

$$k = \frac{H'_{\text{он}}}{E} = 0,230 \frac{l_a}{r} \cos \left[ \frac{3\pi}{2} \left( \frac{r_{\text{в}} - r_{\text{н}}}{2l_a} \right) \right], \quad (5.39)$$

где

$$\varphi = \varphi_2 + \frac{\pi}{2} \left( 1 - 3 \frac{r_{\text{в}} + r_{\text{н}}}{2l_a} \right), \quad \text{если } \frac{r_{\text{в}} - r_{\text{н}}}{2l_a} < \frac{1}{3},$$

$$\varphi = \varphi_2 + \frac{3\pi}{2} \left( 1 - \frac{r_{\text{в}} + r_{\text{н}}}{2l_a} \right), \quad \text{если } \frac{r_{\text{в}} - r_{\text{н}}}{2l_a} > \frac{1}{3}.$$

Максимальные значения  $k$  для разных мест расположения рамки радиопеленгатора относительно обратно-излучающей антенны изображены на рис. 5.14,а, когда  $l_a = \frac{1}{4} \lambda$ , и на рис. 5.14,б, когда  $l_a = \frac{3}{4} \lambda$ .

На рис. 5.14 указаны также для разных мест размещения антенной системы значения максимальной девиации  $f_{\text{макс}} = \arcsin k$  при  $\varphi = 0$ , при  $\varphi \neq 0$  значения девиации будут меньшими. При  $\varphi = \frac{\pi}{2}$   $f = 0$  и  $\left( \frac{A}{B} \right)_{\text{макс}} = k$ . Этими кривыми можно пользоваться при оценке места установки радиопеленгатора на корабле. Из кривых следует, что девиация уменьшается с подъемом рамки над корпусом корабля. Для уменьшения влияния мачты корабля целесообразно монтировать рамку на верхушке мачты по линии симметрии мачты. Как это следует из кривых рис. 5.14, для одинаковых расстояний между рамкой и антенной при  $l_a = \frac{3}{4} \lambda$  ошибки меньше, чем при  $l_a = \frac{1}{4} \lambda$ .

Определим влияние расстройки собственной частоты антенны относительно частоты пеленгования  $\omega$  на примере короткой антенны, которая настроена на частоту

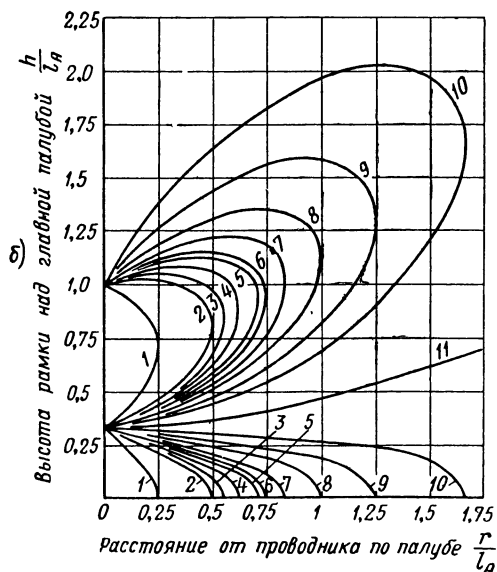
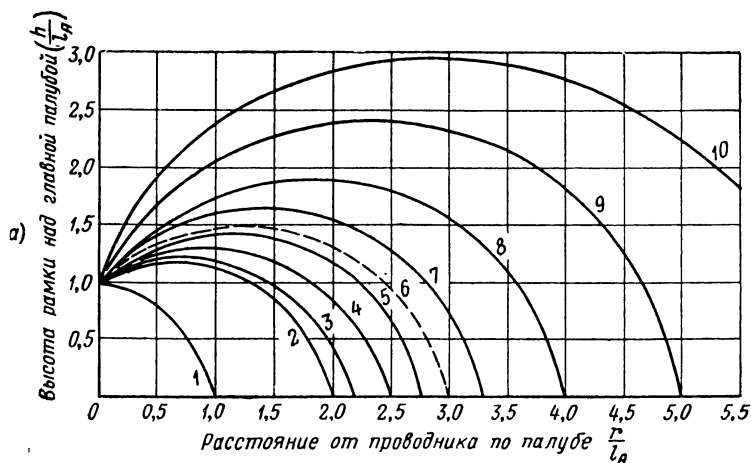


Рис. 5.14. Влияние вторичного поля заземленного провода в вертикальной плоскости:

а — при  $l_a = 1/4\lambda$ :

- |  |
|--|
| 1) $k = 1$ , $f_{\text{макс}} \leq 90^\circ$ ;       |
| 2) $k = 0,5$ , $f_{\text{макс}} \leq 30^\circ$ ;     |
| 3) $k = 0,45$ , $f_{\text{макс}} \leq 26,7^\circ$ ;  |
| 4) $k = 0,4$ , $f_{\text{макс}} \leq 23,6^\circ$ ;   |
| 6) $k = 0,35$ , $f_{\text{макс}} \leq 20,5^\circ$ ;  |
| 6) $k = 0,333$ , $f_{\text{макс}} \leq 19,5^\circ$ ; |

б — при  $l_a = 3/4\lambda$ :

- |   |
|---|
| 7) $k = 0,3$ , $f_{\text{макс}} \leq 17,5^\circ$ ;  |
| 8) $k = 0,25$ , $f_{\text{макс}} \leq 14,5^\circ$ ; |
| 9) $k = 0,2$ , $f_{\text{макс}} \leq 11,5^\circ$ ;  |
| 10) $k = 0,16$ , $f_{\text{макс}} \leq 8,6^\circ$ ; |
| 11) $k = 0$ , $f_{\text{макс}} = 0$ .               |



$\omega_a$  дополнительными реактивными элементами. При этом  $\varphi_2 + \varphi_3 = 0$ , т. е. радиопеленгатор работает на средних и длинных волнах.

Обозначим:

$Z_a = R_a + jX_a$  — полное активное и реактивное сопротивление цепи антенны;

$z_a = \sqrt{R_a^2 + X_a^2}$  — модуль сопротивления  $Z_a$ .

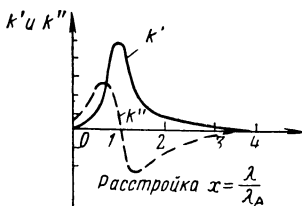


Рис. 5.15. Зависимость поля обратного излучения от расстройки антенны.

На основании (5.3) для обратно-излучающей антенны

$$\frac{E_{\text{оп}}}{E} = \frac{ah_a}{Z_a} = \frac{ah_a}{z_a^2} R_a - j \frac{ah_a}{z_a^2} X_a = k' + jk'',$$

где  $a$  — коэффициент пропорциональности.

Если предположить, что  $h_a$  не изменяется с частотой, то зависимости  $k'$  и  $k''$  от  $\frac{\omega_a}{\omega}$  будут совпадать с зависимостями для цепи антенны  $\frac{R_a}{z_a^2}$  и  $\frac{X_a}{z_a^2}$  от отношения  $\frac{\omega_a}{\omega} = \frac{\lambda}{\lambda_a}$ . Эти зависимости представлены на рис. 5.15.

Острота кривых определяется добротностью цепи антенны. Из рис. 5.15 следует, что наибольшие значения коэффициентов полукруговой девиации и расплывчатости минимума получаются, когда собственная частота антенны близка к частоте пеленгования.

## 2. Антенна расположена на большом расстоянии от радиопеленгатора

Рассмотрим действие вертикальной заземленной антенны, расположенной на большом расстоянии от антенной системы радиопеленгатора.

Пусть вертикальный излучатель имеет действующую высоту  $h_a$  и находится на расстоянии  $r$  от рамки пеленгатора. Напряженность поля пеленгуемого передатчика обозначим  $E$ .

В антенне индуцируется э. д. с.

$$E_a = E h_a,$$

где  $h_a = \frac{\lambda \operatorname{tg} \left( \frac{\pi l_a}{\lambda} \right)}{2\pi}$  — действующая высота антенны.

Самое большое поле обратного излучения будет, когда  $l_a = \frac{\lambda}{4}$ . В этом случае

$$h_a = \frac{\lambda}{2\pi}, E_a = E \frac{\lambda}{2\pi}, R_a = 36,6 \text{ ом.}$$

Поле обратного излучения, создаваемое отдаленной антенной, будет

$$E_{\text{ои}} = \frac{377 I_a h_a}{\lambda r} = \frac{377 E \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\lambda}{2\pi}}{\lambda r 36,6} \approx 0,25 \frac{\lambda}{r} E$$

или, так как  $\lambda = 4l_a$ ,

$$E_{\text{ои}} = \frac{l_a}{r} E \text{ и } k = \frac{E_{\text{ои}}}{E} = \frac{l_a}{r}.$$

Наибольшее действие антенны будет, когда фаза поля обратного излучения в месте расположения антенной системы радиопеленгатора совпадает с фазой основного поля (передатчика) или отличается от него по фазе на  $180^\circ$ ; при этом максимальная девиация определяется формулой

$$f_{\text{макс}} = k = \frac{l_a}{r} \text{ рад.} \quad (5.40)$$

Исходя из допустимой девиации в  $1^\circ$ , из (5.40) имеем

$$f_{\text{макс}} \leq \frac{1}{57}, \frac{l_a}{r} \leq \frac{1}{57}, \text{ или } r \geq \sim 50 l_a.$$

Таким образом, для того чтобы девиация от вертикальной четвертьволновой заземленной антенны не превосходила  $1^\circ$ , расстояние вертикальной антенны от рам-

ки радиопеленгатора должно быть в 50 (и более) раз больше высоты вертикальной антенны.

Максимальная девиация, вызываемая влиянием горизонтального провода, подвешенного на высоте  $h$  на расстоянии  $r$  от антенной системы радиопеленгатора, определяется по формуле

$$f \approx \frac{\lambda h}{r^2}.$$

Чтобы ошибка не превосходила  $1^\circ$ , необходимо выполнять требование  $\frac{\lambda h}{r^2} \leq 0,02$  или  $r \geq 7\sqrt{\lambda h}$ .

Так, например, для волны  $\lambda = 100$  м при высоте опор подвеса провода  $h = 10$  м для ограничения ошибки значением  $1^\circ$  должно выполняться условие  $r \geq 7\sqrt{1000}$  или  $r \geq 250$  м.

### 5.6. ДЕЙСТВИЕ ОБРАТНО-ИЗЛУЧАЮЩЕЙ РАМКИ

Обратно-излучающую рамку часто называют шлейфом. Рамка радиопеленгатора с размерами, много меньшими длины волны, находится внутри обратно-излучающей рамки (рис. 5.16).

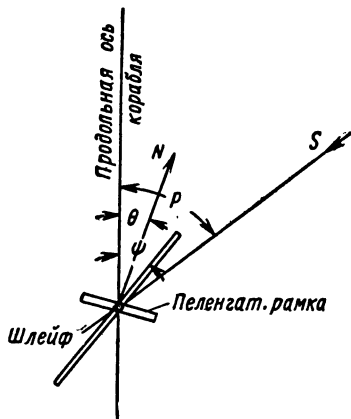


Рис. 5.16. Рамка как обратный излучатель.

Для определения влияния обратно-излучающей рамки исходим из (5.3), где  $h_{\text{ои}}$ —действующая высота обратно-излучающей рамки. В общем случае действие рамки эквивалентно разностному действию двух разнесенных антенн.

Если размеры обратно-излучающей рамки малы по сравнению с длиной волны и пеленгаторная рамка расположена в центре обратно-излучающей рамки, то

$$F(\theta_0, \psi_0) = \cos(p - \psi) = \cos \psi_0, \quad aF(\theta_0, \psi) = \frac{\omega M_m}{h_p},$$

где  $M_m$  — максимальная взаимная индуктивность между радиопеленгаторной и обратно-излучающей рамками;

$h_p$  — действующая высота пеленгаторной рамки.

Из (5.3) и (5.4) имеем

$$k = \frac{\omega M_m h_{oi}}{z_{oi} h_p} \cos \psi_0 = m \cos \psi_0, \quad \varphi = \varphi_1 \pm \frac{\pi}{2}, \quad (5.41)$$

где

$$m = \frac{\omega M_m h_{oi}}{z_{oi} h_p}.$$

В рассматриваемом случае сопротивление обратно-излучающей рамки должно быть преимущественно либо индуктивным, либо емкостным, т. е.

$$Z_{oi} = \pm jX_{oi}.$$

Поэтому поле  $E_{oi}$  совпадает по фазе с полем  $E$  передатчика.

Используя выражения (5.14) и (5.41), а также учитывая, что при отсчете пеленга  $\theta = q$ ,  $p = q + f$ , получаем выражение, связывающее девиацию пеленга  $f$  с  $q$  и  $\psi$ :

$$\sin f = m \cos (q - \psi + f) \sin (q - \psi),$$

откуда

$$\operatorname{tg} f = \frac{m \sin 2(q - \psi)}{(2 + m) - m \cos 2(q - \psi)} = \frac{\frac{m}{2 + m} \sin 2(q - \psi)}{1 - \frac{m}{2 + m} \cos 2(q - \psi)}. \quad (5.42)$$

Заменим  $q - \psi = q_1$ , т. е. выберем за начало отсчета пеленга не продольную ось корабля, а проекцию обратно-излучающей рамки на корпус корабля или самолета.

Тогда

$$\operatorname{tg} f = \frac{\frac{m}{2 + m} \sin 2q_1}{1 - \frac{m}{2 + m} \cos 2q_1}.$$

Обозначим

$$\frac{m}{2 + m} = D, \quad (5.43)$$

откуда

$$\operatorname{tg} f = \frac{D \sin 2q_1}{1 - D \cos 2q_1}. \quad (5.44)$$

Раскладывая уравнение (5.44) в ряд Фурье, имеем для малых значений  $f$

$$\begin{aligned} f &= D \sin 2q_1 + D^2 \sin 2q_1 \cos 2q_1 + \dots = \\ &= D \sin 2q_1 + K \sin 4q_1 + \dots, \end{aligned} \quad (5.45)$$

где

$$K = \frac{D^2}{2}. \quad (5.46)$$

В формулах (5.43)—(5.46)  $D$  и  $K$  выражены в радианах.

Найдем из (5.45) выражения для  $f$  при разных  $\psi$ . Если  $\psi=0$ , т. е. обратно-излучающая рамка расположена вдоль продольной оси корабля (самолета), то  $q_1=q$  и уравнение (5.45) примет вид:

$$f = D \sin 2q + K \sin 4q + \dots \quad (5.45')$$

Таким образом, обратно-излучающая рамка, расположенная вдоль продольной оси корабля или самолета, в плоскости, содержащей ось пеленгаторной рамки, создает четвертную и октантальную девиацию.

Когда  $\psi=90^\circ$ , т. е. обратно-излучающая рамка расположена перпендикулярно продольной оси корабля и плоскость ее содержит ось пеленгаторной рамки, из (5.45) получим:

$$\begin{aligned} f &= D \sin (2q + 180^\circ) + K \sin (4q + 360^\circ) + \dots = \\ &= -D \sin 2q + K \sin 4q \dots \end{aligned} \quad (5.47)$$

Когда  $\psi$  равно любому углу, тогда

$$\begin{aligned} f &= D \sin (2q + 2\psi) + K \sin (4q + 4\psi) = D \cos 2\psi \sin 2q + \\ &+ D \sin 2\psi \cos 2q + K \cos 4\psi \sin 4q + K \sin 4\psi \cos 4q = \\ &= D_1 \sin 2q + E \cos 2q + K_1 \sin 4q + L \cos 4q + \dots, \end{aligned} \quad (5.48)$$

где

$$D_1 = D \cos 2\psi; \quad K_1 = K \cos 4\psi; \quad E = D \sin 2\psi, \quad L = K \sin 4\psi.$$

Итак, обратно-излучающая рамка под любым углом  $\psi$  к продольной оси корабля (самолета) с плоскостью,

проходящей через ось пеленгаторной рамки, создает девиацию вида (5.48), т. е. четвертной и октантальной закономерности.

Можно показать, что обратно-излучающая рамка, смещенная по отношению к оси вращения пеленгаторной рамки, вызывает девиацию вида (5.48) и, кроме того, постоянную зависящую от длины волны составляющую девиации (коэффициент **A**) [1.6].

Из формул (5.41) и (5.42) можно определить закон изменения девиации с частотой. Для этого необходимо определить изменение сопротивления обратно-излучающей рамки с частотой.

Обратно-излучающая рамка может быть замкнутой и разомкнутой. В первом случае ее называют индуктивным или замкнутым контуром, во втором случае — емкостным или разомкнутым контуром.

Сопротивление индуктивного контура для частот, меньших собственной, является индуктивным. У емкостного контура для частот, меньших собственной, сопротивление контура имеет емкостный характер, для частот, больших собственной, — индуктивный характер.

Знак коэффициентов девиации зависит от того, расположена ли пеленгаторная рамка внутри контура или вне его.

Из анализа формул (5.41) и (5.42) можно сделать следующие выводы.

1. На собственной частоте обратно-излучающей рамки, а также при других частотах, когда  $X_{\text{ош}}=0$ , обратно-излучающая рамка не создает девиацию, а вызывает расплывчатость пеленга.

2. У емкостного контура при частотах, меньших собственной, для пеленгаторной рамки внутри контура коэффициенты девиации **D** и **E** положительны и с уменьшением частоты уменьшаются, стремясь к некоторому пределу.

Для частот пеленгования, больших собственной, и для тех же условий коэффициенты **D** и **E** отрицательны и с увеличением частоты уменьшаются, стремясь к нулю.

3. У индуктивного контура при частотах, меньших собственной, и для пеленгаторной рамки внутри контура коэффициенты **D** и **E** имеют знак минус и с уменьшением частоты уменьшаются, стремясь к постоянному пределу.

4. Коэффициенты четвертной девиации  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{E}$  для волн пеленгования, близких к собственной волне контура, имеют два максимума (положительный и отрицательный).

5. Для случая размещения пеленгаторной рамки вне поля обратно-излучающего контура знаки девиации, оговоренные в п. 2 и 3, изменяются на обратные.

Таблица 5.1

**Знаки коэффициентов четвертной девиации  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{E}$**

Характер обратно-излучающей рамки и место ее расположения		Пеленгаторная рамка находится		
		внутри контура	вне контура	
Девиация $\mathbf{D}$	Продольный контур	Разомкнутый	+	-
		Замкнутый	-	+
	Поперечный контур	Разомкнутый	-	+
		Замкнутый	+	-
Девиация $\mathbf{E}$	Контур в I и III квадрантах	Разомкнутый	-	+
		Замкнутый	+	-
	Контур во II и IV квадрантах	Разомкнутый	+	-
		Замкнутый	-	+

В табл. 5.1 даны знаки коэффициентов четвертой девиации  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{E}$  для частот пеленгования, меньших собственной частоты обратно-излучающего контура.

Для частот пеленгования, больших собственной частоты контура, коэффициенты девиации  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{E}$  имеют обратные знаки.

### 5.7. ДЕВИАЦИЯ, ВЫЗВАННАЯ КОРПУСОМ КОРАБЛЯ

В работе [5.9] найдено выражение для вторичного поля в любой точке при воздействии внешнего электромагнитного поля на идеально-проводящий полуцилиндр бесконечной длины, лежащий на идеально проводящей поверхности.

Остановимся на случае распространения радиоволн в горизонтальной плоскости ( $\beta=0$ ).

Обозначим:

$\rho_0$  — радиус цилиндра;

$\rho$  — расстояние точки наблюдения от центра цилиндра;

$H_m$  — магнитную составляющую нормально-поляризованного электромагнитного поля передатчика;

$H_0$  — поле в любой точке, полученное в результате дифракции;

$p$  — угол между направлением распространения и осью полуцилиндра;

$q$  — угол между направлением результирующего поля и осью полуцилиндра.

В работе предположено, что  $\frac{\rho}{\lambda} \leq 1$  и  $\frac{\rho_0}{\lambda} \leq 1$ .

Выражения для составляющих поля  $H_0$  над вершиной полуцилиндра (ось  $Z$  направлена вдоль оси полуцилиндра) имеет вид:

$$\begin{aligned} H_z &\approx -2H_m \sin p, \\ H_\varphi &= -2H_m \left[ 1 + \left( \frac{\rho_0}{\rho} \right)^2 \right] \cos p, \\ H_r &= 0. \end{aligned} \quad (5.49)$$

Выражения для составляющих  $H_0$  над плоскостью у полуцилиндра:

$$\begin{aligned} H_z &= -2H_m \sin p, \quad H_\varphi = \pm 2H_m \left[ 1 - \left( \frac{\rho_0}{\rho} \right)^2 \right] \cos p, \\ H_r &= 0. \end{aligned} \quad (5.50)$$

Знаки (+) и (−) берутся в зависимости от того, где находится точка наблюдения — впереди полуцилиндра или сзади него.

Из (5.49) следует, что над вершиной полуцилиндра

$$\operatorname{tg} q = \frac{H_z}{H_\varphi} = \frac{1}{1 + \left( \frac{\rho_0}{\rho} \right)^2} \operatorname{tg} p = a \operatorname{tg} p, \quad (5.51)$$

где

$$a = \frac{1}{1 + \left( \frac{\rho_0}{\rho} \right)^2}. \quad (5.52)$$



Зависимость (5.51) соответствует ошибке пеленга (4.16). Поэтому

$$\operatorname{tg} f \approx f = \frac{\frac{1-a}{1+a} \sin 2q}{1 - \frac{1-a}{1+a} \cos 2q} = \mathbf{D} \sin 2q + \mathbf{K} \sin 4q + \dots, \quad (5.53)$$

где

$$\mathbf{D} = \frac{1-a}{1+a} \quad \text{и} \quad \mathbf{K} = \frac{\mathbf{D}^2}{2}. \quad (5.54)$$

В (5.54) коэффициенты девиации  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{K}$  выражены в радианах.

При малых значениях  $\mathbf{D}$  девиация носит чисто четвертной характер и выражается

$$f = \mathbf{D} \sin 2q.$$

Если обозначить

$$\frac{\rho_0}{\rho} = m, \quad (5.55)$$

то, подставляя (5.52) в (5.54) и учитывая (5.55), получаем

$$\mathbf{D} = \frac{m^2}{2 + m^2}. \quad (5.56)$$

Таким образом, проводящий полуцилиндр бесконечной длины в точках, соответствующих вершине его, вызывает девиацию вида

$$\operatorname{tg} f = \frac{\frac{m^2}{2 + m^2} \sin 2q}{1 - \frac{m^2}{2 + m^2} \cos 2q}. \quad (5.57)$$

Дифференцируя уравнение (5.57) по  $q$ , получаем

$$f_{\max} = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{m^2}{2\sqrt{1+m^2}} \approx \frac{m^2}{2\sqrt{1+m^2}}. \quad (5.58)$$

Угол  $q_{\max}$ , соответствующий девиации  $f_{\max}$ , выражается как

$$q_{\max} = \frac{1}{2} \operatorname{arc} \cos \frac{m^2}{2 + m^2}. \quad (5.59)$$

Поле, создаваемое металлическим корпусом корабля на длинных волнах, по своему действию в первом приближении аналогично полю бесконечно длинного полуцилиндра, у которого  $\frac{\rho_0}{\lambda} \ll 1$  и  $\frac{\rho}{\lambda} \ll 1$ . (До значений  $\frac{\rho}{\lambda} = 0,3$  и  $\frac{\rho_0}{\lambda} = 0,3$  приведенные формулы справедливы с точностью до 5%). Поэтому для девиации, вызванной металлическим корпусом корабля, находящимся на воде, справедливо выражение (5.57).

Когда пеленгаторная рамка устанавливается на осевой линии корабля непосредственно на палубе, то  $m = 1$ . В других случаях радиус корабля  $\rho_0$  следует выразить через ширину и высоту корабля. Обозначим ширину корабля в месте установки пеленгатора через  $B$  и полную высоту корабля (от верхней палубы до киля) через  $H$ . Приближенно можно принять за  $\rho_0$  величину

$$\rho_0 = \frac{B + H}{4}.$$

Для расчета девиации необходимо знать высоту установки рамки пеленгатора над верхней палубой. Обозначим ее через  $h$ . Тогда для  $m$  следует писать

$$m = \frac{\rho_0}{\rho} = \frac{\rho_0}{\rho_0 + h}. \quad (5.60)$$

Из формул (5.58) и (5.60) следует, что для уменьшения девиации, вызываемой корпусом корабля (самолета), целесообразно поднимать рамку пеленгатора как можно выше над корпусом корабля (самолета).

Девиация от корпуса корабля (самолета) изменяется с изменением волны. Только для средних и длинных волн, превосходящих длину корпуса в 10—15 раз, девиация может считаться независимой от длины волны и ее можно подсчитывать по формуле (5.58). Для более коротких волн девиация вначале растет, затем уменьшается.

Рассмотренный случай дифракции от полуцилиндра в наземных условиях примерно соответствует установке радиопеленгатора на плоской вершине вытянутой возвышенности.

## 5.8. ДЕВИАЦИЯ КОРАБЕЛЬНОГО И САМОЛЕТНОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

Как это следует из § 5.5—5.7, металлический корпус корабля (самолета), а также всякие сооружения (антенны, мачты, мостики, трубы, замкнутые контуры из оттяжек с мачтами и т. д.) на корабле (самолете) создают поля обратного излучения, вызывающие ошибки и расплывчатость пеленга.

При неизменном положении предметов вокруг наружного устройства пеленгатора девиация тоже остается неизменной и ее учитывают при пользовании радиопеленгатором. Девиация зависит от длины волны.

Девиацию радиопеленгатора  $f$  определяют экспериментальным путем для радиокурсовых углов  $q$  от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  и изображают в виде кривой. Кривую девиации радиопеленгатора можно разложить в ряд Фурье, аналогично кривой девиации компаса:

$$f = A + B \sin q + C \cos q + D \sin 2q + E \cos 2q + \\ + K \sin 4q + L \cos 4q + \dots,$$

где  $A$  — коэффициент постоянной девиации

$$A = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f dq,$$

$B$  и  $C$  — коэффициенты полукруговой девиации

$$B = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f \sin q dq \quad \text{и} \quad C = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f \cos q dq,$$

$D$  и  $E$  — коэффициенты четвертной девиации

$$D = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f \sin 2q dq \quad \text{и} \quad E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f \cos 2q dq,$$

$K$  и  $L$  — коэффициенты октантальной девиации

$$K = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f \sin 4q dq \quad \text{и} \quad L = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f \cos 4q dq.$$

Для выяснения причин, вызывающих появление разных коэффициентов девиации, исходим из рассмотрен-

ного выше действия отдельных излучателей (антенны, рамки) на пеленгование.

Следует различать установку на корабле (самолете) радиопеленгатора средних волн и радиопеленгатора коротких и ультракоротких волн.

На средних волнах девиация носит преимущественно четвертной характер. Она вызывается главным образом металлическим корпусом и мало изменяется с изменением волны. Для уменьшения девиации необходимо антенную систему радиопеленгатора поднимать над корпусом корабля.

На коротких и ультракоротких волнах кривые девиации не имеют такого закономерного характера, как на средних волнах. Наибольшее влияние оказывают антенно-подобные сооружения, особенно с размерами, близкими к  $1/4 \lambda$  и  $3/4 \lambda$ . Закон и величина девиации из-за них зависят от волны, поэтому закономерность и величина девиации изменяются с волной. Для суждения о девиации на этих волнах следует исходить из учета ближайших антенно-подобных сооружений (мачт, труб, мостиков и т. д.) (см. кривые рис. 5.14); необходимо по возможности удалять от них рамку радиопеленгатора на такое расстояние, чтобы довести девиацию до допустимой величины. Это наилучшим образом достигается размещением антенной системы радиопеленгатора на вершине мачты корабля.

На средних волнах обычно можно указать причины появления разных коэффициентов девиации.

1. **A** — коэффициент постоянной девиации, не зависит от направления приходящего сигнала. Он появляется, если указатель отсчета пеленга установлен неверно или при наличии контуров, плоскости которых не совпадают с осью рамки пеленгатора. Если **A** вызывается последней причиной, то значения его изменяются с изменением волны. Такой случай на корабле (самолете) соответствует установке рамки не по электрической оси симметрии. При этом рамка может быть установлена по геометрической оси корабля, так как геометрическая ось симметрии корабля не всегда совпадает с его электрической осью симметрии.

2. **B** — коэффициент девиации, изменяющийся с периодом  $2\pi$ , т. е. коэффициент полукруговой девиации. Вызывается антенно-подобным излучателем, располо-

женным с носа корабля (или самолета) (+**B**) или с кормы (—**B**).

3. **C** — коэффициент полукруговой девиации. Вызывается антенно-подобными обратными излучателями, находящимися с правого борта (—**C**) или с левого борта (+**C**) корабля или самолета.

4. **D** — коэффициент четвертной девиации. Вызывается корпусом корабля (металлического самолета, дирижабля) или продольными и поперечными контурами. Знаки **D** указаны в табл. 5.1.

5. **E** — коэффициент четвертной девиации. Вызывается контурами, расположенными под углом  $45^\circ$  или  $135^\circ$  к продольной оси. Знаки **E** указаны в табл. 5.1.

6. **G** и **F** — коэффициенты секстантальной девиации, обычно имеют весьма малую величину.

7. **K** и **L** — коэффициенты октантальной девиации, зависят от **D** и **E**.

Как было указано ранее, на коротких и ультракоротких волнах, где влияют разности фаз, вызванные расстоянием между направленной антенной радиопеленгатора и обратными излучателями, закон изменения  $f$  от  $q$  усложняется и обычно нельзя, исходя из кривой девиации, указать причины, из-за которых появляется девиация.

---

## **ОШИБКИ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА, СВЯЗАННЫЕ С РАСПРОСТРАНЕНИЕМ РАДИОВОЛН**

### **6.1. ВЛИЯНИЕ НЕНОРМАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ**

К наружному устройству радиопеленгатора кроме земной нормально-поляризованной волны могут подходить также волны, отраженные от верхних слоев атмосферы. В общем случае электрическое поле отраженной волны содержит вертикально- и горизонтально-поляризованные составляющие, причем пространственная ориентировка составляющих электрического поля, а также соотношение их амплитуд и фаз изменяются во времени.

Диаграммы направленности применяемых в настоящее время в радиопеленгаторах антенных систем при распространении радиоволн под углом к горизонту обычно не совпадают для вертикальной и горизонтальной составляющих электрического поля. Поэтому результирующая диаграмма направленности для суммарного поля не совпадает с диаграммами направленности для составляющих полей. Мы видели ранее, что при амплитудном методе пеленгования, используя диаграмму направленности антенной системы радиопеленгатора для вертикального (или горизонтального) электрического поля, можно определить правильный пеленг на радиостанцию. Из изложенного вытекает, что при определении пеленга по результирующей диаграмме направленности получаются в общем случае ошибки. Так как параметры отражающих ионизированных слоев атмосферы непрерывно изменяются, изменяется поляризация радиоволн, а также ошибки во времени. Они называются поляризационными ошибками. В фазовых пеленгаторах одновременный прием обоих составляющих электрического поля также приводит к ошибкам.

Как известно, на ультракоротких волнах в обычных условиях не происходит отражение от ионизированных слоев. На средних и длинных волнах отражение от верхних слоев атмосферы наблюдается главным образом ночью, поэтому на этих волнах поляризационные ошибки проявляются в наиболее сильной степени ночью и часто называются в радиопеленгаторах «ночными эффектами». На коротких волнах отражение от верхних слоев атмосферы происходит в течение всех суток.

Так как наличие поляризационных ошибок не связано с изменением направления распространения, то поляризационные ошибки радиопеленгатора следует отнести к инструментальным.

В основу устранения поляризационных ошибок может быть положен один из следующих принципов:

1) применение антенной системы, у которой диаграммы направленности для вертикального и горизонтального электрических полей совпадали бы полностью или хотя бы в той части, по которой определяется пеленг (например, применение антенной системы с разнесенными рамками);

2) уменьшение до минимального предела приема одной из составляющих электрического поля, обычно горизонтальной (система с разнесенными антеннами, компенсированные рамки и т. д.);

3) уничтожение приема отраженной волны и сохранение приема одного земного нормально-поляризованного поля (импульсные системы пеленгования).

Поляризационные ошибки являются быстро изменяющимися случайными ошибками и среднее значение их при достаточном времени пеленгования близко к нулю.

Для того чтобы уменьшить проявление этих ошибок, обычно в радиопеленгаторах, построенных по второму принципу, берут при пеленговании несколько отсчетов и рассчитывают средний пеленг.

## **6.2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОШИБКИ ИЗ-ЗА НЕНОРМАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ**

Рассмотрим действие на радиопеленгатор земной и отраженной радиоволн.

Пусть электрическое поле земной волны имеет эллиптическую поляризацию и его можно разложить на  $E_1$  —

вертикальную составляющую и  $\vec{E}_2 e^{j\varphi_2}$  \* — горизонтальную составляющую в плоскости распространения. Горизонтальная составляющая земной волны в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, на большом расстоянии от передатчика затухает и равна нулю. Уменьшение горизонтального поля тем больше, чем больше эквивалентная проводимость почвы.

Электрическое поле отраженной от верхних слоев ионосферы волны содержит составляющие:

$E_{01} e^{j\varphi_{01}}$  — вертикальное поле;

$E_{02} e^{j\varphi_{02}}$  — горизонтальное поле в плоскости распространения;

$E_{03} e^{j\varphi_{03}}$  — горизонтальное поле в плоскости, перпендикулярной плоскости распространения.

В случае линейной поляризации электрического поля отраженной волны, имеющего амплитуду  $E_0$ , фазу  $\varphi_0$ , угол поляризации  $\gamma$  и угол наклона фронта волны  $\beta$ , его составляющие будут:

$E_0 \cos \gamma \cos \beta e^{j\varphi_0}$  — вертикальное поле;

$E_0 \cos \gamma \sin \beta e^{j\varphi_0}$  — горизонтальное поле в плоскости распространения;

$E_0 \sin \gamma e^{j\varphi_0}$  — горизонтальное поле в плоскости, перпендикулярной плоскости распространения.

Обозначим:

$H_1, F_1(\alpha, \theta, \beta)$  — действующая высота и характеристика направленности антенной системы для составляющих электрического поля волны в плоскости распространения;

$H_2, F_2(\alpha, \theta, \beta)$  — те же характеристики для составляющей электрического поля в плоскости, перпендикулярной направлению распространения.

Иногда для антенной системы радиопеленгатора характеристику направленности  $F(\alpha, \theta, \beta)$  можно представить в виде произведения двух характеристик:  $\Phi(\alpha, \theta)$  — в горизонтальной плоскости и  $f(\beta)$  — в вертикальной плоскости, т. е.

$$F(\alpha, \beta, \theta) = \Phi(\alpha, \theta) f(\beta),$$

\* Здесь и далее фаза отсчитывается относительно  $E_1$ .



где  $\theta$  — угол направления пеленгуемой радиостанции с начальной линией отсчета пеленга;

$\alpha$  — угол ориентировки характеристики направленности относительно начальной линии отсчета.

Напишем условие для отсчета пеленга в общем случае:

$$G \{ E_1 H_1 F_1(\alpha, \theta, \beta = 0) + E_2 e^{j\varphi_2} H_2 F_1(\alpha, \theta, \beta = 90^\circ) + \\ + E_{01} e^{j\varphi_{01}} [1 + R_1 e^{j(\psi_1 + \eta_1)}] H_1 F_1(\alpha, \theta, \beta) + \\ + E_{02} e^{j\varphi_{02}} [1 + R_1 e^{j(\psi_1 + \eta_2)}] H_2 F_1(\alpha, \theta, \beta = 90^\circ) + \\ + E_{03} e^{j\varphi_{03}} [1 + R_2 e^{j(\psi_2 + \eta_2)}] H_2 F_2(\alpha, \theta, \beta) \} = g^*, \quad (6.1)$$

где  $R_1, \psi_1$  — модуль и аргумент коэффициента отражения от земли вертикально-поляризованного поля;

$R_2, \psi_2$  — то же для горизонтально-поляризованного поля;

$\eta_1, \eta_2$  — запаздывающая фаза отраженного от земли луча относительно падающего непосредственно для вертикального и горизонтального полей;

$G$  — операция определения пеленга (получение максимума, минимума и т. д.);

$g$  — требуемый для получения пеленга результат (нуль, максимальное значение лепестка и др.).

Из рис. 6.1 следует, что если приемные элементы расположены на высоте  $h_{\pi}$ , то  $\eta$  в (6.1) будет (см. рис. 6.1)

$$\eta = \frac{2\pi}{\lambda} (AB + BC) = \frac{2\pi}{\lambda} AD = \frac{4\pi}{\lambda} h_{\pi} \sin \beta,$$

где  $AB$  и  $BC$  — дополнительный путь луча, отраженного от земли,  $D$  — зеркальное изображение  $C$  и  $BC = BD$ .

Для гониометрической системы из  $n$  вертикальных антенн, когда разнос антенн много меньше длины волны, имеем:

$$F_1(\alpha, \theta, \beta) = \sin(\alpha - \theta) \cos \beta, \\ F_2(\alpha, \theta, \beta) = \cos(\alpha - \theta), \\ H_1 = \frac{2\pi b h_{e0} N}{\lambda}.$$

---

\* В случае распространения УКВ сверху, например с самолета,  $E_1 = E_2 = 0$  и  $E_{01}, E_{02}, E_{03}$  в различных соотношениях излучаются антенной самолета.

$H_2$  зависит от схемы соединения антенн ( $U$ -,  $H$ -образные и др.). Если подставить эти значения в (6.1), то по формулам (III.3) — (III.7) можно рассчитать  $\alpha_{\text{мин}}$  и ошибку пеленга  $\Delta\theta_{\text{п}}$ , а также отношение  $\frac{A}{B}$ . Ошибка растет с увеличением отношений  $\frac{H_2}{H_1}$  и  $\frac{E_{03}}{E_{01}}$  (с увеличением  $\gamma$ ), а также с ростом угла  $\beta$ .

Для характеристики степени подверженности антенной системы амплитудного радиопеленгатора ошибкам из-за ненормальной поляризации введено понятие об ошибке стандартной волны —  $\Delta\theta_{\text{ст}}$ . Это та поляризационная ошибка, которая появляется при пеленговании одной отраженной ненормально- и линейно-поляризованной волны, когда  $\gamma = \beta = 45^\circ$ .

Для рамочного радиопеленгатора с отсчетом пеленга по нулю слышимости

$$H_1 = H_2, F_1(\alpha, \theta, \beta) = \sin(\alpha - \theta), \\ F_2(\alpha, \theta, \beta) = \cos(\alpha - \theta) \sin \beta.$$

Полагая в (6.1)

$E_1 = E_2 = E_{02} = 0$ ,  $E_{01} = E_0 \cos \gamma$ ,  $E_{03} = E_0 \sin \gamma$ ,  $\varphi_{01} = \varphi_{03} = 0$ , из условия  $g = 0$  получим для поляризационной ошибки

$$\text{tg } \Delta\theta_{\text{п}} = \text{tg }(\alpha - \theta) = \left| \text{tg } \gamma \sin \beta \frac{1 + R_2 e^{j(\psi_2 + \gamma_2)}}{1 + R_1 e^{j(\psi_1 + \gamma_1)}} \right|.$$

Если под углом  $\gamma$  понимать угол поляризации результирующей волны с учетом отражения от земли и положить, что фазы вертикальной и горизонтальной составляющих электрического поля совпадают, то мы получим

$$\text{tg } \Delta\theta_{\text{п}} = \text{tg } \gamma \sin \beta. \quad (6.2)$$

Это выражение получено в § 3.3. Ошибка стандартной волны рамки при  $\gamma = \beta = 45^\circ$  определяется из условия  $\text{tg } \Delta\theta_{\text{ст}} = 0,707$  или  $\Delta\theta_{\text{ст}} = 35,3^\circ$ .

Способы практического определения поляризационных ошибок приведены в гл. 9.

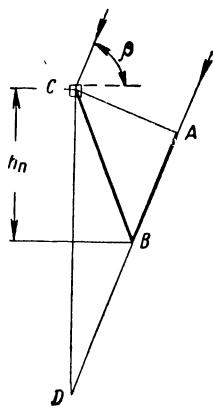


Рис. 6.1. Ход лучей отраженной волны.

### **6.3. СИСТЕМЫ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ, СВОБОДНЫЕ ОТ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ОШИБОК**

#### **Система с разнесенными рамками**

Описанная (в § 3.7) система с двумя разнесенными рамками почти полностью свободна от поляризационных ошибок, так как горизонтальная составляющая отраженного поля не создает ошибок при пеленговании.

Основными недостатками систем с разнесенными рамками являются:

1. Резкое понижение чувствительности системы с удлинением волны.

2. Сложность конструирования гониометрической системы с разнесенными рамками. Гониометрическая система из двух пар разнесенных рамок, плоскости которых должны быть параллельны, имеет неодинаковую чувствительность для разных углов прихода волны. Чувствительность равна нулю для направления распространения, перпендикулярного к плоскостям рамок.

Приходится вместо каждой рамки брать две взаимно перпендикулярные переключающиеся рамки (всего получается восемь рамок); в результате система сильно усложняется. Вместе с тем, поворотная система обладает большой инерцией, что увеличивает время взятия пеленга.

3. Наличие в диаграмме направленности кроме двух нулей, определяющих верный пеленг, еще двух ложных минимумов слышимости сигнала. Следует отметить, что последний недостаток практически не существен, так как «ложные» минимумы при пеленговании отраженных волн бывают сильно затуплены и легко отличимы от истинных.

Кроме того, требуется большая тщательность в конструировании и в изготовлении системы с разнесенными рамками; так, например, необходимо выполнить с большой точностью параллельность плоскостей рамок ( $0,1—0,2^\circ$ ), одинаковость расстояний рамок до приемника и т. д.

#### **Системы с разнесенными антеннами.**

##### **Разные схемы соединения**

Принцип действия таких антенн описан ранее (§ 2.2, 3.6, 3.10). Антенны конструируются так, чтобы наружная система принимала только вертикальную составляющую

электрического поля. Исключение приема горизонтальной составляющей приводит к уничтожению поляризационных ошибок. Иногда на ультракоротких волнах осуществляют прием одной горизонтальной составляющей поля.

Наиболее простой системой является так называемая Н-образная система (аш-образная система). Схема соединения вертикальных антенн в Н-образной системе показана на рис. 6.2.

Э. д. с. от каждой из вертикальных антенн подводится к катушкам  $K$  горизонтальными парами проводов одинакового размера ( $bc = cd = hg = ge$ ), расположенными на очень близком расстоянии друг от друга. Вследствие полной одинаковости проводов в них индуктируются под воздействием горизонтального электрического поля э. д. с. одинаковой величины и одинаковой фазы. Разность этих э. д. с., образующая напряжение на катушке  $K$ , равна нулю, так что на систему действует только вертикальная составляющая электрического поля. Поэтому поляризационные ошибки должны отсутствовать.

Чтобы обеспечить отсутствие приема на горизонтальные части антенны, необходимо не только равенство длин горизонтальных проводов, но и одинаковые нагрузки на их концах. Нагрузкой горизонтальных проводов являются верхние и нижние полудиполи  $ab$ ,  $ae$  и  $hf$ ,  $df$ , параметры которых в общем случае неодинаковы из-за их расположения на различной высоте над землей.

На коротких и ультракоротких волнах иногда для уравнивания нагрузок от полудиполей приподнимают над землей всю антенную систему. Можно нижние полудиполи брать несколько меньшей длины, чем верхние, но этим уравнивают нагрузки от верхних и нижних полудиполей только в узком диапазоне частот. Поэтому данный метод уменьшения поляризационных ошибок нельзя считать приемлемым для широкодиапазонного радиопе-

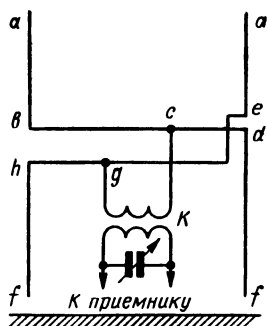


Рис. 6.2. Н-образная система разнесенных антенн.

ленгатора. Кроме того, оптимальная разница в длинах верхних и нижних полудиполей зависит от параметров почвы, т. е. непостоянна для разных мест работы радиопеленгатора. Чем ближе параметры почвы к диэлектрику, тем меньше влияния ее на асимметрию.

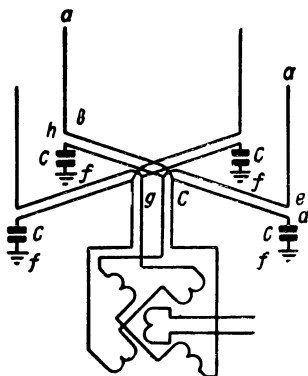


Рис. 6.3. Сбалансированная Н-образная система.

Другими причинами поляризационных ошибок в Н-образной системе являются:

а) отражение от земли поля, создаваемого током в экране фидера, и наведение им э. д. с. в вертикальных проводах.

б) наличие связи между проводами фидера и входным контуром приемника.

Анализ составляющих поляризационной ошибки Н-образной системы приведен в [6.5].

Н-образную систему можно применять в виде поворотной пары антенн. В таком виде ее часто используют на коротких и ультракоротких волнах. Антенная система вращается вокруг неподвижного приемника или вместе с ним.

Можно также применять гониометрическую Н-образную систему. Гониометр с приемником в этом случае размещают в будке, находящейся в центре антенн.

На длинных волнах нижние части вертикальных антенн ( $df$  и  $hf$  на рис. 6.2) берут обычно короче верхних, а для уравнивания нагрузки горизонтальных проводов в нижние провода включают уравнительные емкости  $C$  (рис. 6.3). В таком виде Н-образная система называется сбалансированной (или уравновешанной). Подобрать емкости  $C$  так, чтобы они были эквивалентны нагрузке от верхних диполей на большом диапазоне волн, трудно. Сбалансированная Н-образная система применяется поэтому при ограниченном диапазоне волн. Известны случаи применения сбалансированной Н-образной системы и на коротких волнах.

В УКВ диапазоне иногда осуществляют антенную систему с диполями, ориентировку которых можно изме-

нять для приема либо горизонтального, либо вертикального электрического поля (рис. 3.51).

Ошибка стандартной волны практически осуществленных Н-образных систем лежит в пределах [1.10]:

на частотах, близких к 10 Мгц, 4°,

на частотах, близких к 1 Мгц, 3°,

на частотах, близких к 0,3 Мгц, 4—8°.

Наибольшее распространение получили кроме описанных двух систем также U-образная система и система с переходными трансформаторами.

Принцип действия U-образной системы показан на рис. 6.4. Прием горизонтально-

поляризованной составляющей электрического поля электромагнитных волн стремятся по возможности уменьшить. Для этого укладывают горизонтальные части антенн (фидеры) на некоторой глубине порядка 1,5—2 м, где горизонтальное поле ослаблено\*, а также применяют систему заземления оболочки фидеров.

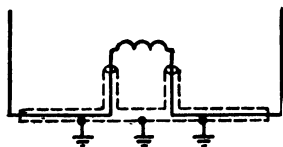


Рис. 6.4. U-образная система.

Степень ослабления горизонтальной составляющей напряженности поля на глубине 2 м из-за поглощения в земле указана на рис. 6.5 для случая двух почв:

$\epsilon = 10, \sigma = 10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$  (рис. 6.5,б) — влажная почва,

$\epsilon = 5, \sigma = 10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$  (рис. 6.5,а) — сухая почва.

Из графиков следует, что на глубине 2 м при  $\sigma = 10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$  минимальное ослабление горизонтальной составляющей в диапазоне волн 20 — 3000 м лежит в пределах от 2 до 7,5 раз. При  $\sigma = 10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$  оно изменяется от 8 до 16 раз.

Таким образом, при проводимостях почвы менее  $10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$ , особенно на коротких волнах, ослабление очень

\* Фидеры укладывают ниже глубины промерзания почвы, где параметры почвы более постоянны в течение года.

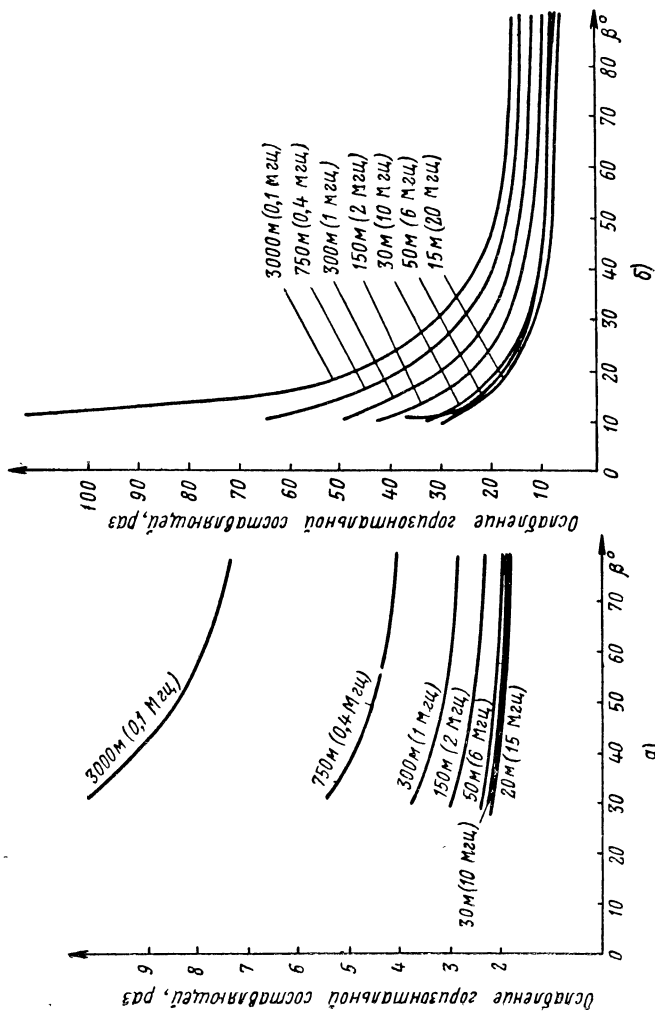


Рис. 6.5. Ослабление горизонтальной составляющей поля на глубине 2 м:

$$\alpha - \epsilon = 5, \quad \sigma = 10^{-3} \frac{1}{\text{ОМ} \cdot \text{М}}; \quad \beta - \epsilon = 10, \quad \sigma = 10^{-2} \frac{1}{\text{ОМ} \cdot \text{М}}.$$

мало и одно закапывание фидеров в землю действует не очень эффективно.

Если горизонтальное электрическое поле возбудило в оболочке фидера некоторое напряжение  $E_{об}$ , то путем применения тщательного заземления концов оболочки фидера необходимо добиться максимального уменьше-

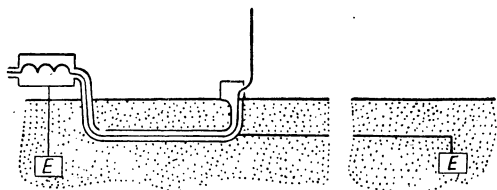


Рис. 6.6. Дополнительное удлинение фидера.

ния этого напряжения на концах оболочки и в фидере.

Вредное напряжение, передаваемое из оболочки в фидер, будет

$$E_{\phi} = \left| k E_{об} \frac{Z_3}{Z_3 + Z_{об}} \right|,$$

где  $Z_3$  — сопротивление заземления конца оболочки фидера;

$Z_{об}$  — сопротивление половины длины оболочки,  $Z_{об} = j\rho_0 \operatorname{tg} m_0 l_0$ ;

$m_0$ ,  $\rho_0$  — постоянная распространения и волновое сопротивление оболочки;

$l_0$  — половина длины оболочки;

$k$  — коэффициент передачи напряжения с конца оболочки в фидер антенны.

Чем меньше  $\frac{Z_3}{Z_{об}}$ , т. е. чем тщательнее сделано заземление, тем меньше  $E_{\phi}$  и лучше поляризационная защита U-образной системы.

Кроме хорошего заземления под антеннами для уменьшения вредного действия горизонтального поля применяется дополнительный длинный провод, соединенный с оболочкой фидера и уложенный в земле как его продолжение (рис. 6.6). Этим достигается симметричное расположение вертикальной антенны относительно вторичного горизонтального поля и уменьшается действие этого поля на антенну. Удлиненный конец провода может быть заземлен.



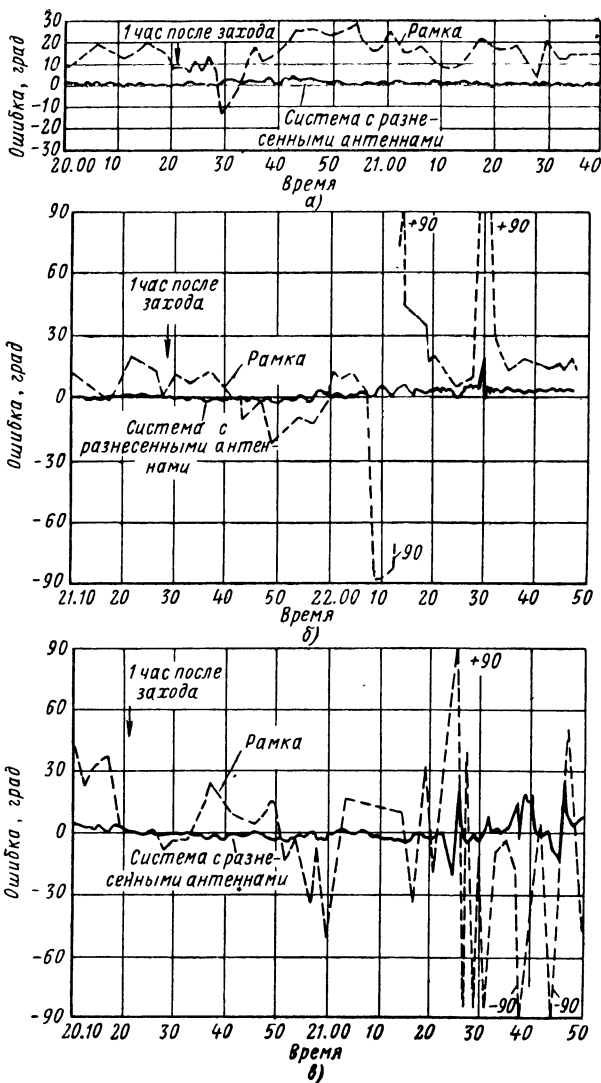


Рис. 6.7. Сравнение результатов пеленгования рамкой и U-образной системой:

а — хорошие результаты; б — средние результаты; в — плохие результаты

В зависимости от условий распространения качество работы U-образной системы может несколько изменяться. На рис. 6.7 приведены хорошие, средние и плохие результаты работы U-образной системы [1.10].

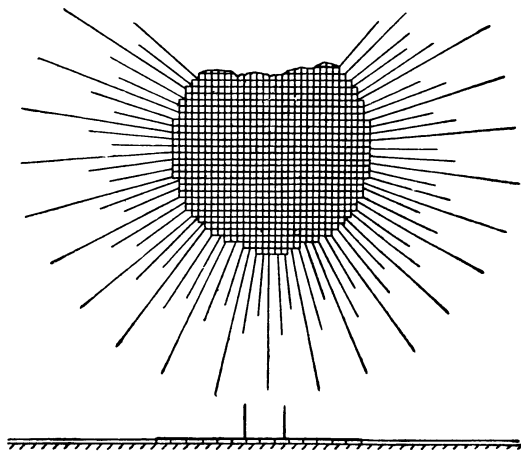


Рис. 6.8. Схематический вид сетки.

U-образную систему с закопанными в землю фидерами применяют в местах с большой проводимостью почвы, когда  $\sigma \geq 10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$ . При таких почвах наблюдается заметное ослабление горизонтального поля на глубине 1,5—2 м и, кроме того, достаточно легко осуществимо хорошее заземление оболочек фидеров.

Для лучшей защиты от приема горизонтального поля можно фидеры U-образной системы укладывать над или под противовесом в виде металлических сеток. Радиус противовеса для каждой антенны рассчитывается из того соображения, чтобы не менее 90% мощности тока антенны замыкалось на противовес. Это часто приводит к тому, что радиус противовеса получается равным трем-четырем высотам антенн. В работе [6.7] приведен расчет оптимального числа проводов сетки при укладке их вдоль радиусов под каждой антенной. Схема выполнения сетки радиопеленгатора показана на рис. 6.8. Сетка состоит из квадратных ячеек со стороной  $d$ . Расстояние между проводами можно рассчитать из условия,

чтобы общая длина проводов при параллельной укладке была равна длине проводов при их радиальном расположении. Если по расчету по [6.7] радиус заземления под каждой антенной равен  $r$ , число проводов  $n$ , то расстояние между проводами в ячейке сетки получается равным  $d \approx \frac{\pi r}{n}$

Сетку обычно монтируют круглой формы, с радиусом  $R = b + r$  ( $2b$  — разнос антенн). По периметру сетки

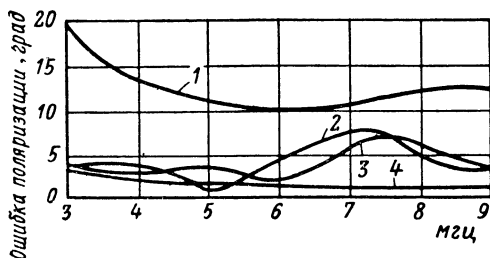


Рис. 6.9. Поляризационные ошибки U-образной системы с сеткой.

припаивают удлинительные провода, длину которых следует подобрать так, чтобы осуществлялось эффективное заземление по периметру сетки на всем диапазоне частот радиопеленгатора, т. е. сопротивление относительно земли припаянного к периметру сетки провода должно быть равно нулю. Для этого по длине проводов должно укладываться нечетное число четвертей длин волн радиопеленгатора (с учетом укорочения волны в почве). Общее число проводов выбирают порядка 100 с чередующейся длиной, рассчитываемой для разных волн диапазона.

На рис. 6.9 показаны результаты применения металлической сетки при почве проводимостью  $\sigma = 10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$ .

Диаметр сетки 31 м, размеры ячейки сетки  $0,6 \times 0,6$  м. Исследовался радиопеленгатор с 4 разнесенными антеннами; высота антенн 7,3 м, разнос 7,3 м. Фидеры укладывались на землю непосредственно под сеткой.

На рис. 6.9 нанесены поляризационные ошибки, которые определялись на частотах 3—9 МГц с помощью гетеродина, поднятого так, что угол  $\beta = 11^\circ$ . Угол  $\gamma$  со-

ставлял  $75^\circ$ : На кривой 1 нанесены поляризационные ошибки системы без сетки, на кривой 2 — при сетке с припаянными к ее краям 36 группами проводов, причем каждая группа состояла из трех проводов с последовательно изменяющейся длиной 20, 15, 11 м (всего 108 проводов). Кривая 3 дает ошибки при той же сетке с 36 группами проводов, каждая из двух проводов длиной 15 м и 25 м (72 провода). На кривой 4 для сравнения показаны поляризационные ошибки того же пеленгатора при установке на почве с хорошей проводимостью  $\sigma = 3 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$  и с закопанными на глубину 1,5 м фидерами [6.4].

На основании имеющихся материалов можно прийти к выводу, что при применении металлизации поверхности почвы можно устанавливать U-образную систему на почвах со средней проводимостью, большей, чем  $10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$ . При проводимостях почвы  $10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$  и менее рекомендуется применять H-образную систему.

В [6. 8] описан упрощенный способ металлизации земли в четырехантенной U-образной системе в диапазоне частот 1—7 МГц, заключающийся в укладке над каждым фидером антенны не круглой сетки, а металлических полосовых сеток.

Отметим разницу в способе уничтожения приема горизонтальной составляющей электрического поля в U-образной и H-образной системах. В U-образной системе это уничтожение основано на экранировке горизонтального фидера. В H-образной системе прием горизонтального поля уничтожается вследствие взаимной компенсации; нагрузки обоих проводов горизонтального фидера должны быть совершенно одинаковыми, т. е. система должна быть симметричной, что практически связано с определенными затруднениями.

В системе с переходными трансформаторами (рис. 6.10) поставлена задача облегчить достижение симметричной нагрузки двух проводов горизонтальных фидеров. Длины половинок вертикальных антенн неодинаковы. Чтобы уничтожить влияние неодинаковости нагрузок от этих антенн на горизонтальные провода, последние включаются через переходные трансформаторы

с малыми емкостями между обмотками. Чем меньше эти емкости, тем меньше проявляется несимметрия вертикальных проводов и тем меньше ошибки радиопеленгатора из-за приема горизонтального электрического поля.

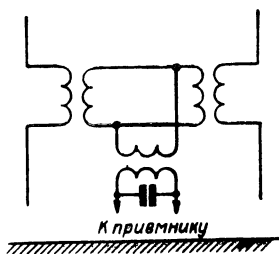


Рис. 6.10. Схема антенны с трансформаторами.

Можно в нижние половинки вертикальных диполей включить уравнивающие цепи (на длинных волнах ёмкости). Тогда получается система трансформаторная уравнивающая.

Применяется также трансформаторная система с заземленными вертикальными антеннами. В этой системе для уменьшения приема горизонтальной составляющей электрического поля требуется кроме малых емкостей между обмотками трансформатора еще хорошее заземление вертикальных антенн.

Как было указано, для характеристики подверженности антенной системы поляризационным ошибкам введена ошибка стандартной волны.

В U-образной системе радиопеленгатора и в других системах, у которых фидеры укладываются в земле или близко над землей на высоте менее  $\frac{\lambda_{\text{мин}}}{4}$  и при наличии одного проходящего сверху электромагнитного поля, поляризационная ошибка полностью определяется углом наклона фронта волны  $\beta$  и поляризацией  $\gamma$  электрической составляющей поля. Эти системы характеризуют ошибкой стандартной волны.

Для поднятой H-образной системы, особенно на ультракоротких волнах, где высота подъема может достигать нескольких длин волн, разности фаз между падающей и отраженной от поверхности земли (или моря) составляющими электрического поля для вертикальной и горизонтальной поляризаций могут быть разными. Вследствие этого максимуму суммарного поля (непосредственно проходящего и отраженного от земли) для горизонтальной поляризации может соответствовать минимум суммарного поля для вертикальной поляризации и наоборот.

Таким образом, в точке пеленгования значительно изменяется соотношение горизонтального и вертикального электрических полей. Поляризация результирующего поля зависит от расстояния до передатчика и высоты подъема антенной системы радиопеленгатора. Это может привести к появлению на малых расстояниях от передатчика больших поляризационных ошибок (горизонтальная составляющая электрического поля велика, а вертикальная близка к нулю). На больших расстояниях от передатчика, когда угол падения фронта волны становится больше угла скольжения Брюстера, фазы коэффициентов отражения для вертикального и горизонтального электрического поля становятся одинаковыми и соотношение между вертикальным и горизонтальными полями излучения сохраняется при изменении высоты.

Так [6.2], на частоте 130 *МГц*, при размещении Н-образной системы на высоте  $4\lambda$  и при распространении над влажной почвой ( $\sigma = 10^{-2} \frac{1}{\text{ом}\cdot\text{м}}$ ,  $\epsilon = 10$ ) угол Брюстера равен  $20^\circ$  и при пеленговании самолета, летящего на высоте 1500 *м*, описанное явление происходит на расстояниях до 4,5 *км*; над морем угол скольжения Брюстера равен  $84^\circ$  и это расстояние доходит до 16 *км*. На больших расстояниях действительное соотношение между вертикальной и горизонтальной составляющими электрического поля восстанавливается.

По этой причине подверженность поляризационным ошибкам поднятых на высоту антенных систем радиопеленгатора удобнее характеризовать отношением действующих высот для горизонтального и вертикального электрических полей  $\frac{H_2}{H_1}$  для какого-либо угла падения при определенных параметрах почвы.

Этот же параметр удобен для характеристики подверженности поляризационным ошибкам фазового радиопеленгатора.

Сравнивать в отношении поляризационных ошибок два радиопеленгатора, если характеристика подверженности поляризационным ошибкам одного из них задана в виде  $\frac{H_2}{H_1}$ , а другого в виде  $\Delta\theta_{\text{ст}}$ , затруднительно.

При больших углах наклона фронта отраженных от ионосферы радиоволн у радиопеленгаторов с разнесенными вертикальными антеннами увеличивается отношение напряжений от горизонтальной и вертикальной составляющих электрического поля и увеличиваются поляризационные ошибки. Происходит это потому, что с ростом  $\beta$  прием вертикального поля, пропорциональный  $\cos^2 \beta$ , уменьшается, а прием горизонтального поля почти не зависит от угла  $\beta$ . На коротких волнах область крутопадающих волн, когда увеличиваются поляризационные ошибки, находится на расстояниях до 400—500 км от радиопередатчика.

Кроме того, с увеличением длины волны ухудшается соотношение вертикального и горизонтального приемов, так как действующая высота для вертикального поля падает, а для горизонтального сохраняется приблизительно постоянной.

Система с разнесенными рамками не обладает этими недостатками, так как у нее напряжения от приема вертикального и горизонтального полей пропорциональны  $\cos \beta$ , т. е. падают одновременно с увеличением  $\beta$ . Отношение приема горизонтального и вертикального полей у этой системы не зависит от длины волны.

Приведем некоторые статистические материалы, характеризующие радиопеленгаторные системы с разнесенными антеннами [1.10].

На рис. 6.11 и 6.12 даны процентные распределения ошибок пеленгов в ночное время на системах U-образной экранированной, сбалансированной с трансформаторами и полученных на поворотной рамке. Эти рисунки представляют собой результат обработки нескольких тысяч ночных наблюдений на средних волнах.

Интересно сравнить средние квадратические ошибки указанных систем, полученные в результате этих опытов. На рис. 6.11 средние квадратические ошибки равны: U-образная система экранированная  $2,4^\circ$ , поворотная рамка  $12,4^\circ$ . На рис. 6.12 средние квадратические ошибки равны: система сбалансированная с трансформаторами  $1^\circ$ , поворотная рамка  $8,4^\circ$ .

Если все результаты пересчитать к средней квадратической ошибке поворотной рамки в  $12,4^\circ$ , то получим следующие сравнительные ошибки систем в градусах:  
поворотная рамка  $12,4$ ;

система U-образная экранированная 2,4;  
 трансформаторная сбалансированная (уравновешенная) система 1,5.

Из сопоставления приведенных данных с ошибкой стандартной волны у рамки ( $35,3^\circ$ ) видно, что средняя квадратическая эксплуатационная ошибка составляет

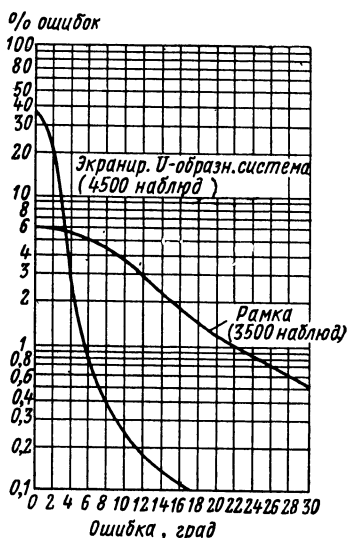


Рис. 6.11. Сравнение точности пеленгования рамкой и U-образной системой.

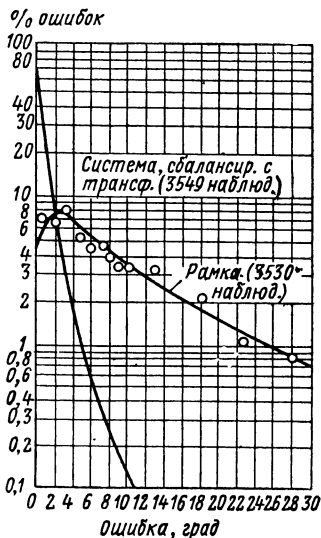


Рис. 6.12. Сравнение точности пеленгования рамкой и сбалансированной системой с трансформаторами.

приблизительно 35—40% ошибки стандартной волны. Отсюда можно сделать вывод о допустимой ошибке стандартной волны при заданной эксплуатационной ошибке.

Были попытки применить для компенсации приема горизонтального поля на рамку дополнительные горизонтальные провода, связываемые с рамкой [6.6]. Однако такие системы не нашли практического применения вследствие большой зависимости требуемой компенсации от частоты и почвы установки радиопеленгатора.

Круговые антенные системы с острой характеристикой направленности в меньшей степени подвержены поля-



ризационным ошибкам, чем система с косинусоидальной характеристикой, по следующим причинам:

а) среднее значение проекции фидеров на любое направление меньше диаметра размещения антенн; следовательно, меньше действующая высота для горизонтального электрического поля;

б) напряжения в фидерах складываются не синфазно;

в) фидеры имеют лучшую экранировку благодаря большим размерам металлической сетки заземления.

Защита фазовых систем от поляризационных ошибок зависит от качества выполнения антенно-фидерной системы.

### **Система с импульсной передачей**

Уменьшить поляризационные ошибки можно, применяя в пеленгуемом передатчике импульсную работу. Для осуществления такого способа пеленгования передатчик, предназначенный для пеленгования, необходимо снабдить специальным устройством для излучения импульсов. В этом случае на выход приемного устройства включается электронно-лучевая трубка, на экране которой наблюдается как импульс земной волны, так и импульсы, отраженные от слоев ионосферы. Практически можно получать несколько (до 6 и более) отражений от слоя  $E$ , несколько (два и более) отражений от слоя  $F$ , а также рассеянные отражения, ближние и дальние. Изображения на экране электронно-лучевой трубки отстают друг от друга на время, обусловленное дополнительным расстоянием распространения, определяемым высотой отражающего слоя и порядком отражения.

Принципиальная схема устройства для импульсного радиопеленгатора показана на рис. 6.13.

Импульсы, принимаемые рамкой или другой направленной антенной, создают напряжение на одной паре пластин электронно-лучевой трубки. На другую пару пластин подается напряжение развертки, синхронизированное местным генератором низкой частоты, частоту которого регулируют до совпадения ее с частотой повторения импульсов передатчика. Тогда на экране электронно-лучевой трубки получают на средних волнах изображения, аналогичные рис. 6.14. Первый пик соот-

ветствует земной волне (рис. 6.14,а), второй (а иногда и третий), пришедший несколько позже, соответствует

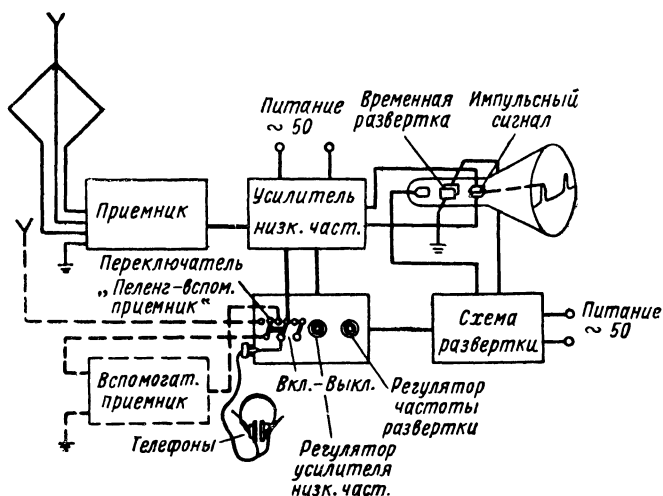


Рис. 6.13. Принципиальная схема импульсного радиопеленгатора.

отражению от слоя  $E$  (рис. 6.14,б),  $E_1$  — первое отражение от слоя  $E$ ,  $E_2$  — второе и т. д.

Пеленгование сводится к вращению рамки или искательной катушки гониометра и отысканию положения, когда пропадает изображение первого пика от земного луча (рис. 6.14,в). Такой способ пеленгования приводит к избавлению от поляризационных ошибок, но его возможно применить при заданной продолжительности импульса только до определенных расстояний от передатчика, пока продолжительность импульса не больше, чем разность во времени прохождения земной и отраженной волн. Зная длительность импульса и задаваясь высотой отражающего слоя, можно рассчитать предельные расстояния пеленгования.

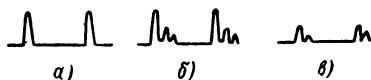


Рис. 6.14. Изображение на экране электронно-лучевой трубки. (Частота развертки в два раза больше частоты повторения импульсов.)

На коротких волнах на экране трубки появляются изображения лучей, как на рис. 6.15.

На рис. 6.15,а после изображения земного луча (ЗЛ) имеются две группы рассеянных излучений  $S$  и  $LS$ , источники которых находятся на разных расстояниях от пеленгатора.

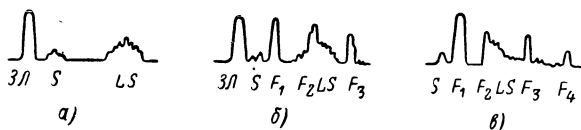


Рис. 6.15. Изображения импульсов при разных условиях распространения коротких радиоволн.

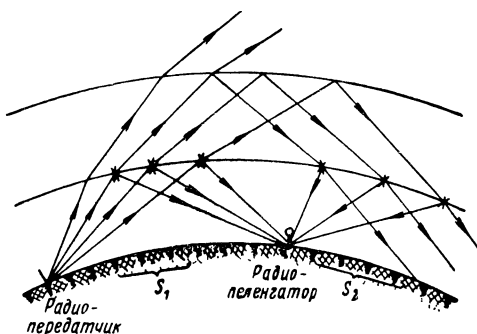


Рис. 6.16. Области рассеянного отражения.

На рис. 6.16 изображены предполагаемые пути распространения радиоволн для получения изображения, аналогичного рис. 6.15,а. Крестиками помечены возможные области рассеянного отражения от ионосферы ( $S_1$ —ближняя область рассеяния,  $S_2$ —дальняя область рассеяния). На рис. 6.15,б за земной волной следуют отражения от слоя  $F$  (однократное  $F_1$ , двукратное  $F_2$  и трехкратное  $F_3$ ). Изображение  $F_2$  теряется на фоне рассеянного (далекого) отражения  $LS$ . На рис. 6.15,в земная волна отсутствует. Изображение  $F_2$  почти перекрывается рассеянными отражениями. При определенных условиях могут появляться также изображения отражений от слоя  $E$ .

Можно осуществить пеленгование по любому из изображаемых импульсов. По земной волне на коротких волнах пеленг надежен, так как ошибки из-за отражения отсутствуют. Пеленг по первому отражению от слоя  $E$  является наиболее надежным из пеленгов по отраженным лучам, так как от слоя  $E$  волна приходит наиболее полого и с минимальными боковыми отклонениями.

Недостатком способа является широкая полоса излучения передатчика и создание вследствие этого помех при импульсной передаче соседним каналам связи. Приемник радиопеленгатора должен обладать широкой полосой пропускания частот. Так, при продолжительности импульса 300 мксек полоса пропускания частот приемника должна быть порядка 5 кГц, при продолжительности импульса 0,5 мксек полоса пропускания частот приемника должна быть  $3 \cdot 10^6$  Гц.

Другой способ импульсного пеленгования описан в § 8.7.

#### 6.4. БОКОВЫЕ ОТКЛОНЕНИЯ РАДИОВОЛН КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

При отражении электромагнитных волн от ионосферы на коротких волнах кроме изменения плоскости поляризации наблюдаются явления боковых отклонений и интерференции радиоволн.

Вследствие того что у отражающего слоя имеется изменяющийся во времени горизонтальный градиент ионизации, поверхность слоя как бы становится волнистой. В результате в любой точке слоя появляются изменяющиеся во времени наклоны, вызывающие боковые отклонения радиоволн, т. е. ошибки пеленга и изменения угла  $\beta$ . В табл. 6.1 приведены средние квадратические значения углов наклона слоев  $E$  и  $F$  и средняя скорость их изменения в дневные часы в условиях спокойной ионосферы [6.11]. Средние квадратические углы наклона изменяются приблизительно обратно пропорционально частоте. Скорость изменения наклона лежит в пределах 0,4—0,5 град/мин. В ночные часы летом углы наклона слоя увеличиваются не намного по сравнению с дневными, а в ночные часы зимой и во время ионосферных возмущений — до двух и более раз.

Таблица 6.1

## Эффективные значения наклона слоев по данным [6.11]

Отражение от слоя	$f, \text{ Мгц}$	Эквивалент- ная высота, $\text{км}$	Средний квадратиче- ский угол наклона, $\text{град}$			Средняя скоро- сть измене- ния угла на- клона $\text{град/мин}$	
			$NS$	$EW$	общий	$NS$	$EW$
$E$	3,7—7,3	100—130	1,1	1,4	1,8	0,5	0,5
$F-1$ (обыкн.)	4,3—4,6	230—330	1,4	1,4	2	0,6	0,5
$F-2$ (обыкн.)	5,0—7,7	260—520	1,8	1,4	2,4	0,4	0,3
$F-2$ (необыкн.)	5,0—7,7	240—500	1,5	1,1	1,8	0,4	0,4

Когда волна проходит в плоскости, отделяющей затемненную часть земли от освещенной, получается горизонтальный градиент ионизации, который появляется в результате изменения освещенности. Расчеты показывают, что по этой причине наклон слоя не может быть больше  $1^\circ$ .

Период изменения наклонов для любого направления отражения изменяется от одной до 30 и более минут.

Любой наклон слоя можно разложить на поперечный и продольный. Боковые отклонения радиоволн вызываются поперечными наклонами, когда нормаль к слою отклоняется в плоскости, перпендикулярной плоскости большого круга, содержащего направления распространения. Продольные наклоны (нормаль к слою отклоняется в плоскости большого круга) вызывают изменения угла  $\beta$ . Колебания наклонов слоя приводят к медленным изменениям пеленга во времени с периодом изменения от 1 до 30 мин и более.

Обозначим:

$\psi$  — угол оси вращения слоя с плоскостью фронта волны;

$\delta$  — угол наклона слоя относительно горизонтальной плоскости;

$h_{\text{сл}}$  — высота слоя;

$D$  — расстояние передатчик—пеленгатор.

Тогда при однократном отражении, как это следует из рис. 6.17 (земля предполагается плоской), угол бо-

кового отклонения радиоволн  $\Delta_1$  от плоскости большого круга передатчик — пеленгатор будет

$$\operatorname{tg} \Delta_1 = \frac{2h_{\text{сл}}}{D} \operatorname{tg} (\delta \sin \psi). \quad (6.3)$$

Чем выше слой и чем меньше расстояние между передатчиком и пеленгатором, тем больше ошибка  $\Delta_1$  из-за наклона слоя.

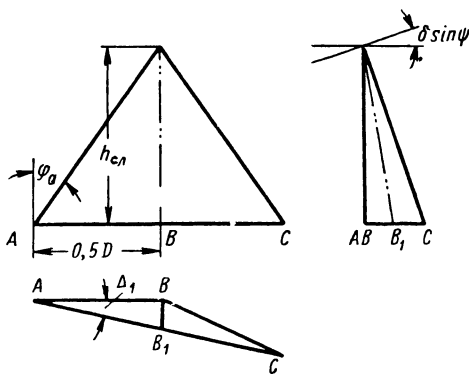


Рис. 6.17. Ошибка из-за бокового отклонения.

В (6.3)  $\frac{2h_{\text{сл}}}{D} = \operatorname{ctg} \varphi_0$ , где  $\varphi_0$  — угол падения волны на слой, поэтому

$$\operatorname{tg} \Delta_1 = \operatorname{tg} (\delta \sin \psi) \operatorname{ctg} \varphi_0. \quad (6.3')$$

При учете сферичности земли формула (6.3') принимает вид

$$\operatorname{tg} \Delta_1 = \operatorname{tg} (\delta \sin \psi) \operatorname{ctg} \varphi_0 \cos \Phi,$$

где  $\Phi$  — половина центрального угла между передатчиком и пеленгатором. Для малых расстояний

$$\cos \Phi \approx 1 \text{ и } \operatorname{tg} \Delta_1 = \operatorname{tg} (\delta \sin \psi) \operatorname{ctg} \varphi_0.$$

Для больших расстояний

$$\cos \Phi \approx \sin \varphi_0 \text{ и } \operatorname{tg} \Delta_1 = \operatorname{tg} (\delta \sin \psi) \cos \varphi_0.$$

Если учесть, что при отражении от слоя  $F_2$  углы падения лежат в пределах  $\varphi_0 = 30 \div 70^\circ$ , то должно выполняться при  $\psi = 90^\circ$  равенство  $\text{tg } \Delta_1 = (0,34 - 1,73) \text{tg } \delta$  или приближенно при малых углах  $\delta$

$$\Delta_1 = (0,3 \div 1,73) \delta.$$

При наличии двух отражений, если первое из них характеризуется значениями  $\delta_1, \psi_1, h_{\text{сл}1}$ , второе — значениями  $\delta_2, \psi_2, h_{\text{сл}2}$ , полное боковое отклонение излучения будет

$$\text{tg } \Delta_2 \approx \frac{2h_{\text{сл}1}}{D} \left( \text{tg } \delta_1 \sin \psi_1 + 3 \frac{h_{\text{сл}2}}{h_{\text{сл}1}} \text{tg } \delta_2 \sin \psi_2 \right). \quad (6.4)$$

Предполагая статистические характеристики боковых отклонений в двух точках отражений одинаковыми и  $h_{\text{сл}1} = h_{\text{сл}2} = h_{\text{сл}}$ , получим, что в зависимости от статистической связи между наклонами  $\delta_1$  и  $\delta_2$  дисперсии ошибок пеленгов будут:

— при отсутствии корреляции между  $\delta_1$  и  $\delta_2$

$$\overline{\Delta_2^2} = 10\overline{\Delta_1^2},$$

— при полной корреляции

$$\overline{\Delta_2^2} = 16\overline{\Delta_1^2}.$$

С увеличением числа отражений ошибки из-за боковых отклонений быстро растут. Во всех случаях при числе отражений, большем одного, чем ближе точка отражения к приемнику, тем сильнее влияет отражение в этой точке на ошибку бокового отклонения.

На рис. 6.18 дана для радиопеленгатора с косинусоидальной характеристикой направленности усредненная зависимость от расстояния дисперсии ошибок из-за боковых отклонений отдельно для дня и ночи [11.4].

Опытным путем установлено, что если вести пеленгование в двух точках, одинаково удаленных от радиопередатчика и находящихся на расстоянии до 80—100 км одна от другой, то боковые отклонения пеленгов в этих точках примерно совпадают, т. е. коэффициент корреляции медленных колебаний пеленгов близок к единице. Таким образом, условия отражения радиоволн от ионосферы в точках, разнесенных на 40—50 км, приблизи-

тельно одинаковы. С увеличением расстояния между отражающими точками коэффициент корреляции медленных колебаний падает.

При расстоянии точек отражения приблизительно 100 км (между радиопеленгаторами расстояние приблизительно 200 км) коэффициент корреляции между медленными колебаниями уже близок к 0, хорошо совпадают только статистические характеристики колебаний.

Одновременно с колебаниями пеленгов с периодом 1—30 мин наблюдаются изменения пеленгов с гораздо более длительным периодом. Природа этих колебаний полностью не установлена. Наблюдается разница средних суточных пеленгов относительно средних пеленгов за длительное время.

Имеются сезонные колебания средних пеленгов. Эти изменения пеленгов не объясняются влиянием ближнего окружения, так как внесение поправок по местному гетеродину не исключает их.

Причина, по-видимому, заключается в изменении во времени характеристик почвы и параметров окружения антенной системы.

Поскольку при многолучевом распространении радиоволн наименьшее боковое отклонение имеет волна, претерпевшая одно отражение, был предложен способ уменьшения боковых отклонений при приеме телеграфных сигналов путем выделения волны с одним отражением.

На рис. 6.19 изображен отраженный телеграфный сигнал при наличии двух лучей. Для удобства изображения составляющие сигналы показаны один под

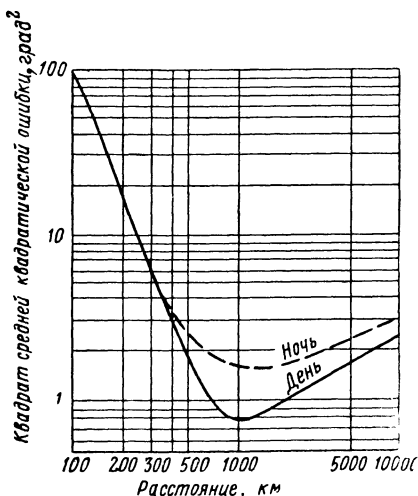


Рис. 6.18. Зависимость ошибок из-за бокового отклонения от расстояния.



другим. Результирующий сигнал может быть равен либо сумме (сплошная линия), либо разности составляющих (пунктир). В радиопеленгаторе можно иметь такое устройство, которое открывало бы приемник от каждого начала телеграфного сигнала на время, соответствующее наличию одного

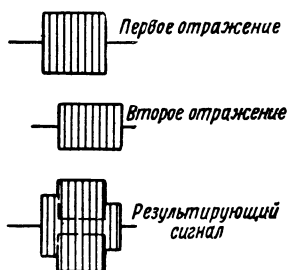


Рис. 6.19. Сложение первого и второго отражений телеграфного сигнала.

первого отражения. Тогда все другие отраженные сигналы будут исключены и пеленг должен иметь наименьшую ошибку.

Для осуществления этого используют следующее. Между первым и вторым отражениями от слоя  $F$  должна быть разница во времени, потребном на прохождение пути, примерно равного двум высотам отражающего слоя. Считая, что

высота слоя 300 км, время между первым и следующим отражениями должно быть порядка 2 мсек. В радиопеленгатор вводят специальное устройство, с помощью которого открывают его только на 2 мсек от начала каждого телеграфного знака, и таким образом осуществляют пеленгование по первому отражению. В двухканальном автоматическом радиопеленгаторе без принятия специальных мер на экране трубки получаются раздельно пеленги, соответствующие первому отражению и суммарному действию всех отражений.

При большой длительности посылок яркость изображения первого отражения много меньше, чем суммарного сигнала, что затрудняет отсчет по первому отражению.

Обычно на пеленгование радиостанций отводится времени меньше, чем необходимо для усреднения медленных колебаний пеленгов. Поэтому не представляется возможности уменьшить ошибку из-за медленных колебаний пеленгов путем усреднения отсчетов. Уменьшения боковых отклонений нельзя также достичь одновременным пеленгованием одной и той же радиостанции на двух разнесенных радиопеленгаторах и расчетом сред-

него пеленга, так как коэффициент корреляций боковых отклонений в двух точках на расстоянии до 100 км близок к единице.

В радиопеленгаторах с большим разнесом антенн при многолучевом распространении ошибки из-за боковых отклонений меньше, чем у косинусоидальных систем, по причине пространственной избирательности и преимущественного приема более интенсивной волны с одним отражением, когда боковые отклонения имеют меньшие значения.

### 6.5. ИНТЕРФЕРЕНЦИЯ РАДИОВОЛН КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Радиоволны могут одновременно отражаться от слоев  $E$ ,  $F_1$ ,  $F_2$ , претерпевая отражения один, два и более раз. При отражении от любого слоя из-за местных неоднородностей слоя («шероховатости») происходит частичное рассеяние радиоволн. Кроме того, при отражении наблюдается магнитоионное расщепление на обыкновенную и необыкновенную волны. Таким образом, пеленгуемый сигнал может состоять из большого числа составляющих лучей, интерферирующих между собой, причем каждый из отраженных лучей обычно сопровождается пучком (конусом) рассеянных волн.

При рассмотрении прохождения волны через ионизированный слой предполагается, что ионизация слоя в вертикальном и горизонтальном направлениях изменяется независимо по нормальному закону, причем на отражение влияет местная неоднородность слоя в области с размерами сторон примерно  $a=500$  м.

По выходе из слоя мощность падающей волны (после потерь в слое) распределяется между правильно отраженным лучом и пучком рассеянных волн. Отношение мощности основного луча и суммарной мощности пучка рассеянных волн [6.15]

$$q = \sqrt{\frac{e^{-\Phi_d^2}}{1 - e^{-\Phi_d^2}}}$$

где  $\Phi_d^2$  — дисперсия эквивалентного сдвига фаз в результате прохождения через слой, которая зависит от характеристик слоя и частоты.

При малых значениях  $\Phi_d < 0,5 \text{ рад}$

$$q = \frac{1}{\Phi_d}.$$

Опыт показал, что на частоте 5 Мгц  $q=2,5$  и  $\Phi_d=0,3 \text{ рад}$ .

Угловое распределение мощности в пучке рассеянных волн имеет дисперсию

$$\theta_0^2 = \frac{\lambda^2 \Phi_d^2}{2\pi^2 a^2 \left(1 - e^{-\Phi_d^2}\right)}.$$

При малых  $\Phi_d$

$$\theta_0 = \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi a}}$$

и мощность в пучке имеет нормальный закон распределения.

Коэффициент корреляции углового спектра в двух антеннах на расстоянии  $2b$  рассчитывается по формуле

$$R(2b) = \frac{e^{-\Phi_d^2}}{1 - e^{-\Phi_d^2}} \left[ e^{\Phi_d^2} e^{-\left(\frac{2b}{a}\right)^2} - 1 \right].$$

При  $\Phi_d$ , меньшем, чем  $0,5 \text{ рад}$ ,

$$R(2b) = e^{-\left(\frac{2b}{a}\right)^2}.$$

Среднее квадратическое значение дополнительной разности фаз в этих двух точках определяется по  $\Phi_d$  и  $R(2b)$ :

$$\nu_0 = \Phi_d \sqrt{1 - R(2b)} = \frac{1}{q} \sqrt{1 - R(2b)}$$

и среднее квадратическое отклонение пеленга  $\sigma_c$ , вызванное рассеянием луча при отражении, которое определяется из условия  $\frac{4\pi b}{\lambda} \sin \sigma_c = \nu_0$ , будет

$$\sigma_c \approx \frac{\lambda \nu_0}{4\pi b} = \frac{\lambda \sqrt{1 - R(2b)}}{4\pi b q} \approx \frac{\lambda \Phi_d}{2 \sqrt{2\pi b}} \sqrt{1 - e^{-\left(\frac{2b}{a}\right)^2}}.$$

При малом  $\frac{2b}{a}$

$$\sigma_c = \frac{\lambda \Phi_d}{\sqrt{2\pi a}}.$$

Расчеты показывают, что рассеяние радиоволн определяется главным образом слоем  $E$ , даже и в том случае, когда отражение происходит от слоя  $F$ .

Так как к пеленгатору может приходиться несколько лучей, претерпевших однократное и многократное отражения, то из-за интерференции этих лучей наблюдаются колебания пеленгов в больших пределах. Например, когда к радиопеленгатору подходят одновременно два луча примерно одинаковой интенсивности и угол между ними очень мал, но разность фаз близка к  $180^\circ$ , получается отклонение пеленга до  $\pm 90^\circ$ . На рис. 6.20  $OA$  — основной отраженный луч, распространяющийся вдоль дуги большого круга;  $OB$  — второй дополнительный луч, образующий малый угол  $\delta$  с  $OA$ . Напряженность магнитного поля второго луча  $H_2$  имеет разность фаз относительно напряженности магнитного поля основного луча  $H_1$ , близкую к  $180^\circ$ . Результирующее магнитное поле  $H_{рез}$  соответствует направлению распространения  $OC$ . Это направление смещено по отношению к основному лучу  $OA$  на угол  $\psi$ , близкий к  $90^\circ$ .

Разность фаз между интерферирующими лучами может принимать любые значения, и смещение результирующего направления будет изменяться в пределах от  $0$  до  $\pm 90^\circ$ .

Высота и характеристики области ионосферы, влияющей на отражение и рассеяние радиоволны, быстро изменяются с периодом от долей секунды до пяти и более секунд. Период быстрых колебаний увеличивается с уменьшением частоты и в ночные часы.

С таким же периодом происходит изменение амплитуды и фазы составляющих волн, а также амплитуды и направления результирующего поля. Одновременно изменяется его поляризация. Появляются быстрые колебания пеленгов из-за явления интерференции и переменной поляризации отраженного поля, достигающие до  $\pm 90^\circ$ .

При интерференции радиоволн изменяются размеры и вид изображения пеленгов на экране электронно-лу-

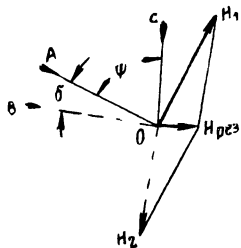


Рис. 6.20. Возникновение большой ошибки из-за интерференции двух лучей.

чевой трубки двухканального радиопеленгатора — из линейного пеленг становится эллиптическим и даже круговым.

Рассмотрим, как изменяются при интерференции двух лучей ошибка пеленга, длина изображения, т. е. длина большой оси эллипса, и отношение малой и большой осей эллипса изображения на электронно-лучевой трубке.

В соответствии с формулами (5.11) и (5.10) для радиопеленгатора с косинусоидальной характеристикой направленности для ошибки пеленга  $\Delta$  имеем выражение

$$\operatorname{tg} 2\Delta = \frac{k^2 \sin^2 2\psi_0 + 2k \sin \psi_0 \cos \varphi}{1 + k^2 \cos 2\psi_0 + 2k \cos \psi_0 \cos \varphi};$$

длина большой оси эллипса изображения будет

$$B = \sqrt{\cos^2 \Delta + k^2 \cos^2(\psi_0 + \Delta) + 2k \cos \Delta \cos(\psi_0 + \Delta) \cos \varphi};$$

отношение осей эллипса определяется по формуле

$$\frac{A}{B} = \frac{\sqrt{\sin^2 \Delta + k^2 \sin^2(\psi_0 + \Delta) + 2k \sin \Delta \sin(\psi_0 + \Delta) \cos \varphi}}{\sqrt{\cos^2 \Delta + k^2 \cos^2(\psi_0 + \Delta) + 2k \cos \Delta \cos(\psi_0 + \Delta) \cos \varphi}}.$$

Для частного случая интерференции двух лучей при угле между ними  $\psi_0 = 10^\circ$  и при отношении напряженностей для лучей  $k = 0,9$  рассчитаны зависимости ошибки пеленга  $\Delta$ , длины большой оси эллипса изображения  $B$  и отношение осей  $\frac{A}{B}$  от разности фаз  $\varphi$  между напряженностями поля лучей.

Результаты представлены на рис. 6.21, *a*.

Из кривых рис. 6.21, *a* видно, что при максимальной длине большой оси эллипса изображения ( $B=1$ ) и минимальном значении отношения  $\frac{A}{B}$  (соответствует разности фаз интерферирующих лучей  $\varphi=0$ ) ошибка пеленга  $\Delta \approx \frac{\psi_0}{2}$ . Ошибка и отношение осей эллипса мало изменяются, пока длина изображения не становится меньше 25—30% от максимальной и  $\frac{A}{B} > 30 \div 40\%$ . При еще меньших размерах большой оси (и бóльших отношениях  $\frac{A}{B}$ )

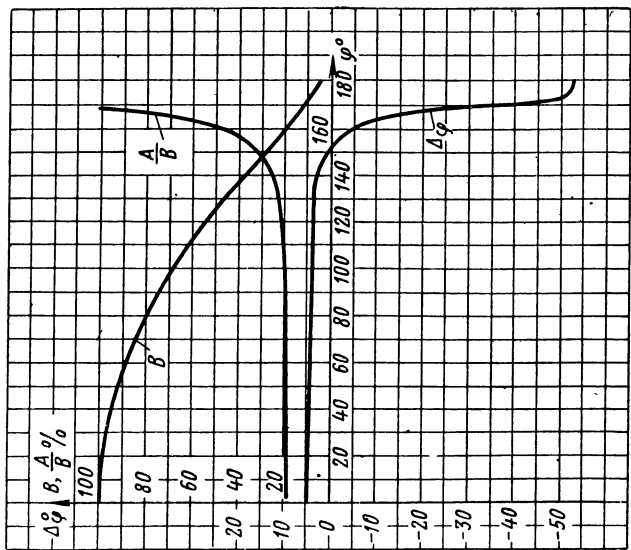
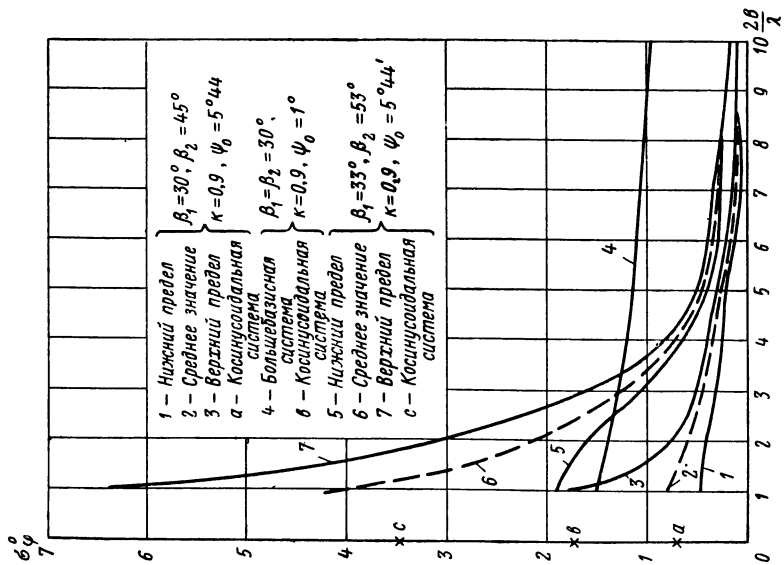


Рис. 6.21. Интерференционные ошибки радиопеленгатора при двух лучах:

а — зависимость  $\frac{A}{B}$ , А от разности фаз при косинусоидальной диаграмме ( $\kappa = 0,9; \psi_0 = 10^\circ$ );

б — зависимость  $\sigma_\varphi$  от разности фаз для системы с циклическим измерением фазы.

ошибка может значительно возрасти. Поэтому, если оператор берет одиночный отсчет при малом размере изображения и большой эллиптичности, он может получить большую ошибку.

В табл. 6.2 рассчитаны ошибки пеленга, отсчитываемого по большой оси эллипса изображения на электронно-лучевой трубке двухканального радиопеленгатора при интерференции двух лучей.

Таблица 6.2

Ошибки пеленга при  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi$  для разных значений  $k$  и  $\psi_0$

k	$\psi_0$ , град	Ошибка в градусах при значениях	
		$\varphi = 0$	$\varphi = \pi$
0,9	1	0,5	-9,4
	3	1,3	-31
	5	2,3	-43,3
	10	4,8	-55,3
0,5	1	0,3	-1
	3	1	-3
	5	1,7	-4
	10	3,3	-10

Быстрые колебания пеленга из-за интерференции могут усредняться за время пеленгования путем взятия нескольких отсчетов и расчета среднего пеленга. Поскольку все значения разности фаз  $\varphi$  от 0 до  $2\pi$  равновероятны, то, если брать частные отсчеты через равные промежутки времени, не считаясь с изменением амплитуды сигнала и эллиптичностью изо-

бражения, ошибка усредненного пеленга определяется ее средним арифметическим значением без учета знака  $\Delta_{ср}$ :

$$\Delta_{ср} = \bar{\Delta} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \frac{1}{2} \arctg \frac{k^2 \sin^2 2\psi_0 + 2k \sin \psi_0 \cos \varphi}{1 + k^2 \cos 2\psi_0 + 2k \cos \psi_0 \cos \varphi} \right] d\varphi.$$

Определение интеграла в общем случае затруднительно. При малых значениях ошибок, когда  $\Delta \approx k \sin \psi_0 \cos \varphi$ , интегрирование дает нулевое значение для средней арифметической ошибки, т. е.

$$\Delta_{ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} k \sin \psi_0 \cos \varphi = 0.$$

Численное интегрирование кривой ошибки (рис. 6.21,а) показывает, что путем усреднения пеленга

можно получить ошибку, меньшую, чем при  $\varphi=0$ . Однако если учесть, что практически можно брать отсчеты при уменьшении амплитуды сигнала только до 4—5 раз относительно максимального, то уменьшение ошибки не очень велико по сравнению с отсчетом при  $\varphi=0$ .

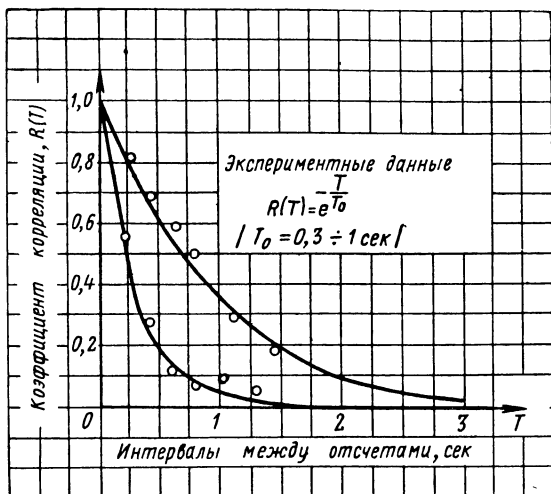


Рис. 6.22. Зависимость корреляции ошибок от времени между наблюдениями:

ooo — экспериментальные данные; — — — — расчетные кривые.

Возникает вопрос, как часто следует брать отсчеты пеленга, как влияет время усреднения на среднюю ошибку и какого уменьшения быстрых колебаний пеленга можно достичь практически?

На рис. 6.22 даны две полученные экспериментальным путем кривые зависимости коэффициента корреляции отсчетов  $R(T)$  от промежутка времени  $T$  между отсчетами [6.14]. Теоретическая зависимость  $R(T)$  от  $T$  имеет вид

$$R(T) = e^{-\frac{T}{T_0}},$$

причем из кривых рис. 6.22 следует, что  $T_0 = 0,3 \pm 1 \text{ сек}$ .

Кривые рис. 6.22 показывают, что если интервал времени между отсчетами больше 1—2 сек, то коэффициент



корреляции соседних отсчетов близок к нулю, отсчеты становятся независимыми.

Коэффициент корреляции быстрых колебаний на радиопеленгаторах, разнесенных более чем на 200—400 м, близок к нулю. Поэтому усреднение быстрых колебаний возможно также расчетом среднего значения пеленгов, взятых одновременно на нескольких радиопеленгаторах, разнесенных на расстояние большее 200—400 м.

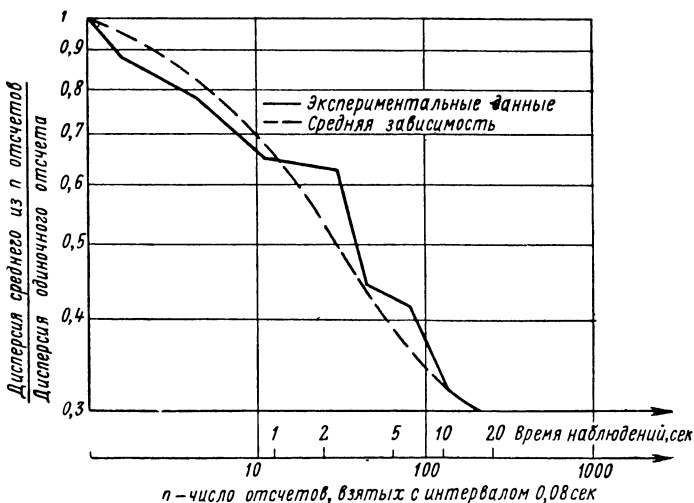


Рис. 6.23. Влияние времени усреднения на дисперсию быстрых колебаний пеленгов.

Влияние времени усреднения на дисперсию быстрых колебаний пеленгов изображено на рис. 6.23. Усреднение осуществлялось автоматически — отсчеты брались через каждые 0,08 сек. За время усреднения в 10 сек (125 отсчетов) дисперсия уменьшается в 4 раза (уменьшение среднего квадратического отклонения в 2 раза), уменьшение дисперсии в 10 раз достигается при усреднении отсчетов, взятых примерно за 40 сек [8.32].

Обработка результатов пеленгования радиостанций с дальностями 1000—5000 км на гониометрическом радиопеленгаторе с разнесенными антеннами показала,

что дисперсия одиночных отсчетов в дневные часы имеет среднее значение  $10 \text{ град}^2$ . Она может быть уменьшена в 10 раз, т. е. доведена до  $1 \text{ град}^2$  путем усреднения отсчетов в течение  $5 \text{ мин}$  ( $10\text{--}12$  отсчетов с интервалами в  $20\text{--}30 \text{ сек}$ ). Дисперсию порядка  $1 \text{ град}^2$  имеют средние за  $1\text{--}2 \text{ час}$  пеленги и средние суточные пеленги относительно среднего за большой промежуток времени. Поэтому увеличение времени усреднения пеленгов больше того, которое требуется для уменьшения дисперсии в 10 раз, т. е. до  $1 \text{ град}^2$ , нецелесообразно. Вместе с тем, при взятии более частых чем через  $20\text{--}30 \text{ сек}$  отсчетов такого уменьшения дисперсии (в 10 раз) можно достичь при пеленговании в течение  $30\text{--}40 \text{ сек}$  (рис. 6.23).

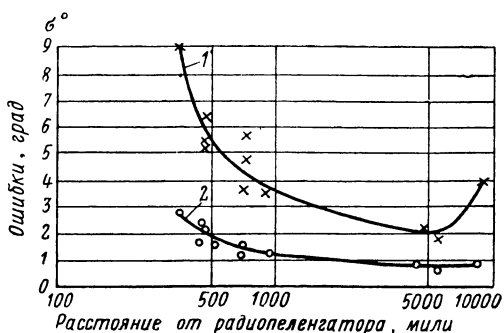


Рис. 6.24. Зависимость средних квадратических отклонений пеленгов от расстояния:

1 — одиночные отсчеты; 2 — усредненные отсчеты; x и o — экспериментальные данные.

Таким образом, в условиях нормального прохождения радиоволн в дневные часы целесообразно усреднять пеленг в течение  $30\text{--}40 \text{ сек}$ .

В ночные часы и в низкочастотной части диапазона коротких волн, когда период быстрых колебаний растет, время пеленгования целесообразно по возможности увеличить.

На рис. 6.24 изображена полученная на гониометрическом радиопеленгаторе зависимость от расстояния средних квадратических колебаний одиночных отсчетов пеленга относительно средних значений за  $10 \text{ мин}$ . На этом же рисунке даны средние квадратические колебания пеленгов, автоматически усредненных за  $41 \text{ сек}$  ( $16$  отсчетов с интервалами между отсчетами  $2,56 \text{ сек}$ ).

В результате усреднения колебания уменьшились от двух до четырех раз (в среднем в 3,3 раза). Из рис. 6.24 видно, что минимальные разбросы пеленгов наблюдаются на расстоянии 1500—4000 км. С уменьшением расстояния они растут быстрее, чем с увеличением.

При применении в радиопеленгаторе антенной системы с острой характеристикой направленности из-за проявления пространственной избирательности колебания пеленгов от интерференции радиоволн имеют меньшие значения, чем в антенной системе с косинусоидальной характеристикой.

Приводим следующие сравнительные результаты отдельных серий наблюдений на гониометрическом радиопеленгаторе и на радиопеленгаторе с острой характеристикой направленности [6.16]. Дисперсия отсчетов из-за быстрых колебаний пеленгов:

- 1) слой  $F_1$ , частота 11 Мгц, днем:
  - на гониометрическом радиопеленгаторе 1,6 град<sup>2</sup>;
  - на радиопеленгаторе с острой характеристикой направленности 0,17 град<sup>2</sup>;
- 2) частота 5 Мгц, ночью:
  - на гониометрическом радиопеленгаторе 18,2 град<sup>2</sup>;
  - на радиопеленгаторе с острой характеристикой направленности 1,4 град<sup>2</sup>.

При двукратном отражении быстрые колебания пеленгов возрастают. Величина быстрых колебаний зависит от характера почвы в точке отражения от земли. Экспериментально установлено, что меньшие колебания наблюдаются, когда после первого отражения от ионосферы волна падает на морскую поверхность, а не когда она падает на землю. Это объясняется тем, что коэффициент рассеяния радиоволн при отражении от морской поверхности меньше, чем от земли.

Обозначим дисперсию быстрых колебаний пеленгов при однократном отражении от ионосферы через  $\overline{\Delta_{61}^2}$ . Дисперсия быстрых колебаний пеленгов после второго отражения от ионосферы, если после первого отражения волна падает на морскую поверхность и угловое рассеяние при отражении от моря не увеличивается, будет

$$\overline{\Delta_{62}^2} = 2 \frac{\cos^2 \delta_1}{\cos^2 \delta_2} \overline{\Delta_{61}^2},$$

где  $\delta_1$  и  $\delta_2$  — углы падения волны на ионосферный слой при первом и втором отражениях.

Множитель  $\frac{\cos^2 \delta_1}{\cos^2 \delta_2}$  учитывает, что ошибка пеленга пропорциональна  $\sec \delta$ .

Если после первого отражения от слоя волна падает на землю, то, считая коэффициенты отражения от ионосферы и земли примерно одинаковыми, получим

$$\overline{\Delta_{62}^2} = 3 \frac{\cos^2 \delta_1}{\cos^2 \delta_2} \overline{\Delta_{61}^2}.$$

На частотах, больших, чем МПЧ, когда ионизация слоя недостаточна для нормального отражения радиоволн, могут происходить отражения от отдельных перемежающихся в слое неоднородностей с большой ионизацией или от районов ионосферы с требуемой для отражения данной частоты ионизацией, находящихся в стороне от дуги большого круга «передатчик — пеленгатор». В таких случаях наблюдаются большие переменные ошибки из-за больших боковых отклонений.

Одинаковые большие ошибки при одной и той же радиостанции могут наблюдаться на нескольких радиопеленгаторах, разнесенных на большое расстояние (на десятки километров).

Подверженность антенной системы радиопеленгатора интерференционным ошибкам удобно характеризовать средней квадратической ошибкой  $\sigma_\varphi$ , которая получается при приеме двух когерентных плоских электромагнитных волн (главной и дополнительной), когда разность фаз  $\varphi$  напряженностей поля этих волн в центре антенной системы радиопеленгатора изменяется от 0 до  $2\pi$ .

Принимается, что остаются постоянными:

$\varphi_0$  — угол в горизонтальной плоскости между направлениями прихода двух волн;

$\beta_1$  — угол в вертикальной плоскости направления главной волны;

$\beta_2$  — угол в вертикальной плоскости направления дополнительной волны;

$k$  — отношение напряженностей поля дополнительной и главной волн ( $k \leq 1$ ).

Если ошибку, которая получается относительно направления прихода главной волны при указанных ус-

ловиях и при некоторой разности фаз  $\varphi$ , обозначить через  $\Delta$ , то

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta^2 d\varphi.$$

Приводим формулы расчета  $\sigma_{\varphi}$  для косинусоидальной системы и системы с циклическим измерением фазы по высокой частоте.

### Косинусоидальная система

Ошибка  $\Delta$  определяется формулой (5.11), в которой заменим  $\mathbf{k}$  отношением  $\frac{\mathbf{k} \cos \beta_2}{\cos \beta_1} = r$  и  $p - \psi = \psi_0$ . Полагаем, что ввиду малости  $\Delta$  можно считать

$$\Delta^2 = \frac{1}{4} \sin^2 2\Delta = \frac{1}{4} \frac{\operatorname{tg}^2 2\Delta}{1 + \operatorname{tg}^2 2\Delta}.$$

Тогда

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{8\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 2\Delta d\varphi = \frac{1}{8\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(2r \sin \psi_0 \cos \varphi + \frac{r^2 \sin 2\psi_0}{1 + 2r \cos \psi_0 \cos \varphi + r^2 \cos 2\psi_0})^2 + (2r \sin \psi_0 \cos \varphi + r^2 \sin 2\psi_0)^2}{(1 + 2r \cos \psi_0 \cos \varphi + r^2 \cos 2\psi_0)^2 + (2r \sin \psi_0 \cos \varphi + r^2 \sin 2\psi_0)^2} d\varphi.$$

При малом значении  $\psi_0$

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{8\pi} \int_0^{2\pi} \frac{(2r\psi_0)^2 (r + \cos \varphi)^2}{(1 + r^2 + 2r \cos \varphi)^2} d\varphi.$$

Производя замену переменных  $\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = x$ , после интегрирования получим для  $\sigma_{\varphi}$

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{(r\psi_0)^2}{2(1-r^2)} \quad (\text{для } \psi_0 \leq 6^\circ \text{ ошибка формулы менее } 6\%).$$

Для любых значений  $\psi_0$  выражение для  $\sigma_{\varphi}$  будет [6.13]

$$\sigma_{\varphi}^2 \approx \frac{r^2 \sin^2 \psi_0 (1 - r^2 \cos 2\psi_0)}{2(1 - r^2 \cos 2\psi_0 + r^4)}. \quad (6.5)$$

## Радиопеленгатор с циклическим измерением фазы по высокой частоте

В § 5.3 получено выражение (5.25) для ошибки пеленга при пеленговании двух лучей:

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{s \cos \chi}{\delta_1 - s \sin \chi}.$$

После подстановки значения для  $\chi$  из (5.24) получим

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{2s\delta_2 \sin \psi_0}{a\delta_1 - s(\delta_1 - \delta_2 \cos \psi_0)}, \quad (6.6)$$

где 
$$\delta_1 = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta_1;$$

$$\delta_2 = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta_2;$$

$$a = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 - 2\delta_1\delta_2 \cos \psi_0};$$

$$s = 2 \left[ \mathbf{k} \cos \varphi J_1(a) - \frac{\mathbf{k}^2}{2} \cos \varphi J_1(2a) + \dots \right].$$

Из выражения (6.6) выведены приближенные формулы, дающие верхний и нижний пределы для  $\sigma_\varphi$  [6.13], так что

$$\sigma_B > \sigma_\varphi > \sigma_H.$$

Верхний предел для  $\sigma_\varphi$

$$\sigma_B = \frac{\sqrt{2} \delta_2 \sin \psi_0 \frac{T}{a}}{\delta_1 - \frac{s}{a} |(\delta_1 - \delta_2 \cos \psi_0)|}. \quad (6.7')$$

Нижний предел для  $\sigma_\varphi$

$$\sigma_H = \frac{\sqrt{2} \delta_2 \sin \psi_0 \frac{T}{a}}{\sqrt{\left\{ \left[ \delta_1 + \frac{s}{a} |(\delta_1 - \delta_2 \cos \psi_0)| \right]^2 + \left( \frac{s}{a} \delta_2 \sin \psi_0 \right)^2 \right\}}}, \quad (6.7'')$$

где

$$T^2 = \sum_{m=1}^P \frac{\mathbf{k}^{2m}}{m^2} [J_1(ma)]^2 + R_P,$$

причем  $p$  берется таким, чтобы выполнить неравенство

$$R_p < \frac{0,689k^2 (p+1)}{a(p+1)^2} \frac{1}{1-k^2}.$$

Если углы  $\beta_1$  и  $\beta_2$  значительно различаются и  $\psi_0$  мало, то можно пользоваться приближенными формулами для  $\sigma_B$  и  $\sigma_H$ :

$$\sigma_B = \frac{\sqrt{2} \delta_2 \sin \psi_0}{\delta_1} \frac{T}{a},$$

$$\sigma_H = \frac{\sqrt{2} \delta_2 \sin \psi_0}{\delta_1 + \frac{s}{a} |\delta_1 - \delta_2 \cos \psi_0|} \frac{T}{a}.$$

При большом разnose антенн, когда  $\frac{2\pi}{\lambda} b \rightarrow \infty$ , формулы (6.6) — (6.7) упрощаются:

$$\sigma_B = \sigma_H = \sigma_\varphi = \frac{\sqrt{2} \delta_2 \sin \psi_0}{\delta_1} \frac{T}{a}. \quad (6.8)$$

Формулой (6.8) можно пользоваться с достаточной точностью, когда  $2b \geq 2\lambda$ .

Исследование ошибки  $\sigma_\varphi$  показало, что она растет с увеличением  $\psi_0$  (до определенных пределов, аналогично кривым рис. 5.6). Ошибка также увеличивается по мере приближения к равенству углов  $\beta_1$  и  $\beta_2$ . На рис. 6.21, б представлены зависимости ошибки  $\sigma_\varphi$  от разноса антенн для следующих случаев:

$$\begin{aligned} \psi_0 = 5^\circ 44', \quad k = 0,9, \quad \beta_1 = 30^\circ, \quad \beta_2 = 45^\circ; \\ \psi_0 = 1^\circ, \quad k = 0,9; \quad \beta_1 = 30^\circ, \quad \beta_2 = 30^\circ; \\ \psi_0 = 5^\circ 44', \quad k = 0,9, \quad \beta_1 = 33^\circ, \quad \beta_2 = 53^\circ. \end{aligned}$$

Из кривых видно, что при малых значениях  $\psi_0$  и  $\beta_1 \approx \beta_2$  с увеличением разноса антенн ошибка  $\sigma_\varphi$  мало уменьшается. Заметное снижение ошибки можно получить при очень большом разnose антенн  $2b \geq (10 \div 20) \lambda$ .

При больших  $\psi_0$  увеличение разноса до  $(4 \div 5) \lambda$  приводит к заметному уменьшению  $\sigma_\varphi$ . Дальнейшее увеличение разноса влияет меньше; кроме того, сами ошибки становятся малыми.

Практически для эффективного уменьшения интерференционных ошибок целесообразно увеличивать разнос до  $(4 \div 5)\lambda$ .

Выводы, полученные для системы с циклическим измерением фазы по высокой частоте, приблизительно справедливы и для антенной системы фазового радиопеленгатора и радиопеленгатора с острой характеристикой направленности при одинаковых разносах антенн у систем.

## **6.6. ОСОБЕННОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НА РАЗНЫХ ДИАПАЗОНАХ ВОЛН И ВЫБОР АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА**

### **Пеленгование на сверхдлинных и длинных волнах (частоты меньше 100 кГц)**

Характерными особенностями распространения очень низких частот являются незначительное поглощение в почве и способность благодаря дифракции сравнительно легко огибать землю. На малых расстояниях от передатчика, меньших 300 км, преобладает поверхностная волна. Напряженность поля не зависит от времени суток и года. Пространственные волны имеют малую относительно земной волны напряженность поля. На этих расстояниях поляризация нормальная и в радиопеленгаторах применяются рамочные антенные системы с поворотной рамкой или с двумя неподвижными рамками. Две неподвижные рамки не всегда имеют общую ось симметрии — они могут монтироваться так, что соприкасаются их боковые стороны. Несовпадение фаз поля на осях симметрии обеих рамок на этих волнах мало и не приводит к ошибкам пеленга.

По мере увеличения расстояния все больше преобладает пространственная волна над земной. Отраженная от ионосферы волна может иметь, особенно в ночные часы, ненормально-поляризованную составляющую электрического поля.

У рамки появляются поляризационные ошибки.

По экспериментальным данным на частотах 16—20 кГц поляризационные ошибки достигают значений в дневные часы летом:

- на расстояниях 250—600 км приблизительно до  $9^\circ$ ,
- на расстояниях 1000 км приблизительно до  $6^\circ$ ,



— на расстояниях 1500 км приблизительно до  $3^\circ$ .

В ночные часы ошибки возрастают:

— на расстояниях 200—400 км до  $20^\circ$ ,  
— на расстояниях 1000 км до  $10^\circ$  [6.20].

Возможно применение систем с разнесенными вертикальными антеннами по *U*-образной схеме с гониометром или с фазовым отсчетом пеленга [8.26].

### **Пеленгование на средних волнах (частоты 100—1500 кГц)**

Поглощение в почве на этих волнах больше, чем на длинных, причем оно растет с уменьшением проводимости почвы и с увеличением частоты. Земная волна имеет вертикальную поляризацию, но дальность ее уменьшается с ростом поглощения в почве.

Наиболее характерные черты отраженных от ионосферы волн:

1. Ничтожная интенсивность по сравнению с поверхностными волнами в светлое время суток из-за сильного поглощения в слоях *E* и *D*, причем на более коротких волнах поглощение возрастает вследствие приближения к частоте гиромагнитного резонанса.

На высоких широтах в дневные часы зимних месяцев иногда имеется пространственная волна, так как потери в этих условиях невелики.

2. Значительная интенсивность этих волн в темное время суток на расстояниях от десятков километров и более, что объясняется сильным уменьшением потерь в ионосфере из-за уменьшения электронной концентрации и числа столкновений.

3. На тех расстояниях, где имеются пространственные волны, наблюдается колебание интенсивности, происходящее из-за интерференции нескольких лучей. Период колебаний — от секунды до нескольких десятков минут.

4. Поляризация отраженных волн эллиптическая либо линейная, изменяющая ориентировку с течением времени.

В дневные часы на этих волнах преимущественно не бывает отраженных от ионизированных слоев атмосферы электромагнитных волн, а имеется одна земная нормально-поляризованная волна. Поэтому возможно без-

ошибочное пеленгование радиопеленгаторами, применяющими рамочные антенные системы.

Однако иногда днем может приходиться и отраженная от слоя *E* волна слабой интенсивности. Из-за влияния горизонтальной составляющей электрического поля отраженной волны появляются дневные колебания пеленгов. По этой причине средние за день пеленги на одну и ту же радиостанцию могут несколько изменяться ото дня ко дню.

На рис. 6.25 представлены средние значения пеленгов за день на 4 радиостанции, обозначенные *a*, *б*, *в*, *г*. Колебания средних пеленгов ото дня ко дню достигают  $\pm 1,5 \div 2^\circ$ . Отдельные пеленги в течение дня могут иметь большие отклонения.

В ночные часы из-за действия интенсивных отраженных волн наблюдаются ночные эффекты (влияние ненормально-поляризованного поля). Они сильнее всего проявляются в течение 1—2 час до восхода и захода солнца и в течение 1—2 час позднее восхода и захода. В южных широтах сильные ночные эффекты наблюдаются в течение всей ночи.

Ночные эффекты проявляются при использовании рамочных антенных систем в следующих явлениях:

1) пеленг не остается постоянным, а изменяется, «гуляет»;

2) в радиопеленгаторах с отсчетом пеленга по минимуму, иногда не удается получить полного пропадания слышимости и изменяется компенсация антенных эффектов; в двухканальных радиопеленгаторах иногда изображение пеленга на электронно-лучевой трубке имеет вид эллипса с изменяющейся ориентировкой большей оси и с переменным соотношением осей;

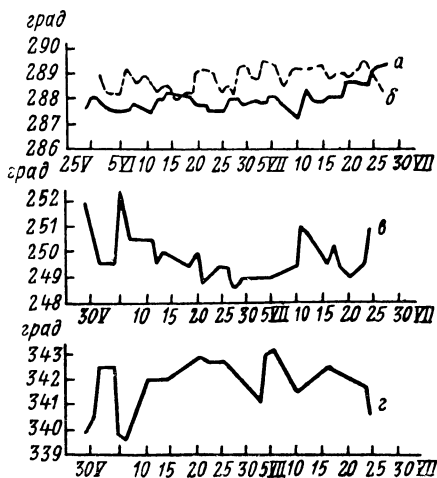


Рис. 6.25. Дневные колебания пеленгов на средних волнах.

3) происходят изменения в силе сигнала, интенсивность сигнала временами падает до нуля (замирания).

Более сильные ночные эффекты наблюдаются при пеленговании радиопередатчиков, антенны которых имеют большую горизонтальную часть (например, Г-образные), так как такая антенна излучает горизонтально-поляризованную составляющую электрического поля. В земной волне эта составляющая быстро затухает; от ионизированных слоев атмосферы она отражается.

На основании имеющихся данных по длительному пеленгованию наземными и корабельными радиопеленгаторами разных радиостанций в диапазоне волн от 500 до 10 000 м в разные часы суток можно прийти к следующим выводам [6.10, 1.10].

Если передача происходит над морем и нет ошибок из-за береговых эффектов, то с рамочными антеннами на расстояниях до 110 км (60 морских миль) средняя ошибка пеленгования составляет около  $2^\circ$  для дневных и для ночных наблюдений. На расстояниях до 200 км и при распространении волн над морем 90% наблюдений имеют ошибку не более  $2^\circ$ , но максимальная ошибка достигает приблизительно  $4^\circ$ .

При распространении радиоволн по суше средняя суточная точность пеленгования в  $2^\circ$  получается на расстояниях до 40—100 км в зависимости от длины волны, мощности передатчика и характера почвы.

При пеленговании самолетов рамкой с земли на обычно применяемой для этой цели волне  $\lambda=900$  м ошибка из-за ночных эффектов для расстояний до 150 км лежит в допустимых пределах.

Если на более коротких волнах, порядка 400—600 м, колебания пеленгов в ночные часы доходят до  $\pm 90^\circ$ , то с удлинением волны колебания пеленгов уменьшаются и на волне 10 000 м не превышают  $30^\circ$ . На больших расстояниях (свыше 2000 км) ночные ошибки уменьшаются. Причина этого заключается в том, что отраженная волна приходит к пеленгатору под очень малым углом к горизонту. При этом, как видно из (6.2), ошибка при пеленговании ненормально-поляризованного поля падает.

В гористой местности ночные эффекты начинают проявляться раньше, чем в равнинной, что объясняется более быстрым ослаблением земной волны.

Если ставится задача осуществить пеленгование главным образом в дневные часы или круглосуточное уверенное пеленгование на небольших расстояниях (до 150—180 км по морю или до 40—50 км по суше), то можно пользоваться рамочными радиопеленгаторами.

Для пеленгования, свободного от поляризационных ошибок, применяются преимущественно гониометрические системы с разнесенными антеннами, собранные по схеме *U*-образной системы или по схеме трансформаторной системы, а также фазовые радиопеленгаторы.

### **Пеленгование на коротких волнах (1,5—30 Мгц)**

Условия пеленгования коротких волн зависят от расстояния до пеленгуемого передатчика, длины волны и состояния верхних слоев атмосферы. Для различных условий пеленгования целесообразно применять разные антенные системы радиопеленгаторов.

На малых расстояниях (до 20—250 км в зависимости от длины волны, мощности передатчика и проводимости почвы) к пеленгатору подходит одна земная нормально-поляризованная волна. Безошибочное пеленгование коротких волн возможно осуществить, применяя любые антенные системы (рамку, разнесенные антенны, разнесенные рамки). Наиболее целесообразно на этих расстояниях применять рамочную антенную систему.

Отраженная от ионосферы волна может появиться либо на некотором расстоянии, после того как практически исчезнет земная волна, либо когда земная волна еще не уменьшится настолько, чтобы можно было с ней не считаться. В первом случае имеется зона молчания, во втором случае появится участок, где одновременно существуют земная и отраженная волны.

Пределы зоны молчания для любой волны зависят от времени суток и года, от мощности передатчика и параметров почвы. Чем больше проводимость почвы, тем дальше распространяется земная волна и меньше зона молчания.

В зоне молчания как прием, так и пеленгование ненадежны. Там могут существовать только рассеянные

отражения, при пеленговании которых получаются неверные пеленги изменяющейся величины, либо совсем не получается пеленга. В зоне молчания все антенные системы одинаково ненадежны, так как направление прихода рассеянных лучей не имеет обычно никакого отношения к действительному направлению на радиостанцию.

На тех расстояниях, где имеется земная и пространственная волна и где пространственная волна составляет только несколько процентов от земной волны, а следовательно, нет поляризационных ошибок, можно использовать любую систему, в том числе наиболее простую — рамочную. На больших расстояниях, где пространственная волна возрастает, необходимо применять антенную систему, свободную от поляризационных ошибок.

При выборе антенной системы, свободной от поляризационных ошибок, следует исходить из того, что при крутых углах падения ( $\beta \geq 60 \div 65^\circ$ ) качество работы системы с разнесенными антеннами значительно ухудшается. Это объясняется тем, что соотношение между вертикальной и горизонтальной составляющими электрического поля, пропорциональное  $\cos^2 \beta$ , уменьшается по сравнению с распространением вдоль горизонта:

- при  $\beta = 60^\circ$   $\cos^2 \beta = 0,25$  (ухудшение в 4 раза),
- при  $\beta = 80^\circ$   $\cos^2 \beta = 0,03$  (ухудшение более чем в 30 раз).

Этого недостатка, как мы видели, нет у системы с разнесенными рамками, так как прием вертикальной составляющей этой системой не зависит от  $\beta$ , а прием горизонтальной составляющей электрического поля пропорционален  $\cos \beta$ . В результате этого соотношение между напряжениями от горизонтальной составляющей и от вертикальной составляющей электрического поля уменьшается с увеличением угла падения. Только там, где угол падения лежит в пределах приблизительно  $0 \div 45^\circ$ , следует применять систему с разнесенными антеннами. Это соответствует расстояниям от передатчика, большим приблизительно 400 км. На расстояниях, где этот угол лежит в пределах от 45 до  $60\text{—}65^\circ$  (дальности  $400 \div 600$  км), система с разнесенными рамками имеет небольшие преимущества перед системой с разнесенными

антеннами и, наконец, при углах падения  $60 \div 65^\circ$  до  $90^\circ$  (дальности до 400 км) должна применяться система с разнесенными рамками.

Следует подчеркнуть, что систему с разнесенными рамками целесообразно применять только на тех расстояниях, где она имеет явные преимущества по точности по сравнению с системой с разнесенными антеннами, так как система с разнесенными рамками менее чувствительна и более громоздка.

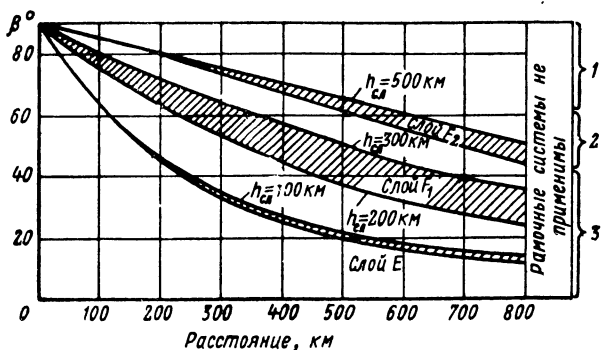


Рис. 6.26. Зависимость угла падения от расстояния:  
 1 — разнесенные рамки гораздо лучше, чем разнесенные антенны;  
 2 — разнесенные рамки несколько лучше, чем разнесенные антенны;  
 3 — разнесенные рамки и разнесенные антенны имеют примерно одинаковую точность

Из рис. 6.26, представляющего зависимости расстояния от угла падения для отражений от слоев  $E$ ,  $F_1$  и  $F_2$ , можно установить для конкретных условий распространения те дальности, на которых целесообразно применить ту или иную антенную систему в радиопеленгаторах коротких волн. Указанные на рисунке дальности являются некоторыми средними.

В ночные часы соотношение между вертикальной и горизонтальной составляющими электрического поля ухудшается по сравнению с дневными часами. Поэтому, как правило, ночью поляризационные ошибки проявляют себя сильнее, чем днем, а также увеличиваются боковые отклонения.

На очень больших расстояниях, близких к антиподам, пеленгование становится невозможным. На системе, свободной от поляризационных ошибок, которую

только и можно применить здесь, наблюдаются изменяющиеся во времени отсчеты. Это объясняется тем, что из многочисленных излучений, прошедших примерно одинаковые расстояния до пеленгатора, наиболее интенсивными оказываются электромагнитные колебания, прошедшие, хотя и несколько более длинный путь, но через неосвещенную часть земли. Отсчитываемый пеленг соответствует этому направлению, изменяющемуся в течение суток.

Так как эксплуатационные ошибки радиопеленгатора в значительной степени зависят от подверженности радиопеленгатора поляризационным ошибкам, то задача уменьшения стандартной поляризационной ошибки является весьма актуальной. Одновременно с этим стоит проблема уменьшения ошибок из-за боковых отклонений и интерференции. Для повышения точности пеленгования там, где это осуществимо, следует применять антенную систему с большим разнесом антенн или использовать несколько разнесенных радиопеленгаторов (2—3) для пеленгования одного и того же передатчика. Пеленгаторы должны быть разнесены на расстояние, большее 200—300 м. Кроме того что таким путем усредняются ошибки при пеленговании, можно по характеру отсчетов на отдельных устройствах и по различию отсчетов судить об условиях пеленгования и о надежности пеленгов. Весьма полезно иметь у одновременно работающих радиопеленгаторов разные наружные системы — с разнесенными антеннами и разнесенными рамками. Теоретически средняя ошибка должна при таком методе пеленгования измениться пропорционально  $\frac{1}{\sqrt{n}}$ , где  $n$  — число одновременно работающих одинаковых радиопеленгаторов.

### **Пеленгование на ультракоротких волнах (30—300 Мгц)**

На этих частотах пеленгование осуществляется по земной волне. Пеленгование используемых для радиосвязи рассеянных от ионосферы и тропосферы волн весьма затруднительно. Дальность действия передатчика зависит от высоты расположения антенн передатчика и приемника. При небольших высотах расположения передающей антенны напряженность поля от вертикальной

антенны больше, чем от горизонтальной, так как горизонтальная составляющая электрического поля быстро затухает у земли; при большой высоте расположения передающей антенны наоборот. Таким образом, на этих частотах возможны волны любой поляризации.

В пределах города, где имеется много строений, а также в пересеченной местности к приемной антенне приходит результирующее поле от передающей антенны и от отражающих предметов. Поэтому направление прихода и поляризация волны могут быть не связаны с направлением и поляризацией передающей антенны. Неровности почвы вызывают увеличение поглощения и уменьшение дальности передачи. На расстояниях, больших прямой видимости, проявляется влияние тропосферы.

На ультракоротких волнах преимущественно применяются радиопеленгаторы с поворотной рамкой или поворотной парой антенн либо большебазисные радиопеленгаторы с круговой или линейной антенной системой из разнесенных антенн. Иногда в поворотной паре антенн предусматривается возможность изменения ориентировки антенн для приема поля вертикальной и горизонтальной поляризации.

В антенной системе с неподвижными антеннами используются следующие принципы отсчета пеленга: двухканальный, фазовый с циклическим измерением фазы по высокой частоте, со сканированием острой характеристики направленности и др. При выборе антенной системы необходимо учитывать, что с увеличением разнесения антенн уменьшается влияние окружения, что весьма существенно для радиопеленгаторов, работающих на ультракоротких волнах.

---



## ГЛАВА 7

### РАСЧЕТ АНТЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ

#### 7.1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ СООБРАЖЕНИЯ

Основными характеристиками радиопеленгатора являются его точность и чувствительность.

Точность определяется средним квадратическим (или средним арифметическим) значением случайной угловой ошибки радиопеленгатора. Составляющие случайной угловой эксплуатационной ошибки радиопеленгатора рассмотрены в § 2.4, 4.1 — 4.12, 5.3, 6.1 — 6.5 и 11.1. При проектировании радиопеленгатора, после того как выбраны принцип пеленгования, метод отсчета пеленга и применяемая антенная система, рассчитывается или оценивается каждая составляющая ошибка и определяется суммарная случайная ошибка радиопеленгатора.

Чувствительность радиопеленгатора измеряется напряженностью поля, которая требуется для обеспечения заданной субъективной ошибки отсчета пеленга. Последняя обуславливает требуемое для отсчета пеленга отношение напряжений сигнала и шума на входе приемоиндикатора. Таким образом, чувствительность — это та минимальная напряженность поля, при которой получается нужное отношение напряжений сигнала и шума на входе приемоиндикатора.

Как показано в § 2.5, чувствительность радиопеленгатора улучшается с уменьшением коэффициента шума  $N$  входной части приемоиндикатора, уменьшением его полосы пропускания и с ростом произведения  $D\eta$ , где  $D$  — коэффициент направленного действия антенны,  $\eta$  — к. п. д. антенно-фидерного тракта. Заменяв  $D$  его выражением (см. § 2.5) и учтя, что  $\eta = \eta_a \eta_f$ , где  $\eta_a$  — к. п. д.

антенны,  $\eta_{\text{ф}}$  — к. п. д. фидера, соединяющего антенну со входом приемоиндикатора, выясним, что для улучшения чувствительности необходимо увеличить параметр антенной системы

$$B_{\text{а}} = \frac{H_e^2}{R_{\text{а}}} \eta_{\text{ф}},$$

где  $H_e$  и  $R_{\text{а}}$  — действующая высота и активное сопротивление антенной системы.

При слуховом методе отсчета пеленга по минимуму для улучшения чувствительности необходимо также добиваться увеличения крутизны разностной характеристики направленности у нуля. Увеличение этой крутизны требуется также и при других методах отсчета (суммарно-разностном, с модуляцией на входе и др.).

Коэффициент шума  $N$  зависит от коэффициента передачи напряжения от антенны на вход приемоиндикатора. Принимая во внимание небольшую разницу оптимального коэффициента шума и коэффициента шума при максимальном коэффициенте передачи напряжения входных цепей приемоиндикатора, первоначальный расчет входной цепи производим, исходя из условия получения максимума передачи напряжения (§ 7.3—7.10). В последующем коэффициент шума может быть проверен и соответствующие величины исправлены (§ 7.2).

При расчете входного устройства необходимо также учитывать условия настройки входных цепей приемоиндикатора. В большинстве современных приемников настройка входных цепей объединяется с настройкой всех остальных цепей приемника. Поэтому расстройка первого контура приемника под воздействием связи с антенной системой не должна быть велика, что ограничивает допустимую связь входного контура с антенной системой.

Для увеличения параметра антенной системы  $B_{\text{а}}$  необходимо получить максимально возможное значение для  $\frac{H_e^2}{R_{\text{а}}}$  и для  $\eta_{\text{ф}}$ . Максимумы  $\frac{H_e^2}{R_{\text{а}}}$  достигают соответствующим выбором размеров и конструкции отдельных антенн и всей антенной системы (соответствующим выбором числа витков рамок, правильным выбором диаметра и высоты отдельных вибраторов и конструкции из зазем-

лений, выбором разноса и числа антенн системы и др.). К. п. д. фидера  $\eta_f$  будет тем больше, чем ближе к единице  $K_{БВ}$  фидера. Равенство  $K_{БВ}=1$  соответствует условию согласованной нагрузки, когда сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению фидера. Следует отметить, что при  $K_{БВ}=1$  значительно облегчается проектирование входной части приемоиндикатора, так как при этом легко скомпенсировать реакцию антенной системы на настроенный входной контур и получить оптимальное значение коэффициента шума на всем рабочем диапазоне частот. В § 4.12 было показано, что, когда  $K_{БВ}=1$ , возможная неодинаковость параметров высокочастотных кабелей приводит к минимальным инструментальным ошибкам. Объясняется это тем, что при  $K_{БВ}=1$  отсутствуют резонансы в антенно-фидерной системе и неодинаковость элементов и возможная асимметрия антенн не создает больших ошибок.

Таким образом, очевидны положительные качества согласования нагрузок высокочастотных кабелей, присоединяющих антенны к приемоиндикатору, с волновым сопротивлением кабеля. Это особенно целесообразно, когда антенная система располагается на большом расстоянии, равном нескольким длинам волн.

Поэтому при проектировании антенно-фидерной системы необходимо рассмотреть возможность выбора такой конструкции антенн, при которой обеспечивается во всем рабочем диапазоне частот согласование антенны и фидера. Для этого, как известно, применяют вертикальные антенны большого диаметра (с малым  $\rho_A$ ), используют вертикальные антенны с врубленными элементами  $L$  и  $R$  (§ 3.1) и схемы компенсации реактивности вибраторов при помощи сосредоточенных элементов или отрезков длинной линии, и т. п.

В тех случаях, когда не представляется возможным достигнуть согласования выбором конструкции или схемы антенны, иногда между фидером и нагрузкой включают специальные переходные устройства, служащие для трансформации комплексного сопротивления антенны в активное сопротивление, равное волновому сопротивлению фидера. Наконец, если включение элементов согласования невозможно или нецелесообразно, применяют несогласованную антенно-фидерную систему. В этом случае желательно не иметь резонансов в си-

стеме в рабочем диапазоне частот и получить  $K_{\text{БВ}}$  у фидеров как можно ближе к единице. Иногда в антенно-фидерную систему приходится включать дополнительные активные сопротивления, чтобы уменьшить проявление резонансов, если их нельзя избежать.

Из изложенного вытекает, что возможны три варианта расчета антенно-фидерной системы и входного устройства приемника радиопеленгатора:

1. Непосредственное подключение фидеров к несогласованным с фидерами нагрузкам (антеннам) и получение максимальных достижимых в рабочем диапазоне частот коэффициента передачи и чувствительности. При этом необходимо учесть влияние реакции сопротивления антенно-фидерной системы на настройку входного контура; должны быть приняты меры к ограничению инструментальных ошибок из-за возможной неодинаковости элементов системы и асимметрии отдельных антенн. Расчеты даны в § 7.3—7.8.

2. Применение элементов согласования между антенной и фидером. Согласующее устройство приходится подбирать, учитывая закон изменения с частотой сопротивления нагрузки. Обычно заранее решить вопрос о целесообразности применения переходных устройств согласования нагрузок не представляется возможным. Этот вопрос решается в результате соответствующих расчетов.

3. В отдельных случаях возможно согласование сопротивления антенны с фидером без применения дополнительных элементов. Это соответствует использованию широкодиапазонных вибраторов (§ 3.1). Целесообразность принятия того или иного решения должна быть определена в результате проектирования.

## 7.2. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Большинство рассмотренных ниже схем входных цепей могут быть приведены к общей эквивалентной схеме, представленной на рис. 7.1.

Обозначим:

$X_a, R_a$  — реактивное и активное сопротивления антенны (пересчитанные к входу приемника);  
 $L_1, R_1$  — индуктивность и активное сопротивление катушки связи;

$C_2, L_2, R_2$  — емкость, индуктивность и активное сопротивление резонансного контура;  
 $R_{ш}$  — шумовое сопротивление лампы;  
 $K$  — коэффициент связи катушек контура и связи.

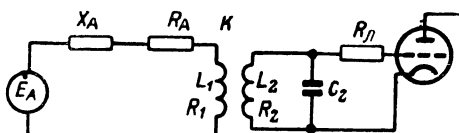


Рис. 7.1. Эквивалентная схема входной цепи.

Найдем сопротивления, вносимые первичной цепью во вторичную:

$$\Delta X = -\frac{\omega^2 M^2}{z_1^2} (X_a + X_1) = -n^2 (X_a + X_1), \quad (7.1)$$

$$\Delta R = \frac{\omega^2 M^2}{z_1^2} (R_a + R_1) = n^2 (R_a + R_1), \quad (7.2)$$

где

$$z_1 = \sqrt{(X_a + X_1)^2 + (R_a + R_1)^2}; \quad X_1 = \omega L_1; \quad n = \frac{K\omega \sqrt{L_1 L_2}}{z_1}.$$

Для сокращения введем обозначения

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - n^2 (X_a + X_1) = X',$$

$$4kTB = P_0.$$

Если предположить, что единственным источником шума является сопротивление антенны, то квадрат эффективного значения напряжения шума во вторичном контуре будет

$$E_{ша}^2 = P_0 n^2 R_a,$$

а квадрат напряжения шума на зажимах контура

$$U_{ша}^2 = \frac{E_{ша}^2}{(X')^2 + (R_2 + \Delta R)^2 \omega^2 C_2^2} = \frac{P_0 n^2 R_a}{(X')^2 + (R_2 + \Delta R)^2 \omega^2 C_2^2}.$$

Если учесть действие всех источников шума, то квадрат полного напряжения шумов на сетке первой лампы выразится через

$$U_{\text{ш}}^2 = \frac{P_0 (n^2 R_a + n^2 R_1 + R_2)}{[(X')^2 + (R_2 + \Delta R)^2] \omega^2 C_2^2} + P_0 R_{\text{л}}. \quad (7.3)$$

Отсюда определяем коэффициент шума:

$$N = \frac{U_{\text{ш}}^2}{U_{\text{ша}}^2} = 1 + \frac{R_1}{R_a} + \frac{R_2}{n^2 R_a} + R_{\text{л}} \frac{[(X')^2 + (R_2 + \Delta R)^2] \omega^2 C_2^2}{n^2 R_a}. \quad (7.4)$$

Рассмотрим случай, когда шумовое сопротивление лампы весьма мало, так что последним членом в выражении для коэффициента шума можно пренебречь.

Коэффициент шума будет тогда равен

$$N = 1 + \frac{R_1}{R_a} + \frac{R_2}{n^2 R_a}. \quad (7.5)$$

Из этого выражения видно, что для уменьшения коэффициента шума необходимо, насколько возможно, увеличить  $n$ . Это может быть достигнуто увеличением коэффициента связи  $K$  и соответствующим выбором величины  $L_1$ . Отсюда следует, что  $K$  должен быть выбран настолько большим, насколько это возможно конструктивно. Что касается индуктивности катушки связи, то при ее увеличении изменяются как числитель, так и знаменатель выражения для  $n$ . Кроме того, при практическом выполнении одновременно с увеличением индуктивности катушки связи растет ее активное сопротивление. Обычно можно принять, что добротность катушки связи имеет постоянную величину  $Q_1$ :

$$R_1 = \frac{\omega L_1}{Q_1}.$$

Учитывая эти обстоятельства, найдем наивыгоднейшее значение  $L_1$ . С этой целью напишем развернутое выражение для  $n^2$ :

$$n^2 = \frac{\omega^2 K^2 L_1 L_2}{(X_a + \omega L_1)^2 + \left( R_a + \frac{\omega L_1}{Q_1} \right)^2}.$$

и подставим его в формулу (7.5):

$$N = 1 + \frac{\omega L_1}{Q_1 R_a} + \frac{R_2}{R_a} \frac{(X_a + \omega L_1)^2 + \left(R_a + \frac{\omega L_1}{Q_1}\right)^2}{\omega^2 K^2 L_1 L_2}.$$

Развертывая это выражение, пренебрегая малым слагаемым  $\left(\frac{\omega L_1}{Q_1}\right)^2$  и группируя члены с одинаковыми степенями  $\omega L_1$ , получим

$$N = 1 + \frac{R_2}{K^2 \omega L_2} \left\{ 2 \left( \frac{X_a}{R_a} + \frac{1}{Q_1} \right) + \omega L_1 \left( 1 + \frac{K^2 \omega L_2}{Q_1 R_2} \right) \frac{1}{R_a} + \frac{1}{\omega L_1} \frac{X_a^2 + R_a^2}{R_a} \right\}. \quad (7.6)$$

Минимум коэффициента шума получается, когда

$$(\omega L_1)_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{X_a^2 + R_a^2}{1 + \frac{K^2 \omega L_2}{Q_1 R_2}}} = \frac{z_a \sqrt{Q_1}}{\sqrt{K^2 Q_2 + Q_1}}, \quad (7.7)$$

где

$$z_a = \sqrt{R_a^2 + X_a^2}; \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}.$$

Подстановка этого значения  $\omega L_1 = \omega L_{1\text{опт}}$  в (7.6) дает минимальную величину коэффициента шума

$$N_{\text{мин}} = 1 + \frac{2}{K^2 Q_2} \left\{ \left( \frac{X_a}{R_a} + \frac{1}{Q_1} \right) + \frac{z_a}{R_a} \sqrt{\frac{K^2 Q_2 + Q_1}{Q_1}} \right\}. \quad (7.8)$$

Из последней формулы видно, что коэффициент связи должен быть взят максимальным (это было отмечено ранее). Кроме того, необходимо обеспечить максимальную добротность  $Q_2$  резонансного контура и добротность  $Q_1$  катушки связи, хотя последняя влияет на величину коэффициента шума значительно слабее, чем добротность резонансного контура и коэффициент связи.

Если через  $a$  обозначить отношение

$$a = \frac{L_{1\text{опт}}}{L},$$

то коэффициент шума может быть представлен в виде

$$\begin{aligned} N &= 1 + \frac{1}{K^2 Q_2} \left\{ 2 \left( \frac{X_a}{R_a} + \frac{1}{Q_1} \right) + \frac{z_a}{R_a} \sqrt{\frac{K^2 Q_2 + Q_1}{Q_1}} \left( a + \frac{1}{a} \right) \right\} = \\ &= N_{\text{мин}} + \frac{z_a}{R_a} \sqrt{\frac{K^2 Q_2 + Q_1}{Q_1}} \frac{(a-1)^2}{a}. \end{aligned} \quad (7.9)$$

Последняя формула позволяет оценить влияние отличия индуктивности катушки связи от оптимальной величины на величину коэффициента шума.

Рассмотрим применение полученных формул к антеннам различного типа, отличающимся характером реактивного сопротивления.

1. *Реактивное сопротивление антенны имеет индуктивный характер (рамка).*

$$\begin{aligned} X_a &= \omega L_a, \\ (\omega L_1)_{\text{опт}} &= \frac{\sqrt{[(\omega L_a)^2 + R_a^2] Q_1}}{\sqrt{K^2 Q_2 + Q_1}}. \end{aligned} \quad (7.10)$$

Формула (7.10) показывает, что индуктивность катушки связи должна быть меньше индуктивности рамки.

Согласно формуле (7.8), пренебрегая величиной  $\frac{1}{Q_1}$  в сравнении с  $\frac{X_a}{R_a} = Q_a$ , получим для минимального коэффициента шума

$$N_{\text{мин}} = 1 + \frac{2Q_a}{K^2 Q_2} \left\{ 1 + \sqrt{\frac{K^2 Q_2}{Q_1} + 1} \right\}. \quad (7.11)$$

На рис. 7.2 представлен график зависимости  $N_{\text{мин}}$  от  $\frac{K^2 Q_2}{Q_a}$  для случая, когда  $Q_1 = Q_a$ .

2. *Реактивное сопротивление антенны равно нулю.* Оптимальная индуктивность катушки связи и минимальный коэффициент шума будут

$$(\omega L_1)_{\text{опт}} = \frac{R_a}{\sqrt{\frac{K^2 Q_2}{Q_1} + 1}}, \quad (7.12)$$

$$N_{\text{мин}} = 1 + \frac{2}{K^2 Q_2} \sqrt{\frac{K^2 Q_2}{Q_1} + 1}. \quad (7.13)$$



3. *Реактивное сопротивление антенны имеет емкостный характер.* Пренебрегая активным сопротивлением антенны, получим оптимальную индуктивность катушки связи из

$$(\omega L_1)_{\text{опт}} = \frac{1}{\omega C_a} \sqrt{\frac{Q_1}{K^2 Q_2 + Q_1}}. \quad (7.14)$$

Это выражение определяет оптимальную настройку антенны

$$(\omega^2 L_1 C_a)_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{Q_1}{K^2 Q_2 + Q_1}}. \quad (7.15)$$

Минимальный коэффициент шума будет

$$N_{\text{мин}} = 1 + \frac{2Q_a}{K^2 Q_2} \left[ 1 + \sqrt{\frac{K^2 Q_2 + Q_1}{Q_1}} \right]. \quad (7.16)$$

Из выражения (7.15) видно, что резонансная частота антенной цепи в этом случае должна быть выше рабочей частоты.

Полученные формулы позволяют рассчитать элементы входной цепи приемоиндикатора, если известно сопротивление антенны на входе приемоиндикатора и можно пренебречь шумовым сопротивлением входной лампы. Поскольку сопротивление антенны не остается постоянным в широком диапазоне частот, то формулы настоящего параграфа могут применяться только для расчета элементов входа при узком диапазоне частот, когда сопротивление антенны можно считать постоянным, а также для сравнения на отдельных частотах рабочего диапазона минимального коэффициента шума с коэффициентом шума, получаемым в результате расчетов, приведенных в последующих параграфах. Эти расчеты выполнены исходя из требования получения максимального коэффициента передачи входной цепи.

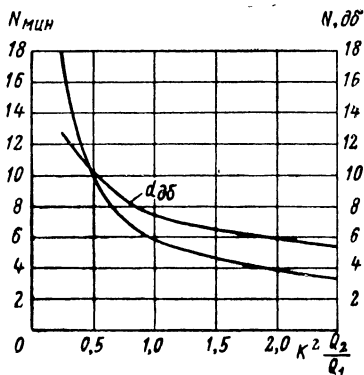


Рис. 7.2. Коэффициент шума рабочего пеленгатора.

### 7.3. РАСЧЕТ ЭФФЕКТИВНОСТИ НАСТРОЕННОЙ РАМКИ

Простейшая схема рамки представлена на рис. 7.3.

Рамка, имеющая действующую индуктивность  $L_0$  и активное сопротивление  $R_0$ , настраивается с помощью конденсатора  $C$ . Если мы обозначим э. д. с., наведенную в рамке, через  $E$ , то при резонансе, когда

$$\omega L_0 = \frac{1}{\omega C},$$

ток  $I_{\text{рез}}$  в контуре рамки равен

$$I_{\text{рез}} = \frac{E}{R_0}.$$

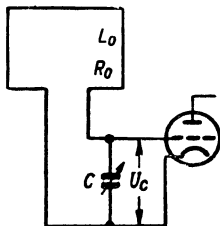


Рис. 7.3. Схема включения настроенной рамки.

Напряжение на конденсаторе, подаваемое на сетку первой лампы, будет

$$U_{c \text{ рез}} = \frac{I_{\text{рез}}}{\omega C} = \frac{E}{\omega C R_0}. \quad (7.17)$$

Отношение  $\frac{1}{\omega C R_0} = \frac{\omega L_0}{R_0} = Q$  представляет собой добротность рамки. Таким образом, для коэффициента передачи напряжения простой настроенной рамки получим

$$k_a = \frac{U_{c \text{ рез}}}{E} = Q. \quad (7.18)$$

Эффективность настроенной рамки, т. е. отношение напряжения на сетке первой лампы  $U_{c \text{ рез}}$  к напряженности поля  $E$ , будет

$$p_{\text{э}} = \frac{U_{c \text{ рез}}}{E} = h_e Q = \frac{2\pi S N_p}{\lambda} Q, \quad (7.19)$$

где  $S$  — площадь рамки,  $\text{м}^2$ ;

$\lambda$  — длина волны,  $\text{м}$ ,

$N_p$  — число витков.

При симметричной схеме включения рамки (рис. 7.4) на сетку лампы попадает только половина напряжения, получающегося на конденсаторе. Следовательно, эффективность будет

$$p_{\text{э}} = \frac{h_e Q}{2}.$$

Не следует думать, что эффективность симметричной схемы в два раза ниже, чем несимметричной. Дело в том, что  $R_0$  в приводимых выше формулах следует

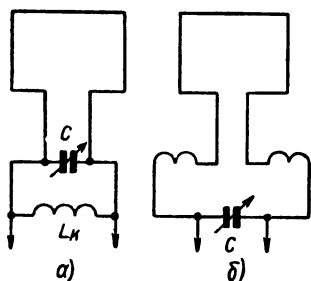


Рис. 7.4. Схемы диапазона волн рамки:

а — укорочения; б — удлинения.

понимать как активное сопротивление, эквивалентное всем потерям в рамке и связанных с ней цепях, в том числе сопротивлению, эквивалентное потерям в цепи сетки лампы. При симметричной схеме включения эта слагающая сопротивления уменьшается в 4 раза, что ведет к возрастанию множителя резонанса и, следовательно, эффективности.

При необходимости перекрыть широкий диапазон частот возможно применение секционированной рамки. Переход с одного частичного диапазона на другой осуществляется включением большего или меньшего числа витков рамки. Неработающие (холостые) витки рамки остаются при этом разомкнутыми или замыкаются накоротко. Недостаток этого способа состоит в том, что присутствие холостых витков может вызвать несимметрию рамки, следовательно, возрастание антенного эффекта. Кроме того, присутствие холостых витков ведет к увеличению затухания, т. е. к понижению добротности и эффективности рамки.

Другой метод перекрытия широкого диапазона волн состоит в применении схем укорочения (рис. 7.4,а) и удлинения волны рамки (рис. 7.4,б). В схеме укорочения параллельно рамке включена катушка самоиндукции  $L_k$ . Результирующая индуктивность благодаря этому уменьшается и

рамка настраивается на более короткую волну. Эквивалентная схема для расчета эффективности в случае укорочения волны рамки представлена на рис. 7.5. Обозначим полное сопротивление между точками  $a$  и  $b$  (справа от них) через  $Z_{ab}$ :

$$Z_{ab} = \frac{R_K + j\omega L_K}{1 - \omega^2 L_K C + j\omega R_K C}$$

Напряжение на конденсаторе  $U_C$  будет равно

$$\begin{aligned} \dot{U}_C &= E \frac{Z_{ab}}{Z_{ab} + R_0 + j\omega L_0} = \\ &= \frac{E (R_K + j\omega L_K)}{R_K (1 - \omega^2 L_0 C) + R_0 (1 - \omega^2 L_K C) + j\omega (L_K + L_0 + R_K R_0 C - \omega^2 L_K L_0 C)} \end{aligned}$$

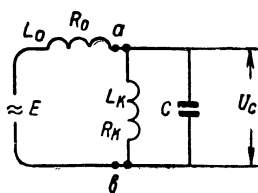


Рис. 7.5. Эквивалентная схема рамки с укорочением.

Напряжение на конденсаторе максимальное, когда мнимая часть знаменателя обращается в нуль. Пренебрегая малой величиной  $R_K R_0 C$  в сравнении с остальными, условие резонанса получим в виде

$$\omega = \sqrt{\frac{L_K + L_0}{L_K L_0 C}} = \sqrt{\frac{1}{L' C}}, \quad (7.20)$$

где  $L' = \frac{L_K L_0}{L_K + L_0}$  — индуктивность, состоящая из параллельно соединенных индуктивностей рамки и укорачивающей катушки.

Поставив это условие в выражение для  $U_C$  и пренебрегая  $R_K$  в сравнении с  $\omega L_K$  в числителе, найдем напряжение на конденсаторе при резонансе:

$$U_{C \text{ рез}} = E \frac{\omega L_0}{R_0 + \frac{L_0^2}{L_K^2} R_K} = E Q'. \quad (7.21)$$

В формуле (7.21)  $Q'$  — эквивалентная добротность контура. Очевидно, что  $Q'$  меньше, чем  $Q$ .

Коэффициент передачи напряжения рамки равен

$$k_a = Q' = Q \frac{1}{1 + \frac{L_0^2 R_K}{L_K^2 R_0}} = \frac{Q}{1 + \frac{L_0 Q}{L_K Q_K}}, \quad (7.22)$$

где  $Q_K$  — добротность укорачивающей катушки.

Эффективность  $p_3$  равна

$$p_3 = h_e Q'.$$

В случае удлинения волны рамки (рис. 7.4,б) может быть без изменения применена формула (7.18) коэффициента передачи напряжения. Следует только учесть, что под  $R_0$  здесь подразумевается суммарное сопротивление рамки и катушки. Хотя коэффициент передачи напряжения получается примерно такой же, как и для схемы рис. 7.3, в этом случае эффективность получается более низкой, так как число витков рамки берется меньшим, чем это было бы возможно при применении на той же волне схемы настроенной рамки без удлинения.

Остановимся на вопросе о выборе основных параметров рамки — ее диаметра (или стороны) и числа витков. С точки зрения получения наибольшей эффективности выгоднее делать линейные размеры рамки возможно большими. Поэтому их следует выбрать настолько большими, насколько это позволяют практические соображения — удобство размещения и вращения. При заданных линейных размерах рамки для работы на одной фиксированной волне можно подобрать наивыгоднейшее число витков. Существование оптимума для числа витков определяется тем, что действующая высота рамки при увеличении числа витков возрастает, а коэффициент передачи напряжения начиная с некоторого числа витков падает вследствие резкого падения добротности [7.1].

Практически всегда ставится задача работы с одной рамкой в некотором диапазоне частот. В таком случае число витков рамки определяется ее индуктивностью, которая задается величиной емкости переменного конденсатора и выбранной схемой входной цепи. Следует отметить, что рамки и особенно провода, соединяющие рамку с приемником, обладают сравнительно большой емкостью. Вследствие этого максимальная емкость переменного конденсатора требуется большая, чем для перекрытия того же диапазона волн в обычных контурах.

При необходимости перекрыть широкий диапазон частот, когда требуется отнести рамку от приемника, целесообразно применить схему индуктивной связи с не-

настроенной рамкой. К расчету такой схемы сводится также расчет рамочной системы с гониометром. Эти расчеты приведены в § 7.4.

#### 7.4. РАСЧЕТ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАМКИ С ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

##### Ненастроенная рамка с индуктивной связью

В этом случае (рис. 7.6), пренебрегая влиянием собственной емкости рамки, полное сопротивление ее получим в виде

$$Z_1 = R_0 + R_1 + j\omega(L_0 + L_1).$$

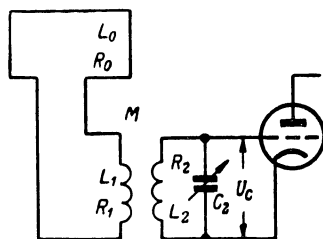


Рис. 7.6. Схема включения рамки с индуктивной связью.

Ток в цепи рамки равен

$$I_1 = \frac{E_1}{R_0 + R_1 + j\omega(L_0 + L_1)}.$$

Вносимое во вторичный контур сопротивление равно

$$\Delta Z_2 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_0 + R_1)^2 + \omega^2 (L_0 + L_1)^2} [(R_0 + R_1) - j\omega(L_0 + L_1)],$$

где  $M$  — взаимная индуктивность контуров рамки и входного (вторичного):

$$M = K \sqrt{(L_0 + L_1) L_2}.$$

Полное сопротивление вторичной цепи равно

$$Z'_2 = Z_2 + \Delta Z_2 = R_2 + \frac{\omega^2 M^2 (R_0 + R_1)}{(R_0 + R_1)^2 + \omega^2 (L_0 + L_1)^2} + j \left[ \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{\omega^3 (L_0 + L_1) M^2}{(R_0 + R_1)^2 + \omega^2 (L_0 + L_1)^2} \right].$$

При резонансе мнимая часть этого выражения обращается в нуль:

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{\omega^3 (L_0 + L_1) M^2}{(R_0 + R_1)^2 + \omega^2 (L_0 + L_1)^2} = 0.$$

Так как  $R_0 + R_1$  обычно значительно меньше, чем  $\omega(L_0 + L_1)$ , то в знаменателе последнего члена можно пренебречь первым слагаемым. Тогда получим приближенное условие резонанса

$$\omega \left( L_2 - \frac{M^2}{L_0 + L_1} \right) - \frac{1}{\omega C_2} = 0.$$

Мы видим, что влияние первичного контура, эквивалентного уменьшению индуктивности вторичного, на величину

$$\Delta L_2 = \frac{M^2}{L_0 + L_1} = K^2 L_2 = K_L^2 \frac{L_1 L_{св}}{L_0 + L_1},$$

где  $L_{св}$  — часть катушки  $L_2$ , связанная с  $L_1$ ,

$$M = K_L \sqrt{L_{св} L_1}.$$

Так как это изменение не зависит от частоты\*, то оно легко может быть скомпенсировано соответствующим увеличением собственной индуктивности вторичного контура  $L_2$ .

Сопротивление вторичной цепи при резонансе равно

$$Z'_{2 \text{ рез}} = R_2 + \frac{M^2}{(L_0 + L_1)^2} (R_0 + R_1) = R_2 + \\ + K_L^2 \frac{L_1 L_{св}}{(L_0 + L_1)^2} (R_0 + R_1).$$

При выводе этой формулы мы также пренебрегаем членом  $(R_0 + R_1)^2$  в сравнении с  $\omega^2 (L_0 + L_1)^2$ .

\* Это верно только при пренебрежении емкостью рамки, т. е. когда  $\lambda_0 < \lambda_{\text{мин}}$ .

Определим теперь напряжение на конденсаторе при резонансе:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{с рез}} &= -j \frac{\dot{E}_2}{Z'_{2 \text{ рез}}} \frac{1}{\omega C_2} = \frac{\omega^2 M}{Z'_{2 \text{ рез}}} \left( L_2 - \frac{M^2}{L_0 + L_1} \right) \dot{I}_1 = \\ &= \frac{\omega^2 M \left( L_2 - \frac{M^2}{L_0 + L_1} \right) E_1}{Z'_{2 \text{ рез}} (R_0 + R_1) + j\omega (L_0 + L_1)}. \end{aligned}$$

Снова, пренебрегая  $(R_0 + R_1)^2$  в сравнении с  $\omega^2 (L_0 + L_1)^2$ , находим амплитуду напряжения на конденсаторе:

$$U_{\text{с рез}} = \frac{\omega M \left( L_2 - \frac{M^2}{L_0 + L_1} \right)}{\left[ R_2 + \frac{M^2}{(L_0 + L_1)^2} (R_0 + R_1) \right] (L_0 + L_1)} E_1. \quad (7.23)$$

Отсюда находим коэффициент передачи напряжения

$$k_a = \frac{\omega M \left( L_2 - \frac{M^2}{L_0 + L_1} \right)}{\left[ R_2 + \frac{M^2}{(L_0 + L_1)^2} (R_0 + R_1) \right] (L_0 + L_1)}. \quad (7.24)$$

Преобразуем последнюю формулу. Вводя обозначение  $\alpha = \frac{L_1}{L_0}$  и учитывая равенства

$$K_L = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_{\text{св}}}}, \quad \delta_1 = \frac{R_0 + R_1}{\omega (L_0 + L_1)}, \quad \delta_2 = \frac{R_2}{\omega L_2},$$

получим

$$k_a = \frac{\sqrt{\alpha}}{1 + \alpha} \frac{K_L \left( 1 - K_L^2 \frac{\alpha}{1 + \alpha} \frac{L_{\text{св}}}{L_2} \right)}{\delta_2 + K_L^2 \frac{\alpha}{1 + \alpha} \frac{L_{\text{св}}}{L_2} \delta_1} \sqrt{\frac{L_{\text{св}}}{L_0}}, \quad (7.25)$$

где  $\delta_1, \delta_2$  — затухания контуров рамки и входного.

Дифференцируя это выражение по  $\alpha$  и приравнявая нулю с целью нахождения максимума  $k_a$ , получаем полное кубическое уравнение относительно  $\alpha$ . Учитывая, что вблизи максимума величина  $k_a$  изменяет-



ся малю, для упрощения расчёта допустимо найти оптимальное значение  $\alpha$ , положив в последней формуле

$$1 - K_L^2 \frac{\alpha}{1 + \alpha} \frac{L_{св}}{L_2} \approx 1.$$

Действительно

$$K_L^2 \frac{\alpha}{1 + \alpha} \frac{L_{св}}{L_2} \ll 1.$$

При этих предположениях

$$\alpha_{\text{опт}} = \frac{\delta_2}{\delta_2 + K_L^2 \frac{L_{св}}{L_2} \delta_1} \quad (7.26)$$

и

$$k_{a \text{ макс}} = \frac{K_L}{2\delta_2} \sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_2 + K_L^2 \delta_1 \frac{L_{св}}{L_2}}} \times \times \frac{(2 - K_L^2) \delta_2 + K_L^2 \delta_1 \frac{L_{св}}{L_2}}{2\delta_2 + K_L^2 \delta_1 \frac{L_{св}}{L_2}} \sqrt{\frac{L_{св}}{L_0}} \quad (7.27)$$

На рис. 7.7 дан график зависимости  $k_{a \text{ макс}}$  от  $K_L$  при различных значениях отношения  $\frac{\delta_1}{\delta_2}$  и при  $L_{св} = L_2$ .

Из графика видно, что  $k_{a \text{ макс}}$  возрастает почти пропорционально  $K_L$  до значений  $K_L$ , приблизительно равных 0,5—0,6. При дальнейшем увеличении  $K_L$  возрастание эффективности происходит медленно.

Рассмотрим соображения по выбору параметров рамки для случая ненастроенной рамки. Из формулы (7.27) видно, что  $k_{a \text{ макс}}$  ненастроенной рамки обратно пропорционален корню квадратному из ее индуктивности.

Таким образом, эффективность системы пропорциональна величине

$$\frac{2\pi S N_p}{\lambda} \frac{1}{\sqrt{L_0}}.$$

Следовательно, площадь рамки выгодно сделать возможно большой.

При выборе числа витков  $N_p$  следует учесть, что величина  $L_0$  также зависит от  $N_p$ . Эта зависимость имеет следующий вид:

$$L_0 = A + BN_p + CN_p^2,$$

где  $A$ ,  $B$  и  $C$  — коэффициенты, определяемые размерами и формой рамки.

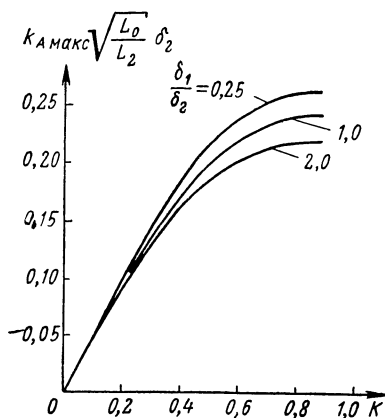


Рис. 7.7. Зависимость  $k_{\text{Амакс}}$  от  $K_L$  для настроенной рамки с индуктивной связью.

Величина  $\frac{N_p}{\sqrt{L_0}} = \frac{N_p}{\sqrt{A + BN_p + CN_p^2}}$  при малом числе витков возрастает почти пропорционально  $N_p$ , а затем при большом  $N_p$  стремится к пределу  $\lim \left( \frac{N_p}{\sqrt{L_0}} \right) = \frac{1}{\sqrt{C}}$ .

Значительное увеличение  $N_p$  может привести к тому, что собственная волна системы окажется внутри рабочего диапазона волн, в результате чего появляется неравномерная эффективность по диапазону и целый ряд осложнений при использовании рамки в радиопеленгаторе. Кроме того, в этом случае не применимы выведенные выше формулы (так как мы пренебрегали  $C_0$ ). Поэтому обычно довольствуются достижением 90—95% от пре-

дельного значения  $\frac{N_p}{\sqrt{L_0}}$ , ограничивая в то же время собственную волну рамки (с учетом емкости подводящих проводов) значением  $(0,5 — 0,8) \lambda_{\text{мин}}$ .

Ненастроенная рамка обладает несколько меньшей эффективностью, чем настроенная. Проигрыш в применении индуктивной связи тем больше, чем выше добротность рамки. С другой стороны, применение индуктивной связи обеспечивает большую равномерность эффективности при переключении диапазона волн и поэтому дает благоприятные результаты при очень широком диапазоне волн, требующем большого числа переключений частичных диапазонов.

### Гониометрическая система с замкнутыми рамками

Эффективность гониометрической системы из двух взаимно-перпендикулярных рамок равна эффективности поворотной рамки с индуктивной связью, у которой такая же схема входа, как у гониометрической системы с максимальной связью катушек гониометра. На основании этого к расчету гониометрической системы с рамками применимы формулы, выведенные для расчета рамки с индуктивной связью.

В случае работы гониометрической системы в очень широком диапазоне частот применяются следующие способы осуществления переключения частичных диапазонов частот: полное переключение гониометров (или смена их) по частичным диапазонам, переключение секций искательной катушки, применение схем удлинения и укорочения для искательной катушки и применение промежуточного ненастроенного контура.

Переключение гониометров по частичным диапазонам частот является лучшим способом с чисто электрической точки зрения. Однако этот способ громоздок и очень усложняет монтаж. Переключение секций искательной катушки гониометра применяется очень редко, так как крайне трудно осуществить это переключение при выполнении всех требований в отношении симметрии схемы и намотки, в отсутствии паразитных связей и малости октантальной ошибки гониометра.

Использование схемы удлинения и укорочения искательной катушки является наиболее распространен-

ным. Для расчета схемы удлинения непосредственно применимы формулы (7.25) и (7.27) настоящего параграфа.

Приведем расчет схемы укорочения, представленной на рис. 7.8,а. В соответствии с уже примененным ранее

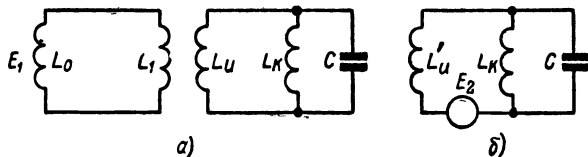


Рис. 7.8. Схема гониометра с укорочением.

методом найдем эквивалентную э. д. с. и вносимое сопротивление в цепи искательной катушки:

$$E_2 = E_1 \frac{M}{L_0 + L_1}, \quad \Delta Z_{\Gamma} = \frac{M^2}{(L_0 + L_1)^2} [R_0 + R_1 - j\omega(L_0 + L_1)].$$

Обозначим измененные из-за вносимых сопротивлений параметры искательной катушки  $L'_и$  и  $R'_и$ . Тогда дальнейшему расчету подлежит схема рис. 7.8,б. Она вполне подобна схеме укорочения рамки. Для определения напряжения на контуре и условия резонанса используем формулы (7.20) и (7.21), заменяя в них лишь обозначения:

$$\omega_{\text{рез}} = \sqrt{\frac{L_{\text{к}} + L'_{\text{и}}}{L_{\text{к}} L'_{\text{и}} C}} = \frac{1}{\sqrt{L'_{\text{и}} C}},$$

$$U_{\text{с рез}} = E_2 \frac{\omega L'_{\text{и}}}{R'_{\text{и}} + \frac{L_{\text{н}}'^2}{L_{\text{к}}^2} R_{\text{к}}} = E_1 \frac{M}{L_0 + L_1} \frac{\omega L'_{\text{и}}}{R'_{\text{и}} + \frac{L_{\text{н}}'^2}{L_{\text{к}}^2} R_{\text{к}}}, \quad (7.28)$$

$$p_{\text{э}} = h_e \frac{M}{L_0 + L_1} \frac{\omega L'_{\text{и}}}{R'_{\text{и}} + \frac{L_{\text{н}}'^2}{L_{\text{к}}^2} R_{\text{к}}}. \quad (7.29)$$

В этой формуле известны все величины, за исключением  $L_{\text{к}}$ , так как они определяются расчетом того диапазона, на котором укорочение отсутствует. Таким образом, расчет схемы укорочения сводится к определению  $L'_{\text{и}}$ , затем  $L_{\text{к}}$  и к последующей проверке эффективности по формуле (7.29),

Схему с промежуточным ненастроенным контуром (рис. 7.9) целесообразно применить, если необходимо уменьшить реакцию рамочного контура на настроенный контур. По эффективности она может быть выгодна только при очень большом числе частотных диапазонов. Для расчета ее найдем э. д. с., индуктируемую в промежуточном контуре:

$$E_{\text{пр}} = E_1 \frac{M}{L_0 + L_A} = E_1 K_{L1} \frac{\sqrt{L_A L_B}}{L_A + L_0}.$$

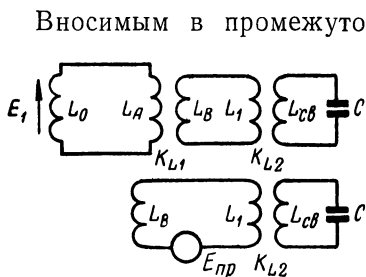


Рис. 7.9. Схема гониометра с ненастроенным промежуточным контуром.

Вносимым в промежуточный контур сопротивлением в этом случае пренебрегаем, так как он не настроен, и поэтому влияние вносимого сопротивления невелико. Максимум э. д. с. имеет место при  $L_A \text{ опт} = L_0$  и равен

$$E_{\text{пр макс}} = E_1 \frac{K_{L1}}{2} \sqrt{\frac{L_B}{L_0}}.$$

К дальнейшему расчету можно применить формулы (7.24) — (7.27) этого параграфа, заменяя в них  $L_0$  на  $L_B$ . Коэффициент передачи напряжения системы определяется формулой

$$k_{a \text{ макс}} = \frac{K_{L1} K_{L2}}{4\delta_2} \sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_2 + K_{L2}^2 \frac{L_{CB}}{L_2} \delta_1} \frac{(2 - K_{L2}^2) \delta_2 + K_{L2}^2 \delta_1 \frac{L_{CB}}{L_2}}{2\delta_2 + K_{L2}^2 \delta_1 \frac{L_{CP}}{L_2}}} \times \sqrt{\frac{L_{CB}}{L_0}}. \quad (7.30)$$

Эффективность схемы с промежуточным контуром равна эффективности схемы без промежуточного контура, умноженной на  $\frac{K_{L1}}{2}$ . При обычных значениях  $K_{L1} = 0,5 \div 0,7$  это соответствует уменьшению эффективности в 2—4 раза,

Если рамочная антенна отнесена от приемника и соединяется с его входом длинным фидером (например, с помощью коаксиального кабеля в корабельном радиопеленгаторе), то в приведенных расчетах вместо индуктивного сопротивления рамки  $\omega L_0$  и э. д. с.  $Eh_e$  войдут пересчитанные по приводимым ниже формулам (7.38) — (7.40) сопротивления и э. д. с. рамки. Для уменьшения проявления резонансов иногда на конце фидера у приемника включают дополнительное активное сопротивление параллельно нагрузке фидера или последовательно с ней [7.13].

### **7.5. РАСЧЕТ ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ВЫСОТЫ И ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ С МАЛЫМ РАЗНОСОМ ВЕРТИКАЛЬНЫХ АНТЕНН (КОСИНОСОИДАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НАПРАВЛЕННОСТИ)**

Рассматриваемая антенная система представляет собой либо поворотную пару антенн, либо  $n$  неподвижных антенн, расположенных в вершинах правильного  $n$ -угольника.

Рассмотрим возможные пути выполнения основных требований к расчету антенной системы — получение минимальных инструментальных ошибок и наилучшей чувствительности радиопеленгатора.

В § 4.5 и 4.8 приведен расчет ошибок, вызываемых разными видами асимметрии. Было показано, что величина ошибок и расплывчатости минимума при пеленговании определяется неодинаковостью амплитуд и фаз токов в отдельных вертикальных антеннах, а также неодинаковостью геометрических размеров антенн и фидеров. Небольшое расхождение параметров отдельных антенн и фидеров вблизи резонансной частоты антенно-фидерной системы вызывает резкое неравенство амплитуд и фаз токов и, следовательно, большие ошибки и расплывчатость минимума. Опыт показывает, что при обычной точности изготовления антенно-фидерной системы можно обеспечить приемлемый уровень ошибок, если резонансные частоты системы отличаются от рабочих на 10—15%. Поэтому резонансные частоты выбирают так, чтобы они лежали вне диапазона и отличались на указанную величину от одной из крайних частот диапазона.

Из расчетов следует, что собственную частоту  $\omega_a$  антенно-фидерной цепи целесообразно брать ниже наименьшей частоты диапазона  $\omega_{\min}$ , так как в этом случае эффективность радиопеленгатора изменяется в диапазоне частот меньше, чем при выборе собственной

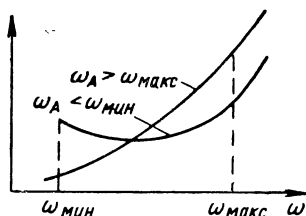


Рис. 7.10. Кривые эффективности радиопеленгатора.

частоты цепи  $\omega_a$ , выше наибольшей частоты диапазона  $\omega_{\max}$ . Это видно из рис. 7.10, на котором построены для некоторого частного случая две кривые зависимости эффективности радиопеленгатора от частоты, когда  $\omega_a < \omega_{\min}$  и  $\omega_a > \omega_{\max}$ . В первом случае эффективность изменяется по диапазону меньше. Кроме того, на коротких волнах при выборе собственной частоты антенной цепи выше частот рабочего диапазона индуктивность полевой катушки гониометра может оказаться настолько незначительной, что получение в гониометре равномерного магнитного поля становится трудно осуществимым. При этом также начинает проявляться искажение магнитного поля гониометра вследствие влияния проводов, соединяющих полевые катушки с фидерами.

В широкодиапазонном радиопеленгаторе иногда приходится сохранять резонансные частоты антенно-фидерной системы в пределах диапазона частот радиопеленгатора. В этом случае особое значение имеет тщательная отладка системы на участках частот, близких к резонансным.

Чтобы уменьшить проявление асимметрии при приближении к резонансным частотам антенно-фидерной системы, следует по возможности понизить волновое сопротивление антенн, либо внести затухание в фидеры, либо выбрать входное сопротивление приемника, близкое к волновому сопротивлению фидера [7.7].

Ранее были получены эквивалентная схема (рис. 3.33) и формула для расчета тока искательной катушки гониометра (3.72). Если искательная катушка гониометра входит в настроенный контур сетки первой лампы приемоиндикатора и емкость настройки обозна-

чена через  $\hat{C}_c$ , то для напряжения на сетке первой лампы получим

$$U_{c \text{ рез}} = I_{\text{и макс}} \frac{1}{\omega C_c},$$

откуда эффективность гониометрической системы с  $n$  антеннами будет

$$\begin{aligned} \rho_{\text{э}} &= \frac{U_{c \text{ рез}}}{E} = \\ &= \text{Mod} \left[ \frac{\omega M_{\text{э}} H_0 \sqrt{\frac{N}{2}} \frac{1}{\omega C_c}}{(Z_{\text{аф}} + j\omega L_{\text{пэ}}) \left( j\omega L_{\text{и}} + Z_{\text{н}} + \frac{\omega^2 M_{\text{э}}^2}{Z_{\text{аф}} + j\omega L_{\text{пэ}}} \right)} \right], \quad (7.31) \end{aligned}$$

где  $N = \frac{n}{2}$  — число пар антенн;

$H_0$  — действующая высота пары диаметрально противоположных антенн;

$L_{\text{пэ}} = L_{\text{п}} \frac{N}{2}$  — эквивалентная по схеме индуктивность в цепи антенн;

$L_{\text{п}}$  — индуктивность полевой катушки гониометра;

$L_{\text{и}}$  — индуктивность искательной катушки гониометра;

$Z_{\text{н}}$  — сопротивление нагрузки искательной катушки;

$M_{\text{э}} = K \sqrt{L_{\text{пэ}} L_{\text{и}}}$  — взаимная индуктивность по схеме:

$$M_{\text{э}} = M_{\text{макс}} \sqrt{\frac{N}{2}};$$

$M_{\text{макс}} = K \sqrt{L_{\text{п}} L_{\text{и}}}$  — максимальная взаимная индуктивность между катушками гониометра;

$K$  — максимальный коэффициент связи в гониометре и коэффициент связи в эквивалентной схеме;

$$Z_{\text{аф}} = 2Z_{\text{ао}} + 2 \sum_{m=1}^n Z_{c m a} \cos \frac{2\pi m}{n} \quad (7.32)$$



полное сопротивление пары антенн, отнесенное к току в полевой катушке гониометра (§ 3.10).

В случае поворотной пары антенн  $M_{\text{макс}}$ ,  $K$ ,  $L_{\text{II}}$  и  $L_{\text{III}}$  относятся к входному трансформатору приемника-индикатора.

Вопрос о применении в схеме промежуточного настроенного контура необходимо решать, сочетая требования чувствительности и одноручечной настройки.

Для расчета эффективности  $p_a$  антенной системы требуется определить параметры, входящие в формулу (7.31).

### Влияние числа антенн

Для повышения эффективности при заданной высоте одиночной вертикальной антенны можно увеличить число антенн и разнос между ними. Величина разноса ограничивается максимальной ошибкой разноса, которая наблюдается на наименьшей волне рабочего диапазона. Допустимый разнос при заданной ошибке увеличивается с увеличением числа антенн. Таким образом, увеличение числа антенн приводит к росту эффективности не только за счет числа антенн, но и за счет увеличения допустимого разноса.

Для количественного определения влияния увеличения числа антенн на эффективность обратимся к формуле (7.31).

Расчеты показывают, что полное сопротивление пары антенн  $Z_{\text{аф}}$  мало зависит от числа антенн. Поэтому при условии сохранения резонансной частоты пары антенн имеем

$$Z_{\text{аф}} + j\omega L_{\text{II}} \approx \text{const.}$$

Если коэффициент связи в гониометре не изменяется, то приходим к выводу, что  $L_{\text{II}}$  и  $M_a$  не зависят от числа антенн. Из формулы (7.31) следует, что в этом случае эффективность антенной системы  $p_a$  пропорциональна корню квадратному из числа антенн. Эффективность изменяется также из-за изменения эффективной действующей высоты  $H_0$ , на которую влияет разнос  $2b$ , разный для разного числа антенн (см. табл. 4.1).

## Расчет действующей высоты и входного сопротивления антенно-фидерной системы из пары антенн при непосредственном подключении антенн к фидерам

Приводим необходимые для дальнейших расчетов формулы из теории длинных линий [3.1, 3.4].

Пусть напряжение  $E_a$  подключено через сопротивление  $Z_a$  ко входу фидера. Обозначим  $m_\phi$ ,  $\beta_\phi$ ,  $\gamma_\phi$  — постоянную сдвига фазы, затухание и постоянную распространения фидера, причем

$$\gamma_\phi = \beta_\phi + jm_\phi; \quad m_\phi = m \sqrt{\epsilon_\phi}; \quad m = \frac{2\pi}{\lambda},$$

$\epsilon_\phi$  — диэлектрическая проницаемость изоляции фидера;

$\rho_\phi$  — волновое сопротивление;

$l_\phi$  — длина фидера;

$Z_a = \rho_\phi \operatorname{cth} \theta_a$ .

Тогда выходное сопротивление на конце фидера будет

$$\begin{aligned} Z_{\text{вых}} &= \rho_\phi \operatorname{cth} (\gamma_\phi l_\phi + \theta_a) = \rho_\phi \frac{1 + \operatorname{th} \theta_a \operatorname{th} \gamma_\phi l_\phi}{\operatorname{th} \gamma_\phi l_\phi + \operatorname{th} \theta_a} = \\ &= \rho_\phi \frac{Z_a \operatorname{cth} \gamma_\phi l_\phi + \rho_\phi}{Z_a + \rho_\phi \operatorname{cth} \gamma_\phi l_\phi} = R_{\text{вых}} + jX_{\text{вых}}. \end{aligned} \quad (7.33)$$

Напряжение на конце фидера выражается формулой

$$E_{\text{вых}} = \frac{E_a}{\operatorname{ch} \theta_a} \operatorname{ch} (\gamma_\phi l_\phi + \theta_a) = E_a \left( \operatorname{ch} \gamma_\phi l_\phi + \frac{\rho_\phi}{Z_a} \operatorname{sh} \gamma_\phi l_\phi \right). \quad (7.34)$$

Преобразуем (7.33) и (7.34):

$$\begin{aligned} E_{\text{вых}} &= \\ &= \frac{E_a \sqrt{2} \rho_\phi e^{-jm_\phi l_\phi}}{\sqrt{[(z_a^2 + \rho_\phi^2) \operatorname{ch} 2\beta_\phi l_\phi + 2R_a \rho_\phi \operatorname{sh} 2\beta_\phi l_\phi] + [(\rho_\phi^2 - z_a^2) \cos 2m_\phi l_\phi - \rightarrow \\ &\quad \rightarrow -2X_a \rho_\phi \sin 2m_\phi l_\phi]}, \end{aligned} \quad (7.35)$$

$$\begin{aligned} R_{\text{вых}} &= \frac{\rho_\phi [(\rho_\phi^2 + z_a^2) \operatorname{sh} 2\beta_\phi l_\phi + \\ &+ 2R_a \rho_\phi \operatorname{ch} 2\beta_\phi l_\phi]}{[(z_a^2 + \rho_\phi^2) \operatorname{ch} 2\beta_\phi l_\phi + 2R_a \rho_\phi \operatorname{sh} 2\beta_\phi l_\phi] + \\ &+ [(\rho_\phi^2 - z_a^2) \cos 2m_\phi l_\phi - 2X_a \rho_\phi \sin 2m_\phi l_\phi]}, \end{aligned} \quad (7.36)$$

$$X_{\text{вых}} = \frac{\rho_{\Phi} [(\rho_{\Phi}^2 - z_a^2) \sin 2m_{\Phi} l_{\Phi} + [(z_a^2 + \rho_{\Phi}^2) \operatorname{ch} 2\beta_{\Phi} l_{\Phi} + 2R_a \rho_{\Phi} \operatorname{sh} 2\beta_{\Phi} l_{\Phi}] + 2X_a \rho_{\Phi} \cos 2m_{\Phi} l_{\Phi}]}{+ [(\rho_{\Phi}^2 - z_a^2) \cos 2m_{\Phi} l_{\Phi} - 2X_a \rho_{\Phi} \sin 2m_{\Phi} l_{\Phi}]}. \quad (7.37)$$

Здесь

$$z_a = \sqrt{R_a^2 + X_a^2}.$$

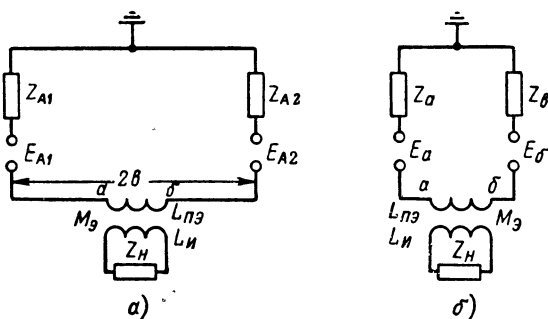


Рис. 7.11. Схемы последовательного включения полевой катушки (U-образная система):  
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема.

Когда  $Z_a = R_a = \rho_{\Phi}$  и  $X_a = 0$ ,

то 
$$E_{\text{вых}} = \frac{E_a e^{-jm_{\Phi} l_{\Phi}}}{\sqrt{\operatorname{ch} 2\beta_{\Phi} l_{\Phi} + \operatorname{sh} 2\beta_{\Phi} l_{\Phi}}} = E_a e^{-(\beta_{\Phi} + jm_{\Phi}) l_{\Phi}},$$

$$R_{\text{вых}} = \rho_{\Phi}, \quad X_{\text{вых}} = 0.$$

Полевую катушку гониометра можно включить последовательно или параллельно в фидер антенны. Рассмотрим эти случаи отдельно.

На рис. 7.11 даны принципиальная и эквивалентная схемы для расчета антенной системы с последовательным включением полевой катушки гониометра в фидер от антенн (U-образная система). На рисунке  $Z_{a1} = R_{a1} + jX_{a1}$  и  $Z_{a2} = R_{a2} + jX_{a2}$  — полные сопротивления отдельных антенн (собственные и вносимые из соседних антенн), отнесенные к пучности тока в антенне;  $E_{a1} = E h_e e^{-jmb}$  и  $E_{a2} = E h_e e^{jmb}$  — э. д. с., индуцированные в антеннах.

Пересчитаем сопротивление  $\tilde{Z}_{a1}$  и э. д. с.  $\tilde{E}_{a1}$  левого вибратора к точке  $a$  подключения полевой катушки. Пренебрегая затуханием фидеров, получим по формулам (7.35) — (7.37):

$$E_a = \frac{\rho_\Phi E h_e e^{-jmb}}{\sqrt{\rho_\Phi^2 \cos^2 m_\Phi l_\Phi + (R_{a1}^2 + X_{a1}^2) \sin^2 m_\Phi l_\Phi - X_{a1} \rho_\Phi \sin 2m_\Phi l_\Phi}}, \quad (7.38)$$

$$R_a = \frac{R_{a1} \rho_\Phi^2}{\rho_\Phi^2 \cos^2 m_\Phi l_\Phi + (R_{a1}^2 + X_{a1}^2) \sin^2 m_\Phi l_\Phi - X_{a1} \rho_\Phi \sin 2m_\Phi l_\Phi}, \quad (7.39)$$

$$X_a = \frac{\rho_\Phi [( \rho_\Phi^2 - R_{a1}^2 - X_{a1}^2 ) \sin m_\Phi l_\Phi \cos m_\Phi l_\Phi + X_{a1} \rho_\Phi - \leftarrow \frac{-2X_{a1} \rho_\Phi \sin^2 m_\Phi l_\Phi}{-X_{a1} \rho_\Phi \sin 2m_\Phi l_\Phi}]}{\rho_\Phi^2 \cos^2 m_\Phi l_\Phi + (R_{a1}^2 + X_{a1}^2) \sin^2 m_\Phi l_\Phi - X_{a1} \rho_\Phi \sin 2m_\Phi l_\Phi} \rightarrow \quad (7.40)$$

Для правого вибратора выражения для  $R_b$  и  $X_b$  остаются те же, для напряжения  $E_b$  (в точке  $b$ ) в числителе (7.38) вместо  $e^{-jmb}$  следует писать  $e^{jmb}$ .

Напряжение в точках  $ab$  при отключенной полевой катушке будет

$$E_{a\phi} = E_{a\phi} = E_a - E_b. \quad (7.41)$$

Действующая высота антенно-фидерной системы пары антенн из (7.38) и (7.41) при  $Z_{a1} = Z_{a2} = Z_a$  получается равной

$$H_0 = \frac{E_{a\phi}}{E} = \frac{2 \sin mb h_e \rho_\Phi}{\sqrt{\rho_\Phi^2 \cos^2 m_\Phi l_\Phi + (R_a^2 + X_a^2) \sin^2 m_\Phi l_\Phi - X_a \rho_\Phi \sin 2m_\Phi l_\Phi}}. \quad (7.42)$$

Входное сопротивление антенно-фидерной системы пары антенн, отнесенное к току в полевой катушке гониометра, будет

$$Z_{a\phi} = Z_{a\phi} = Z_a + Z_b.$$

При полной симметрии системы  $Z_a = Z_b$  и поэтому

$$Z_{a\phi} = 2Z_a = 2(R_a + jX_a). \quad (7.43)$$

Формулы (7.42), (7.43), (7.39) и (7.40) служат для расчета действующей высоты и сопротивления антенно-

фидерной системы в том случае, когда необходимо учесть сопротивления вибраторов  $R_a$ . Если можно пренебречь  $R_a$  по сравнению с  $X_a$  и считать, что

$$X_a = -\rho_B \operatorname{ctg} ml_B, \quad h_e = \frac{1}{m} \operatorname{tg} \frac{ml_B}{2},$$

где  $\rho_B$ ,  $l_B$  — волновое сопротивление и длина вибрат-

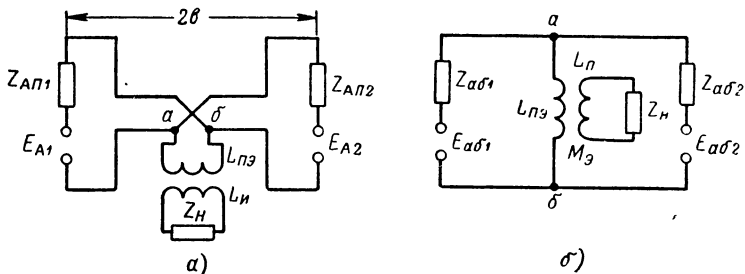


Рис. 7.12. Схемы параллельного включения полевой катушки (H-образная система):

а — принципиальная схема, б — эквивалентная схема.

тора, то формулы (7.39), (7.42), (7.40) и (7.43) можно упростить

$$R_a = 0$$

$$H_0 = \frac{2 \sin mb \operatorname{tg} \frac{ml_B}{2}}{m \left( \cos m_\phi l_\phi + \frac{\rho_B}{\rho_\phi} \sin m_\phi l_\phi \operatorname{ctg} ml_B \right)}, \quad (7.44)$$

$$X_{a, \sigma} = \frac{\rho_\phi (\rho_\phi \sin m_\phi l_\phi - \rho_B \operatorname{ctg} ml_B \cos m_\phi l_\phi)}{\rho_\phi \cos m_\phi l_\phi + \rho_B \operatorname{ctg} ml_B \sin m_\phi l_\phi} =$$

$$= \rho_\phi \frac{1 - \frac{\rho_B}{\rho_\phi} \operatorname{ctg} ml_B \operatorname{ctg} m_\phi l_\phi}{\operatorname{ctg} m_\phi l_\phi + \frac{\rho_B}{\rho_\phi} \operatorname{ctg} ml_B}, \quad (7.45)$$

$$Z_{a\phi} = j2X_{a, \sigma}. \quad (7.46)$$

На рис. 7.12 даны принципиальная и эквивалентная схемы для расчета антенной системы с параллельным включением полевой катушки гониометра в фидер от антенн (H-образная система).

На рис. 7.12 обозначения те же, что и на рис. 7.11. Напряжения  $E_{a\sigma 1}$  и  $E_{a\sigma 2}$  и сопротивления  $Z_{a\sigma 1}$  и  $Z_{a\sigma 2}$  от

каждой антенны в точках  $ab$  подключения полевой катушки гониометра рассчитываются по тем же формулам (7.38), (7.39) и (7.40), что и для случая последовательного включения полевой катушки.

Полное напряжение от обеих антенн на зажимах полевой катушки при ее отключении в соответствии с рис. 7.12,б будет

$$E_{a\phi} = \frac{E_{a\phi 2} Z_{a\phi 1}}{Z_{a\phi 1} + Z_{a\phi 2}} - \frac{E_{a\phi 1} Z_{a\phi 2}}{Z_{a\phi 1} + Z_{a\phi 2}}.$$

Входное сопротивление антенно-фидерной системы на зажимах  $ab$  определяется выражением

$$Z_{a\phi} = \frac{Z_{a\phi 1} Z_{a\phi 2}}{Z_{a\phi 1} + Z_{a\phi 2}}.$$

Когда схема симметрична, то

$$Z_{a\phi 1} = Z_{a\phi 2} = Z_{a\phi}, \quad Z_{a\phi} = \frac{Z_{a\phi}}{2}, \quad E_{a\phi} = \frac{E_{a\phi 2} - E_{a\phi 1}}{2}.$$

Выражения для  $H_0$  и  $Z_{a\phi}$  в случае параллельного включения полевой катушки гониометра в фидер антенн будут

$$H_0 = \frac{\sin mb \, h_e \rho_\phi}{\sqrt{\rho_\phi^2 \cos^2 m_\phi l_\phi + (R_a^2 + X_a^2) \sin^2 m_\phi l_\phi - X_a \rho_\phi \sin 2m_\phi l_\phi}}, \quad (7.47)$$

$$Z_{a\phi} = \frac{Z_{a\phi}}{2} = \frac{1}{2} R_{a\phi} + j \frac{1}{2} X_{a\phi}, \quad (7.48)$$

где  $R_{a\phi}$  и  $X_{a\phi}$  рассчитываются по формулам (7.39) и (7.40).

Если можно пренебречь сопротивлением  $R_a$  по сравнению с  $X_a$  и считать, что в этом случае

$$X_a \approx -\rho_b \operatorname{ctg} ml_b, \quad h_e = \frac{2}{m} \operatorname{tg} \frac{ml_b}{2},$$

получим расчетные формулы

$$H_0 = \frac{2 \sin mb \operatorname{tg} \frac{ml_b}{2}}{m \left( \cos m_\phi l_\phi + \frac{\rho_b}{\rho_\phi} \sin m_\phi l_\phi \operatorname{ctg} ml_b \right)}, \quad (7.49)$$

$$X_{a\phi} = \frac{1}{2} \frac{\rho_\phi \left( 1 - \frac{\rho_b}{\rho_\phi} \operatorname{ctg} m_\phi l_\phi \operatorname{ctg} ml_b \right)}{\operatorname{ctg} m_\phi l_\phi + \frac{\rho_b}{\rho_\phi} \operatorname{ctg} ml_b}; \quad R_{a\phi} = 0. \quad (7.50)$$

Когда  $l_b \ll \lambda$  и  $b \ll \lambda$ , формулы (7.44), (7.45), (7.49) и (7.50) значительно упрощаются, так как можно считать

$$\sin mb = mb, \quad \sin \frac{ml_b}{2} = \frac{ml_b}{2}, \quad \cos m_\phi l_\phi = 1, \\ \operatorname{ctg} m_\phi l_\phi = \frac{1}{m_\phi l_\phi}, \quad \operatorname{ctg} ml_b = \frac{1}{ml_b}$$

и произведение синусов равным нулю.

Тогда для последовательного включения полевой катушки

$$H_0 = \frac{2\pi l_b b}{\lambda \left( 1 + \frac{C_{\phi l_\phi}}{C_{b l_b}} \right)} = \frac{2\pi l_b b}{\lambda \left( 1 + \frac{C_{\phi \Pi}}{C_{b \Pi}} \right)}, \quad (7.51)$$

$$X_{a\phi} = \frac{2}{\rho_b} \frac{\rho_\phi \sin ml_b \sin m_\phi l_\phi - \rho_b \cos ml_b \cos m_\phi l_\phi}{\frac{1}{\rho_b} \cos m_\phi l_\phi \sin ml_b + \frac{1}{\rho_\phi} \cos ml_b \sin m_\phi l_\phi} = \\ = - \frac{2}{\frac{ml_b}{\rho_b} + \frac{m_\phi l_\phi}{\rho_\phi}} = - \frac{2}{\omega (C_{\phi \Pi} + C_{b \Pi})}. \quad (7.52)$$

Для параллельного включения полевой катушки

$$H_0 = \frac{2\pi l_b b}{\lambda \left( 1 + \frac{C_{\phi \Pi}}{C_{b \Pi}} \right)}, \quad (7.53)$$

$$X_{a\phi} = - \frac{1}{2\omega (C_{\phi \Pi} + C_{b \Pi})}, \quad (7.54)$$

где  $C_{\text{в}}, C_{\text{ф}}$  — погонные емкости вибратора и фидера на 1 м длины;  
 $C_{\text{вп}} = C_{\text{в}} l_{\text{в}}, C_{\text{фп}} = C_{\text{ф}} l_{\text{ф}}$  — полные емкости антенны и фидера.

Из формул (7.51) и (7.53) видна важность уменьшения отношения  $\frac{C_{\text{фп}}}{C_{\text{вп}}}$  для увеличения действующей высоты системы. Для возможности расчета эффективности по формуле (7.31) мы рассмотрели вопросы выбора  $n$  и расчета  $H_0$  и  $Z_{\text{аф}}$ . Параметры  $L_{\text{п}}, Z_{\text{п}}, K$  и  $C_{\text{с}}$  устанавливаются при расчете входного контура приемоиндикатора. Методика расчета  $L_{\text{пэ}}$  пояснена ниже.

## 7.6. РАСЧЕТ Н-ОБРАЗНОЙ СИСТЕМЫ

Принципиальная и эквивалентные схемы пары антенн даны на рис. 7.12.

Для расчета задается диапазон частот радиопеленгатора  $f_{\text{мин}} - f_{\text{макс}}$ .

Рассчитаем прежде всего антенну-диполь. Длину полудиполя  $l_{\text{в}}$  выбираем, исходя из того, чтобы в вертикальной диаграмме направленности не было провалов. Должно выполняться условие

$$l_{\text{в}} \leq 0,625\lambda_{\text{мин}}.$$

Диаметр диполя  $2a$  желательно взять как можно больше, так как с увеличением диаметра улучшается согласование диполя с фидером и растет  $H_0$ . Рассчитываем  $C_{\text{в}}, \rho_{\text{в}}, R_{\Sigma}, R_{\text{а}}, X_{\text{а}}, \beta_e$  диполя в диапазоне частот  $f_{\text{мин}} - f_{\text{макс}}$ , а также  $h_e$  для этого же диапазона частот. Соображения по выбору разнеса  $2b$  изложены ранее. Исходя из конструкции, определяем  $2l_{\text{ф}}$ . Выбираем или рассчитываем фидер. Желательно, чтобы  $\rho_{\text{ф}}$  было одного порядка или больше  $\rho_{\text{в}}$ . Рассчитываем по формулам (7.47)–(7.50)  $Z_{\text{аф}}$  и  $Z_{\text{аф}} = 0,5 Z_{\text{аф}}$ , а также

$$H_0 = \left| \frac{E_{\text{аф1}} - E_{\text{аф2}}}{2E} \right|.$$

Индуктивность полевой катушки  $L_{\text{п}} = \frac{L_{\text{пэ}}}{n/2}$  выбираем так, чтобы собственная частота антенно-фидерной цепи



пары антенн, состоящей из пары антенн, фидера и эквивалентной полевой катушки гониометра  $L_{\text{пэ}}$  (см. рис. 3.33), находилась вне рабочего диапазона частот  $f_{\text{мин}} - f_{\text{макс}}$ .

На рис. 7.13 изображена зависимость реактивного сопротивления антенно-фидерной цепи (с учетом сопротивлений, вносимых из других антенн), взятой с обратным

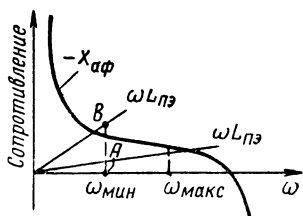


Рис. 7.13. Выбор индуктивности полевой катушки гониометра.

знаком ( $-X_{\text{аф}}$ ) от частоты. Две возможные прямые для  $L_{\text{пэ}} = L_{\text{п}}/N/2$  даны на этом же рисунке. Собственные частоты антенно-фидерной цепи определяются точками пересечения кривой  $-X_{\text{аф}}$  и прямых  $\omega L_{\text{пэ}}$ ; они выбраны так, что отличаются на 10—15% от крайних частот диапазона ( $f_{\text{мин}}$  и  $f_{\text{макс}}$ ).

Как было указано ранее, выгодно остановиться на прямой, дающей пересечение с кривой при частоте, меньшей  $\omega_{\text{мин}}$ . Прямая  $\omega L_{\text{пэ}}$  определяет индуктивность  $L_{\text{п}}$  полевой катушки, например

$$L_{\text{п}} = \frac{AB}{\omega_{\text{мин}}} \frac{1}{N/2},$$

если собственной емкостью полевой катушки можно пренебречь.

В общем случае сопротивление полевой катушки гониометра  $X_{\text{п}}$  представляет собой параллельное соединение индуктивности  $L_{\text{п}}$  и собственной емкости катушки  $C_{\text{с}}$ . Поэтому, если нельзя пренебречь емкостью  $C_{\text{с}}$ , то

$$X_{\text{п}} = \frac{\omega L_{\text{п}}}{1 - L_{\text{п}} C_{\text{с}} \omega^2}$$

и в предыдущем примере

$$L_{\text{п}} = \frac{1}{N/2} \frac{AB}{\omega_{\text{мин}} (1 + AB \omega_{\text{мин}}^2 C_{\text{с}})}. \quad (7.55)$$

В § 4.8 выведены зависимости ошибок радиопеленгатора с разнесенными антеннами от разных причин асимметрии антенно-фидерной системы и сделан вывод о необходимости рассчитывать эту систему так, чтобы ее резонансные частоты лежали вне рабочего диапазона частот радиопеленгатора.

Рассмотрим, какие ограничения накладывает это требование на выбор размеров антенной системы.

Разберем два случая:

1) прием вертикально-поляризованного электрического поля;

2) прием горизонтально-поляризованного электрического поля.

### Прием вертикально-поляризованного поля

Считая, что в центре системы фаза электрического поля равна нулю, имеем для э. д. с. в диполях (см. рис. 7.12,а)

$$E_{a1} = E h_e e^{-j\varphi},$$

$$E_{a2} = E h_e e^{j\varphi},$$

где

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \theta \cos \beta.$$

Разлагаем э. д. с.  $E_{a1}$  и  $E_{a2}$  на фазную  $E_\Phi$  и нефазную  $E_{\text{нф}}$  составляемые:

$$E_{a1} = E h_e (\cos \varphi - j \sin \varphi) = E_{1\Phi} + j E_{1\text{нф}},$$

$$E_{a2} = E h_e (\cos \varphi + j \sin \varphi) = E_{2\Phi} + j E_{2\text{нф}}$$

или

$$E_{1\Phi} = E h_e \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \theta \cos \beta \right),$$

$$E_{1\text{нф}} = -E h_e \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \theta \cos \beta \right),$$

$$E_{2\Phi} = E_{1\Phi} \quad E_{2\text{нф}} = -E_{1\text{нф}}.$$

Фазные составляющие э. д. с. определяют однотоковый ток, нефазные — двухтактный ток, проходящий через полевую катушку гониометра.

Очевидно, что фазные составляющие э. д. с. при симметричной схеме не создадут тока в полевой катушке, т. е. напряжения в точках *a* и *b* будут равны друг другу

(рис. 7.14,а). Эквивалентная схема для одноконтурного тока системы получит вид, как на рис. 7.14,б, с коротким замыканием вместо катушки.

Нефазные составляющие э. д. с. правого и левого диполей складываются, и они создадут в полевой катушке

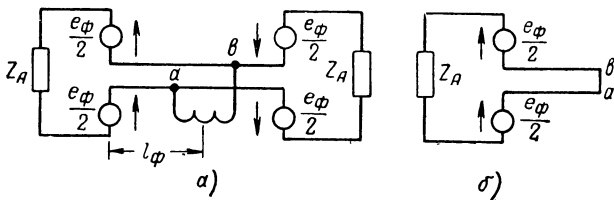


Рис. 7.14. Эквивалентные схемы для фазных токов.

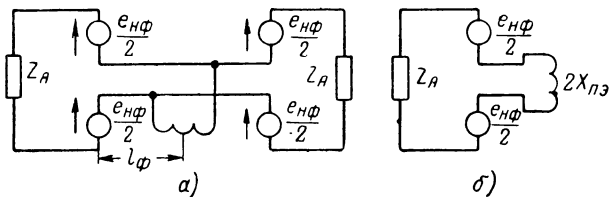


Рис. 7.15. Эквивалентная схема для нефазных токов.

ке ток. Эквивалентная схема системы для двухконтурного тока будет иметь вид, изображенный на рис. 7.15, где  $X_{nz}$ —реактивное сопротивление полевой катушки гониометра. На рис. 7.15 обозначены мгновенные значения э. д. с.

Условие резонанса для одноконтурного тока из рис. 7.14,б будет

$$X_a + \rho_\phi \operatorname{tg} m_\phi l_\phi = 0$$

или, считая, что

$$X_a = -\rho_B \operatorname{ctg} m l_B,$$

имеем

$$\rho_\phi \operatorname{tg} m_\phi l_\phi - \rho_B \operatorname{ctg} m l_B = 0,$$

откуда

$$1 - \frac{\rho_B}{\rho_\phi} \operatorname{ctg} m l_B \operatorname{ctg} m_\phi l_\phi = 0, \quad (7.56)$$

Чтобы избежать резонанса для одноконтурного тока, необходимо выполнить в рабочем диапазоне частот условие

$$l_{\text{в}} \neq \frac{1}{m} \operatorname{arccctg} \left( \frac{\rho_{\text{ф}}}{\rho_{\text{в}}} \operatorname{tg} m_{\text{ф}} l_{\text{ф}} \right). \quad (7.57)$$

Пусть этот резонанс имеет место для частоты, на 10—15%<sup>1</sup> большей максимальной частоты диапазона. Обозначим  $m$  и  $m_{\text{ф}}$  для частоты на 10—15% выше максимальной через  $m_0$  и  $m_{\text{ф}0}$ . Тогда дополнительное ограничение для выбора длины полудиполя  $l_{\text{в}}$  при выбранной длине фидера  $l_{\text{ф}}$  будет из (7.57):

$$l_{\text{в}} \leq \frac{1}{m_0} \operatorname{arccctg} \left( \frac{\rho_{\text{ф}}}{\rho_{\text{в}}} \operatorname{tg} m_{\text{ф}0} l_{\text{ф}} \right). \quad (7.57')$$

При расчете резонансных частот для двухконтурного тока исходим из рис. 7.15,б, в котором отброшена половинка антенно-фидерной системы и поэтому  $X_{\text{пз}}$  заменено на  $2X_{\text{пз}}$ .

Условие отсутствия резонанса для двухконтурного тока в полевой катушке гониометра, как это следует из эквивалентной схемы рис. 7.15,б, совпадает с условием для выбора индуктивности полевой катушки. Таким образом, при правильном выборе индуктивности полевой катушки это условие автоматически выполняется.

### Прием горизонтально-поляризованного поля

В нормально работающей Н-образной антенной системе горизонтальная составляющая электрического поля не вызывает токов в полевых катушках гониометра из-за симметрии системы.

Если в системе появляется асимметрия (например, неравенство сопротивлений одного из полудиполей относительно сопротивлений других полудиполей), то токи, протекающие в половинках полевой катушки от горизонтального поля, не уравниваются. Наблюдаются прием горизонтального поля и поляризационные ошибки. Чтобы асимметрия системы не сильно сказывалась, реактивное сопротивление системы в рабочем диапазоне частот для фазного и нефазного напряжений от горизонтального электрического поля не должно равняться нулю.

Для горизонтально-поляризованного поля, индуктирующего э. д. с. в фидерах, фидеры должны рассматриваться как однопроводные, а нижний и верхний полудиполи — как бы включенными параллельно между концами однопроводных фидеров и землей. Эквивалентная схема для этого случая изображена на рис. 7.16,а.

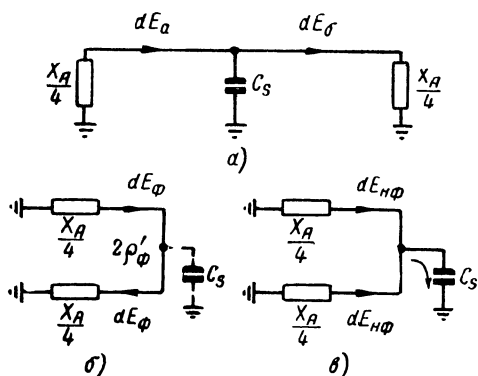


Рис. 7.16. Эквивалентные схемы для приема горизонтально-поляризованного поля.

Пусть  $\rho'_\phi$  — волновое сопротивление фидеров, рассматриваемых как пучок параллельных проводов; оно зависит от внешнего диаметра оболочек фидера

$$\rho'_\phi = \frac{3333}{C'_\phi}, \text{ Ом,}$$

где  $C'_\phi$  — погонная емкость относительно земли обоих фидеров,  $n \lambda$ .

Половинки полевых катушек гониометра как бы включены параллельно. Так как токи в этих половинках направлены в обратные стороны, то результирующая индуктивность близка к нулю и реактивным сопротивлением их можно пренебречь.

На рисунке  $C_s$  — емкость катушки относительно земли;

$\frac{X_a}{4}$  — параллельное сопротивление верхнего и нижнего полудиполей.

Пусть, как и ранее, поле в центре системы имеет нулевую фазу. Электродвижущие силы, наводимые в эле-

ментах правой и левой половин, равностоящих на  $x$  от центра, можно выразить так:

$$\left. \begin{aligned} dE_a &= dEe^{-jmx} = dE_\phi - jdE_{н\phi}, \\ dE_b &= dEe^{jmx} = dE_\phi + jdE_{н\phi}. \end{aligned} \right\} \quad (7.58)$$

Фазные составляющие э. д. с.  $dE_\phi$  направлены обе в одну сторону, нефазные  $dE_{н\phi}$  — в разные.

Если сложить пучки фидеров в двухпроводную линию, то эквивалентные схемы для фазной и нефазной составляющих напряжений будут иметь вид, изображенный на рис. 7.16,б и 7.16,в соответственно.

Фазный ток протекает помимо  $C_s$ , поэтому на рис. 7.16,б соединение с  $C_s$  показано пунктиром.

Условие равенства нулю реактивной составляющей сопротивления для фазного тока (рис. 7.16,б) будет

$$\frac{X_a}{2} + 2\rho'_\phi \operatorname{tg} ml_\phi = 0. \quad (7.59)$$

Для фидеров как пучка проводов  $m = \frac{2\pi}{\lambda}$  — постоянная распространения.

Заменив  $X_a = -\rho_b \operatorname{ctg} ml_b$ , получим из (7.59)

$$l_b = \frac{1}{m} \operatorname{arccctg} \left( \frac{4\rho'_\phi}{\rho_b} \operatorname{tg} ml_\phi \right). \quad (7.59')$$

Условие равенства нулю реактивного сопротивления для нефазного тока (рис. 7.16,в):

$$\frac{X_a}{4} - \rho'_\phi \operatorname{ctg} ml'_\phi = 0. \quad (7.60)$$

Эквивалентная длина фидера  $l'_\phi$  получена в результате учета оконечной емкости  $C_s$  и определяется условием

$$\rho'_\phi \operatorname{ctg} ml'_\phi = \frac{\operatorname{ctg} ml_\phi \frac{2}{\omega C_s} - \rho'_\phi}{\operatorname{ctg} ml_\phi + \frac{2}{\omega C_s \rho'_\phi}} = \frac{2\rho'_\phi \operatorname{ctg} ml_\phi - \rho'^2_\phi \omega C_s}{\rho'_\phi \omega C_s \operatorname{ctg} ml_\phi + 2}$$

или приближенно

$$l'_\phi \approx l_\phi + \frac{C_s}{2C'_\phi}. \quad (7.61)$$

Подставляя в (7.60) значение

$$X_a = -\rho_B \operatorname{ctg} ml_B,$$

получим для резонансной частоты

$$l_B = \frac{1}{m} \operatorname{arccctg} \left( -4 \frac{\rho'_\Phi}{\rho_B} \operatorname{ctg} ml'_\Phi \right), \quad (7.62)$$

где  $l'_\Phi$  определяется равенством (7.61).

Чтобы избежать в рабочем диапазоне частот радиопеленгатора резонансных частот антенно-фидерной системы для приема горизонтального электрического поля, выражения (7.59') и (7.62) для  $l_B$  должны выполняться на частотах, лежащих выше рабочего диапазона частот радиопеленгатора. Обозначим  $m_0$  значение для  $m$  при частоте, большей максимальной частоты диапазона на 10—15%. Тогда должны выполняться условия:

$$\left. \begin{aligned} l_B &\leq \frac{1}{m_0} \operatorname{arccctg} \left[ 4 \frac{\rho'_\Phi}{\rho_B} \operatorname{tg} m_0 l'_\Phi \right], \\ l_B &\leq \frac{1}{m_0} \operatorname{arccctg} \left[ -4 \frac{\rho'_\Phi}{\rho_B} \operatorname{ctg} m_0 l'_\Phi \right]. \end{aligned} \right\} \quad (7.63)$$

### Расчет эффективности

Оптимальный коэффициент связи полевой и искательной катушек имеет наименьшее значение на крайней частоте рабочего диапазона частот радиопеленгатора, наиболее близкой к собственной частоте антенно-фидерной цепи. Он рассчитывается по формуле

$$K_0 = \sqrt{1 + \frac{X_a}{2X_{\text{пэ}}}} \sqrt{\frac{Q_a}{Q_k}},$$

где  $Q_a$  — добротность антенного контура;

$Q_k$  — добротность входного контура приемника.

Предположим, что в гониометре с точки зрения допустимых октантальных ошибок можно взять коэффициент связи  $K_r$ .

Выбираем для  $K$  гониометра меньшее из значений  $K_0$  и  $K_r$ . Контур искательной катушки рассчитываем, исходя из заданного конденсатора переменной емкости, перекрытия диапазона и выбранной схемы входного контура.

Проверяем вносимые сопротивления из антенной цепи в контур сетки первой лампы. Если вносимое реактивное сопротивление не может быть скомпенсировано в диапазоне частот, уменьшаем  $K$  или вводим в схему промежуточный ненастроенный контур.

После определения всех элементов входной части радиопеленгатора рассчитываем эффективность антенно-фидерной системы пары антенн и всего радиопеленгатора.

## 7.7. РАСЧЕТ U-ОБРАЗНОЙ СИСТЕМЫ

Разнос между антеннами  $2b$  выбираем из соображений допустимой ошибки разнота, высоту вертикальной антенны  $l_b$  — исходя из вертикальной характеристики направленности.

Отдельную вертикальную антенну рассчитываем так же, как и в H-образной системе, только следует учесть, что для несимметричного вибратора U-образной системы  $\rho_b$ ,  $R_\Sigma$  и  $h_e$  будут в два раза меньше, чем для симметричного вибратора H-образной системы.

Вносимые сопротивления из-за связи между антеннами определяются по кривым либо по формулам, приводимым в курсах антенн [3.1, 3.4]. На рис. 7.17 обозначены расстояния между антеннами, определяющие эти сопротивления.

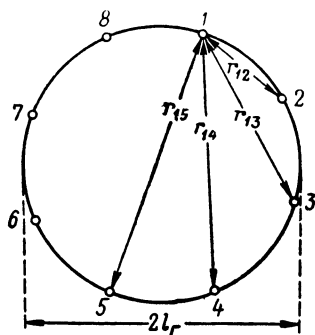


Рис. 7.17. К расчету взаимных сопротивлений.

Далее определяем  $Z_a = R_a + jX_a$  — полное входное сопротивление антенны. Выбираем тип фидера, т. е. находим  $\rho_\phi$ . Длину фидера  $l_\phi$  берем, исходя из конструкции системы (с закопанными фидерами, с фидерами, укладываемыми под металлической сеткой, и т. д.).

Рассчитываем  $Z_a = Z_\phi = R_a + jX_a$  по формулам (7.39) и (7.40) либо (7.45), (7.52). Полное сопротивление

$$Z_{a\phi} = Z_a + Z_\phi = 2Z_a.$$

Действующую высоту антенно-фидерной системы пары антенн  $H_0$  рассчитываем по формулам (7.42), (7.44) либо (7.51).



Индуктивность полевой катушки выбираем так, чтобы собственная частота антенно-фидерной цепи пары антенн вместе с полевой катушкой гониометра (рис. 7.13) находилась вне рабочего диапазона частот  $\omega_{\min}$ — $\omega_{\max}$ .

Ограничим влияние асимметрии системы путем такого выбора размеров системы, чтобы не проявлялись резонансные явления.

В § 6.3 было показано, что для ограничения тока в оболочке фидера, создаваемого приемом горизонтальной составляющей электрического поля, должно выполняться условие  $Z_3 \ll Z_{a\phi}$ , где  $Z_3$  — сопротивление заземления оболочки фидера и  $Z_{a\phi}$  — собственное сопротивление оболочки относительно земли в точке подключения заземления. Для этого сопротивление  $Z_{a\phi}$  не должно обращаться в нуль на частотах диапазона, т. е. не должно быть резонанса оболочки фидера в диапазоне частот радиопеленгатора.

Переходим к рассмотрению выбора  $l_{\text{в}}$  и  $L_{\text{п}}$  антенно-фидерной системы. Аналогично тому, как мы это делали

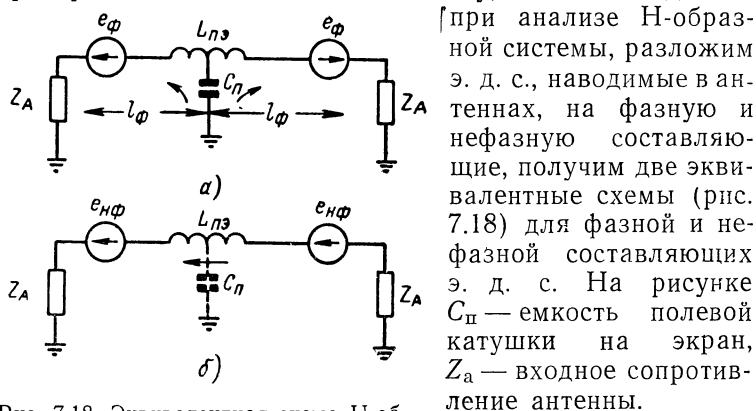


Рис. 7.18. Эквивалентная схема U-образной системы:

$a$  — для фазной составляющей тока;  $b$  — для нефазной составляющей тока.

фазные токи (двухтактные) проходят через  $L_{\text{пз}}$  ( $C_{\text{п}}$  не влияет).

Для расчета токов достаточно рассмотреть половинки системы; таким образом, схемы могут быть упрощены (рис. 7.19).

На рис. 7.19,а сопротивление емкости порядка  $C_{\pi} = 20 \text{ нФ}$  гораздо больше, чем сопротивление полевой катушки  $X_{\text{пэ}}$ . Поэтому можно считать фидер нагруженным на емкость  $\frac{C_{\pi}}{2}$ . Как мы это делали в расчете

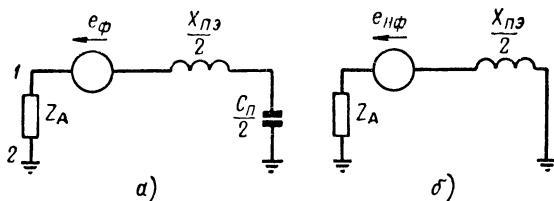


Рис. 7.19. Схемы половинок U-образной системы: а — для фазной составляющей тока, б — для нефазной составляющей тока

N-образной системы, вместо того, чтобы включать  $\frac{C_{\pi}}{2}$ , можно удлинить фидер на величину  $\Delta l_{\phi}$ , причем

$$\rho_{\phi} \operatorname{ctg} m(l_{\phi} + \Delta l_{\phi}) = \frac{\rho_{\phi} \operatorname{ctg} m_{\phi} l_{\phi} - \rho_{\phi}^2 \omega \frac{C_{\pi}}{2}}{\rho_{\phi} \frac{C_{\pi}}{2} \omega \operatorname{ctg} m_{\phi} l_{\phi} + 1}.$$

Обозначим  $l_{\phi} + \Delta l_{\phi} = l'_{\phi}$ .

Условием резкого возрастания однотактного тока (от фазной составляющей э. д. с.) будет равенство нулю реактивного сопротивления схемы рис. 7.19,а, отнесенного к точкам 1—2, т. е.

$$X_{\text{аф}} - \rho_{\phi} \operatorname{ctg} m_{\phi} l'_{\phi} = 0$$

или

$$\rho_{\text{в}} \operatorname{ctg} m l_{\text{в}} + \rho_{\phi} \operatorname{ctg} m_{\phi} l'_{\phi} = 0, \quad (7.64)$$

причем  $l'_{\phi}$  отличается на  $3 - 4\%$  от длины  $l_{\phi}$ .

Если сравнить равенство (7.64) с равенством

$$\rho_{\text{в}} \operatorname{ctg} m l_{\text{в}} + \rho_{\phi} \operatorname{ctg} m_{\phi} l_{\phi} = 0, \quad (7.64')$$

то нетрудно заключить, что, поскольку  $l'_{\phi} \approx (1,03 - 1,04) l_{\phi}$ , частота, соответствующая равенству (7.64), ниже частоты, соответствующей равенству (7.64'), на  $3 - 4\%$ .

Обратимся к выражению для  $X_{a\phi}$  (7.45) и (7.46). Очевидно, что равенство (7.64') совпадает с условием  $X_{a\phi} = \infty$ . Приблизительно с этим же условием совпадает и выведенное нами для схемы рис. 7.19,а условие резонанса.

Чтобы резонанс не лежал в рабочем диапазоне частот, необходимо выполнить неравенство

$$l_B \leq \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arccctg} \left[ -\frac{\rho_\phi}{\rho_B} \operatorname{ctg} m_\phi l_\phi \right], \quad (7.65)$$

причем  $\lambda$  и  $m_\phi$  должны быть взяты для частоты, лежащей на 15—20% выше верхней границы рабочего диапазона частот.

Условие резонанса для двухтактного тока (от нефазных составляющих э. д. с. антенн) в схеме рис. 7.19,б совпадает с условием отсутствия резонанса всей антенно-фидерной системы пары антенн, на основании которого производится выбор индуктивности  $L_T$ . Таким образом, никаких новых ограничений из рис. 7.19,б для выбора элементов системы не возникает.

При расчете эффективности  $\rho_a$  руководствуемся изложенным в § 7.5.

## 7.8. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРНОЙ И УРАВНОВЕШЕННОЙ СИСТЕМ

### Расчет трансформаторной системы

Принципиальные схемы антенной системы для случаев применения несимметричных и симметричных вибраторов изображены на рис. 7.20, а и б.

Предполагаем, что активными сопротивлениями вибраторов можно пренебречь.

Обозначим:

$X_a = X_{вх}$  — входное реактивное сопротивление вибратора;  
 $E_{a1}$  и  $E_{a2}$  — э. д. с., индуктируемые в вибраторах (левом и правом);

$h_e$  — действующая высота вибратора;

$L_a$  — индуктивность антенной катушки трансформатора;

$L_\phi$  — индуктивность фидерной катушки трансформатора;

$$M_T = K_T \sqrt{L_a L_\phi}.$$

Эквивалентная схема системы показана на рис. 7.20,в. Пересчитаем напряжения и нагрузки обеих антенн к точкам *аб* и *вг* фидеров (рис. 7.20,з):

$$\left. \begin{aligned} X_{\text{вх} \vartheta} &= \omega L_{\Phi} - \frac{M_T^2 \omega^2}{X_{\text{вх}} + \omega L_a} = \frac{\omega L_{\Phi} [X_{\text{вх}} + \omega L_a (1 - K_T^2)]}{X_{\text{вх}} + \omega L_a}, \\ \dot{E}_1 &= j \dot{E}_{a1} \frac{M_T \omega}{X_{\text{вх}} + \omega L_a} = j \frac{M_T \omega h_e E}{X_{\text{вх}} + \omega L_a} e^{-jmb}, \\ \dot{E}_2 &= j \dot{E}_{a2} \frac{M_T \omega}{X_{\text{вх}} + \omega L_a} = j \frac{M_T \omega h_e E}{X_{\text{вх}} + \omega L_a} e^{jmb}, \end{aligned} \right\} (7.66)$$

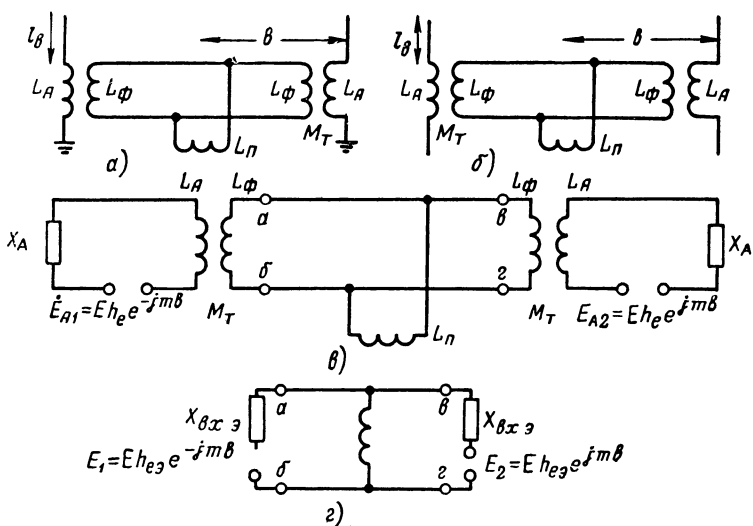


Рис. 7.20. Трансформаторная система радиопеленгатора.

где  $E_1$  и  $E_2$  — напряжения, пересчитанные во вторичную цепь трансформатора от левого и правого вибраторов соответственно.

Таким образом, расчет трансформаторной системы сводится к расчету Н-образной системы, у которой для каждой антенны (см. рис. 7.20,з) входное сопротивление рассчитывается по формуле.

$$X_a = X_{\text{вх} \vartheta} = \frac{\omega L_{\Phi} [X_{\text{вх}} + \omega L_a (1 - K_T^2)]}{X_{\text{вх}} + \omega L_a} \quad (7.67)$$

и действующая высота равна

$$h_{e\vartheta} = h_e \frac{M_{T\vartheta}}{X_{BX} + \omega L_A}, \quad (7.68)$$

где

$$X_{BX} = -\rho_B \operatorname{ctg} ml_B.$$

**Уравновешенная Н-образная система с фидерами, расположенными непосредственно на земле (рис. 7.21, а)**

Этот вариант уравновешенной Н-образной системы отличается от рассмотренной ранее симметричной Н-образной системы тем, что вертикальная составляющая электрического поля индуцирует э. д. с. только в верхних полудиполях вибраторов. Поэтому при расчете следует учесть ряд дополнительных соображений.

Действующая высота одиночного вибратора

$$h_e = \frac{\operatorname{tg} \frac{ml_B}{2}}{m}.$$

Действующая высота антенно-фидерной системы из пары антенн подсчитывается по формулам (7.47) или (7.53) с коэффициентом 2 в знаменателе. Предполагается, что  $Z'_\vartheta$  — сопротивление, заменяющее нижний полудиполь, подобрано так, что на всем рабочем диапазоне частот

$$Z'_\vartheta = 0,5Z_{BX},$$

где  $Z_{BX}$  — полное входное сопротивление вибратора, отнесенное к точкам включения фидеров.

Сопротивление вибратора, отнесенное к точкам включения полевой катушки ( $Z_{a\sigma}$ ), подсчитывается, как у Н-образной системы, по формулам (7.48), (7.50) и (7.54). По-прежнему

$$Z_{a\phi} = 0,5Z_{a\sigma}.$$

В остальном расчет не отличается от расчета симметричной Н-образной системы.

**Уравновешенная Н-образная система с фидерами, приподнятыми над землей (рис. 7.21, б)**

Э. д. с. индуцируется в верхних полудиполях длиной  $l_B$  и в нижних полудиполях длиной  $l_H$ . Эквивалентное (замещающее) сопротивление  $Z_\vartheta$  подбирается равным сопротивлению относительно земли вертикального про-

вода длиной  $l_B - l_H$  ( $BB$  на рисунке). Таким образом, полные сопротивления полудиполей у точки  $A$  одинаковы. Действующая высота вибратора

$$h_e = h_{eI} + h_{eII}, \quad (7.69)$$

где  $h_{eI}$  — действующая высота верхнего полудиполя, определяется по формуле

$$h_{eII} = \frac{\operatorname{tg} \frac{ml_B}{2}}{m};$$

$h_{eII}$  — действующая высота нижнего полудиполя. Учитывая, что он нагружен сверху и поэтому имеет приблизительно равномерное распределение тока,

$$h_{eII} \approx l_H.$$

Тогда для  $h_e$  на основании (7.69) получим при малых  $ml_H$

$$h_e = \frac{\operatorname{tg} \frac{ml_B}{2}}{m} + l_H.$$

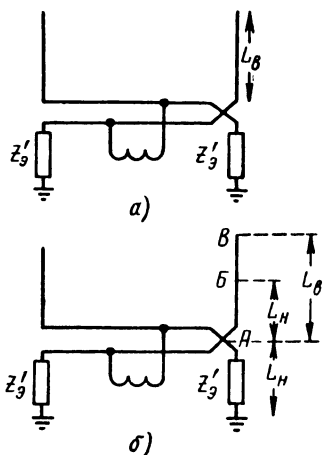


Рис. 7.21. Уравновешенная H-образная система.

В остальном следует пользоваться методом расчета симметричной H-образной системы.

## 7.9. СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Рассмотрим устройства и схемы, обеспечивающие согласование сопротивления антенны с сопротивлением фидера. Характер согласующих устройств в значительной степени зависит от ширины участка диапазона частот, в котором требуется осуществить согласование.

Для согласования антенны с фидером на фиксированной частоте, главным образом в УКВ диапазоне, применяют одношлейфное, двухшлейфное и трехшлейфное согласования.

Одношлейфное согласование, или реактивный шлейф В. В. Татарина, применяют при открытых воздушных

фидерах. Короткозамкнутый шлейф включают параллельно фидеру антенны в том месте, где активная проводимость равна  $\frac{1}{\rho_{\Phi}}$  ( $\rho_{\Phi}$  — волновое сопротивление фидера). Длину шлейфа подбирают так, чтобы в точках его включения скомпенсировать реактивную проводимость фидера антенны. Тогда фидер оказывается нагруженным на  $\rho_{\Phi}$ .

Двухшлейфное согласование применяют, когда фидер антенны выполнен в виде коаксиального кабеля и передвижение по нему реактивного шлейфа невозможно. Два куска кабеля (шлейфы) с передвижными короткозамыкающими поршнями включают заранее в кабель фидера на некотором расстоянии друг от друга, например в  $\frac{\lambda}{4}$  или  $\frac{3}{8}\lambda$ , причем первый кусок включается параллельно подключению антенны. Изменением длины первого кабеля (шлейфа) добиваются того, чтобы активная проводимость в месте подключения второго равнялась  $\frac{1}{\rho_{\Phi}}$ .

После этого изменением длины второго шлейфа получают компенсацию реактивной проводимости фидера антенны. Двухшлейфное согласование возможно пока  $R_a > \rho_{\Phi}$  при расстоянии между шлейфами  $\frac{\lambda}{4}$  и  $R_a > \frac{1}{2}\rho_{\Phi}$  при расстоянии  $\frac{3}{8}\lambda$ . При невыполнении этих условий дополнительно включают на некотором расстоянии от второго еще третий кусок кабеля (третий шлейф). Назначением первых двух шлейфов является получение в месте подключения третьего — активной проводимости  $\frac{1}{\rho_{\Phi}}$ . Тогда

регулировкой длины третьего шлейфа добиваются компенсации реактивности нагрузки фидера и согласования фидера. Трехшлейфное согласование является универсальным, применимым при любых сопротивлениях антенны.

Если сопротивление антенны представляет собой на фиксированной частоте активное сопротивление  $R_a$ , то для трансформации его в волновое сопротивление фидера  $\rho_{\Phi}$  может быть применен четвертьволновой отрезок фидера с волновым сопротивлением  $\rho_T = \sqrt{R_a \rho_{\Phi}}$ .

С помощью такого четвертьволнового отрезка линии можно получить согласование фидера и при любом комплексном сопротивлении антенны. Для этого отрезок линии включают в ближайший узел или пучность напряжения. В первом случае сопротивление фидера  $R'_ф = \rho_ф K_{бв}$  (реактивное сопротивление равно нулю) и  $\rho_т = \rho_ф \sqrt{K_{бв}}$ . Во втором случае  $R''_ф = \frac{\rho_ф}{K_{бв}}$  и  $\rho_т = \frac{\rho_ф}{\sqrt{K_{бв}}}$ .

Можно подобрать такие волновое сопротивление  $\rho_т$  и длину  $l_т$  отрезка кабеля, чтобы он согласовал на заданной частоте любое сопротивление  $Z_н = R_н + jX_н$  с любым другим сопротивлением  $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$ . При этом [8.13]

$$\rho_т = \sqrt{A + \frac{BD}{C}} \text{ и } \text{tg } m_т l_т = \frac{C \rho_т}{B_1},$$

где

$$A = R_н R_{вх} - X_н X_{вх};$$

$$B = R_н X_{вх} + R_{вх} X_н;$$

$$C = R_{вх} - R_н;$$

$$D = X_{вх} - X_н;$$

$m_т$  — фазовая постоянная кабеля.

Описанные способы обеспечивают согласование фидера в узком диапазоне частот.

В том случае, когда антенна имеет постоянное активное сопротивление  $R_a$ , для согласования его с волновым сопротивлением фидера в диапазоне частот применяют отрезок линии с плавно или ступенчато изменяющимися погонными параметрами, например экспоненциальный фидер либо трансформатор с сосредоточенными элементами. Длина отрезка линии с изменяющимися параметрами определяет минимальную частоту, при которой коэффициент отражения на конце фидера, идущем к приемнику, не превосходит определенную допустимую величину. Трансформатор работает тем лучше, чем он ближе к идеальному.

Идеальным является трансформатор, который не имеет потерь и потока рассеяния, индуктивные сопротивления его обмоток много больше трансформируемых сопротивлений. Приближения к этим требованиям лег-



че достичь при применении трансформаторов с ферритовыми сердечниками [4.5]. В качестве согласующего трансформатора может быть использован четырехполюсник из реактивных элементов. Расчет трансформаторов данного типа дан в [7.9].

Расширить диапазон частот согласования активных сопротивлений при помощи четвертьволнового отрезка линии можно дополнительным включением компенсирующего короткозамкнутого шлейфа.

В пособиях по расчету антенн приводятся более подробные описания и расчеты указанных согласующих устройств [3.2, 3.3, 3.5].

Вопросам диапазонного согласования комплексного сопротивления из сосредоточенных элементов с активным сопротивлением посвящены работы [3.2, 3.3]. В [7.10] рассмотрена возможность получения при этом с помощью пассивных линейных четырехполюсников и трансформатора в требуемом диапазоне частот максимального КБВ.

Пассивные четырехполюсники служат для компенсации реактивного сопротивления, а трансформатор преобразует активное сопротивление антенны в требуемое. Исследования показали, что при заданном изменении комплексного сопротивления максимально достижимый КБВ и полоса частот согласования  $f_{\max} - f_{\min} = \Delta f_c$  взаимно связаны. Улучшение КБВ приводит к уменьшению  $\Delta f_c$  и наоборот. Если сопротивление антенны в некотором диапазоне частот эквивалентно последовательному или параллельному контуру из элементов  $L_H, C_H, R_H$ , причем резонансная частота контура  $f_0 = \sqrt{f_{\max} f_{\min}}$ , то условия согласования при бесконечно большом числе элементов в согласующем устройстве определяются равенством

$$\frac{\Delta f_c}{f_0} Q = \frac{\pi}{\ln \frac{1 + K_{бв}}{1 - K_{бв}}}, \quad (7.70)$$

где  $Q$  — добротность контура замещения сопротивления антенны на частоте  $f_0$ .

Чем выше добротность антенны, тем меньше  $\frac{\Delta f_c}{f_0}$  при заданном КБВ и наоборот. Лучшее согласование полу-

чается, если согласующий четырехполюсник представляет собой цепную линию с оконечным трансформатором. Примеры схем согласующих устройств приведены на рис. 7.22. Коэффициент трансформации трансформатора должен быть подобран так, чтобы на средней частоте  $f_0$  КБВ соответствовал допустимому.

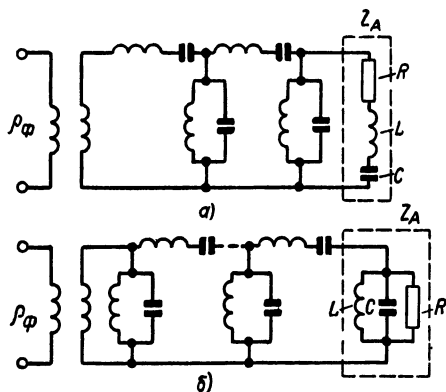


Рис. 7.22. Схемы согласующих устройств:

*а* — антенна эквивалентна последовательному соединению  $R, L, C$ ; *б* — антенна эквивалентна параллельному соединению  $R, L, C$ .

Качество согласования, т. е. КБВ и  $\Delta f_c$  при заданном значении  $Q$ , зависит от числа элементов в согласующем устройстве. На рис. 7.23 дана зависимость достижимого КБВ от приведенной ширины полосы частот согласования  $Q \frac{\Delta f_c}{f_0}$  при числе элементов в согласующем четырехполюснике  $k = 1, 2, 3$  и  $\infty$ .

Как видно из рис. 7.23, применение больше двух элементов согласования приводит к очень незначительному улучшению условий согласования и не оправдывает себя. В радиопеленгаторной антенной системе приходится применять несколько одинаковых согласующих устройств, по числу используемых антенн. Чтобы облегчить выполнение требования одинаковости характеристик всех согласующих устройств, целесообразно их изготовлять только из одного элемента  $L, C$  ( $k=1$ ), допуская некоторое ухудшение условий согласования.

Разработаны методы расчета параметров цепной схемы согласования. Для одноэлементной схемы параметры  $L$  и  $C$  рассчитываются по формулам

$$C = \frac{BQ}{R_n 2\pi f_0} \quad \text{и} \quad L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C},$$

где  $B$  — коэффициент, определяемый по графику рис. 7.24.

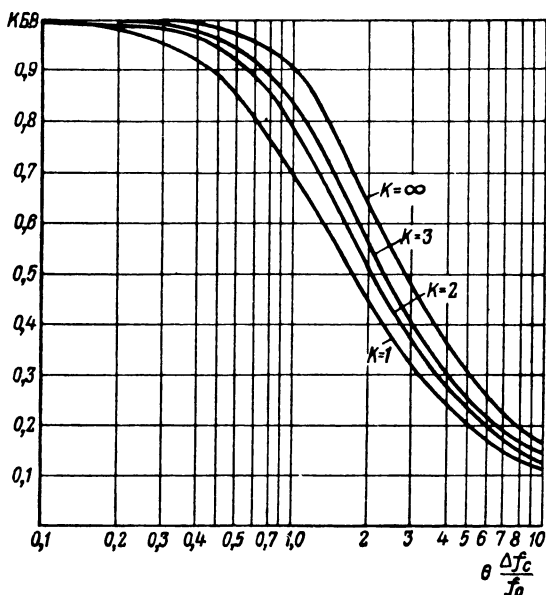


Рис. 7.23. Зависимость КБВ от приведенной ширины полосы согласования при разном числе элементов ( $k$ ).

Устройство согласования состоит из реактивных элементов, и поэтому оно не приводит к потерям мощности в антенне и к ухудшению отношения напряжений сигнала и шума (чувствительности). Однако для получения в большой полосе частот  $\Delta f_c$  достаточного КБВ необходимо иметь у антенны малую добротность  $Q$ . Схема согласования содержит трансформатор, трансформирующий активное сопротивление цепи антенны. Изготовить широкополосный трансформатор с большим коэффициентом трансформации практически трудно. Наконец, согласование возможно только в том ограниченном диа-

пазоне частот, в котором цепь антенны можно заменить настроенным контуром из сосредоточенных элементов. Чтобы резонансная частота контура совпадала со сред-

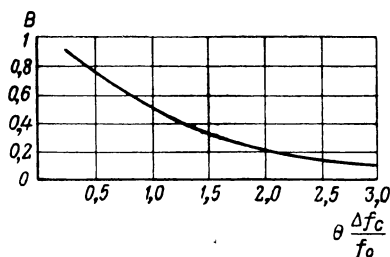


Рис. 7.24. Зависимость расчетного коэффициента  $B$  от приведенной ширины полосы согласования.

ней частотой диапазона согласования, может потребоваться включение в антенну дополнительных реактивных элементов.

Для согласования в очень широком диапазоне частот для получения низкой добротности  $Q$  может потребоваться включение дополнительного активного сопротивления в цепь антенны и тогда чувствительность приема ухудшается. Ухудшение чувствительности с расширением полосы согласования приблизительно пропорцио-

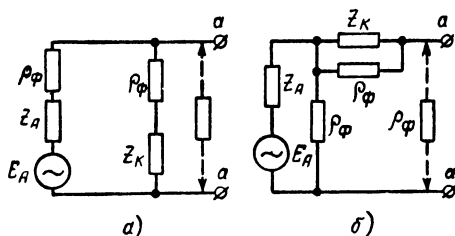


Рис. 7.25. Схемы согласования с включением активных элементов.

нально корню квадратному из отношения расширенной полосы согласования к полосе, обеспечиваемой добротностью антенны (см. рис. 7.23).

В тех случаях, когда допустимо снижение к. п. д. антенно-фидерной системы, можно также применить схемы согласования, представленные на рис. 7.25, в ко-

торых по идее их построения предусмотрено включение дополнительных активных сопротивлений. В этих схемах  $Z_k = \frac{\rho_\phi^2}{Z_a}$ . На выходе схем согласования, где подключается фидер, сопротивление будет:

$$\text{для схемы а } Z_{aa} = \frac{(\rho_\phi + Z_a) \left( \rho_\phi + \frac{\rho_\phi^2}{Z_a} \right)}{2\rho_\phi + Z_a + \frac{\rho_\phi^2}{Z_a}} = \rho_\phi,$$

$$\text{для схемы б } Z_{aa} = \frac{Z_a \rho_\phi}{Z_a + \rho_\phi} + \frac{\frac{\rho_\phi^2}{Z_a} \rho_\phi}{\frac{\rho_\phi^2}{Z_a} + \rho_\phi} = \rho_\phi.$$

Предполагая, что фидер со стороны приемника нагружен на волновое сопротивление  $\rho_\phi$ , получим для коэффициента передачи из антенны на вход кабеля

$$k_k = \frac{1}{2} \frac{\rho_\phi}{\rho_\phi + Z_a},$$

т. е. коэффициент передачи уменьшается в два раза по сравнению с  $k_k$  в схеме без согласования. Во столько же раз ухудшается чувствительность приема. Указанная схема согласования может работать в сколь угодно широком диапазоне частот.

В [7.12] описан способ выбора элементов схемы, когда потеря чувствительности может быть уменьшена при условии допустимости для КБВ значения, меньшего единицы.

Сопротивление  $Z_k = \frac{\rho_\phi^2}{Z_a}$  аппроксимируется цепочкой настроенных контуров. Для практических целей достаточно взять число контуров, равное округленному отношению максимальной рабочей частоты к частоте первого резонанса антенны.

Если антенна работает на участке частот, где активная часть сопротивления  $R_a$  меняется незначительно (обычно между двумя антирезонансами), то в параллельной цепочке можно включить вместо  $\rho_\phi$  сопротивление  $R_a$

и взять  $Z_k = \frac{R_a^2}{jX_a}$ . Включением трансформатора с коэффициентом трансформации  $n = \sqrt{\frac{\rho_\Phi}{R_a}}$  достигается согласование. Коэффициент передачи напряжения будет

$$k'_k = \frac{1}{2} \frac{R_a n}{Z_a}.$$

Из отношения  $\frac{k'_k}{k_k} = \frac{(\rho_\Phi + Z_a) R_a n}{Z_a \rho_\Phi} = \frac{\rho_\Phi + Z_a}{n Z_a}$  видно, что схема с трансформатором дает больший коэффициент передачи, чем схема без трансформатора, если  $n > 1$  и  $Z_a < \frac{\rho_\Phi}{n-1}$ . Схема с трансформатором практически может работать в диапазоне частот с перекрытием 2—2,5.

Иногда для согласования применяют катодный повторитель, к сетке которого подключается антенна, а к активной нагрузке катода — фидер (§3.14).

### 7.10. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ ПРИЕМНИКА ДЛЯ СОГЛАСОВАННОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Эквивалентная схема входной цепи изображена на рис. 7.26. Для согласованной антенны выходное сопротивление фидера, подключенное к входу приемника,

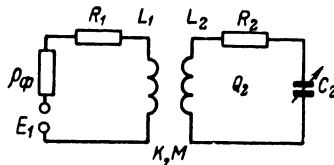


Рис. 7.26. Схема входной цепи.

является активным и равно волновому сопротивлению фидера.

Для рисунка условие оптимальной связи будет

$$\omega M_{\text{опт}} = z_1 \sqrt{\frac{R_2}{\rho_\Phi + R_1}} \quad \text{или} \quad K_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{1 + a^2}{a Q_2}}, \quad (7.71)$$

где  $a = \frac{\omega L_1}{\rho_\Phi}$ ,  $z_1 \approx \sqrt{\rho_\Phi^2 + \omega^2 L_1^2}$ ,  $R_1 \ll \rho_\Phi$ .

С точки зрения получения максимального отношения напряжений сигнала и шума (без учета напряжения шумов первой лампы) требуется больший коэффициент связи (см. § 7.2). Максимальный коэффициент передачи напряжения, соответствующий  $\omega M_{\text{опт}}$ , рассчитывается по формуле

$$k_{a \text{ макс}} = \frac{1}{2} \frac{\omega L_2}{\sqrt{(\rho_{\Phi} + R_1) R_2}} \approx \frac{1}{2} \sqrt{Q_2} \sqrt{\frac{\omega L_2}{\rho_{\Phi}}}. \quad (7.72)$$

Для увеличения  $k_{a \text{ макс}}$  следует брать добротность  $Q_2$  возможно большей. Выбор индуктивности  $L_2$  определяется диапазоном частот и конденсатором переменной емкости. Определим допустимую величину  $Q_2$ .

В настроенный контур из антенно-фидерной цепи вносятся сопротивления

$$\Delta R = \frac{\omega^2 M^2}{\rho_{\Phi}^2 + \omega^2 L_1^2} \rho_{\Phi} = \frac{K^2 a}{1 + a^2} \omega L_2, \quad (7.73)$$

$$\Delta X = - \frac{\omega^2 M^2}{\rho_{\Phi}^2 + \omega^2 L_1^2} \omega L_1 = - \frac{K^2 a^2}{1 + a^2} \omega L_2. \quad (7.74)$$

Расстройка контура от действия  $\Delta X$  определяется выражением

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \left| \frac{\Delta X}{\omega L_2} \right| = \frac{K^2 a^2}{1 + a^2}$$

или

$$\beta = Q_2 \frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{K^2 Q_2 a^2}{1 + a^2}. \quad (7.75)$$

При оптимальной связи  $\beta = a$ . (7.75')

Входной контур расстраивается не только из-за влияния реакции антенно-фидерной цепи, но также из-за неточности сопряжения блоков переменной емкости. Первая причина влияет гораздо сильнее. Поставим требование, чтобы на средней частоте диапазона  $\omega_{\text{ср}}$  расстройка из-за влияния реакции была бы не более половины полосы пропускания настроенного контура, т. е. чтобы выполнялось требование  $\beta \geq 0,5$  или согласно формуле (7.75') для средней частоты диапазона

$$a \geq 0,5. \quad (7.76)$$

Выражение (7.76) служит для выбора индуктивности катушки антенно-фидерной цепи:

$$L_1 \leq \frac{0,5\rho_\Phi}{\omega_{ср}}.$$

Входное сопротивление цепи со стороны антенно-фидерной системы может быть рассчитано по формуле

$$Z_{вх} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + \Delta R + j\Delta X} \approx j\omega L_1 + \frac{K^2 Q_2 \omega L_1}{1 + j\beta}$$

или

$$Z_{вх} = \frac{K^2 Q_2 \omega L_1}{1 + \beta^2} + j\omega L_1 \left(1 - \frac{K^2 Q_2}{1 + \beta^2}\right) = R_{вх} + jX_{вх}.$$

При оптимальной связи, когда выполняются условия (7.71) и (7.75'),  $R_{вх} = \rho_\Phi$  и  $X_{вх} = 0$ .

Если из-за неточного сопряжения блоков переменной емкости настроенный контур сетки первой лампы получит дополнительную расстройку, характеризующуюся величиной

$$\Delta\beta = \frac{1}{2} Q_2 \frac{\Delta C}{C}, \quad (7.77)$$

то это приведет к изменению входного сопротивления и к появлению отражения от входной цепи. Изменение входного сопротивления будет

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R_{вх}}{\rho_\Phi} &= \frac{\partial R_{вх}}{\partial \beta} \Delta\beta \frac{1}{\rho_\Phi} = -\frac{K^2 Q_2}{1 + \beta^2} \frac{2\beta}{1 + a^2} \Delta\beta, \\ \frac{\Delta X_{вх}}{\rho_\Phi} &= \frac{\partial X_{вх}}{\partial \beta} \Delta\beta \frac{1}{\rho_\Phi} = \frac{1 - \beta^2}{1 + \beta^2} \frac{a K^2 Q_2}{1 + \beta^2} \Delta\beta. \end{aligned}$$

При оптимальной связи

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R_{вх}}{\rho_\Phi} &= -\frac{2a}{1 + a^2} \Delta\beta, \\ \frac{\Delta X_{вх}}{\rho_\Phi} &= \frac{1 - a^2}{1 + a^2} \Delta\beta. \end{aligned}$$

Коэффициент отражения напряжения от входной цепи при оптимальной связи

$$\rho = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta R_{вх}}{\rho_\Phi}\right)^2 + \left(\frac{\Delta X_{вх}}{\rho_\Phi}\right)^2} = \frac{1}{2} \Delta\beta.$$



В § 4.12 было показано, что для ограничения ошибок из-за неодинаковости электрических длин кабелей коэффициент бегущей волны нагрузки фидера должен быть

$$K_{бв} \geq 0,4,$$

откуда допустимый коэффициент отражения равен

$$p_{доп} = \frac{1 - K_{бв}}{1 + K_{бв}} = \frac{1 - 0,4}{1 + 0,4} = 0,43.$$

Допустимая расстройка контура определяется неравенством  $\Delta\beta \leq 2p_{доп}$  или  $\Delta\beta \leq 0,86$ .

Из (7.77) следует, что добротность настроенного контура нужно выбрать, исходя из условия

$$Q_2 \leq \frac{2\Delta\beta}{\frac{\Delta C}{C}} \quad \text{или} \quad Q_2 \leq \frac{1,76}{\frac{\Delta C}{C}}.$$

Например, если  $\frac{\Delta C}{C} = 0,05$ , то  $Q_2 \leq \frac{1,76}{0,05}$  и  $Q_2 \leq 35$ .

Таким образом, мы определили параметры всех элементов, входящих во входную цепь приемника. Далее расчет производится по формуле (7.72).

### 7.11. КОМПЕНСАЦИЯ АНТЕННЫХ ЭФФЕКТОВ

В § 4.2, 4.5, 5.3, 6.5 было показано, что по целому ряду причин в направленной системе появляются слагающие э. д. с., сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  от основной э. д. с.

Эти слагающие можно независимо от причин, создавших их, скомпенсировать одними и теми же способами.

Процесс компенсации слагающих э. д. с., отличающихся по фазе на  $90^\circ$  от основной э. д. с., называется компенсацией антенных эффектов.

При визуальных методах пеленгования не принято компенсировать антенные эффекты, так как внефазные э. д. с. не создают в них таких затруднений, как в слуховых радиопеленгаторах, и, кроме того, процесс компенсации увеличивает время пеленгования.

Антенные эффекты также меньше проявляются в системах с большим разносом антенн, чем в косинусоидальных.

Поэтому далее компенсация антенных эффектов рассматривается применительно к радиопеленгаторам с отсчетом пеленга на слух по минимуму и с антенной системой с косинусоидальной характеристикой направленности.

Компенсация антенного эффекта заключается в том, что во входную цепь направленной системы искусственно вводят дополнительную э. д. с., равную по величине и противоположную по знаку э. д. с. антенного эффекта. Такая дополнительная э. д. с. может быть получена от вспомогательной антенны или вспомогательной рамки. Компенсация антенного эффекта обязательно должна быть управляемой, так как величина антенного эффекта зависит в общем случае от длины волны, направления распространения, времени суток и года, а также от других причин (влажности и связанной с ней степени изоляции антенны и окружающих предметов, состояния верхних слоев атмосферы и т. д.). Обеспечить же постоянное равенство величины вводимой э. д. с. и э. д. с. антенного эффекта при изменениях этих причин практически невозможно.

Независимо от того, применяется или не применяется компенсация, должны быть приняты все меры для устранения антенного эффекта, так как при большой его величине неизбежны дополнительные инструментальные ошибки.

Вводимая для компенсации э. д. с. должна отличаться по фазе от основной э. д. с. на угол, возможно близкий к  $90^\circ$ . Невыполнение этого условия может привести к увеличению результирующей синфазной составляющей антенного эффекта и, следовательно, к увеличению угла смещения пеленга. Для пояснения этого рассмотрим векторную диаграмму (рис. 7.27).

На диаграмме  $E_p$  обозначает э. д. с. рамки,  $E_a$  — э. д. с. антенного эффекта, сдвинутую по фазе относительно первой на угол  $\varphi_a$ . Разложим  $E_a$  на две слагаю-

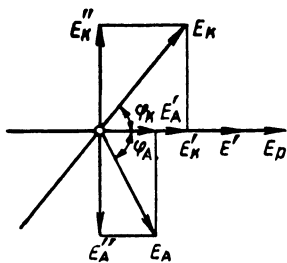


Рис. 7.27. Векторная диаграмма компенсации антенных эффектов.

щие:  $E'_a = E_a \cos \varphi_a$  в фазе с  $E_p$  и  $E''_a = E_a \sin \varphi_a$ , сдвинутую по фазе на  $90^\circ$ .

Пусть фаза компенсирующей э. д. с. задана и равна  $\varphi_k$ . Регулируя величину э. д. с. компенсации, мы должны подобрать ее так, чтобы ее слагающая  $E''_k$ , сдвинутая относительно  $E_p$  по фазе на  $90^\circ$ , была равна и противоположна  $E''_a$ . В этом случае  $E''_a$  и  $E''_k$  взаимно уничтожаются и мы получим четкие, ясные нулевые положения. Следовательно,

$$E''_k = -E''_a.$$

Но

$$E''_k = E_k \sin \varphi_k, \quad E'_k = E_k \cos \varphi_k.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} E_k \sin \varphi_k &= -E_a \sin \varphi_a, \\ E'_k = E_k \cos \varphi_k &= -E_a \frac{\sin \varphi_a}{\operatorname{tg} \varphi_k}. \end{aligned}$$

Складывая теперь  $E'_k$  и  $E'_a$ , получим суммарную величину синфазной э. д. с., не зависящей от направления приходящей волны:

$$E' = E'_a + E'_k = E'_a \left( 1 - \frac{\operatorname{tg} \varphi_a}{\operatorname{tg} \varphi_k} \right).$$

Если отношение  $\frac{\operatorname{tg} \varphi_a}{\operatorname{tg} \varphi_k}$  отрицательно (как это представлено на рисунке), то  $E' > E'_a$  и величина смещения минимума благодаря компенсации возрастет. При  $\varphi_k = 90^\circ$   $\operatorname{tg} \varphi_k = \infty$ ,  $E' = E'_a$ , т. е. смещение не возрастет.

Если э. д. с. антенного эффекта зависит от направления (влияние обратных излучателей), то условие компенсации нефазной составляющей антенного эффекта и условие получения полного нуля при пеленговании  $E_p \times \sin(p - \theta) + E'_a + E'_k = 0$  перестают быть независимыми, так как амплитуда и фаза  $E_a$  в этом случае, как указано, являются также функцией  $p$ . При разных установках рукоятки компенсации антенных эффектов могут быть найдены разные положения рамки, соответствующие минимуму слышимости. Только методом последовательного приближения, вращая одновременно рукоятку компенсации антенных эффектов и рамку, можно найти самый глубокий минимум, соответствующий пеленгу.

При пользовании вспомогательной антенной для компенсации нефазного поля от обратного излучателя возможны дополнительные ошибки. Действительно, в процессе компенсации э. д. с. от нефазного поля вводят в рамку дополнительное напряжение, совпадающее по фазе с э. д. с., наведенной в рамке полем передатчика, что вызывает ошибку при пеленговании. Чтобы ограничить эту дополнительную ошибку, необходимо ограничить допустимую величину компенсируемой нефазной э. д. с.

Рассмотрим подробнее, к чему приводит применение компенсационной антенны при уничтожении действия поля  $E''_{ои}$  (§ 5.3). На вспомогательную антенну воздействует поле

$$\dot{E}_z = (E + E'_{ои}) + jE''_{ои}. \quad (7.78)$$

Полагаем, что антенна сильно расстроена и поэтому э. д. с. в рамке, наведенная из антенны, совпадает по фазе с э. д. с., индуцируемой в цепи антенны.

Обозначим  $h_a$  действующую высоту компенсационной антенны,  $k_{ар}$  коэффициент пересчета э. д. с. антенны в напряжение в рамке от антенны. Тогда условием отсчета пеленга по нулю слышимости будет

$$jh_p [E \sin(p - \theta) + (E'_{ои} + jE''_{ои}) \sin(\psi - \theta)] - k_{ар} h_a [(E + E'_{ои}) + jE''_{ои}] = 0. \quad (7.79)$$

Для выполнения этого равенства необходимо, чтобы в отдельности вещественная и мнимая части его равнялись нулю. Физически равенство нулю вещественной части означает, что связь рамки с антенной, определяемую коэффициентом  $k_{ар}$ , следует отрегулировать так, чтобы уничтожить нефазную составляющую э. д. с. рамки, индуцируемую полем обратного излучателя и, таким образом, получить чистый нуль слышимости. Для этого должно быть

$$k_{ар} h_a = - \frac{E''_{ои} \sin(\psi - \theta)}{E + E'_{ои}} h_p. \quad (7.80)$$

Подставив (7.80) в (7.79), получим

$$h_p \left[ E \sin(p - \theta) + E'_{ои} \sin(\psi - \theta) + \frac{E''_{ои} \sin(\psi - \theta)}{E + E'_{ои}} \right] = 0$$

или

$$h_p \left[ E \sin(p - \theta) + \left( E'_{\text{он}} + \frac{E''_{\text{он}}}{E + E'_{\text{он}}} \right) \sin(\psi - \theta) \right] = 0.$$

Таким образом, совпадающая по фазе с полем передатчика составляющая поля обратного излучения ( $E'_{\text{он}}$ ) при наличии компенсации антенных эффектов как бы возрастает и становится

$$E'_{\text{он}2} = E'_{\text{он}} + \frac{E''_{\text{он}}}{E + E'_{\text{он}}}. \quad (7.81)$$

Влияние составляющей  $E'_{\text{он}}$  проявляется в том, что у радиопеленгатора, имеющего компенсацию антенных эффектов, возрастает ошибка пеленга. Пеленг с отрегулированной (до получения полного нуля слышимости) компенсацией антенных эффектов будет отличаться от пеленга без компенсации. Ограничивая максимальную дополнительную ошибку, т. е. отношение  $\frac{E'_{\text{он}}}{E}$ , тем самым в соответствии с (7.80) ограничиваем величину  $k_{\text{ар}}$ .

Если положить, что  $E'_{\text{он}} = 0$  и допустить при компенсации  $E''_{\text{он}}$  дополнительную ошибку  $\Delta = 2^\circ$ , то из формулы (7.81) следует  $\Delta \approx \left( \frac{E''_{\text{он}}}{E} \right)^2 \approx 0,03$  или  $\frac{E''_{\text{он}}}{E} = \sqrt{0,03} = 0,173$ . Поэтому должно выполняться условие  $k_{\text{ар}} h_a \leq 0,173 h_p$ , которое ограничивает максимальную допустимую э. д. с. компенсации антенных эффектов.

Схема включения компенсирующей открытой антенны представлена на рис. 7.28. Связь антенны с целью рамки здесь взята индуктивная. Величина связи регулируется с помощью вариометра  $L_a$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ . Обмотка его, входящая в цепь рамки, разделена на две части  $L_1$  и  $L_2$ , включенные в оба конца рамки для сохранения ее симметрии.

При практическом выполнении компенсирующей антенны должны быть соблюдены еще следующие условия:

- 1) антенна не должна иметь прямой связи с рамкой;
- 2) антенна должна быть вертикальной или слабо наклоненной. Значительные горизонтальные части могут вызвать добавочную четвертную девиацию, так как ан-

тенну с развитой горизонтальной частью можно рассматривать как емкостный контур;

3) антенна должна быть слабо связана с рамкой, чтобы исключить влияние изменения связи на настройку рамки;

4) на коротких волнах, чтобы избежать появления изменяющихся с изменением волны разностей фаз э. д. с. рамки и антенны (из-за влияния дополнительного пути), антенну монтируют в центре рамочной системы.

Кроме рассмотренной индуктивной связи антенны с рамкой возможно также применение емкостной связи.

Схема компенсации антенных эффектов в гониометрической системе ничем не отличается от схем в системе с поворотной рамкой, только все то, что говорилось о рамочном контуре, здесь относится к контуру искателя гониометра.

Следует отметить, что по изменению величины потребной компенсации антенных эффектов можно приблизительно судить о характере причины, вызвавшей расплывчатость отсчета пеленга.

Приведем несколько примеров.

1. При наличии только собственного антенного эффекта и непосредственного приема знак потребной связи со вспомогательной антенной для уничтожения расплывчатости пеленга не меняется при повороте рамки на  $180^\circ$ . Величина потребной связи остается почти постоянной, независимо от направления пеленгуемой радиостанции (при постоянстве длины волны).

2. Для корабельного радиопеленгатора обычно получается зависимость связи, потребной для компенсации антенных эффектов (расплывчатости пеленга), со вспомогательной антенной от направления пеленгуемой радиостанции, близкая к полукруговой. Это объясняется тем, что расплывчатость пеленга вызывается главным образом обратным излучением мачт, труб и других предметов, аналогичных по действию расстроенной антенне. Максимумы связи обычно наблюдаются при пеленговании радиостанций, расположенных перпендикулярно

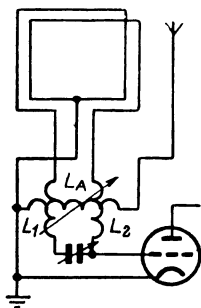


Рис. 7.28. Схема включения компенсационной антенны.

диаметральной плоскости корабля, в которой расположен обратный излучатель.

3. Величина потребной связи со вспомогательной антенной при наличии отраженных от ионосферы волн обычно резко меняется во времени.

4. Если вспомогательная антенна недостаточно расстроена и пеленгуемое поле эллиптическое, то компенсация расплывчатости может привести к получению ложных минимумов при пеленговании.

5. При компенсации больших антенных эффектов могут появиться ошибки пеленга (7.81).

### 7.12. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ КОМПЕНСАЦИИ АНТЕННЫХ ЭФФЕКТОВ

На практике наиболее часто применяется схема компенсации антенных эффектов при помощи вспомогательной расстроенной антенны, индуктивно связанной с цепью рамки (рис. 7.28). Эквивалентная схема связи рамки с антенной показана на рис. 7.29.

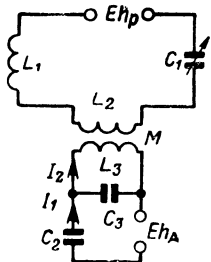


Рис. 7.29. Эквивалентная схема связи рамки с антенной.

На эквивалентной схеме обозначены:

- $L_1$  — индуктивность рамки;
- $L_2$  — индуктивность обмотки вариометра, включенной в контур рамки; для простоты катушка  $L_2$  не разделена на две, как на рис. 7.28;
- $L_3$  — индуктивность обмотки вариометра, включенной в антенну;
- $C_1$  — емкость контура рамки;
- $Z_a$  — эквивалентное сопротивление антенны (на рис. 7.29  $C_2$ );

$C_3$  — емкость ввода антенны;

$Eh_a$  — э. д. с. в антенне.

В расчете пренебрегаем активным сопротивлением цепи антенны, принимая во внимание ее расстройку.

Поэтому  $Z_a \approx jX_a = -j\rho_a \operatorname{ctg} ml_a$ ,

где  $\rho_a$ ,  $l_a$  — волновое сопротивление и геометрическая длина антенны.

В дальнейших формулах мы исходим из непосредственного подключения антенны ко входной цепи рамки. Если антенна подключена к радиопеленгатору через длинный фидер, то следует пересчитать э. д. с. в антенне и ее сопротивление на конец фидера по формулам § 7.5.

В большинстве случаев антенна берется малой длины по сравнению с минимальной длиной волны пеленгования и можно считать, что  $X_a$  представляет собой емкостное сопротивление, т. е.

$$X_a = -\frac{1}{\omega C_2}.$$

В расчетах вспомогательной антенны исходим из этой предпосылки.

Обозначим параллельное соединение  $L_3, C_3$  через  $X_2$ :

$$jX_2 = \frac{j\omega L_3 \frac{1}{j\omega C_3}}{j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_3}} = j \frac{\omega L_3}{1 - \omega^2 L_3 C_3}.$$

Тогда (рис. 7.29)

$$I_1 = \frac{Eh_a}{(X_2 + X_a)}, I_2 = \frac{I_1 X_2}{\omega L_3} = \frac{Eh_a X_2}{\omega L_3 (X_2 + X_a)},$$

но

$$\frac{X_2}{X_a + X_2} = \frac{X_a X_2}{X_a + X_2} \frac{1}{X_a} = \frac{\omega L_3}{\beta} \frac{1}{X_a} = -\frac{\omega^2 L_3 C_2}{\beta},$$

где  $\beta = 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2$ ;

$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_3(C_2 + C_3)}}$  — резонансная частота антенной цепи.

Частота  $\omega_a$  обычно берется  $\omega_a \leq 0,7\omega_{\text{мин}}$  или  $\omega_a \geq 1,4\omega_{\text{макс}}$ , где  $\omega_{\text{мин}}$  и  $\omega_{\text{макс}}$  — минимальная и максимальная частоты диапазона.

При заданной антенне емкости  $C_2$  и  $C_3$  известны. Задаваясь  $\omega_a$ , можно определить

$$L_3 = \frac{1}{\omega_a^2 (C_2 + C_3)}.$$



Преобразуем выражение для амплитуды тока  $I_2$ :

$$I_2 = E h_a \frac{\omega C_2}{\beta}.$$

Э. д. с., индуктируемая током  $I_2$  в контуре рамки, будет

$$E_{ap} = \omega M_{ap} I_2 = E h_a v^2 M_{a1} C_2 \frac{1}{\beta}, \quad (7.82)$$

где  $M_{ap} = K \sqrt{L_2 L_3}$ ;

$K_1$  — коэффициент связи между катушками  $L_2$  и  $L_3$  вариометра; он определяется выбранной конструкцией вариометра.

Обозначим отношение э. д. с. антенных эффектов к э. д. с. от рамочного приема через  $\alpha$ ; тогда должно выполняться требование

$$E_{ap} \geq \alpha E h_p, \quad (7.83)$$

где для корабельного радиопеленгатора обычно  $\alpha = 0,1 \div 0,2$ ; для берегового  $\alpha = 0,05 \div 0,1$ .

Из формул (7.82) и (7.83) определяется индуктивность  $L_2$ :

$$L_2 \geq \left(\frac{\alpha}{K}\right)^2 \left(\frac{h_p}{h_a}\right)^2 \frac{1}{\omega^4} \frac{1}{C_2^2 L_3} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2\right]^2.$$

Подставляя выражение для  $L_3$  и учитывая, что  $\frac{\omega}{\omega_a} = \frac{\lambda_a}{\lambda}$ , получим окончательную расчетную формулу для индуктивности  $L_2$ :

$$L_2 \geq \left(\frac{\alpha}{K}\right)^2 \left(\frac{h_p}{h_a}\right)^2 \left(\frac{C_2 + C_3}{C_2}\right)^2 \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda_a}\right)^2 - 1\right]^2 L_3. \quad (7.84)$$

Расчет ведется для волны диапазона радиопеленгатора, наиболее отличающейся от собственной волны антенны  $\lambda_a$ .

В случае расчета  $L_2$  и  $K$  для гониометрической системы при связи антенны с контуром искательной катушки следует вместо  $h_p$  подставить  $p \delta_{и}$ , где  $p$  — эффективность гониометрической системы;  $\delta_{и}$  — затухание контура искателя.

Обычно  $L_2 \leq 0,1L_1$ ; тогда эффективность рамочного приема падает незначительно от включения  $L_2$  последовательно с  $L_1$ . Если  $L_2$  получается большим, то следует увеличить  $h_a$  и произвести пересчет, задавшись  $L_2 = 0,1L_1$  и величиной  $\beta$ . Из (7.84) определяется  $h_a$  и затем рассчитывается геометрическая высота потребной антенны.

Определим расстройку рамочного контура из-за влияния антенны. Вносимое из антенной цепи в рамочный контур реактивное сопротивление определяется из уравнения

$$\Delta X = \frac{\omega^2 M_{ap}^2}{\omega L_3 \beta'} = \omega \frac{K^2}{\beta'} L_2, \quad \beta' = 1 - \left( \frac{\omega_a}{\omega} \right)^2.$$

Относительное изменение реактивного сопротивления рамки определится из выражения

$$\frac{\Delta X}{X} = \frac{K^2 L_2}{\beta' L_1}.$$

Расстройка рамочного контура по частоте будет

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \frac{\Delta X}{X} = \frac{1}{2} \frac{K^2 L_2}{\beta' L_1}.$$

Чтобы во время компенсации антенных эффектов не изменялась слышимость пеленгуемой радиостанции из-за расстройки, величина  $\Delta f$  должна быть меньше 0,5 полосы пропускания контура рамки. Подсчет  $\Delta f$  следует произвести для волны, наиболее близкой к  $\lambda_a$ . Если  $\frac{\Delta f}{f}$  велико, приходится увеличить  $|\beta'|$  и произвести пересчет элементов схемы компенсации антенных эффектов.

### 7.13. РАСЧЕТ ОДНОНАПРАВЛЕННОГО ПРИЕМА

Косинусоидальная диаграмма направленности позволяет определить два значения пеленга, отличающиеся на  $180^\circ$ . Для определения однозначного пеленга применяют комбинированный прием на рамку и открытую антенну с кардиоидной диаграммой направленности (§ 3.8).

Для получения диаграммы приема в виде кардиоиды необходимо получить ток в антенне совпадающим по фазе с э. д. с. в ней. Такое совпадение фаз получается точным, если цепь антенны настроена в резонанс с приходящей волной, или приближенно, если в цепь антенны включено большое активное сопротивление. Схема с настроенной антенной из-за ее сложности не нашла применения в радиопеленгаторах.

Ниже рассмотрены схемы для однозначного определения пеленга при слуховом методе пеленгования. Схемы определения однозначного пеленга при визуальных методах пеленгования рассмотрены при описании визуальных методов пеленгования.

### Схема с ненастроенной вертикальной антенной и настроенной рамкой

В схемах с ненастроенной антенной невозможно получить точное фазирование э. д. с., наводимой в цепи рамки из антенны, и э. д. с., наводимой в рамке непосредственно. Рассмотрим, какая же степень расхождения фаз между этими э. д. с. допустима с практической точки зрения.

В цепи рамки действуют две электродвижущие силы: э. д. с.  $E_p$ , наводимая в ней непосредственно,

$$\dot{E}_p = -j h_p E \cos \theta$$

и э. д. с.  $E'_a$ , наводимая в ней антенной,

$$\dot{E}'_a = j \gamma h_a E (\cos \varphi \pm j \sin \varphi).$$

В последней формуле мы предполагаем, что способ связи антенны с рамкой вызывает сдвиг фазы э. д. с.  $E'_a$  относительно тока в антенне на угол  $\frac{\pi}{2}$ . Вещественный

множитель  $\gamma = \frac{|E'_a|}{|E_a|}$  представляет отношение модуля

э. д. с., наводимой антенной в рамке, к э. д. с. в самой антенне.  $\varphi$  — угол сдвига фазы тока в антенне относительно э. д. с. в ней. Результирующая величина э. д. с. в рамке будет

$$\dot{E}_{рез} = \dot{E}_p + \dot{E}'_a = jE [-h_p \cos \theta + \gamma h_a \cos \varphi \pm j \gamma h_a \sin \varphi].$$

Модуль этой величины

$$E_{\text{рез}} = E \sqrt{(-h_p \cos \theta + \gamma h_a \cos \varphi)^2 + (\gamma h_a \sin \varphi)^2} = \\ = E h_p \sqrt{(-\cos \theta + \alpha \cos \varphi)^2 + (\alpha \sin \varphi)^2},$$

где  $\alpha = \frac{\gamma h_a}{h_p}$  — отношение амплитуд э. д. с., наводимых в рамке через цепь антенны и непосредственно. Амплитуда результирующей э. д. с. при  $\theta = 0$  и  $\theta = 180^\circ$  будет

$$E_{\text{рез } 0} = E h_p \sqrt{(\alpha \cos \varphi - 1)^2 + (\alpha \sin \varphi)^2}, \\ E_{\text{рез } 180^\circ} = E h_p \sqrt{(\alpha \cos \varphi + 1)^2 + (\alpha \sin \varphi)^2}.$$

Отношение этих двух величин характеризует разницу в слышимости при повороте рамки на  $180^\circ$  и, следовательно, четкость определения стороны. Это отношение называется коэффициентом однонаправленного приема

$$\xi = \sqrt{\frac{(\alpha \cos \varphi + 1)^2 + \alpha^2 \sin^2 \varphi}{(\alpha \cos \varphi - 1)^2 + \alpha^2 \sin^2 \varphi}} = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \varphi}{1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos \varphi}}. \quad (7.85)$$

Величина  $\xi$  (в дб) в функции от  $\varphi$  и  $\alpha$  представлена на рис. 7.30.

Обычно принимают, что для четкого определения стороны разница слышимостей при повороте рамки на  $180^\circ$  должна быть не менее 10 дб. Из графика видно, что такая разница в слышимости может быть обеспечена при  $\alpha > 0,6$ . При этом чем больше  $\alpha$ , тем больший сдвиг фаз можно допустить. Так, для  $\alpha = 0,6$   $\varphi_{\text{макс}} = 20^\circ$ ; для  $\alpha = 0,8$   $\varphi_{\text{макс}} = 30^\circ$  и для  $\alpha = 1,0$   $\varphi_{\text{макс}} = 35^\circ$ . При дальнейшем увеличении  $\alpha$   $\xi$  уменьшается. Поэтому не следует выбирать  $\alpha > 1$ .

Схемы определения стороны с использованием ненастроенной антенны представлены на рис. 7.31

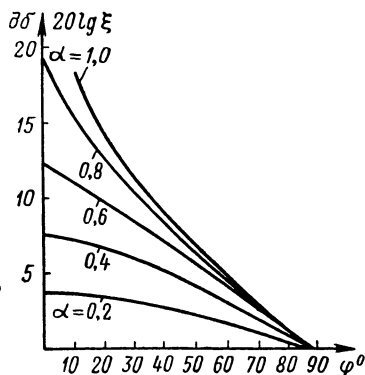


Рис. 7.30. Четкость определения стороны в зависимости от сдвига фаз.

(7.31,а — схема непосредственной связи антенны с рамкой, 7.31,б — схема индуктивной связи).

Обозначив  $C_a$  емкость антенны,  $C_b$  емкость ввода антенны,  $R_a$  сопротивление в цепи антенны,  $L_0$ ,  $R_0$  индуктивность и сопротивление рамки,  $C$  емкость настраи-

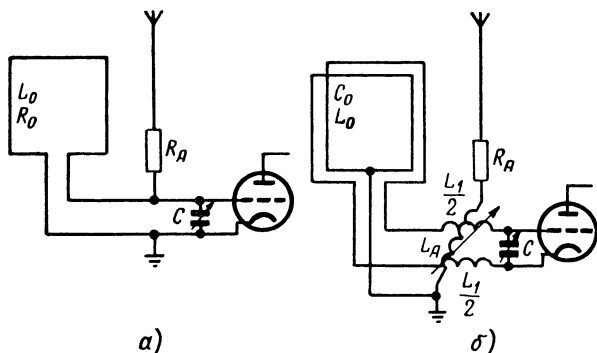


Рис. 7.31. Схемы определения стороны:

а — непосредственное включение антенны; б — индуктивная связь с антенной.

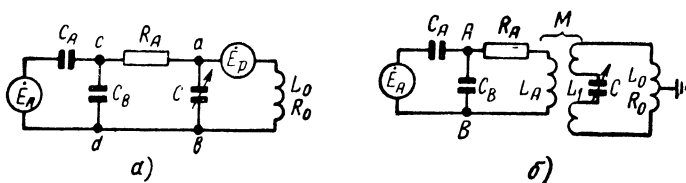


Рис. 7.32. Эквивалентные схемы определения стороны:

а — непосредственное включение антенны; б — индуктивная связь с антенной.

ки контура рамки, из расчета эквивалентной схемы 7.32,а, получим

$$\gamma = \frac{C_a \sin \varphi}{C_a + C_b + C}, \quad (7.86)$$

$$\alpha = \frac{C_a \sin \varphi}{C_a + C_b + C} \frac{h_a}{h_p}, \quad (7.87)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{C_a + C_b + C}{\omega R_a C (C_a + C_b)}. \quad (7.88)$$

Зная параметры антенной цепи и выбирая  $\alpha$  и  $\varphi$ , согласно изложенному выше можно найти  $R_a$  и  $\xi$ . Расчет

производят на самой длинной волне диапазона, где получение одностороннего приема представляет наибольшие трудности.

Эквивалентная схема для случая индуктивной связи антенны с рамкой дана на рис. 7.32,б.

Чтобы исключить резонанс антенной цепи из рабочего диапазона волн, индуктивность антенной цепи следует выбрать, исходя из условия

$$\omega L_a < \frac{1}{\omega(C_a + C_b)}. \quad (7.89)$$

При выполнении этого условия, пренебрегая  $\omega L_a$  по сравнению с  $1/\omega(C_a + C_b)$ , получаем расчетные формулы

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega R_a (C_a + C_b)}, \quad (7.90)$$

$$\gamma = -\omega^2 M C_a \sin \varphi, \quad (7.91)$$

$$\alpha = \frac{h_a}{h_p} \omega^2 M C_a \sin \varphi. \quad (7.92)$$

Ход расчета следующий: определяют  $L_a$ , подставив в (7.89) наибольшую частоту рабочего диапазона  $\omega_{\max}$ . Определяют коэффициент взаимной индуктивности, для чего задаются индуктивностью катушки связи в цепи рамки  $L_1$  и коэффициентом связи  $K$ . Чтобы не вызывать заметного уменьшения индуктивности (и действующей высоты) рамки, принимают  $L_1 = (0,05-0,1)L_0$ . Коэффициент связи выбирают в пределах  $K_{\max} = 0,2 \div 0,4$ . Расчет ведут для  $K = (0,5-0,7)K_{\max}$ . Далее, задавшись  $\alpha$ , по формуле (7.92) находят  $\sin \varphi$ . Это определение производится для нижней частоты диапазона. Зная  $\varphi$ , по формуле (7.90) находят  $R_a$ . Наконец, по рис. 7.30 или (7.85) находят  $\xi$ . Если величина  $\xi$  для нижней частоты удовлетворительна, производится проверка  $\xi$  на высшей частоте диапазона.

Сравнив формулы для схем непосредственной и индуктивной связи антенны с рамкой, можно видеть, что непосредственная связь обеспечивает большую величину  $\gamma$ , что благоприятно. С другой стороны, схема с индуктивной связью является более гибкой. В частности, при работе в нескольких частичных диапазонах при схе-

ме с индуктивной связью легче обеспечить оптимальные условия во всех частичных диапазонах путем переключения катушки  $L_a$ .

При недостаточной величине э. д. с. со стороны антенны и невозможности увеличить ее высоту применяют в канале антенны усиление. Из-за усложнений схемы и управления, возникающих при применении настроенного контура в цепи антенны, ограничиваются применением каскада аperiodического усиления.

### Схема с ненастроенной вертикальной антенной и ненастроенной рамкой

Если рамка не настроена, то э. д. с. складываются в настроенном контуре, в котором действуют э. д. с., наводимые из цепи рамки и из цепи антенны. На рис.

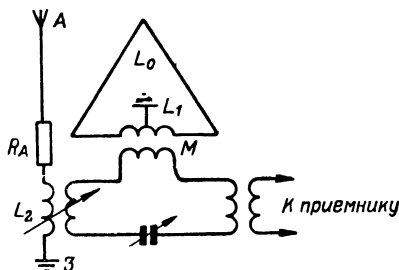


Рис. 7.33. Схема определения стороны в случае ненастроенной рамки.

7.33 приведена схема, в которой антенна также не настроена и индуктивно связана с контуром. Очевидно, что в данном случае можно в равной мере применить любую из описанных выше схем связи с антенной.

Э. д. с. в контуре, наводимая из цепи рамки  $E'_p$ , в этом случае будет сдвинута по фазе относительно поля на угол  $90^\circ - \varphi_0$ , так как получается дополнительный сдвиг фаз  $\varphi_0$  в цепи ненастроенной рамки. Сдвиг фаз  $\varphi$  между двумя э. д. с., действующими в контуре, будет равен разности фаз  $\varphi_0$  и  $\varphi_a$ , где  $\varphi_a$  определяет фазу э. д. с., наведенной в контуре из антенны. Таким образом, в формулах (7.86) — (7.88) и (7.90) — (7.92) под  $\varphi$  следует понимать результирующий сдвиг фаз:

$$\varphi = \varphi_a - \varphi_0.$$

Амплитуда э. д. с.  $E'_p$  в контуре также будет отличаться от амплитуды э. д. с. в рамке. Именно величину  $E'_p$  следует подставлять в формулу (7.85) вместо  $E_p$ .

Для рассматриваемой схемы, пренебрегая емкостью рамки, получим

$$\begin{aligned}
 i_p &= \frac{E_p}{R_0 + j\omega(L_0 + L_1)} = \frac{Eh_p \cos \theta}{\omega(L_0 + L_1)} \frac{1}{j + \frac{R_0}{\omega(L_0 + L_1)}} = \\
 &= \frac{Eh_p \sin \varphi'_0}{\omega(L_0 + L_1)} (\cos \varphi'_0 - j \sin \varphi'_0) \cos \theta,
 \end{aligned}$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi'_0 = \frac{\omega(L_0 + L_1)}{R_0}; \quad \varphi'_0 = 90^\circ - \varphi_0.$$

Э. д. с. в контуре будет равна

$$E'_p = \frac{Eh_p \sin \varphi'_0 M}{L_0 + L_1} (\sin \varphi'_0 + j \cos \varphi'_0) \cos \theta.$$

Модуль этой величины

$$E'_p = \frac{Eh_p M}{L_0 + L_1} \sin \varphi'_0 \cos \theta.$$

Изложенное в этом параграфе непосредственно применимо к гониометрической системе, которая, как было показано, вполне эквивалентна рамке с индуктивной связью.

Сложение э. д. с. в отдельном контуре в большинстве случаев применяется в гониометрических системах с рамками и с разнесенными антеннами, а также в системе с вращающимися разнесенными антеннами.

При конструировании антенной системы радиопеленгатора следует принять меры к тому, чтобы между направленной системой и ненаправленной антенной, не было заметной разности фаз, изменяющейся с частотой. Это особенно важно на ультракоротковолновом и коротковолновом диапазонах. Поэтому, например, в корабельном гониометрическом рамочном радиопеленгаторе коротких волн вспомогательная антенна монтируется в центре рамочной системы [8.16]. Далее, при отнесении антенной системы необходимо так выбрать схему входных цепей, чтобы фаза токов в цепи сложения от вспомогательной антенны и от направленной системы изменялась в диапазоне частот по одинаковому закону.



Для упрощения процесса определения стороны возможно применение для однонаправленного приема отдельной рамки, расположенной перпендикулярно к основной и включаемой в схему вместо нее при переходе к определению стороны. При этом минимум и максимум однонаправленного приема наблюдаются в том же положении рамок, что и минимум при пеленговании. Дополнительная рамка обычно делается меньше основной, что облегчает подбор соотношения величин направленной и ненаправленной э. д. с. при малых размерах открытой антенны.

Аналогично этому в гониометрической системе возможно применение дополнительной искательной катушки, перпендикулярной к основной и используемой только для определения стороны.

### Использование антенного эффекта рамки и упрощенные схемы однонаправленного приема

Антенный эффект рамки, рассмотренный в гл. 5, эквивалентен введению в ее цепь дополнительной э. д. с., не зависящей от направления. При достаточной его величине и правильном соотношении фаз может быть получена кардиоидная диаграмма приема без дополнительной антенны. Для этого требуется выбором соответствующей схемы увеличить антенный эффект настолько, чтобы его э. д. с. была равна э. д. с. в рамке по амплитуде и совпадала по фазе с последней. На рис. 7.34 приведена такая схема.

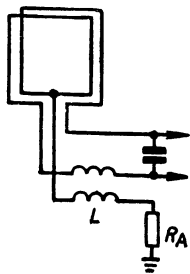


Рис. 7.34. Использование собственного антенного эффекта для определения стороны.

Средняя точка антенной системы через катушку самоиндукции  $L$  и сопротивление  $R_A$  соединяется с землей. Через эту катушку протекает полный ток антенного эффекта. Катушка  $L$  одним из ранее описанных способов связывается с контуром искателя гониометра или рамки. Эта схема применяется чаще с разнесенными антеннами, чем с замкнутыми рамками, так как для первых антенный эффект относительно выше.

## Использование заземленной точки полевых катушек гониометра в системе с разнесенными антеннами

Для дежурного приема, обострения минимума при слуховом пеленговании (компенсации антенных эффектов) и определения стороны радиостанций в радиопеленгаторе вместо ненаправленной антенны можно использовать одноконтурный ток приема на направленную систему и таким образом обойтись без ненаправленной антенны.

Рассмотрим возможность использования тока через провод заземления полевых катушек гониометра для ненаправленного приема. В случае намотки гониометра звездой заземленной точкой является общая точка полевых катушек. В случае четного числа антенн, симметричной намотки полевых катушек и использования каждой катушки для подключения противоположных пар антенн заземленной точкой должна быть средняя точка полевых катушек.

Ранее мы установили, что для э. д. с.  $m$ -й антенны можно написать (3.50)

$$\dot{E}_m = E_0 h_{e0} \left[ J_0(a) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p(a) \cos p(\theta - \delta_m) \right],$$

где  $a = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta$ ;  $\delta = \frac{2\pi}{n}$ .

При использовании общей точки полевых катушек все э. д. с. антенн соединены параллельно. Поэтому суммарная э. д. с. будет

$$\dot{E}_s = \sum_{m=1}^n E_m = E_0 h_{e0} \left[ n J_0(a) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j^p J_p(a) \sum_{m=1}^n \cos p(\theta - \delta_m) \right]. \quad (7.93)$$

Преобразуем (7.93), учитывая, что

$$\sum_{m=1}^n \cos\left(\frac{2\pi}{n} pm\right) = n \text{ при } p = kn,$$

$$\sum_{m=1}^n \cos\left(\frac{2\pi}{n} pm\right) = 0 \text{ для других } p,$$

$$\sum_{m=1}^n \sin\left(\frac{2\pi}{n} pm\right) = 0 \text{ всегда.}$$

Тогда при четном числе антенн

$$\dot{E}_s = E_0 h_{e0} [nJ_0(a) + 2(-1)^{\frac{n}{2}} J_n(a) \cos n\theta + + 2(-1)^n J_{2n}(a) \cos 2n\theta + \dots].$$

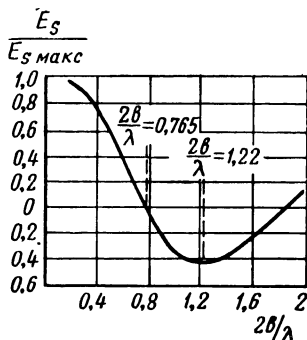


Рис. 7.35. Изменение э. д. с. ненаправленного действия в зависимости от разноса антенн.

Для шести и более антенн обычно можно пренебречь  $J_n(a)$ ,  $J_{2n}(a)$  и т. д. по сравнению с  $J_0(a)$ . Поэтому приблизительно

$$E_s = E_0 h_{e0} n J_0(a).$$

Максимальное значение  $E_s$  получается при  $a = 0$ , т. е. при  $2b \rightarrow 0$ . На рис. 7.35 построена зависимость  $\frac{E_s}{E_{s \text{ макс}}}$  от  $\frac{2b}{\lambda}$  при  $\beta = 0$ . Из рисунка видим, что, когда  $\frac{2b}{\lambda} = 0,765$ ,  $E_s = 0$  и при  $\frac{2b}{\lambda} = 1,22$   $E_s = -0,4E_{s \text{ макс}}$ . Таким образом, если поставлено требование использовать среднюю точку полевых катушек для ненаправленного приема, то необходимо выполнить требование  $\frac{2b}{\lambda} < 0,765$ .

При большем разносе антенн, т. е. когда  $\frac{2b}{\lambda} \geq 0,6 \div 0,7$ , можно выбирать для ненаправленного приема каждый раз пару антенн, которая лежит в плоскости, перпендикулярной направлению пеленгуемой радиостанции, но схема и сама работа по пеленгованию при этом сильно усложняются.

## ГЛАВА 8

### ВИЗУАЛЬНЫЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ

#### 8.1. РАДИОПОЛУКОМПАСЫ

Радиопеленгаторы с визуальным отсчетом пеленга делятся на две группы:

1) пеленгаторы с ручной установкой антенной системы на пеленг по показаниям прибора (§ 8.1);

2) пеленгаторы, в которых пеленг может быть отсчитан по его изображению или по положению стрелки прибора сразу же после настройки на радиостанцию без необходимости вращать антенную систему (§ 8.2—8.8).

Проводятся работы по автоматизации усреднения и съема пеленгов в пеленгаторах второй группы. Усредненный пеленг проявляется на цифровом табло (§ 8.9).

Визуальные радиопеленгаторы, определяющие пеленг путем установки направленной антенны на минимум глубины модуляции, получили название радиополукомпасов (см. рис. 2.17).

Радиополукомпасы широко применяются на самолетах. Это объясняется следующими причинами:

1) большим уровнем помех на самолете (в том числе и акустических), которые приводят к увеличению субъективной ошибки при взятии пеленга на слух по минимуму;

2) простотой определения пеленга при использовании визуального индикатора в радиопеленгаторе; отсюда возможностью обслуживания пеленгатора менее квалифицированными операторами, что особенно важно на самолете;

3) простотой осуществления по радиополукомпасу полета на радиостанцию.

Габариты антенной системы ограничены из-за условий установки на самолете, поэтому в радиополукомпасах применяют в качестве антенной системы почти исключительно комбинацию рамки и небольшой ненаправленной антенны. Для уменьшения размеров антенной системы часто применяют рамки с ферромагнитным сердечником. Напряжение одной из антенн подвергается коммутации или модуляции и складывается с напряжением второй антенны.

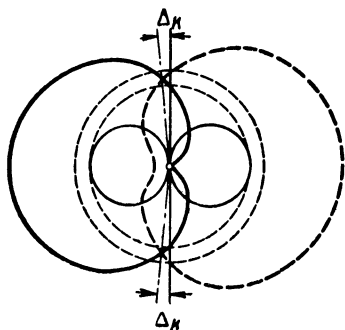


Рис. 8.1. Смещение пеленга при переключении антенны.

Целесообразно переключения производить в цепи рамки, так как тогда при полете на радиостанцию (момент пеленга) отсутствует модулирующее напряжение и возможен прием радиостанции без помехи от модуляции. Неодинаковость диодов или триодов переключения приводит при переключении рамки лишь к неодинаковой чувствительности прибора при уклонении вправо и влево от курса. При переключениях антенны такая неодинаковость вызывает при пеленговании также и ошибки  $\Delta_k$ . На рис. 8.1 даны результирующие диаграммы приема, когда переключатель находится в цепи антенны и напряжения от антенны изменяют свою величину при переключении фазы. Положение пеленга определяется с ошибкой  $\Delta_k$ .

Коммутацию рамки можно производить электромеханическим или электронным способом. Из-за непостоянства контактов, малого срока службы и ограниченной скорости переключения электромеханических переключателей общепринятым методом является электронная коммутация. Устройства, с помощью которых осуществляется коммутация с синусоидальной формой огибающей или модуляция с подавлением несущей частоты, называются балансными модуляторами. В балансных модуляторах можно использовать диоды (рис. 8.2), лампы (рис. 8.3) и полупроводниковые триоды, а также многосеточные лампы.

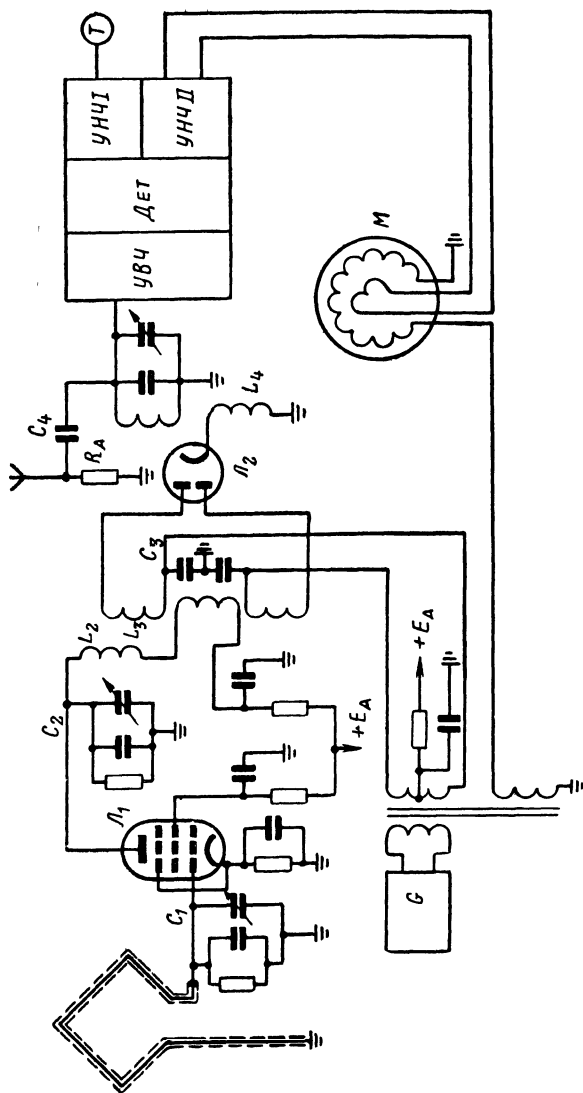


Рис. 8.2. Принципиальная схема радиополукомпы с использованием диодов.

Для повышения чувствительности, учитывая малую действующую высоту рамки и повышенный уровень собственных шумов ламп балансного модулятора, между рамкой и балансным модулятором обычно ставят усилительный каскад (рис. 8.2). В канале антенны можно, как правило, обойтись без усиления.

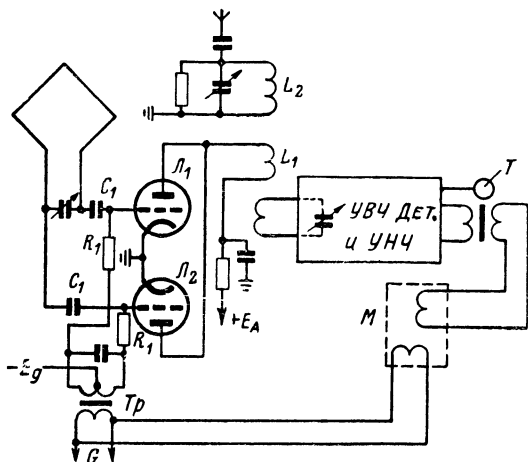


Рис. 8.3. Принципиальная схема радиополукомпаса с использованием триодов.

На выходе балансного модулятора происходит сложение модулированного напряжения рамки и напряжения антенны, восстанавливающего несущую частоту. Результирующее напряжение подводится к приемнику (обычно супергетеродинного типа), содержащему каскады усиления высокой и промежуточной частот, детектор и усилитель низкой частоты. Выходное напряжение приемника, имеющее частоту модуляции, питает ротор индикатора  $M$ , а напряжение местного гетеродина — его статор. Индикатор представляет собой ферродинамический прибор.

Показание прибора определяется токами в статоре  $I_{ст}$  и роторе  $I_p$  и сдвигом фаз между ними  $\psi$ :

$$\alpha = k_{и} I_p I_{ст} \cos \psi. \quad (8.1)$$

Сдвиг фаз токов в роторе и статоре должен быть малым, в противном случае отклонение стрелки уменьшается и чувствительность падает.

В формуле (8.1) предполагалось, что токи  $I_p$  и  $I_{ст}$  одной и той же частоты. Если частота  $I_p$  отличается от частоты  $I_{ст}$ , возникает переменный момент вращения ротора и стрелка приходит в колебательное движение. Благодаря инерции подвижной системы индикатора колебания будут уменьшаться по мере увеличения частоты колебаний, т. е. разности частот токов, питающих ротор и статор. Разность частот, при которой амплитуда колебаний падает до 0,707 от максимальной, определяет полосу восприимчивости индикатора. Полоса восприимчивости индикаторов составляет несколько герц.

Рассмотрим работу балансного модулятора, в котором использованы ламповые триоды. Основные выводы, которые будут получены, сохраняются и для других схем балансных модуляторов.

К сеткам ламп балансного модулятора  $L_1$  и  $L_2$  подводится в противофазе напряжение местного гетеродина частоты  $\frac{\Omega}{2\pi} = F$ . Напряжение рамки подводится к сеткам ламп также противофазно, а анодные токи их складываются синфазно. Возможно и другое построение схемы, когда сетки ламп  $L_1$  и  $L_2$  питаются от рамки синфазно, а аноды включены противофазно, т. е. их токи вычитаются. Однако второй вариант менее благоприятен (см. стр. 422).

Пусть ток ламп  $L$  подчиняется закону (работа происходит без отсечки)

$$i = I_0 + a_1 e_g + a_2 e_g^2 + a_3 e_g^3 + \dots,$$

где  $e_g$  — напряжение на сетке;

$a_1, a_2, a_3$  — коэффициенты характеристики ламп.

Обозначим  $E_g \sin \Omega t$  напряжение от генератора  $G$  низкой частоты,  $E_{p \text{ макс}} \sin \theta \sin \omega t$  напряжение от рамки при повороте ее на угол  $\theta$  от направления нулевого приема.

На сетки каждой из ламп  $L_1$  и  $L_2$  попадают половины этих напряжений со сдвигом фаз  $180^\circ$ . Амплитуды этих напряжений

$$E_0 = 0,5E_g \quad \text{и} \quad E = 0,5E_{p \text{ макс}} \sin \theta.$$



Тогда

$$e_g = \pm (E_0 \sin \Omega t + E \sin \omega t).$$

Ограничиваясь четырьмя членами разложения  $i$ , для тока первой лампы получим

$$\begin{aligned} i_1 = & I_0 + a_1 E_0 \sin \Omega t + a_1 E \sin \omega t + a_2 E_0^2 \sin^2 \Omega t + \\ & + a_2 E^2 \sin^2 \omega t + 2a_2 E_0 E \sin \Omega t \sin \omega t + a_3 E_0^3 \sin^3 \Omega t + \\ & + a_3 E^3 \sin^3 \omega t + 3a_3 E_0^2 E \sin^2 \Omega t \sin \omega t + \\ & + 3a_3 E_0 E^2 \sin \Omega t \sin^2 \omega t + \dots \end{aligned}$$

Выделим из этого тока амплитуду  $I_\omega$  составляющей основной частоты  $\omega$ . Токи частоты  $\Omega$ ,  $2\Omega$ , ..., а также гармоники высокой частоты  $2\omega$ ,  $3\omega$ , ... нас не интересуют, так как они не пройдут через контуры высокой частоты, включенные за лампами  $\mathcal{L}$  и настроенные на частоту  $\omega$ .

Для тока первой лампы частоты  $\omega$  имеем

$$I_{\omega_1} = a_1 E + 2a_2 E_0 E \sin \Omega t + \frac{3}{4} a_3 E^3 + 3a_3 E_0^2 E \sin^2 \Omega t + \dots \quad (8.2)$$

Таким же образом напишем выражение для  $I_{\omega_2}$  составляющей частоты  $\omega$  тока второй лампы:

$$\begin{aligned} I_{\omega_2} = & -a_1 E + 2a_2 E_0 E \sin \Omega t - \\ & - \frac{3}{4} a_3 E^3 - 3a_3 E_0^2 E \sin^2 \Omega t + \dots \end{aligned} \quad (8.3)$$

Через катушку  $L_1$  протекает суммарный ток  $I_{\Sigma\omega}$  с частотой  $\omega$ :

$$I_{\Sigma\omega} = 4a_2 E_0 E \sin \Omega t = a_2 E_{\Omega} E_{P \text{ макс}} \sin \theta \sin \Omega t. \quad (8.4)$$

При сложении токов (8.2) и (8.3) мы предполагали одинаковыми лампы  $\mathcal{L}_1$  и  $\mathcal{L}_2$  и равными напряжения гетеродина, подаваемые на обе лампы. При нарушении этих условий суммарный ток будет содержать немодулированную составляющую и составляющую, модулированную двойной частотой. Первая из них ведет к несимметрии отклонений стрелки индикатора от нулевого

положения при повороте рамки в одну и другую стороны. Присутствие составляющих, модулированных гармониками частоты опорного гетеродина, может вызвать ошибки. Разбалансировка балансного модулятора нежелательна и по другим причинам, рассмотренным ниже.

Если  $I_a$  — ток антенны и  $\varphi$  — сдвиг фаз тока балансного модулятора относительно тока антенны, то э. д. с., индуцируемая в катушке на входе УВЧ (рис. 8.3), индуктивность которой далее обозначена  $L_3$ , будет

$$e = \omega M_2 I_a \sin \omega t + \omega M_1 I_{\Sigma \omega} \sin(\omega t + \varphi) = \\ = E_a [\sin \omega t + M \sin \Omega t \sin(\omega t + \varphi)] = E \sin(\omega t + \varphi_{\text{рез}}),$$

где  $M_1$  и  $M_2$  — взаимные индуктивности  $L_1 L_3$  и  $L_2 L_3$ ;

$$E_a = \omega M_2 I_a; \quad M = \frac{E_p}{E_a} \sin \theta; \quad E_p = a_2 \omega M_1 E_g E_{p \text{ макс}}; \\ \left. \begin{aligned} E &= E_a \sqrt{1 + 2M \cos \varphi \sin \Omega t + M^2 \sin^2 \Omega t}; \\ \text{tg } \varphi_{\text{рез}} &= \frac{M \sin \varphi \sin \Omega t}{1 + M \cos \varphi \sin \Omega t}. \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

Когда токи антенны и балансного модулятора находятся в фазе, получаем

$$E = E_a (1 + M \sin \Omega t). \quad (8.6)$$

Сигнал модулирован по амплитуде с глубиной модуляции, пропорциональной синусу пеленга, а фазовая модуляция отсутствует. После детектирования напряжение на выходе пропорционально  $E_p \sin \theta$ .

При  $\varphi = 90^\circ$  амплитуда результирующей э. д. с. мало зависит от пеленга и частоты модуляции, а фаза

$$\varphi_{\text{рез}} = \text{arc tg } (M \sin \Omega t) \quad (8.7)$$

изменяется с частотой  $\Omega$ . Таким образом, в этом случае сигнал оказывается модулированным по фазе. Известно, что чувствительность при фазовой модуляции в режиме малого отношения напряжения сигнала к напряжению помех и малого индекса модуляции, как это наблюдается в радиопеленгаторах, ниже чувствительности при амплитудной модуляции. Структура приемника

при фазовой модуляции сложнее, чем при амплитудной. По этим причинам в радиополукомпасах используют амплитудную модуляцию, соответствующую отсутствию сдвига фаз между токами антенны и балансного модулятора. Однако из-за неточностей изготовления и настройки возможен некоторый сдвиг фаз. При фазировании цепей рамки и антенны следует учесть, что э. д. с., наведенные в них, различаются по фазе на  $90^\circ$ .

Коэффициент модуляции, как видно из (8.5), пропорционален  $\sin \theta$ . Вращением рамки (либо поворотом самолета) оператор устанавливает рамку в положение, соответствующее нулю коэффициента модуляции:  $M=0$ . Стрелка индикатора при этом находится в среднем положении. При отклонении рамки от нулевого положения в ту или другую сторону стрелка индикатора также отклоняется. В одном из нулевых положений рамки стрелка отклоняется в ту же сторону, что и рамка. Во втором нулевом положении рамки, отличающемся от первого на  $180^\circ$ , стрелка отклоняется в сторону, обратную рамке. По этому признаку можно получить односторонний пеленг на радиостанцию.

С увеличением коэффициента модуляции выходное напряжение возрастает пропорционально  $ME_a$  пока  $M < 1$ . Когда наступает перемодуляция ( $M > 1$ ), составляющая напряжения основной частоты  $F$  на выходе детектора мало изменяется при увеличении коэффициента модуляции. В то же время возрастают постоянная составляющая и амплитуды гармоник. При повороте рамки от положения пеленга выходной ток вначале (при  $E_p \sin \theta < E_a$ ) возрастает пропорционально  $\sin \theta$ . В дальнейшем начиная с угла  $\theta_0 = \arcsin \frac{E_a}{E_p}$ , при котором коэффициент модуляции становится равным единице, выходной ток остается почти постоянным (рис. 8.4).

Так как постоянная составляющая напряжения детектора используется для автоматической регулировки усиления (АРУ), увеличение постоянной составляющей при наступлении перемодуляции вызывает понижение усиления приемника. При применении АРУ выходное напряжение частоты  $F$  после наступления перемодуляции не остается постоянным, а начинает уменьшаться (рис. 8.5). Подобная зависимость затрудняет оператора, так

как в некоторых положениях, вращая рамку в сторону уменьшения отклонения стрелки индикатора, он не приближает рамку к истинному положению пеленга, а удаляет от него. Если максимальный коэффициент модуляции не превышает 1,5, уменьшение выходного напряжения за счет действия АРУ составляет не более 2%, что можно признать допустимым. При  $M=2$  уменьшение выходного напряжения составляет уже 14%.

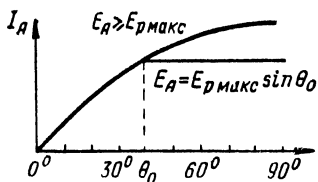


Рис. 84. Зависимость тока в приборе от угла поворота рамки без АРУ.

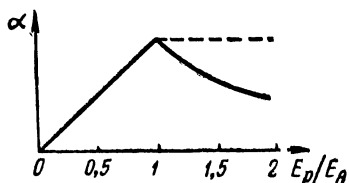


Рис. 85. Зависимость отклонения индикатора от коэффициента модуляции при наличии АРУ.

Гармоники, возникающие в выходном токе при модуляции, не вызывают отклонения стрелки индикатора, если напряжение генератора, питающего статор, не содержит гармонических составляющих. Если же токи гармоник протекают и через статор, то взаимодействие какой-либо гармоники выходного тока, протекающего через ротор, с соответствующей гармоникой в токе статора вызывает отклонение стрелки и, следовательно, ошибку. Поэтому также нецелесообразно применять большие коэффициенты модуляции, так как получение тока опорного генератора, свободного от гармоник, вызывает технические трудности.

Влияние коэффициента модуляции на чувствительность радиопеленгатора рассмотрено в § 2.9.

Источниками ошибок в радиополукомпасе являются различные э. д. с., наводимые в канале рамки, кроме основной э. д. с., наводимой в самой рамке принимаемым сигналом, а также модуляция напряжений в других каскадах, кроме балансного модулятора.

Э. д. с. антенного эффекта, возникающая в рамке (§ 4.2), и э. д. с., наводимые в ней разного рода обрат-

ными излучателями\* (§ 5.3), можно разложить на две составляющие: находящуюся в фазе с основной э. д. с. рамки и сдвинутую относительно нее по фазе на  $90^\circ$ . Первая из них вызывает такие же ошибки, как и в пеленгаторе с установкой минимума на слух. Промодули-

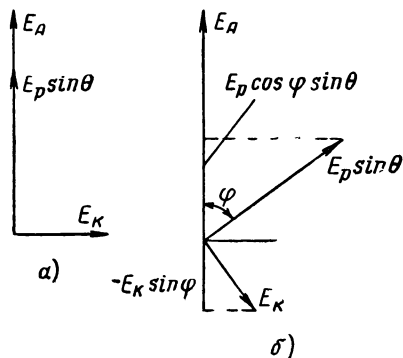


Рис. 8.6. Векторная диаграмма напряжений при действии внефазного антенного эффекта:

а — при точной фазировке канала рамки;  
б — при наличии сдвига фаз в канале рамки.

рующая антенного эффекта отличается от э. д. с. антенны (рис. 8.6) не на  $90^\circ$ , а на угол  $90^\circ + \varphi$  и содержит синфазную с э. д. с. антенны составляющую  $E_k \sin \varphi$ , где  $E_k$  — э. д. с. нефазной составляющей антенного эффекта в точке сложения. Коэффициент модуляции становится

$$M = \frac{E_p}{E_a} \cos \varphi \sin \theta - \frac{E_k}{E_a} \sin \varphi.$$

Коэффициент модуляции и вместе с ним отклонение стрелки индикатора обращаются в нуль не при  $\theta = 0$ ,

\* Обратные излучатели наводят дополнительные э. д. с. не только в цепи рамки, как в случае антенного эффекта, но также и в цепи открытой антенны, что ведет к возникновению дополнительной ошибки от нефазной составляющей поля обратного излучения, не учтенной (8.8) и (8.9). Дополнительная ошибка наблюдается независимо от точности фазировки каналов рамки и антенны и от точности настройки приемника на сигнал. Можно показать, что дополнительная ошибка пропорциональна квадрату отношения амплитуд поля обратного излучения и основного поля и обычно весьма мала.

а при  $\theta = \Delta_1$ . Ошибка определяется из выражения  $M = 0$ , т. е.

$$\sin \Delta_1 = \frac{E_k}{E_p} \operatorname{tg} \varphi. \quad (8.8)$$

Если  $\frac{E_k}{E_p} = 0,1$ , то сдвиг фаз не должен превышать  $20^\circ$ , чтобы ошибка была меньше  $2^\circ$ . Фазово-модулированный сигнал, вызванный антенным эффектом, может привести к ошибкам также и при расстройке приемника относительно частоты сигнала. Из-за расстройки фазовая модуляция преобразуется в амплитудную на скатах резонансной кривой с дальнейшим детектированием обычным детектором. Выходной ток детектора содержит составляющую частоты модуляции, вызванную антенным эффектом, сверх той составляющей, которая обязана нормальному действию рамочной э. д. с. Обе эти составляющие компенсируют друг друга, и полный ток равен нулю при положении рамки, отличном от положения, соответствующего пеленгу, на угол ошибки пеленга  $\Delta_2$ . Ошибка  $\Delta_2$  пропорциональна относительной величине нефазного антенного эффекта, частоте модуляции  $F$  и крутизне кривой резонанса  $f'(\Delta f)$  при данной расстройке  $\Delta f$ :

$$\Delta_2 = \frac{E_k F}{E_p B} \frac{B f'(\Delta f)}{f(\Delta f)}. \quad (8.9)$$

Крутизна кривой резонанса зависит от степени расстройки и структуры избирательной системы. В табл. 8.1 при-

Таблица 8.1

**Относительная крутизна кривой резонанса на границе полосы пропускания**

Избирательная система	Слабо связанные контуры				Два контура при критической связи
	1	2	3	4	
Относительная крутизна $\frac{B f'(\Delta f)}{f(\Delta f)}$	0,5	0,59	0,63	0,69	0,65

ведены значения относительной крутизны резонансной кривой на границе полосы пропускания  $B$ , т. е. при  $\Delta f = 0,5B$ , для различных избирательных систем.

Если на границе полосы допустить ошибку  $1,5^\circ$  при  $\frac{E_k}{E_p} = 0,12$ , то полоса пропускания должна быть  $B > 3F$ .

Другим источником побочных э. д. с. в канале рамки являются прямые связи между цепью антенны и каналом рамки. По своему действию они вполне аналогичны антенному эффекту. Связи цепи антенны с каналом рамки носят по преимуществу емкостный характер и наводят на сетках ламп  $L_1$  и  $L_2$  синфазные напряжения. Для нахождения выходного эффекта синфазных напряжений на сетках ламп балансного модулятора можно воспользоваться уравнениями (8.2) и (8.3), поменяв в любом из них знаки на обратные и понимая под  $E$  величину паразитной э. д. с. При сложении токов члены  $2a_2E_0E\sin\Omega t$  взаимно компенсируются и суммарный ток не содержит составляющей модулированной основной частотой модуляции. Полная компенсация происходит при равенстве по абсолютной величине токов  $I_{\omega_1}$  и  $I_{\omega_2}$ . При разбалансировке, вызванной неодинаковостью ламп (разные коэффициенты  $a_2$  для ламп  $L_1$  и  $L_2$ ) или неравенством напряжений низкой частоты, поданных на обе лампы, компенсация нарушается и выходной ток содержит составляющую частоты модуляции, что вызывает ошибки в показаниях индикатора. Упомянутый выше второй вариант включения ламп балансного модулятора, когда напряжения от рамки подаются на обе сетки синфазно, хуже первого варианта в отношении влияния наведенных антенной напряжений, так как паразитные напряжения действуют в нем так же, как и напряжения рамки.

Очень сильные сигналы сопровождаются ошибками, так как перегрузка каскадов приемника вызывает появление гармоник частоты модуляции. Последние взаимодействуют с гармониками тока опорного гетеродина и могут вызвать дополнительную ошибку пеленга.

В качестве индикатора можно применять прибор постоянного тока. Для его использования необходимо выпрямить выходное напряжение приемника с помощью балансного детектора.

## 8.2. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ СО СЛЕДЯЩИМ ПРИВОДОМ (РАДИОКОМПАСЫ)

В радиопеленгаторах данного типа пеленг определяется путем автоматической установки антенной системы в положение пеленга с помощью следящей системы.

На рис. 8.7 представлена блок-схема радиопеленгатора со следящим приводом. Напряжение от антенной

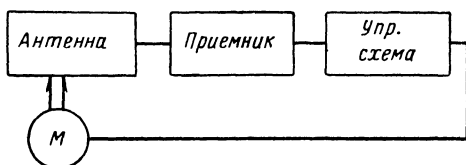


Рис. 8.7. Блок-схема радиопеленгатора со следящим приводом.

системы подается на приемник. Выходное напряжение приемника при помощи управляющей схемы управляет мотором, который устанавливает антенную систему в положение пеленга. Выходные напряжения приемника должны удовлетворять следующим условиям:

1) напряжение должно быть равно нулю в положении пеленга, так как мотор в этом положении должен оставаться неподвижным;

2) при отклонении антенной системы от положения пеленга в одну или другую сторону выходные напряжения должны менять знак (или фазу), чтобы мотор вращался в надлежащую сторону, т. е. в направлении, возвращающем антенную систему в положение пеленга.

Поставленным условиям удовлетворяют радиопеленгаторы с отсчетом пеленга по минимуму глубины модуляции. Этот метод пеленгования проще, чем другие, позволяет осуществить автоматическую установку антенны в положение пеленга. Радиопеленгаторы с автоматической установкой рамки в положение пеленга, действующие по методу определения минимума (нуля) модуляции при косинусоидальной диаграмме направленности, называются радиокompасами. Область применения радиокompасов та же, что и радиополукомпасов, — самолетная радионавигация. Основным их



эксплуатационным преимуществом является то, что оператор освобождается от поиска вручную положения пеленга и от дополнительных операций по определению стороны. Кроме того, осуществляется непрерывно указание значения пеленга при его изменениях. Антенная система радиокompаса может быть отнесена на некоторое расстояние от оператора, а это значительно облегчает расположение радиопеленгатора на объекте, особенно на самолете.

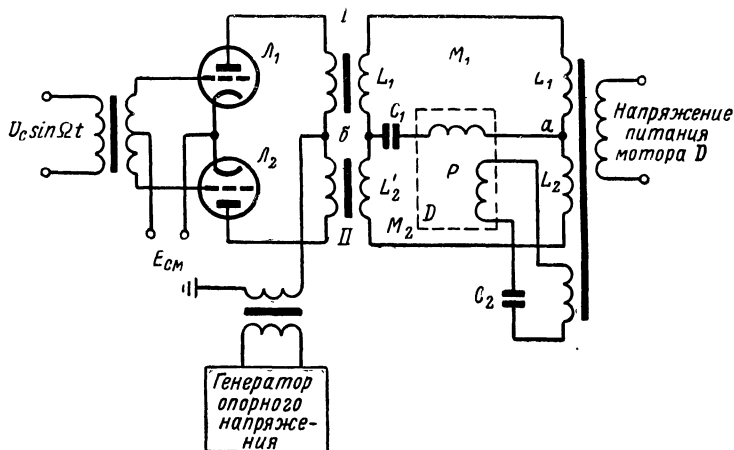


Рис. 8.8. Управляющая схема радиокompаса.

Антенные системы и приемные устройства радиокompаса и радиополукompаса аналогичны. Выходной ток приемника, который в радиополукompасе питает индикатор пеленга, в радиокompасе используется для управления вращением мотора. Мощность выходных токов приемника недостаточна для непосредственного вращения мотора. Для усиления мощности применяются усилители: ламповые, тиратронные, магнитные и др. На рис. 8.8 представлена распространенная управляющая схема с магнитными усилителями  $M_1$  и  $M_2$ . Так как управление магнитными усилителями производится постоянным током, между приемником и магнитными усилителями ставится балансный детектор (лампы  $L_1$  и  $L_2$ ), выпрямляющий выходной ток приемника с сохранением знака соответственно фазе выходного тока. Вы-

ходное напряжение приемника частоты местной модуляции  $U_c \sin \Omega t$  подается на сетки ламп  $L_1$  и  $L_2$  противофазно. На аноды их подается синфазно напряжение той же частоты от опорного гетеродина. Лампы работают в режиме анодного детектирования на нижнем сгибе характеристики (сеточное смещение  $E_{см}$ ). Если выходное напряжение приемника равно нулю, анодные токи обеих ламп одинаковы. Одинакова и величина намагничивания плеч магнитных усилителей  $I$  и  $II$ . Если выходное напряжение не равно нулю и фаза его совпадает с фазой опорного напряжения на аноде лампы  $L_1$ , анодный ток ее, протекающий по управляющей обмотке магнитного усилителя  $M_1$ , возрастает, а анодный ток  $L_2$ , протекающий через обмотку  $M_2$ , падает. Соответственно этому и намагничивание сердечника  $I$  больше намагничивания сердечника  $II$ . При перемене фазы выходного тока намагничивание плеча  $II$  становится больше, чем плеча  $I$ .

Магнитные усилители включены по мостиковой схеме. Мостик составлен из индуктивностей  $L'_1$  и  $L'_2$  магнитных усилителей и индуктивностей  $L_1$  и  $L_2$  вторичных обмоток питающего трансформатора. Питание производится от сети переменного тока. Выходное напряжение снимается с диагонали мостика  $ab$ . При одинаковом намагничивании сердечников обоих магнитных усилителей мостик сбалансирован и напряжение на диагонали  $ab$  равно нулю. Когда при действии сигнала один из сердечников (например,  $I$ ) намагничен сильнее другого, индуктивность обмотки  $L'_1$  падает, ток в ней возрастает, равновесие моста нарушается и напряжение в точке  $a$  становится выше, чем в точке  $b$ . В нагрузке потечет ток от  $a$  к  $b$ . При более сильном намагничивании другого сердечника ток в нагрузке потечет в обратную сторону от  $b$  к  $a$ . Таким образом, при перемене фазы выходного тока приемника изменяется и фаза тока, питающего мотор  $D$ .

В качестве мотора для вращения рамки обычно применяют двухфазный асинхронный двигатель. Одна из его обмоток питается от сети переменного тока, вторая, управляющая обмотка, — выходным напряжением магнитных усилителей с диагонали  $ab$ . Токи в сетевой и управляющей обмотках должны быть сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ , что достигается подбором конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ .

Тогда возникает вращающееся магнитное поле, увлекающее короткозамкнутый ротор  $P$ . При перемене фазы тока в управляющей обмотке на  $180^\circ$  сдвиг фазы его относительно тока в сетевой обмотке становится  $-90^\circ$  и магнитное поле и ротор  $P$  вращаются в обратную сторону. Скорость вращения мотора высокая. Для ее снижения между мотором и рамкой ставится редуктор.

Крутящий момент мотора пропорционален току в управляющей обмотке, который пропорционален выходному напряжению приемника, т. е. синусу угла отклонения рамки от положения пленга. За счет трения в элементах системы (в моторе, подшипниках рамки, редукторе) мотор начинает вращаться только тогда, когда его крутящий момент превзойдет момент трения и, следовательно, когда отклонение рамки будет больше определенного минимального угла, называемого углом нечувствительности, или мертвым углом. Изменения пленга, меньшие, чем этот угол, не отрабатываются следящей системой. Мертвый угол должен быть мал по сравнению с допустимой ошибкой системы. Уменьшения мертвого угла достигают благодаря использованию системы с минимальным моментом трения и выбору достаточной мощности мотора.

Наиболее важными параметрами следящей системы являются ее апериодичность, время установления, скорость отработки и динамическая ошибка.

Следящая система должна быть апериодической. При отклонении рамки от положения пленга система должна возвращать ее в положение пленга без колебаний, т. е. без переходов через положение равновесия в одну и другую сторону. Для обеспечения апериодичности должен иметь надлежащую величину тормозящий момент на валу двигателя, для чего используются дополнительные тормозящие устройства. Тормозящий момент их должен быть пропорционален скорости вращения. При этом условии он не влияет на чувствительность, так как в положении покоя его действие не сказывается.

Временем установления называется промежуток времени от момента отклонения рамки из положения пленга до момента, когда следящая система возвратит рамку в положение равновесия. Время установления определяет минимальную длительность сигнала, при которой может быть взят пленг. Периодические напряжения, на-

пример составляющие напряжения шумов, действующие на следящую систему, не вызывают заметного движения мотора, если их период меньше времени установления. Полоса частот пропускания системы обратно пропорциональна времени установления. Величина времени установления составляет обычно 5—15 сек.

Скоростью отработки называют ту максимальную угловую скорость вращения рамки  $\Omega_{\text{вращ}} = \frac{d\theta}{dt}$ , которая

обеспечивается следящей системой. Эта величина имеет значение при непрерывном изменении пеленга, например пеленга неподвижной станции при полете самолета. Обычные скорости изменения пеленга невелики, и получение достаточной скорости отработки не представляет затруднений.

Динамическая ошибка возникает при непрерывном изменении пеленга вследствие запаздывания следящей системы. Эта ошибка должна быть мала по сравнению с общей ошибкой радиопеленгатора.

Методы расчета систем регулирования являются предметом специальной дисциплины [2.4, 2.5] и здесь не приводятся.

Рамка радиокompаса из соображений удобства размещения аппаратуры на объекте устанавливается обычно на некотором расстоянии от оператора, что лишает его возможности непосредственного считывания показаний пеленга с лимба рамки. Для передачи положения рамки применяется дистанционная система: гибкий вал, сельсинная передача и др. Оператор считывает пеленг по репитеру. Система передачи угла не должна вносить ошибок.

Радиокompас имеет два положения равновесия в соответствии с двумя нулями в диаграмме направленности рамки. Одно из этих положений устойчивое: при изменении его на выходе приемника возникает напряжение, приводящее в движение следящую систему в сторону уменьшения отклонения. Во втором положении равновесия изменение рамки вызывает обратное по фазе напряжение, приводящее следящую систему в движение в сторону увеличения отклонения. Таким образом, второе положение равновесия неустойчиво. Радиокompас дает односторонний пеленг.

Причины ошибок в радиокompасе те же, что и в радиополукомпасе. Кроме того, возможны динамическая ошибка следящей системы и ошибка системы дистанционной передачи угла. Эти две составляющие ошибок могут быть сделаны весьма малыми.

В радиокompасах применяют коэффициент модуляции, меньший, чем единица, так как перемодуляция неблагоприятна для работы следящей системы из-за появления участков с обратной крутизной на характеристиках зависимости выходного напряжения приемника от угла поворота рамки (рис. 8.5).

Кроме антенн с косинусоидальной диаграммой направленности, как в радиополукомпасах, в радиокompасах можно использовать и остронаправленные антенны.

Построение схемы и в этом случае наиболее удобно при использовании для пеленгования метода определения минимума глубины модуляции. При остронаправленных антеннах создают две смещенные на некоторый угол диаграммы направленности, коммутация которых образует модулированное напряжение с глубиной модуляции, определяемой отклонением от положения пеленга (см. рис. 2.15).

Вследствие остроты диаграммы направленности возможен прием только в секторе, равном углу раствора диаграммы. Если необходимо пеленгование с любых направлений, предусматривают два режима — режим поиска с непрерывным вращением антенной системы и режим слежения в секторе.

Радиопеленгаторы рассматриваемого типа применяются главным образом на сверхвысоких частотах, для которых легко выполняются антенны с острой диаграммой направленности.

### **8.3. ДВУХКАНАЛЬНЫЙ АВТОМАТИЧЕСКИЙ РАДИОПЕЛЕНГАТОР С ВИЗУАЛЬНЫМ ОТСЧЕТОМ ПЕЛЕНГА**

На рис. 8.9 представлена блок-схема такого радиопеленгатора. Напряжения от двух взаимно перпендикулярных рамок или пар разнесенных антенн подключаются на вход приемоиндикатора. Приемоиндикатор состоит из двух радиоприемных устройств. На рисунке изображены приемники по супергетеродинной схеме, имеющие общие гетеродины и настраиваемые одной ручкой. Вы-

ходные напряжения усилителей промежуточной частоты приемников подаются на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки—индикатора пеленгов.

В радиопеленгаторе может быть использована гонио-метрическая антенная система из  $n$  разнесенных антенн. Тогда приемники подключаются к антенной системе че-

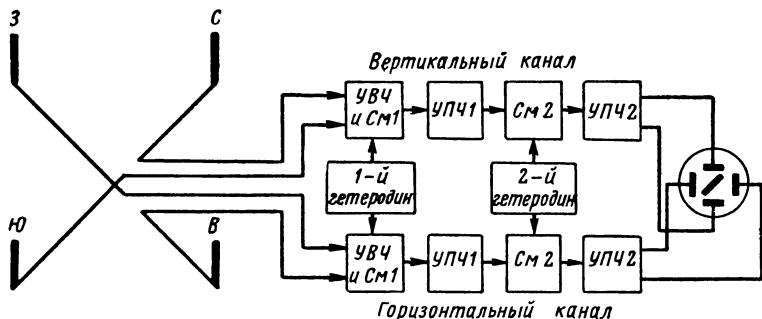


Рис. 8.9. Блок-схема двухканального радиопеленгатора.

рез координатный трансформатор (гониометр с двумя взаимно перпендикулярными искательными катушками).

При правильной работе антенной системы напряжения на входах приемников будут

$$e_{10} = E p_a \cos \theta \sin \omega t = E_m \cos \theta \sin \omega t,$$

$$e_{20} = E p_a \sin \theta \sin \omega t = E_m \sin \theta \sin \omega t,$$

где  $E$  — напряженность поля пеленгуемой радиостанции;  $p_a$  — эффективность антенной системы.

Обозначим через  $k_1, k_2$  коэффициенты усиления приемников:

$$\dot{k}_1 = k_1 e^{-j\varphi_1} \quad \text{и} \quad \dot{k}_2 = k_2 e^{-j\varphi_2},$$

где  $k_1, k_2$  — модули коэффициентов усиления;

$\varphi_1, \varphi_2$  — фазовые сдвиги напряжений в трактах приемников.

Выходное напряжение первого приемника  $e_{11}$ , обычно называемого вертикальным каналом, подключается к вертикальным отклоняющим пластинам электронно-лучевой трубки, причем

$$e_{11} = k_1 E_m \cos \theta \sin (\omega_{\text{пр}} t - \varphi_1),$$

где  $\omega_{\text{пр}}$  — промежуточная частота приемников.

Выходное напряжение второго приемника  $e_{21}$ , называемого горизонтальным каналом, подключается к горизонтальным пластинам трубки и

$$e_{21} = k_2 E_m \sin \theta \sin (\omega_{\text{пр}} t - \varphi_2).$$

Пусть в идеальном случае приемники абсолютно идентичны, т. е.  $k_1 = k_2 = k_0$  и  $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_0$ , а чувствительность трубки по вертикальным и горизонтальным пластинам одинакова и равна  $k$ . Тогда траектория движения электронного луча по экрану трубки будет представлять собой прямую линию, наклоненную относительно оси симметрии по вертикальным пластинам на угол, определяемый из выражения

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{k k_0 E_m \sin \theta \sin (\omega_{\text{пр}} t - \varphi_0)}{k k_0 E_m \cos \theta \sin (\omega_{\text{пр}} t - \varphi_0)} = \operatorname{tg} \theta, \quad \alpha = \theta. \quad (8.10)$$

Наложив на трубку шкалу с делениями  $0-360^\circ$  так, чтобы деления  $0$  и  $180^\circ$  попали на ось симметрии трубки, проходящую через вертикальные пластины, по светящейся полоске на экране можно отсчитать двузначный радиопеленг. (Методы определения стороны будут изложены ниже.) Длина светящейся полоски пропорциональна напряженности поля пеленгуемой радиостанции.

Неодинаковость модулей коэффициентов усиления приемников и появление разности фаз выходных напряжений приемников в двухканальном приемоиндикаторе влияет так же, как неодинаковость действующих высот и наличие разности фаз токов у рамок гониометрической системы (см. § 4.6).

Пусть модули коэффициентов усиления приемников не равны, т. е.  $\frac{k_2}{k_1} = a \neq 1$ , а разность фаз отсутствует.

Тогда изображение пеленга на экране электронно-лучевой трубки получается в виде линии, угол расположения которой отличается от азимута на радиостанцию на величину, определяемую формулой (4.16)

$$\operatorname{tg} \Delta_1 = \frac{\frac{a-1}{a+1} \sin 2\theta}{1 - \frac{a-1}{a+1} \cos 2\theta}.$$

Максимальное значение ошибки  $\Delta_{1 \text{ макс}}$  определяется из выражения (4.18):

$$\operatorname{tg} \Delta_{1 \text{ макс}} = \frac{\frac{a-1}{a+1}}{\sqrt{1 - \left(\frac{a-1}{a+1}\right)^2}}.$$

Направление  $\theta_{1 \text{ макс}}$ , при котором ошибка имеет максимальную величину  $\Delta_{1 \text{ макс}}$ , определяется из выражения

$$\theta_{1 \text{ макс}} = \frac{1}{2} \arccos \frac{a-1}{a+1}.$$

Для величин  $a$ , близких к 1, ошибка имеет квадратичный характер, причем

$$\Delta_1 \approx \frac{a-1}{a+1} \sin 2\theta \approx \frac{1}{2} (a-1) \sin 2\theta \quad \text{и} \quad \Delta_{1 \text{ макс}} \approx \frac{a-1}{2}.$$

При значительном отклонении  $a$  от 1 квадратичный закон нарушается. Из (4.18) следует, чтобы ошибка была не более  $0,5^\circ$ , допустимо различие усиления приемников не более чем приблизительно 2%.

Пусть модули коэффициентов усиления приемников одинаковы, но выходные напряжения приемников различаются по фазе:

$$\begin{aligned} e_{11} &= E_{m1} \cos \theta \sin \omega_{\text{пр}} t, \\ e_{21} &= E_{m1} \sin \theta \sin (\omega_{\text{пр}} t - \varphi), \end{aligned}$$

где  $E_{m1} = E p_a k_0$ ;

$\varphi$  — разность фаз между выходными напряжениями приемников.

В этом случае на экране трубки получается эллипс (рис. 8.10), уравнение которого в полярных координатах имеет выражение (III.2). Угол наклона большой оси эллипса относительно вертикальной оси трубки определяется формулой (4.9)

$$\operatorname{tg} 2\alpha_{\text{мин}} = \operatorname{tg} 2\theta \cos \varphi.$$



Если пеленг отсчитывать по большой оси эллипса, то получается ошибка  $\Delta_2 = \alpha - \theta$ , которая рассчитывается по формуле (4.20)

$$\operatorname{tg} 2\Delta_2 = - \frac{\operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \sin 4\theta}{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \cos 4\theta}. \quad (8.11)$$

Для малых  $\Delta_2$  величину ошибки можно определить по формуле

$$\Delta_2 \approx - \frac{1}{2} \frac{\operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \sin 4\theta}{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \cos 4\theta}. \quad (8.12)$$

Максимальная ошибка  $\Delta_{2\text{макс}}$  и угол  $\theta_{2\text{макс}}$ , соответствующий этой ошибке, определяются формулами

$$|\Delta_{2\text{макс}}| = \frac{1}{4} \frac{1 - \cos \varphi}{\sqrt{\cos \varphi}},$$

$$\theta_{2\text{макс}} = \frac{1}{4} \operatorname{arc} \cos \left( \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2} \right).$$

Отношение малой оси эллипса к большой имеет выражение (4.21)

$$\frac{A^2}{B^2} = \frac{1 - \sqrt{1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \varphi}}{1 + \sqrt{1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \varphi}}.$$

При малом значении  $\varphi$ , считая  $\sin \varphi \approx \varphi$ ,  $\sqrt{\cos \varphi} = 1$ , получаем

$$\Delta_2 \approx - \frac{\varphi^2}{8} \sin 4\theta, \quad |\Delta_{2\text{макс}}| = \frac{1}{8} \varphi^2 \text{ рад для } \theta = 22,5^\circ,$$

$$\left( \frac{A}{B} \right)^2 = \frac{\varphi^2}{4} \sin^2 2\theta, \quad \left( \frac{A}{B} \right)_{\text{макс}} = \frac{\varphi}{2} \text{ рад для } \theta = 45^\circ.$$

При малых  $\varphi$  ошибка октантальная, с увеличением  $\varphi$  проявляется биоктантальная составляющая (закон  $\sin 8\theta$ ).

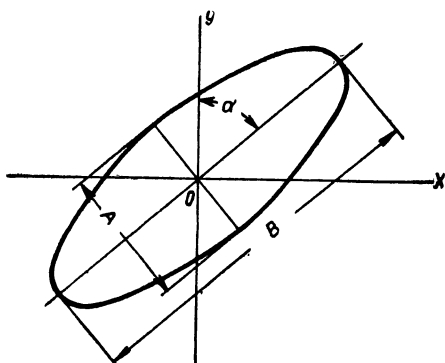
Для получения точности отсчета около  $1^\circ$  допустима разность фаз выходных напряжений не более  $20^\circ$  (при этом  $\frac{A}{B} \approx \frac{1}{6}$ ).

При  $\varphi = 90^\circ$  уравнение эллипса (III.2) превращается в каноническое:

$$\frac{x^2}{U_2^2} + \frac{y^2}{U_1^2} = 1.$$

В этом случае при любых  $\theta$  оси эллипса совпадают с осями координат и пеленгование невозможно.

Рис. 8.10. Эллиптическое изображение на экране индикатора.



Следует отметить, что при отсчете пеленга по эллипсу увеличивается и субъективная ошибка отсчета. Она может быть уменьшена (но не устранена) применением подвижного визира, линию которого оператор стремится установить так, чтобы она была как бы главной осью эллипса.

Влияние одновременного действия неодинаковости усиления приемников и наличия разности фаз у выходных напряжений будет такое же, как в рассмотренном ранее общем случае неодинаковости сопротивления рамок по величине и по фазе (§ 4.6).

Выводы, полученные в § 4.6 при рассмотрении связи между рамками и полевыми катушками гониометра в гониометрической системе из двух рамок, применимы к двухканальному приемоиндикатору.

### Визуальная избирательность

Двухканальные приемоиндикаторные устройства с электронно-лучевой трубкой в качестве индикатора, при условии линейности процессов в приемных трактах,

обладают важным свойством, которое называют визуальной избирательностью. Сущность этого свойства заключается в следующем. При попадании двух сигналов с частотами  $f_1$  и  $f_2$  в полосу пропускания приемников возможен отсчет пеленгов на обе радиостанции при их одновременной работе, если напряженность поля сигналов такова, что они дают соизмеримые изображения на экране трубки. Рассмотрим сначала физические процессы, происходящие на экране индикатора. Обозначим  $f_1 - f_2 = \Delta f$ .

При действии только первого колебания частоты  $f_1$  и при условии идентичности каналов по усилению и фазовым сдвигам изображение пеленга на экране будет в виде прямой  $ab$  (рис. 8.11,  $a$ ). Действие только сигнала с частотой  $f_2$  дает пеленг, определяемый прямой  $cd$ . При совместном действии сигналов с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , которые складываются по принципу суперпозиции, электронный луч описывает сложную траекторию. Сложение траекторий с разными частотами можно заменить сложением траекторий с одинаковыми частотами, имеющими разность фаз, изменяющуюся во времени от 0 до  $360^\circ$  с периодом  $\frac{1}{\Delta f}$ .

Если бы разность фаз напряжения с частотами  $f_1$  и  $f_2$  изменялась не непрерывно, а скачками через каждые  $\Delta t = \frac{1}{f_1}$  сек на  $\left(\frac{360 \cdot \Delta f}{f_1}\right)^\circ$ , то за дискретный отрезок времени  $\Delta t$  на экране вырисовывались бы эллипсы с различными отношением полуосей и ориентировкой.

Если разность фаз равна 0 или  $180^\circ$ , результирующая траектория будет в виде линии  $MN$  или  $PL$ . При изменении разности фаз от 0 до  $90^\circ$  и от  $180$  до  $270^\circ$  эллиптичность увеличивается, а при изменении разности фаз от  $90$  до  $180^\circ$  и от  $270$  до  $360^\circ$  — уменьшается. Одновременно с изменением формы эллипса при изменении разности фаз меняется ориентировка его большей оси от положения  $MN$  до  $PL$  и обратно.

За период биений частот радиостанций  $\frac{1}{\Delta f}$ , т. е. за время изменения разности фаз от 0 до  $360^\circ$ , происходит полный цикл преобразований изображений на экране (в одну и другую сторону). Огибающая всех движений

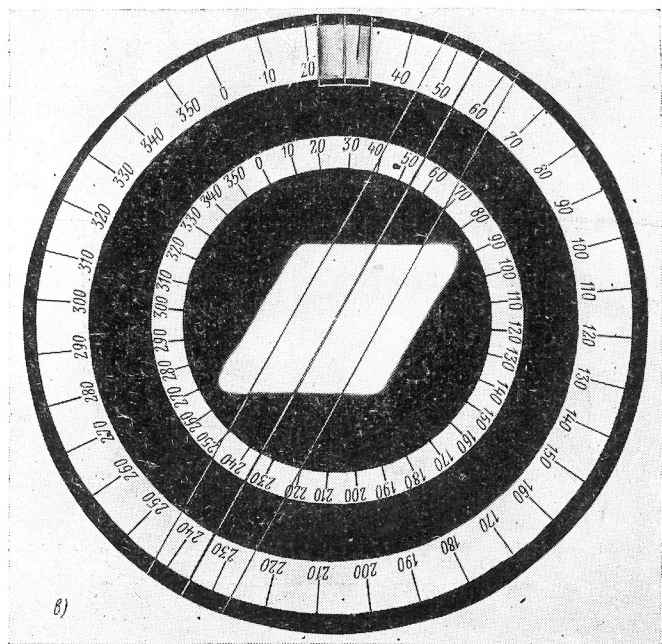
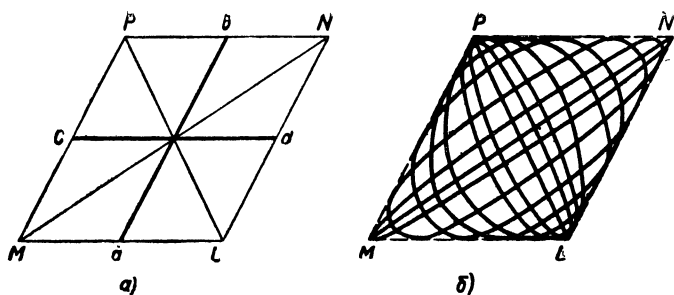


Рис. 8.11. Изображение пленгов двух радиостанций:

*a* — общий вид параллелограмма и пленгов первой и второй радиостанций;

*б* — примерный вид траектории луча и образование параллелограмма за время

$t_{\text{виз}} = \frac{0,5}{\Delta f}$ ; *в* — параллелограмм пленгов на экране электронно-лучевой трубки.

Электронного луча по экрану образует параллелограмм, стороны которого параллельны линиям пеленгов на радиостанции с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , а диагоналями являются линии  $MN$  и  $PL$ .

Так как в действительности разность фаз изменяется непрерывно во времени, траекторией луча будет непрерывно перемещающаяся спираль, звено которой образуется за период частоты  $\Delta f$  и имеет вид эллипса с непрерывно изменяющимися параметрами (ориентировкой и соотношением осей). Примерный вид траектории за время изменения фаз от  $0$  до  $180^\circ$  показан на рис. 8.11, б. Число вырисовываемых эллипсов в параллелограмме обычно велико.

Например, для  $\Delta f = 1$  кГц и  $f_1 = 50$  кГц число эллипсов будет  $\frac{f_1}{\Delta f} = 50$ . Поэтому отдельные эллипсы незаметны, на экране получается засвеченный параллелограмм.

Аналитическое решение задачи и получение уравнений огибающих звеньев спирали с целью упрощения выполнены для случая, когда пеленг одной из двух радиостанций составляет  $0-180^\circ$  или  $90-270^\circ$ .

Пусть в полосу пропускания приемных каналов попадают сигналы двух радиостанций в виде незатухающих колебаний с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$ . Пеленг первой радиостанции  $\theta_1$  и отклонения луча на экране трубки по осям  $OX$  и  $OY$  будут

$$x_1 = U_{x1} \sin \omega_1 t,$$

$$y_1 = U_{y1} \sin \omega_1 t.$$

Здесь  $U_{x1} = kU_{m1} \sin \theta_1$ ;  $U_{y1} = kU_{m1} \cos \theta_1$ ;  $k$  — коэффициент пропорциональности (чувствительность трубки).

Пеленг второй радиостанции принимаем равным  $0$  ( $\theta_2 = 0$ ), и отклонения луча под воздействием выходных напряжений, вызванных сигналом второй радиостанции,

$$x_2 = 0,$$

$$y_2 = U_{y2} \sin \omega_2 t,$$

где  $U_{y2} = kU_{m2}$ .

Совместное действие напряжений сигналов первой и второй радиостанций приведет к результирующим отклонениям луча по осям

$$x = x_1 + x_2 = U_{x1} \sin \omega_1 t, \quad (8.13)$$

$$y = y_1 + y_2 = U_{y1} \sin \omega_1 t + U_{y2} \sin \omega_2 t. \quad (8.14)$$

Обозначим  $\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega$  и преобразуем (8.13) и (8.14). Уравнение движения электронного луча будет

$$y^2 + x^2 \left( \frac{U_{y1}^2}{U_{x1}^2} + \frac{U_{y2}^2}{U_{x1}^2} + 2 \frac{U_{y1} U_{y2}}{U_{x1}^2} \cos \Delta\omega t \right) - \\ - 2xy \left( \frac{U_{y1}}{U_{x1}} + \frac{U_{y2}}{U_{x1}} \cos \Delta\omega t \right) - U_{y2}^2 \sin^2 \Delta\omega t = 0.$$

Подставив значения  $U_{x1}$ ,  $U_{y1}$  и  $U_{y2}$ , получим

$$y^2 + x^2 \left( \operatorname{ctg}^2 \theta_1 + \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2 \sin^2 \theta_1} + 2 \frac{U_{m2} \cos \theta_1}{U_{m1} \sin^2 \theta_1} \cos \Delta\omega t \right) - \\ - 2xy \left( \operatorname{ctg} \theta_1 + \frac{U_{m2}}{U_{m1} \sin \theta_1} \cos \Delta\omega t \right) - kU_{m2}^2 \sin^2 \Delta\omega t = 0. \quad (8.15)$$

Полученное уравнение является уравнением спирали, у которой непрерывно изменяются форма звеньев и их ориентировка. Форма звеньев очень близка к эллиптической, частота изменения формы и ориентировки звеньев равна  $\Delta\omega$ .

Для определения огибающих звеньев спирали следует решить совместно две системы уравнений [1.17]:

$$y(x, \Delta\omega t) = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial y(x, \Delta\omega t)}{\partial (\Delta\omega t)} = 0, \quad (8.16)$$

$$x(y, \Delta\omega t) = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial x(y, \Delta\omega t)}{\partial (\Delta\omega t)} = 0. \quad (8.17)$$

Решение для (8.16) имеет вид

$$y = x \operatorname{ctg} \theta_1 \pm kU_{m2}. \quad (8.18)$$

Это уравнение двух сторон параллелограмма, параллельных линии пеленга первой радиостанции. Решение уравнений (8.17) дает

$$x = \pm kU_{m_1} \sin \theta_1. \quad (8.19)$$

Это уравнение двух прямых, параллельных оси ординат, образующих две другие стороны параллелограмма ( $\theta_2 = 0$ ).

Как уже отмечалось ранее, минимальное время, необходимое для образования параллелограмма визуальной избирательности, составляет  $t_{\text{виз}} = \frac{0,5}{\Delta f}$ . Следует отметить, что соотношение напряженностей полей радиостанций за время образования параллелограмма не должно изменяться. В противном случае, например при замираниях, затрудняется использование визуальной избирательности.

Практика показывает, что минимальная величина  $\Delta f = f_2 - f_1$ , при которой достаточно легко можно отсчитывать пеленги по параллелограмму на экране трубки без послесвечения, составляет примерно 10 гц.

Для отсчета пеленгов по параллелограмму параллельно основной линии визира справа и слева от нее наносят еще по нескольку линий. При пеленговании совмещают эти линии со сторонами параллелограмма, производя отсчет по основной линии.

Параллелограмм пеленгов двух радиостанций показан на рис. 8.11, в.

В случае попадания в полосу пропускания приемников сигналов трех радиостанций на экране наблюдается параллелепипед, по сторонам граней которого также определяются пеленги на все три радиостанции (рис. 8.12).

Визуальная избирательность возможна и при модулированных по амплитуде сигналах, но при этом стороны параллелограмма несколько расплывчаты и субъективные ошибки отсчета возрастают.

Пеленгование одновременно работающих радиостанций существенно облегчается, если их сигналы телеграфные и манипулированные по амплитуде, так как на экране электронно-лучевой трубки одновременно с параллелограммом (в случае двух радиостанций) или параллелепипедом (в случае трех радиостанций) видны

изображения пленгов отдельных радиостанций, соответствующие тем моментам времени, когда излучает одна из радиостанций.

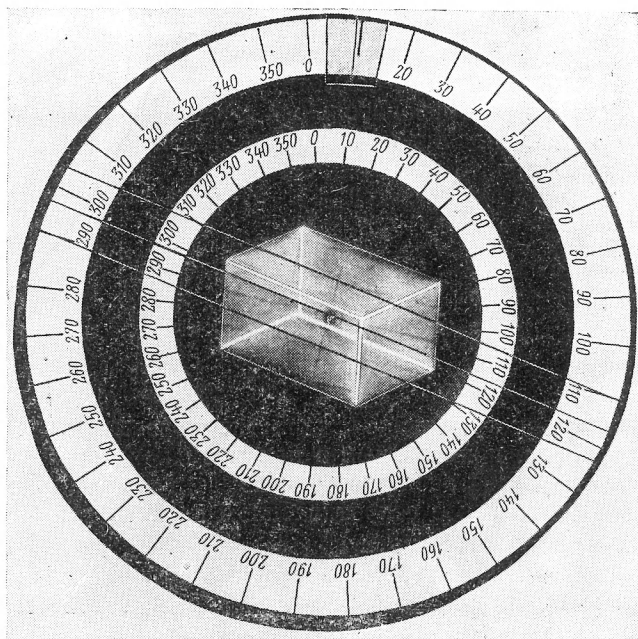


Рис. 8.12. Изображение пленгов трех радиостанций.

### Требования к приемным каналам

Специфика работы каждого канала двухканального приемоиндикатора прежде всего определяется тем, что в зависимости от азимута амплитуды сигналов на входах каналов изменяются от 0 до  $E_m$ .

Следовательно, оба канала должны иметь строго линейную амплитудную характеристику в пределах всего возможного диапазона амплитуд сигнала. Ограничения по линейности наступают прежде всего для максимальных амплитуд, так как может произойти перегрузка окончных каскадов одного из каналов. Выход за пределы линейного участка амплитудной характеристики



одного из каналов эквивалентен изменению коэффициента усиления этого канала, что приводит к ошибкам пеленгования, определяемым формулой (4.16).

Возможен случай, когда перегрузка некоторых каскадов канала происходит под воздействием достаточно мощного излучения радиостанции, соседней по частоте к пеленгуемой и иногда даже не дающей изображения на экране индикатора. Рассмотрим этот случай для усилительных и преобразовательных каскадов. Модули коэффициентов усиления приемных каналов в общем виде можно представить как

$$k_1 = \prod_{i=1}^n p_{iI} S_{iI} R_{\text{э}iI}, \quad (8.20)$$

$$k_2 = \prod_{i=1}^n p_{iII} S_{iII} R_{\text{э}iII}, \quad (8.21)$$

где  $p_i$  — параметр, определяемый типом резонансных систем, примененных в приемном канале;

$S_i$  — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы;

$R_{\text{э}i}$  — резонансное сопротивление  $i$ -го каскада;

$n$  — число каскадов в канале.

Если предположить, что в результате применения различных методов стабилизации параметров соответствующие величины  $\prod_{i=1}^n p_{iI} R_{\text{э}iI}$  и  $\prod_{i=1}^n p_{iII} R_{\text{э}iII}$  сделаны одинаковыми, то

$$a = \frac{k_1}{k_2} = \prod_{i=1}^n \frac{S_{iI}}{S_{iII}}.$$

Предположим, что для заданного уровня полезного сигнала регулировкой крутизны ламп каналов получено  $a=1$  и усиление сигнала в каналах происходит на линейном участке амплитудной характеристики. Пусть на сетке каскада резонансного усиления действуют сигнал  $u_c = U_{mc} \sin \omega_c t$  и помеха  $u_{\text{п}} = U_{m\text{п}} \sin \omega_{\text{п}} t$ , причем при наличии только сигнала усилитель работает без перегрузок.

Рассмотрим случай, когда напряжение помехи  $U_{мп}$  значительно больше сигнала  $U_{мс}$ , но в область сеточных токов еще не заходит. Влияние помехи особенно сильно в первых каскадах приемника, так как в последующих каскадах помеха ослаблена вследствие избирательности. Рассмотрим поэтому только первые каскады. Наличие в первых каскадах напряжения помехи, заходящего в область сеточных токов, маловероятно.

Наличие помехи изменяет крутизну лампы для первой гармоники анодного тока с  $S_1$  на  $S_{1(п)}$  [1.1, стр. 71]:

$$S_1 = S + \frac{1}{8} S'' U_{мс}^2 + \frac{1}{192} S''' U_{мс}^4 + \dots,$$

$$S_{1(п)} = S + \frac{1}{8} S'' U_{мс}^2 + \frac{1}{4} S'' U_{мп}^2 + \frac{1}{192} S''' U_{мс}^4 +$$

$$+ \frac{1}{32} S''' U_{мс}^2 U_{мп}^2 + \dots,$$

где  $S_1$  — крутизна лампы для I гармоники анодного тока при действии только сигнала;

$S_{1(п)}$  — то же при действии сигнала и помехи.

Учтя, что  $U_{мс} < U_{мп}$ , и ограничившись членами разложений со степенями  $U_{мс}$  не выше второй и  $S'''$ , можно получить

$$a_{п} = \frac{S_{1(п)}}{S_1} = 1 + \frac{\frac{1}{4} \frac{S''}{S} U_{мп}^2 + \frac{1}{32} \frac{S'''}{S} U_{мс}^2 U_{мп}^2}{1 + \frac{1}{8} \frac{S''}{S} U_{мс}^2}. \quad (8.22)$$

Дальнейшее упрощение выражения (8.22) получим, учитывая, что  $\frac{S'''}{S}$  очень мало для большинства ламп, а  $U_{мс} \ll U_{мп}$ . Тогда формула для  $a_{п}$  будет

$$a_{п} = 1 + \delta,$$

где  $\delta = \frac{1}{4} \frac{S''}{S} U_{мп}^2$ .

Задавая допустимой ошибкой пеленгования от перегрузки помехой  $\Delta_{доп}$  и определив допустимое значение  $\delta_{доп}$ , получим

$$U_{мп доп} \leq 2 \left| \sqrt{\delta_{доп} \frac{S}{S''}} \right|. \quad (8.23)$$

Для случая сигнала в виде незатухающих колебаний и помехи в виде модулированного тоном колебания с коэффициентом модуляции  $M$  можно получить

$$U_{m \text{ п доп}}^{(M)} \leq 2 \left| \sqrt{\frac{\delta_{m \text{ доп}} S}{1 + 2m S''}} \right|. \quad (8.24)$$

В случае перегрузки смесителя неравенства (8.23) и (8.24) будут справедливы также, если вместо  $S$  и  $S''$  взять крутизну преобразования  $S_{\text{пр}}$  и ее вторую производную  $S''_{\text{пр}}$ .

Таким образом, чтобы ослабить влияние перегрузки помехой на точность пеленгования, необходимо выбирать рабочую область на характеристике лампы усилителя  $i_a = f(U_g)$  в районе малых значений  $\frac{S''}{S}$  и такой режим преобразования, чтобы  $\frac{S''_{\text{пр}}}{S_{\text{пр}}}$  было минимальным.

Неправильное распределение усиления и избирательности по приемному тракту, например когда полоса пропускания резко сужается в выходных каскадах, а общий коэффициент усиления предыдущих каскадов уже достаточно велик, может привести к перегрузке окончных и предоконечных каскадов очень мощной помехой, значительно расстроенной по частоте относительно сигнала.

Вследствие ослабления помехи резонансными системами выходных каскадов, стоящих после перегружаемого каскада, она бывает соизмеримой с отметкой пеленга сигнала, меньшей ее или совсем не видной на экране электронно-лучевой трубки. Это не позволит оператору заметить действие помехи, и пеленгование сигнала будет произведено с ошибкой.

Поэтому при проектировании двухканальных приемоиндикаторов необходимо стремиться к тому, чтобы по возможности приблизить элементы схемы, определяющие избирательность приемного тракта, ко входу канала, а каскады, определяющие общее усиление канала, расположить после них.

Для получения идентичности каналов необходимо иметь одинаковые параметры элементов схемы и ламп в каналах.

Обеспечить поддержание равенства параметров соответствующих резонансных цепей каналов особенно трудно в трактах усиления высокой частоты при их пере-

стройке. Ошибки, вызванные неидентичностью каналов по высокой частоте, неизбежны при изменении настройки, так как невозможно сделать точное сопряжение контуров. Однако эти ошибки могут быть сделаны достаточно малыми, так как полосы пропускания высокочастотных цепей сравнительно велики. Применяв специальные регулировки, можно еще более уменьшить их [8.16]. Требования к идентичности параметров резонансных цепей узкополосных трактов промежуточной частоты более высоки, но здесь облегчаются тем, что цепи не перестраиваются по частоте\*.

Электронные лампы имеют разброс по крутизне анодно-сеточных характеристик порядка  $\pm 10 \div 20\%$  на линейном участке и еще большие разбросы на криволинейных участках.

Рассмотрим вопрос о выравнивании и регулировке усиления каналов путем изменения сеточных напряжений смещения ламп.

Регулировкой напряжения смещения  $U_c$  и настройкой контуров в одном из каналов можно добиться равенства коэффициентов усиления в любом режиме работы. Идентичность каналов проверяется по пленке контрольного сигнала, который подключается на входы каналов с одинаковой амплитудой и фазой.

При равенстве коэффициентов усиления каналов по амплитуде и фазе на экране индикатора наблюдается линия под углом  $45^\circ$  к оси  $0-180^\circ$ .

Однако из-за длительности операций по измерению и выравниванию усиления каналов происходит потеря быстроты взятия пленки — основного свойства, характеризующего двухканальный радиопеленгатор.

**Лампы имеют значительный разброс зависимостей**

$$S_{\text{общ I}} = S_{1\text{ I}} S_{2\text{ I}} S_{3\text{ I}} \dots S_{n\text{ I}} = f_1(U_{\text{см}})$$

и

$$S_{\text{общ II}} = S_{1\text{ II}} S_{2\text{ II}} S_{3\text{ II}} \dots S_{n\text{ II}} = f_2(U_{\text{см}}),$$

где  $n$  — количество ламп в канале;

$U_{\text{см}}$  — напряжение смещения, общее для всех каскадов.

---

\* Исследование влияния неравенства параметров резонансных цепей каналов при применении в каскадах одиночных резонансных контуров дано в [1.6, 1.9].

Если считать, что параметры резонансных систем каналов идентичны, характеристики регулирования усиления каналов можно представить в виде

$$k_1(U_{с.м.}) = NS_{\text{общ I}}(U_{с.м.}),$$

$$k_2(U_{с.м.}) = NS_{\text{общ II}}(U_{с.м.}),$$

где  $N = \prod_{i=1}^n p_i R_{э i}$ .

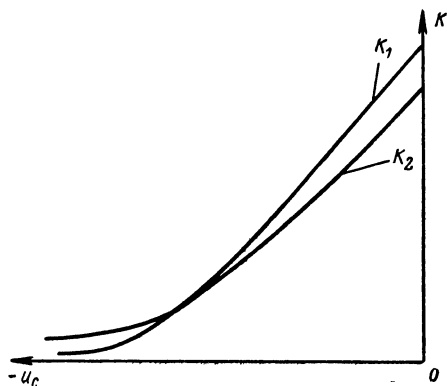


Рис. 8.13. Характеристики регулирования усиления каналов.

Примерный ход характеристик для двухканального приемоиндикатора показан на рис. 8.13.

Попытки осуществить регулировку усиления каналов одним органом управления с сохранением удовлетворительной идентичности каналов приводили к весьма сложным и ненадежным схемам [8.16]. При этом остаточная неидентичность давала ошибки до  $\pm 2^\circ$ , старение и смена ламп требовали сложных исходных регулировок, а динамический диапазон регулирования был небольшим.

Для выполнения автоматического выравнивания усиления каналов с возможностью регулировки усиления одной ручкой применяется система, в которой используется специальный управляющий сигнал.

Управляющий сигнал может формироваться в самом приемоиндикаторе или образовываться из пеленгуемого сигнала; и в том, и в другом случае он должен одновре-

менно подключаться ко входам обоих каналов. Во время прохождения управляющего сигнала по приемным каналам происходит выравнивание их коэффициентов усиления. Пеленгование в это время невозможно, поэтому для полезной работы пеленгатора управляющий сигнал дол-

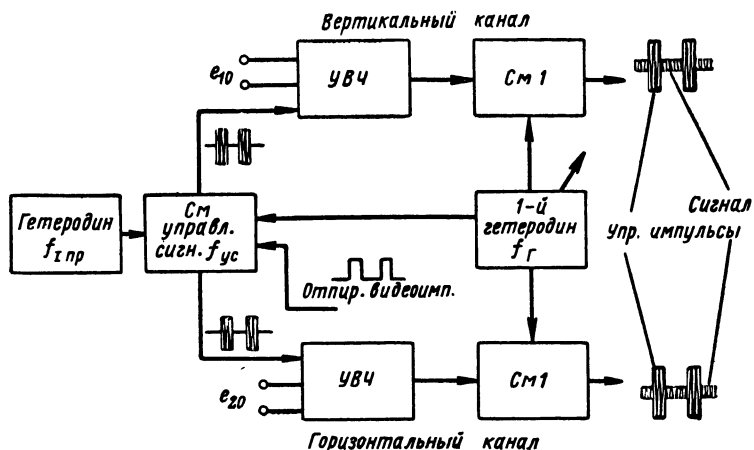


Рис. 8.14. Схема образования импульсного управляющего сигнала.

жен быть импульсным с достаточно большой скважностью. Частота заполнения радиои импульса управляющего сигнала всегда должна соответствовать резонансной частоте настройки приемоиндикатора.

Рассмотрим один из принципов образования импульсного управляющего сигнала в приемоиндикаторе (рис. 8.14). К смесителю управляющего сигнала, лампа которого отпирается только при подаче видеосигналов, определяющих длительность и период следования управляющих импульсов, подводятся напряжения общего для двух каналов первого гетеродина с частотой  $f_{\Gamma}$  и специального гетеродина, генерирующего колебания первой промежуточной частоты  $f_{\Gamma пр}$ .

Частота управляющего сигнала  $f_{yc}$  на выходе смесителя управляющего сигнала равна

$$f_{yc} = f_{\Gamma} - f_{\Gamma пр}.$$

При приеме сигнала с частотой  $f_c$  и гетеродине с верхней настройкой ( $f_r > f_c$ ) в смесителях каналов получается частота

$$f_{\text{пр}} = f_r - f_c.$$

Тогда

$$f_{\text{yc}} = f_c.$$

Таким образом, частота высокочастотного заполнения импульсов управляющего сигнала, изменяясь при перестройке приемоиндикатора, всегда остается равной резонансной частоте настройки каналов. Импульсы управляющего сигнала подаются на входы каналов. Если при этом пеленгуемый сигнал не отключается от входных цепей каналов, то, чтобы он не оказывал влияния на регулировку, управляющий сигнал должен быть в несколько раз больше принимаемого сигнала.

### Выравнивание модулей коэффициентов усиления каналов

Если  $k_1 \neq k_2$ , напряжения управляющего сигнала на выходах каналов также будут различны. Это различие можно использовать для выравнивания усиления кана-

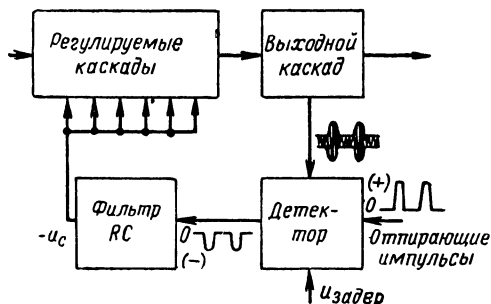
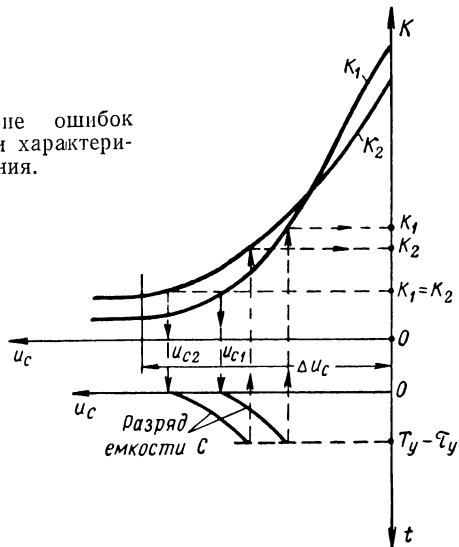


Рис. 8.15. Схема выравнивания усиления канала.

лов. Простейшая схема выравнивания усиления одного из каналов изображена на рис. 8.15. Это схема АРУ с задержкой. Пиковый детектор схемы работает только при подаче отпирающих видеоимпульсов, синхронизированных с импульсами управляющего сигнала. Длительность и период следования отпирающих импульсов равны длительности ( $\tau_y$ ) и периоду следования ( $T_y$ ) управляющего сигнала. В промежутки времени  $T_y - \tau_y$ , когда ведется пеленгование, детектор заперт. Регулирующее

напряжение —  $U_c$ , получающееся от детектирования управляющего сигнала, подается через фильтр  $RC$  на управляющие сетки регулируемых каскадов. Подбор характеристик детекторов, работающих отдельно в каждом канале, позволяет получить хорошее нивелирование

Рис. 8.16. Возникновение ошибок пеленга при несовпадении характеристик регулирования.



коэффициентов усиления каналов. Выбором достаточно большой постоянной времени разряда фильтра  $RC$  ( $\tau_p$ ) добиваются, чтобы достигнутая идентичность не нарушалась в промежутках времени между импульсами, когда производится пеленгование.

Если постоянная времени разряда емкости  $C$  фильтра не удовлетворяет условию  $\tau_p \gg T_y - \tau_y$ , напряжение на емкости  $C$  может значительно уменьшиться за время промежутка между управляющими импульсами и усиление каналов к концу каждого периода  $T_y$  будет увеличиваться. Вследствие возможного несовпадения характеристик регулирования вне рабочей точки может измениться отношение  $a = \frac{k_1}{k_2}$  за время  $T_y - \tau_y$ , и это приведет к ошибке пеленга (рис. 8.16). Так как каждый последующий управляющий импульс (при достаточно малой постоянной времени заряда емкости  $C$ ) восстанавливает



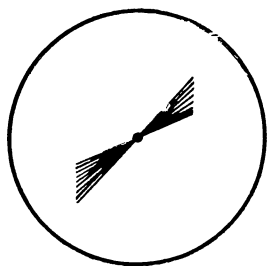


Рис. 8.17. Изображение пеленга при малой постоянной времени схемы выравнивания каналов.

баланс усиления, то на экране индикатора при недостаточном  $\tau_p$  наблюдается качание линии пеленга с частотой  $\frac{1}{T_y}$  и это вызывает веерообразное изображение (рис. 8.17). Если одновременно наблюдается эллиптичность фигуры или помеха, отсчет пеленга становится невозможным.

Определим минимально допустимую величину  $\tau_p = RC$  при заданной величине допустимой ошибки пеленгования, вызванной разрядом емкости  $C$ . При этом будем считать, что характеристики регулирования усиления  $k_1 = f_1(U_c)$  и  $k_2 = f_2(U_c)$  однотипны и аппроксимируются экспоненциальной зависимостью, т. е.  $k = k_0 e^{-\alpha U_c}$ , где  $\alpha$  — средняя крутизна характеристики регулирования;  $U_c$  — смещение на управляющих сетках регулируемых ламп;  $k_0$  — начальное значение коэффициента усиления при  $U_c = 0$ .

Принимаем, что постоянные времени разряда фильтров каждого канала равны между собой ( $\tau_{p1} = \tau_{p2} = \tau_p = RC$ ) и что к концу длительности каждого управляющего импульса происходит абсолютное выравнивание каналов по модулю коэффициента усиления, т. е.

$$k_{0I} e^{-\alpha U_{c1}} = k_{0II} e^{-\alpha U_{c2}}. \quad (8.25)$$

С момента окончания действия управляющего импульса конденсаторы  $C$  в фильтрах каналов, заряженные до потенциалов  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  соответственно, в течение времени  $T_y - \tau_y$  разряжаются, причем  $\tau_p = RC$  (рис. 8.16).

К моменту начала последующего управляющего импульса коэффициенты усиления каналов изменятся неодинаково и будут равны

$$k_1 = k_{0I} \exp \left[ -\alpha_1 U_{c1} \exp \left( -\frac{T_y - \tau_y}{\tau_p} \right) \right], \quad (8.26)$$

$$k_2 = k_{0II} \exp \left[ -\alpha_2 U_{c2} \exp \left( -\frac{T_y - \tau_y}{\tau_p} \right) \right]. \quad (8.27)$$

Найдем отношение  $a_p = \frac{k_1}{k_2}$ , определяющее ошибку пеленга из-за появления неидентичности каналов по усилению к концу каждого периода  $T_y$  (т. е. при  $t = T_y - \tau_y$ ). Из (8.26) и (8.27), используя (8.25), можно определить

$$a_p = \frac{k_1}{k_2} = A_0 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{T_y - \tau_y}{\tau_p}\right) \right], \quad (8.28)$$

где  $A_0 = \frac{k_{0I}}{k_{0II}}$ .

Из (8.28) следует, что  $a_p$  зависит от начального разбаланса каналов  $A_0$  (при  $U_{c1} = U_{c2} = 0$ ). При  $A_0 = 1$  ошибка пеленгования, даже при малых постоянных времени  $\tau_p$ , не будет, если характеристика регулирования экспоненциальна.

Считая, что  $1 < a_p \leq 1,02$  (ошибка пеленгования не более  $0,5^\circ$ ),  $A_0 > 1$ , а  $\frac{T_y - \tau_y}{\tau_p} \ll 1$ , можно записать

$$\left. \begin{aligned} \ln \frac{a_p}{A_0} &\approx \frac{a_p}{A_0} - 1, \\ \ln \frac{1}{A_0} &\approx \frac{1}{A_0} - 1, \\ \exp\left(-\frac{T_y - \tau_y}{\tau_p}\right) &\approx 1 - \frac{T_y - \tau_y}{\tau_p}. \end{aligned} \right\} \quad (8.29)$$

Используя (8.29), из (8.28) получим

$$\tau_p \geq \frac{A_0 - 1}{a_p - 1} (T_y + \tau_y).$$

Например, при  $A_0 = 2$ ,  $T_y + \tau_y = 20$  мсек и  $a_p = 1,02$  (ошибка пеленгования не превышают  $0,5^\circ$ ) допустимое значение постоянной времени разряда емкости фильтра определится

$$\tau_p \geq 1 \text{ сек.}$$

### Регулирование усиления при использовании импульсного управляющего сигнала

Изменение величины управляющего сигнала на входах каналов вызовет соответствующее изменение вы-

ходных напряжений управляющих сигналов, что в свою очередь через схему выравнивания усиления приведет к изменению коэффициентов усиления каналов.

Уровень управляющего сигнала на входах каналов изменяется регулировкой напряжения смещения на сетке лампы смесителя управляющего сигнала.

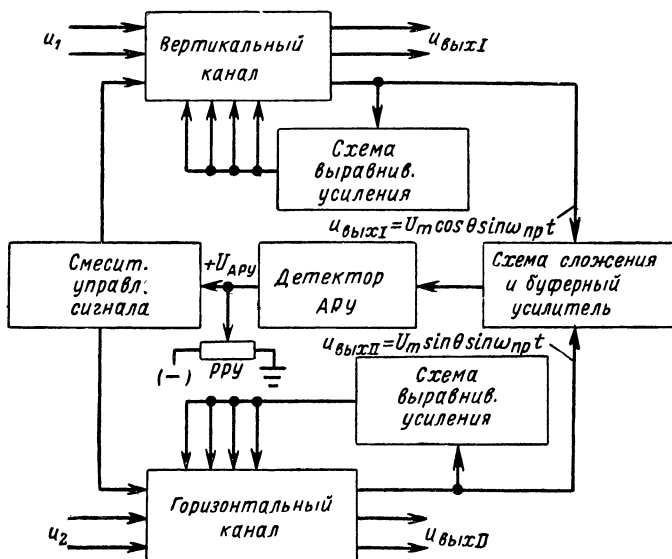


Рис. 8.18. Схема автоматического регулирования усиления.

Пока значения получаемых при этом напряжений регулирования  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  не выходят за пределы области регулирования ( $\Delta U_c$  на рис. 8.16), одновременно с изменением усиления происходит и его выравнивание. Следовательно, динамический диапазон регулирования усиления будет тем шире, чем меньше разброс характеристик регулирования.

С другой стороны, динамический диапазон регулирования усиления определяется величиной линейного участка функции  $U_{вых} = f(U_{вх})$ , где  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  — напряжения на входе и выходе канала.

Уровень управляющего сигнала можно регулировать как вручную, так и автоматически (рис. 8.18).

Напряжения пеленгуемого сигнала в приемных каналах зависят от значения пеленга. При формировании напряжения для автоматической регулировки усиления эту зависимость необходимо исключить. Для этого части выходных напряжений каналов складываются в квадратуре (со сдвигом фазы на  $90^\circ$ , обычно осуществляемым цепочками  $RC$ ).

Результирующее напряжение, равное

$$U_{\text{рез}} = \sqrt{U_{m \text{ вых}}^2 \cos^2 \theta + U_{m \text{ вых}}^2 \sin^2 \theta} = U_{m \text{ вых}}$$

и не зависящее от  $\theta$ , подается на детектор АРУ. Детектор АРУ включается так, что выпрямленное напряже-

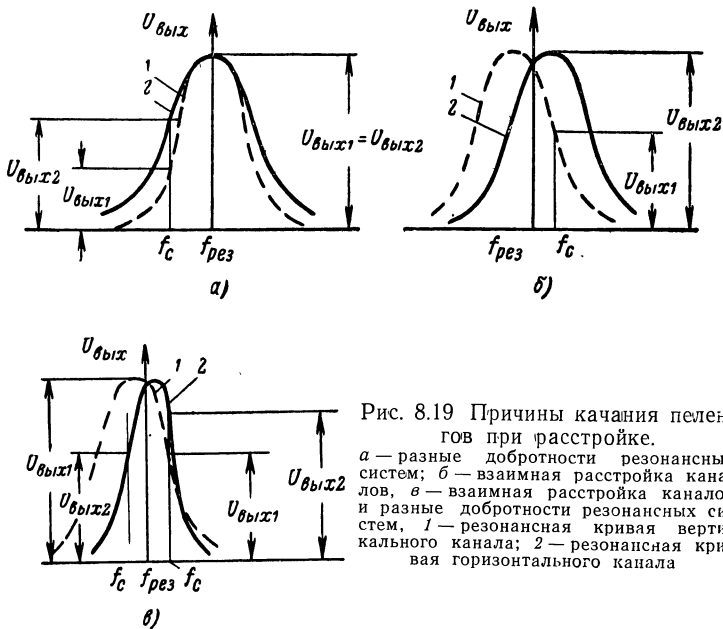


Рис. 8.19 Причины качания пеленгов при расстройке.

*а* — разные добротности резонансных систем; *б* — взаимная расстройка каналов, *в* — взаимная расстройка каналов и разные добротности резонансных систем, 1 — резонансная кривая вертикального канала; 2 — резонансная кривая горизонтального канала

ние сигнала положительной полярности уменьшает исходное отрицательное смещение на сетке смесителя управляющего сигнала, уровень которого при этом увеличивается. Таким образом, АРУ и выравнивание усиления каналов совмещены.

Постоянная времени схемы АРУ определяется постоянной времени фильтра выравнивания усиления,

Следует иметь в виду, что в системе с импульсным управляющим сигналом, частота колебаний заполнения которого равна резонансной частоте настройки приемоиндикатора, выравнивание усиления происходит только на этой частоте. Поэтому, если резонансные характеристики каналов не совпадают по форме друг с другом в пределах полосы пропускания, при неточной настройке на сигнал могут возникнуть ошибки пеленгования, вызванные неидентичностью резонансных характеристик каналов. Эти ошибки проявляются в отклонении пеленга от истинного при расстройках приемоиндикатора (так называемые качания пеленга). В зависимости от причин неидентичности резонансных характеристик (различные добротности контуров, расстройка контуров) качания могут иметь симметричный и несимметричный характер при расстройках в обе стороны от резонанса (рис. 8.19).

Так, в случае рис. 8.19,а качания пеленга происходят в одну сторону от изображения истинного пеленга; в случае рис. 8.19,б появляются симметричные качания в обе стороны; в случае рис. 8.19,в имеют место несимметричные качания в обе стороны.

### **Выравнивание фазовых сдвигов напряжения в каналах**

Фазовые сдвиги высокочастотного заполнения управляющих импульсов, полученные после прохождения ими приемных каналов, используются для выравнивания в определенных пределах фазовых характеристик каналов.

Одна из возможных схем выравнивания фазы показана на рис. 8.20. Управляющие импульсы через буферные каскады поступают на фазовый дискриминатор. Буферные каскады открываются видеоимпульсами, синхронными и синфазными с управляющими, из-за чего схема выравнивания фаз работает только под воздействием управляющих импульсов и не реагирует на пеленгуемый сигнал. Выработанные фазовым дискриминатором регулирующие постоянные напряжения ( $U_p$ ) подаются на схему управления фазой напряжения второго гетеродина, общего для двух каналов. Эта схема состоит из двух фазосдвигающих каскадов, включенных между вторым гетеродином и вторыми смесителями приемных каналов.

Как известно, фаза напряжения промежуточной частоты определяется фазой напряжения сигнала и фазой гетеродина ( $\varphi_{пр} = f(\varphi_c, \varphi_r)$ ). Под воздействием регулирующего напряжения фазового дискриминатора напряжение второго гетеродина в фазосдвигающем каскаде

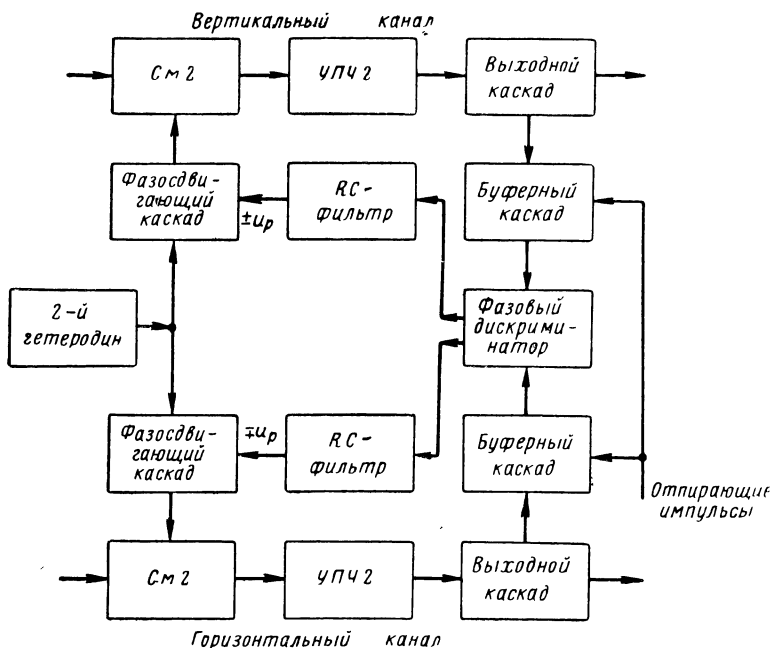


Рис. 8.20. Схемы выравнивания фазы.

приобретает фазовый сдвиг, равный по величине фазовому сдвигу управляющего напряжения на выходе данного канала и обратный по знаку. В результате фазы выходных напряжений выравниваются.

Сохранение одинаковости фаз в промежутки времени  $T_y - \tau_y$  обеспечивается выбором достаточно большой постоянной времени разряда RC-фильтра в цепи формирования выходных постоянных регулирующих напряжений фазового дискриминатора.

Кроме описанной выше схемы выравнивания каналов с помощью управляющего сигнала применяются и другие способы [8.3]. Можно уменьшить требования к иден-

точности каналов по усилению или по крайней мере непрерывно контролировать ее, не применяя специального

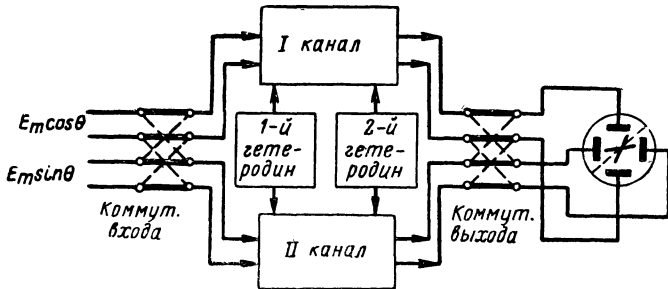


Рис. 8.21. Блок-схема двухканального радиопеленгатора с переключением каналов.

контрольного сигнала, если на входе и выходе приемника периодически переключать каналы, меняя их местами (рис. 8.21) [8.17]. В таком пеленгаторе нарушение идентичности каналов по усилению и фазе приведет к тому, что на экране индикатора образуются два скрещенных эллипса. Правильный пеленг определяется по биссектрисе угла между главными осями эллипсов (рис. 8.22). При выравнивании усиления эллипсы сольются в один.

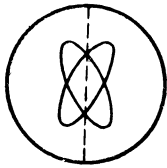


Рис. 8.22. Изображение пеленга при невыравненных каналах.

Таким образом, в такой системе возможен правильный отсчет пеленга при довольно значительной неидентичности каналов и легко заметить нарушение идентичности. Но точность отсчета пеленга (по биссектрисе) снижается, а при наличии помехи и неустойчивости фигуры пеленга отсчет чрезвычайно затруднен. Минимальная частота коммутации при трубке без послесвечения должна быть порядка 20 *гц*.

### Получение одностороннего пеленга

Двухканальный радиопеленгатор, работающий по этим схемам, дает возможность получить пеленг с неопределенностью в  $180^\circ$ . Для устранения двузначности можно применять различные схемы. Обычно в большинстве из них используется принцип наложения ненаправленного приема на направленный косинусоидальный прием,

Наиболее удобной, не требующей дополнительных операций от оператора, но и наиболее сложной по выполнению является трехканальная схема пеленгатора. Ко входу третьего канала подключается центральная

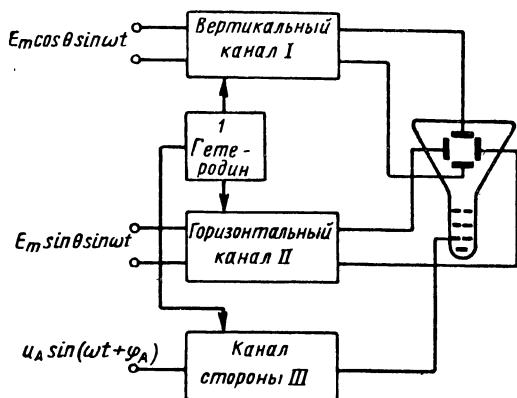


Рис. 8.23. Схема радиопеленгатора с отдельным каналом усиления напряжения ненаправленной антенны.

ненаправленная антенна, а к его выходу — модуляторная сетка яркости или фокусирующая сетка электронно-лучевой трубки (рис. 8.23).

Процесс получения однозначного пеленга легко пояснить эпюрами рис. 8.24. На эпюрах 1 и 2 показаны напряжения вертикального и горизонтального каналов. Относительная фаза этих напряжений в зависимости от направления прихода волны может измениться на  $180^\circ$ .

На эпюре 3 сплошной линией показано напряжение ненаправленной антенны, совпадающее по фазе с напряжением направленной антенны. Фаза ненаправленной антенны не изменяется с изменением пеленга. Полупериоды работы электронно-лучевой трубки показаны на эпюре 4.

Вид линии пеленга при управлении модулятором яркости для случая рис. 8.24 показан на рис. 8.25,а. При несовпадении фаз напряжений ненаправленной антенны и направленной системы (пунктир на эпюре 3) (рис. 8.24) вид линии пеленга будет таким, как на рис. 8.25,б. Если разность фаз достигает  $90^\circ$ , пеленг будет двузначным, при увеличении ее более  $90^\circ$  определение стороны будет неправильным. Таким образом, в трехканальной системе



необходимо обеспечить весьма высокие требования к идентичности всех каналов по фазовому сдвигу.

Более простая схема определения стороны, работающая по тому же принципу, может быть осуществлена

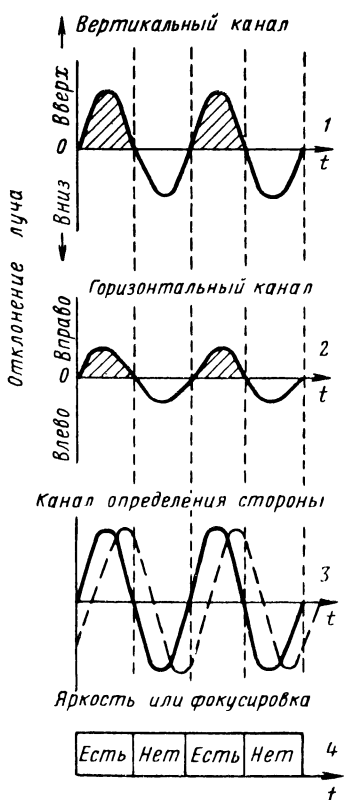


Рис. 8.24. Процесс получения однозначного пеленга в схеме рис. 8.23.

без третьего канала. Входы каналов поочередно подключаются к ненаправленной антенне; выход того канала, который подключен к ней в данный момент, подключается к модулятору яркости трубки (рис. 8.26). Второй канал остается в этот момент подключенным к своим отклоняющим пластинам. Такие переключения можно произвести вручную или включив специальное коммутирующее устройство (в простейшем выполнении релейное). При ручном переключении необходимо руководствоваться следующим. Если пеленг близок к значениям  $0-180^\circ$ , ненаправленная антенна подключается к горизонтальному каналу, выходное напряжение которого подводится при этом к модулятору яркости. При пеленге, близком к  $90-270^\circ$ , каналы меняются местами. Эпюры напряжений в каналах и вид изображения на экране индикатора показаны на рис. 8.27.

Если на входе пеленгатора есть гониометр, достаточно подключить к ненаправленной антенне и модуляторной сетке только один из каналов, так как в этом случае напряжение направленной антенны распределяется по каналам гониометром. Все требования к фазовым соотношениям напряжений каналов при определении стороны, приведенные выше, справедливы и для этой схемы.

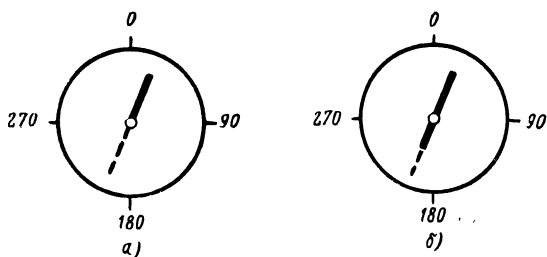


Рис. 8.25. Изображение однозначного пленга.

Рис. 8.26. Схема определения стороны в двухканальном радиопеленгаторе.

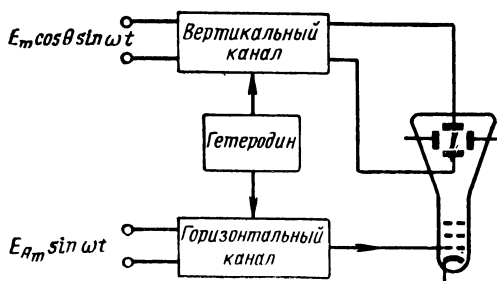
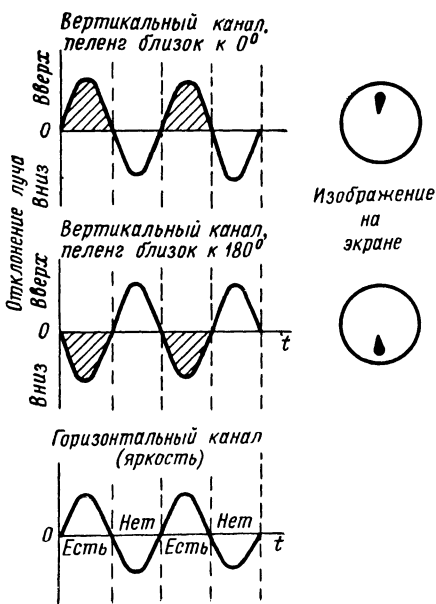


Рис. 8.27. Эпюры напряжений и изображение на экране ЭЛТ для схемы рис. 8.26.



#### 8.4. ОДНОКАНАЛЬНЫЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ

Трудности выполнения двух идентичных каналов усиления привели к созданию одноканальных радиопеленгаторов. По принципу действия они являются двухканальными, но физическое разделение каналов заменено в них частотным или временным. К этому же классу можно отнести радиопеленгаторы, в которых усилительные тракты объединены частично, причем разделение каналов происходит по частотному признаку. Следует отметить, что объединение усилительных трактов избавляет от некоторых трудностей и источников ошибок, которые наблюдаются при двухканальном усилении, но в то же время усложняет схему (модуляция или коммутация и др.), вызывает новые источники ошибок. Большинство одноканальных радиопеленгаторов лишено одного из основных достоинств двухканальных радиопеленгаторов — визуальной избирательности.

##### Пеленгаторы с двухтональной модуляцией (метод сравнения глубины модуляции принятого сигнала)

Блок-схема пеленгатора изображена на рис. 8.28. Напряжения сигнала  $u_1$  и  $u_2$  подводятся к двум балансным модуляторам и модулируются напряжениями двух частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  соответственно. Выходные напряжения балансных модуляторов будут

$$u_{M_1} = U_M \cos \theta \sin \Omega_1 t \sin \omega t,$$

$$u_{M_2} = U_M \sin \theta \sin \Omega_2 t \sin \omega t.$$

После сложения с напряжением ненаправленной антенны

$$u_a = U_{m a} \sin \omega t$$

на входе приемоиндикатора действует напряжение

$$u = u_a + u_{M_1} + u_{M_2} = U_{m a} \left[ 1 + \frac{U_M}{U_{m a}} \cos \theta \sin \Omega_1 t + \right. \\ \left. + \frac{U_M}{U_{m a}} \sin \theta \sin \Omega_2 t \right] \sin \omega t$$

или

$$u = U_{m a} [1_{\pm}^{\theta} + M_1 \sin \Omega_1 t + M_2 \sin \Omega_2 t] \sin \omega t, \quad (8.30)$$

где  $M_1 = \frac{U_m}{U_{m a}} \cos \theta$ ;  $M_2 = \frac{U_m}{U_{m a}} \sin \theta$ .

Из (8.30) видно, что на входе приемоиндикатора действует напряжение несущей частоты  $\omega$ , промодулированное по амплитуде напряжениями частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  с коэффициентами модуляции  $M_1$  и  $M_2$ , которые зависят от азимута пеленгуемой радиостанции.

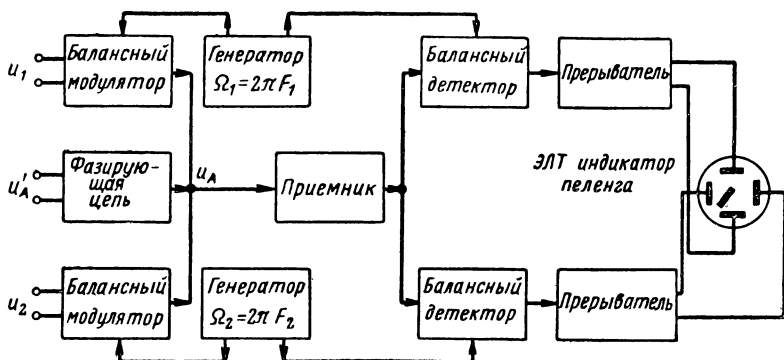


Рис. 8.28. Блок-схема пеленгатора с двухтональной модуляцией.

Таким образом, информация о пеленге в таком пеленгаторе заключена в величине боковых составляющих модулированного двумя тонами сигнала и их взаимной синфазности или противофазности (последнее определяет квадрант, в котором находится однозначный пеленг).

Во избежание перекрестной модуляции в данной схеме перемодуляция недопустима и необходимо выполнение условия  $M_1 + M_2 < 1$ . Очевидно, что для этого необходимо выполнять условие  $\frac{U_m}{U_{m a}} < \frac{1}{\sqrt{2}}$ , так как максимальное значение суммы  $\cos \theta + \sin \theta$  равно  $\sqrt{2}$ .

После детектирования переменная составляющая сигнала на выходе приемника имеет вид

$$u_{\text{д}} = U_{m \text{ д}} \cos \theta \sin \Omega_1 t + U_{m \text{ д}} \sin \theta \sin \Omega_2 t. \quad (8.31)$$

Напряжение (8.31) подается на два синхронных балансных детектора, к которым подведены опорные напряжения  $u_{\Omega 1} = U_{\Omega m} \sin \Omega_1 t$  и  $u_{\Omega 2} = U_{\Omega m} \sin \Omega_2 t$ . При совпадении фаз опорного и рабочего напряжений (или при их противофазности) выходные напряжения балансных детекторов будут

$$\begin{aligned} U_I &= U_{mc} \cos \theta, \\ U_{II} &= U_{mc} \sin \theta. \end{aligned} \quad (8.32)$$

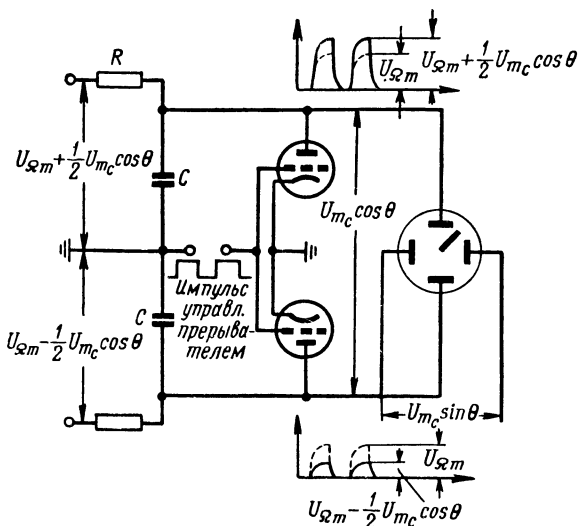


Рис. 8.29. Схема образования пилообразных напряжений.

Постоянные напряжения (8.32) используются для индикации пеленга при помощи стрелочного прибора (магнитоэлектрического логометра) [8.12].

При подведении напряжений (8.32) к пластинкам электронно-лучевой трубки светящаяся точка отклонится от центра и ее угловое положение даст пеленг радиостанции. Более удобная индикация с помощью электронно-лучевой трубки получается, если включить прерыватели (рис. 8.29), преобразующие постоянные напряжения (8.32) в пилообразные. Изображение на экране электронно-лучевой трубки имеет в этом случае вид ради-

ального луча, по которому отсчитывается однозначный пеленг.

В рассматриваемом пеленгаторе частично сохраняется раздельное прохождение напряжений двух направленных антенн по самостоятельным каналам. В этой части схемы возможно возникновение ошибок, рассмотренных в § 8.3.

Работа балансных модуляторов рассмотрена в § 8.1. Полученные там выводы можно отнести и к данной схеме.

Усиление боковых частот  $\omega \pm \Omega_1$  и  $\omega \pm \Omega_2$  в общем тракте должно быть одинаковым. Различная величина коэффициентов усиления вызывает ошибки, аналогичные ошибкам двухканального радиопеленгатора. Различие фаз огибающих колебаний частот  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  приводит к ошибкам, так как балансный детектор преобразует разность фаз в разность амплитуд выходных напряжений. Действительно, если сдвиги фаз огибающих относительно опорного напряжения составляют  $\Delta\varphi_{ог1}$  и  $\Delta\varphi_{ог2}$ , то выходные напряжения балансных детекторов имеют вид

$$U_I = U_{mc} \cos \theta \cos \Delta\varphi_{ог1},$$

$$U_{II} = U_{mc} \sin \theta \cos \Delta\varphi_{ог2}.$$

Угол отклонения луча на экране электронно-лучевой трубки индикатора определяется выражением

$$\operatorname{tg} \Phi = \frac{U_{II}}{U_I} = \xi \operatorname{tg} \theta,$$

где  $\xi = \frac{\cos \Delta\varphi_{ог2}}{\cos \Delta\varphi_{ог1}}$ . Ошибка пеленга ( $\Delta_{ог}$ ) при этом аналогична ошибке при неравенстве модулей коэффициентов усиления двухканального индикатора и может быть найдена из формулы (см. § 8.3)

$$\operatorname{tg} \Delta_{ог} = \frac{\frac{\xi - 1}{\xi + 1} \sin 2\theta}{1 - \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \cos 2\theta}.$$

При выборе частот модуляции должны быть приняты во внимание условия, аналогичные условиям выбора частоты вращения в фазометрических радиопеленгаторах (см. § 8.6).

## Пеленгаторы с поочередным подключением антенн и индикатора

В таких пеленгаторах ортогональные пары антенн или катушки гониометра поочередно подключаются к одноканальному приемоиндикатору. Одновременно коммутируются катушки стрелочного индикатора (лого-

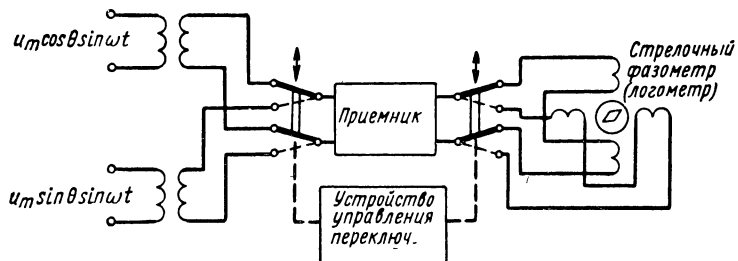


Рис. 8-30. Блок-схема одноканального радиопеленгатора с поочередным подключением антенн и индикатора.

метра) или отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. Простейшая схема такого пеленгатора изображена на рис. 8.30. Для обеспечения устойчивости пеленга индикатор должен иметь большую постоянную времени. Пеленгаторы с переключением не нашли широкого применения из-за большого числа недостатков.

## Двухканальный приемоиндикатор с частичным объединением каналов

Трудности регулирования усиления каналов в системах без управляющего сигнала привели к созданию двухканального приемоиндикатора с частичным объединением каналов [8. 3]. В таком приемоиндикаторе производится специальное преобразование промежуточной частоты в одном из каналов так, чтобы промежуточные частоты каналов значительно отличались друг от друга (рис. 8.31). Затем сигналы каждого канала с различными промежуточными частотами усиливаются в общем, обычно апериодическом, усилителе. При достаточной широкополосности этого усилителя и линейной амплитудно-частотной характеристике регулировкой его уси-

ления можно в определенных пределах изменять в одинаковой степени уровень обоих сигналов.

Для получения индикации пленга на электронно-лучевой трубке необходимо еще раз преобразовать частоты, чтобы получить их одинаковыми. Так как преобразование перед общим усилителем обязательно приводит

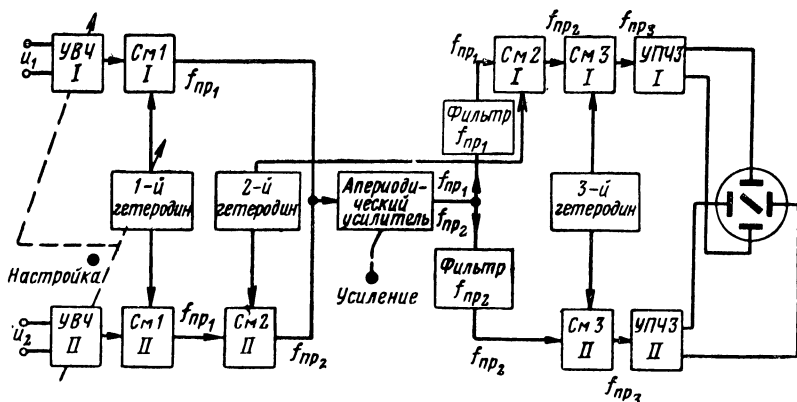


Рис. 8.31. Блок-схема приемника с частичным объединением каналов.

к дополнительному различию сигналов в каналах по фазе, для обратного преобразования используется тот же гетеродин, но подключенный к смесителю другого канала (рис. 8.31).

Обычно динамический диапазон регулирования усиления в таких схемах не превышает 40—50 дБ. Автоматическая регулировка усиления также может осуществляться в общем усилителе. Как и в системе с управляющим сигналом, уровень напряжения на входе детектора АРУ не должен зависеть от азимута (§ 8.3).

## 8.5. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ ОШИБКИ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ ЗА СЧЕТ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ В ПРИЕМНИКЕ

При применении методов радиопеленгования, основанных на измерении фазы, существенное значение приобретают фазовые сдвиги в приемнике. Фазовые измерения по высокой частоте используются в фазовых радиопеленгаторах из неподвижных антенн с большим разносом. Измерение фазы огибающей амплитудно- или час-



отно-модулированного колебания применяется в радиопеленгаторах с непрерывным вращением антенн и в радиопеленгаторах с циклическим измерением фазы. В перечисленных системах информация о пеленге заключена непосредственно в фазе. Поэтому всякий дополнительный неучитываемый сдвиг фазы в приемоиндикаторе даст соответствующую ошибку пеленга. В то же время наличие в приемоиндикаторе резонансных систем в усилителях высокой и промежуточной частот неизбежно приводит к сдвигу фазы как несущей частоты, так и огибающей. Особенно большой сдвиг происходит в тракте УПЧ, где наиболее узкая полоса пропускания резонансных систем и наиболее крутая фазовая характеристика.

Как известно, фазовая характеристика одиночного контура и двух связанных контуров может быть выражена формулами:

$$\varphi_{\kappa}(\sigma) = -\arctg \sigma, \quad (8.33)$$

и

$$\varphi(\sigma) = -\arctg \frac{2\sigma}{1 - \sigma^2 + \eta^2}, \quad (8.34)$$

где  $\sigma = \frac{2\Delta f}{f_0} Q$  — обобщенная расстройка;

$f_0$  — резонансная частота;  
 $\Delta f = f - f_0$  — расстройка;  
 $Q$  — добротность;  
 $\eta = KQ$  — параметр связи;  
 $K$  — коэффициент связи.

Избирательная система приемника обычно состоит из нескольких несвязанных одиночных контуров или пар контуров. Результирующий сдвиг фаз возрастает пропорционально  $n$  — числу одиночных контуров или пар контуров в системе. Если результирующая полоса пропускания  $B$  задана, то добротность контуров должна быть выбрана равной

$$Q = \frac{f_0}{B} \frac{1}{\psi(n)}. \quad (8.35)$$

Функция  $\psi(n)$  в случае применения пар контуров зависит кроме  $n$  и от степени связи (параметра связи  $\eta$ ). В табл. 8.2 приведены значения  $\psi(n)$ , заимствованные из [2.8].

Таблица 8.2

Значения  $\psi(n)$ 

Схема	Режим настройки	$\psi(n)$ при числе каскадов					
		1	2	3	4	5	6
Одноконтурная	Все контуры в резонансе	1,0	1,56	1,96	2,3	2,85	2,89
Двухконтурная	$\eta = 0,5$	1,19	1,71	2,06	2,35	2,67	2,94
	$\eta = 1$	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22
	$\eta = \eta_{\max}$	0,32	0,46	0,55	0,61	0,67	0,7

Используя (8.35) и обозначая  $x = \frac{2\Delta f}{B}$ , получаем

$$\sigma = \frac{x}{\psi(n)}. \quad (8.36)$$

Фазовые характеристики многокаскадной избирательной системы можно, пользуясь этими обозначениями, записать в виде

$$\varphi_n = -n \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{x}{\psi(n)}, \quad (8.37)$$

для одноконтурной схемы, и

$$\varphi_n = -n \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{2x\psi(n)}{(1 + \eta^2)\psi^2(n) - x^2} \quad (8.38)$$

для двухконтурной схемы.

Фазовая характеристика резонансной системы для огибающей синусоидального колебания, модулированного напряжением частоты  $F$ , определяется формулой [2.7]

$$\varphi_{ог}(\sigma) = \frac{d\varphi(\sigma)}{d\sigma} \frac{2F}{f_0} Q. \quad (8.39)$$

Для одиночного контура

$$\varphi_{ог}(\sigma) = -\frac{1}{1 + \sigma^2} \frac{2F}{f_0} Q; \quad (8.40)$$

для системы из двух связанных контуров

$$\varphi_{ог}(\sigma) = -2 \frac{1 + \sigma^2 + \eta^2}{(1 - \sigma^2 + \eta^2)^2 + 4\sigma^2} \frac{2F}{f_0} Q. \quad (8.41)$$

Как видно из (8.41), форма кривой  $\varphi_{ог}(\sigma)$  зависит от  $\eta$ . Чтобы кривая  $\varphi_{ог}(\sigma)$  имела один максимум, необходимо выполнение условия  $\eta < \frac{1}{\sqrt{3}}$ .

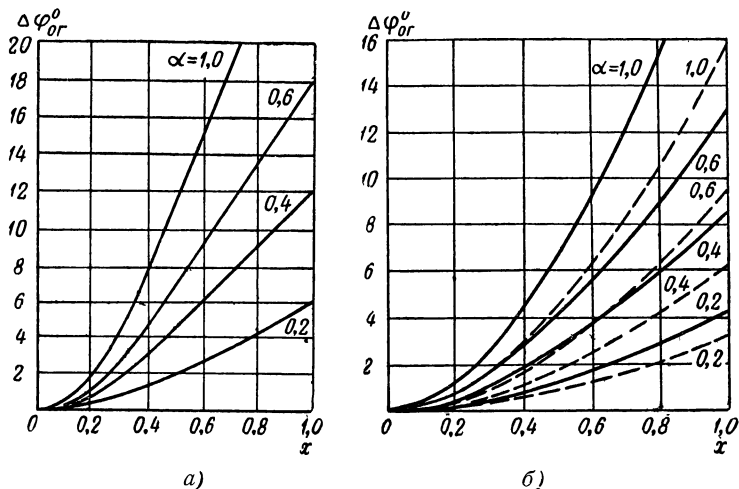


Рис. 8.32. Зависимость сдвига фаз огибающей от расстройки для резонансных усилителей с одиночными контурами при различных  $\alpha = \frac{2F}{B}$ :

а — для  $n=1$ ; б — для  $n=2$  (сплошные кривые) и  $n=4$  (пунктирные кривые)

Сдвиг фазы огибающей максимален при точной настройке резонансной системы на несущую частоту сигнала ( $\sigma=0$ ). Этот сдвиг можно учесть либо введением соответствующих фазовых сдвигов в опорные (модулирующие) напряжения низкой частоты, либо поворотом на соответствующий угол шкалы пеленгов.

Добротность контуров с течением времени меняется вследствие старения, влияния температуры, изменения нагрузки ламп и других причин, что вызывает изменение сдвига фаз как несущей, так и огибающей. Эта переменная часть сдвига фаз не может быть скомпенсирована

на, если в схеме не предусмотрена возможность частой проверки и регулировки сдвига фаз.

При настройке на сигнал всякое отклонение от резонанса приводит к изменению фазового сдвига. Обозначим изменение сдвига фаз огибающей при расстройке через  $\Delta\varphi_{ог}$ ; тогда

$$\Delta\varphi_{ог} = \varphi_{ог \sigma=0} - \varphi_{ог}(\sigma).$$

Используя (8.36) и обозначив  $1 + \eta^2 = q$  и  $\frac{2F}{B} = \alpha$ , получим

для системы из одиночных контуров из (8.40)

$$\Delta\varphi_{ог} = -\frac{n\alpha}{\psi(n)} \frac{x^2}{x^2 + \psi^2(n)}, \quad (8.42)$$

для двухконтурной схемы из (8.41)

$$\Delta\varphi_{ог} = -\frac{2\alpha n}{\psi(n)} \left[ \frac{x^4 + x^2\psi^2(n)(4-3q)}{x^4q + 2x^2\psi^2(n)q(2-q) + \psi^4(n)q^3} \right]. \quad (8.43)$$

Графики зависимостей  $\Delta\varphi_{ог}(x)$  для различных резонансных систем и зависимостей  $x(\alpha)$  приведены на рис. 8.32—8.36.

Анализ формул (8.42) и (8.43) и графиков показывает, что наилучшими для получения минимальных  $\Delta\varphi_{ог}$  являются системы одноконтурных резонансных и двухконтурных полосовых усилителей при  $\eta < 1$ . Графики рис. 8.36 позволяют выбрать модулирующие частоты.

При вращении ортонаправленной диаграммы направленности, когда на вход приемника воздействует импульс, длительность и форма ко-

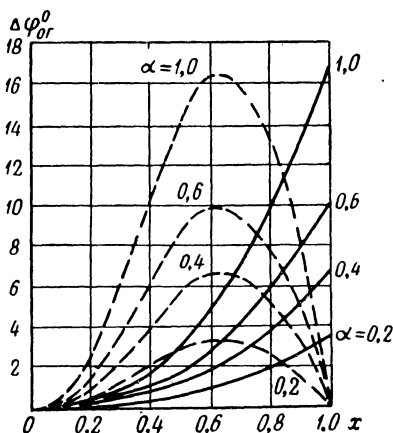


Рис. 8.33 Зависимость сдвига фазы огибающей от расстройки для однокаскадного полосового усилителя при  $\eta=0,5$  (сплошные) и  $\eta=1$  (пунктирные) кривые.

того зависят от скорости вращения и формы диаграммы, также могут наблюдаться специфические для такой системы ошибки пеленгования и искажения формы импульса. Как известно, время нарастания сигнала на

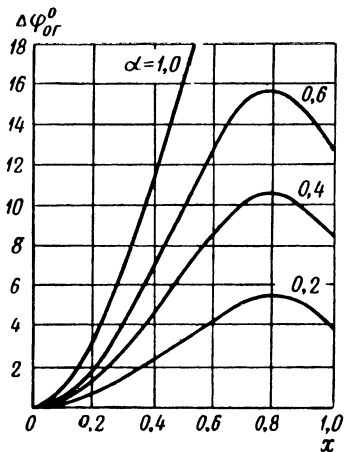


Рис. 8.34. Зависимость сдвига фазы огибающей от расстройки для полосового усилителя при  $n=2$  и  $\eta=1$ .

выходе резонансного усилителя зависит от формы сигнала на входе и от переходной характеристики усилителя. Если время нарастания сигнала на входе (передний фронт импульса)  $t_{вх}$ , а переходная характеристика всего тракта приемоиндикатора определена временем установления  $t_y$ , то при выполнении условия

$$t_{вх} > t_y \quad (8.44)$$

форма выходного сигнала близка к форме входного. Результирующая полоса пропускания выбирается на основании условия

$$B \geq \frac{1}{t_y}. \quad (8.45)$$

Длительность переднего фронта импульса можно приближенно принять равной

$$t_{вх} = \frac{2\gamma_{0,1}}{2\pi F}, \quad (8.46)$$

где  $2\gamma_{0,1}$  — ширина диаграммы направленности на уровне 0,1 от максимального;

$F$  — частота вращения антенны.

Выполняя (8.44) и (8.45), добиваются того, чтобы искажение формы выходного импульса, положение оси симметрии которого определяет пеленг, не приводило к ухудшению отсчета пеленга. Аналогичные искажения происходят и при вращении косинусоидальной диаграм-

мы направленности. Они проявляются в том, что на выходе получается более или менее расплывчатый минимум, а не нулевые значения напряжения. Кроме возможных искажений формы сигнала при прохождении импульса через тракт приемо-индикатора будет происхо-

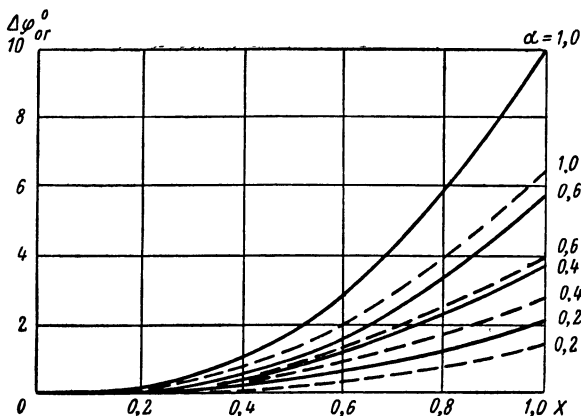


Рис. 8.35. Зависимость сдвига фазы огибающей от расстройки для полосового усилителя при  $\eta=0,5$  и  $n=2$  (сплошные) и при  $\eta=0,5$ ;  $n=4$  (пунктирные кривые).

дить запаздывание его во времени. При точной настройке на частоту сигнала максимальное и неизменное запаздывание может быть учтено внесением соответствующей поправки в пеленг поворотом шкалы или отклоняющей системы электронно-лучевой трубки индикатора. Однако запаздывание с течением времени изменяется, что не позволяет учесть его полностью, как и изменение фазы огибающей.

Неточная настройка на сигнал приведет к изменению времени запаздывания и соответственно к ошибке пеленга. Время запаздывания в усилителе определяется крутизной его фазовой характеристики [2.7, 2.8]

$$t_3 = \frac{d\varphi(\sigma)}{d(\Delta f)}$$

Изменение времени запаздывания ( $\Delta t$ ) при расстройке  $\Delta f$  в пределах полосы пропускания  $B$  связано со сдвигом

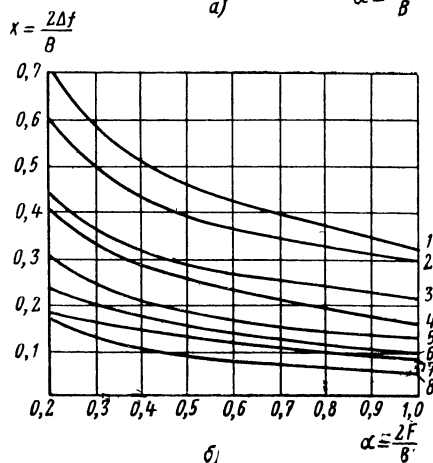
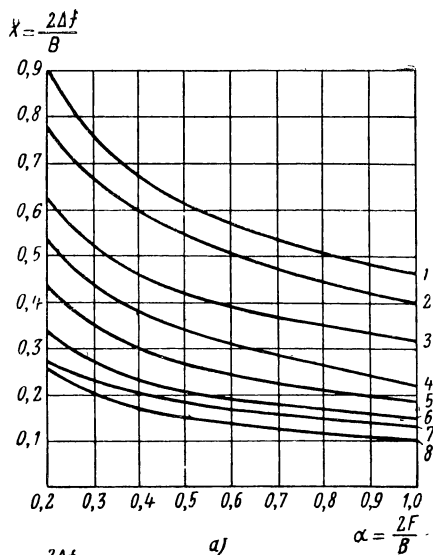


Рис. 8.36. Зависимость допустимой расстройки  $\chi = \frac{2\Delta f}{B}$  от отношения модулирующей частоты к половине полосы пропускания  $\left(\alpha = \frac{2F}{B}\right)$  при заданных ошибках пеленгования для различных резонансных систем:

$a$  — ошибка пеленгования  $\Delta = 1^\circ$ :

- 1 — полосовой усилитель,  $\eta = 0,5$ ,  $n = 4$ ; 5 — резонансный усилитель,  $n = 2$ ;  
 2 — полосовой усилитель,  $\eta = 0,5$ ,  $n = 2$ ; 6 — резонансный усилитель,  $n = 1$ ;  
 3 — полосовой усилитель,  $\eta = 0,5$ ,  $n = 1$ ; 7 — полосовой усилитель,  $\eta = 1$ ,  $n = 1$ ;  
 4 — резонансный усилитель,  $n = 4$ ; 8 — полосовой усилитель,  $\eta = 1$ ,  $n = 2$ ;  
 $b$  — ошибка пеленгования  $\Delta = 0,5^\circ$  (обозначение кривых то же, что в 8.36,а).

фазы огибающей зависимостью  $\Delta t_1 = \frac{\Delta \varphi_{ог}}{2\pi F}$  и может быть определено:

для однокаскадного резонансного усилителя

$$\Delta t_1 = \frac{x^2}{1+x^2} \frac{1}{B\pi}, \quad (8.47)$$

для  $n$ -каскадного резонансного усилителя

$$\Delta t_n = \frac{n}{\psi(n)} \frac{x^2}{x^2 + \psi^2(n)} \frac{1}{B\pi}, \quad (8.48)$$

для  $n$ -каскадного полосового усилителя

$$\Delta t_n = \frac{2n}{\psi(n)} \left[ \frac{x^4 + x^2 \psi^2(n) (4-3q)}{x^4 q + 2x^2 \psi^2(n) q (2-q) + \psi^4(n) q^3} \right] \frac{1}{B\pi}. \quad (8.49)$$

Минимальные изменения времени запаздывания при расстройках в пределах полосы  $B$  будут при использовании одноконтурных резонансных и двухконтурных полосовых усилителей при  $\eta < 1$ .

В многокаскадных усилителях при  $B = \text{const}$  за счет расширения полосы пропускания каждого каскада  $\Delta t_n$  может быть даже меньше  $\Delta t_1$ . Зная частоту вращения антенны  $F$  в герцах и изменение времени запаздывания  $\Delta t$  в секундах, можно легко определить получающуюся при этом ошибку пеленга в градусах:

$$\Delta = 360F\Delta t.$$

Например, при расстройке  $x=0,5$  и  $B=2000$  гц для однокаскадного резонансного усилителя  $\Delta t_1=0,2$  мсек. Если частота вращения диаграммы направленности 20 гц, это приведет к ошибке пеленга  $\Delta_t=1,44^\circ$ . При тех же условиях для четырехкаскадного резонансного усилителя  $\Delta t_4=0,075$  мсек и  $\Delta_t=0,53^\circ$ .

Время запаздывания и изменение времени запаздывания частотно-модулированного сигнала также могут быть найдены по формулам (8.46) — (8.49).

## 8.6. ФАЗОМЕТРИЧЕСКИЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ

В фазометрических радиопеленгаторах пеленг определяется по фазе огибающей амплитудной модуляции, которая получается при непрерывном вращении диаграммы направленности (§ 2.3).



Известны различные способы формирования и вращения диаграммы направленности. Получение и вращение кардиоидной или синусоидальной диаграммы может осуществляться при помощи вращающейся антенны с синусоидальной диаграммой и сфазированной неподвижной ненаправленной антенны [8.29], или вращением специального рефлектора вокруг неподвижной антенны [8.28], или вращением ротора гониометра при неподвижных антеннах [8.14, 8.29].

Вращение узкопеленгаторной диаграммы широко применяется в широкобазисных пеленгаторах коротких и ультракоротких волн и в пеленгаторах СВЧ [8.25].

Применяется также способ вращения диаграммы направленности при неподвижных антеннах с использованием специальных электронных схем.

### Пеленгаторы с механическим вращением диаграммы направленности

Вращение диаграммы направленности вызывает модуляцию пеленгуемого сигнала по амплитуде с частотой  $\Omega$ , зависящей от скорости вращения и вида диаграммы направленности. Форма огибающей такого модулированного сигнала определяется формой диаграммы направленности, а фаза — направлением на пеленгуемую радиостанцию (углом прихода волны  $\theta$ ). Начало отсчета фазы огибающей обычно определяется моментом прохождения максимума или минимума диаграммы направленности через направление на север. Если напряженность поля пеленгуемого сигнала  $E = E_m \sin \omega t$ , диаграмма направленности антенны определена функцией  $f(\theta)$  и частота вращения диаграммы направленности равна  $\Omega$ , то напряжение сигнала на входе приемоиндикатора в общем виде может быть

$$u_c = U_m(\Omega, \theta) \sin \omega t. \quad (8.50)$$

При вращении кардиоиды, уравнение которой  $f(\theta) = 1 - \cos \theta$ , получаем

$$u_c = U_m [1 - \cos(\Omega t - \theta)] \sin \omega t. \quad (8.51)$$

Это модулированное колебание с частотой модуляции  $\Omega$  и коэффициентом модуляции  $M = 1$  (100%-ная модуляция),

причем сдвиг фазы огибающей относительно начала отсчета ( $t=0$ ) равен углу прихода волны  $\theta$  (рис. 8.37, *a*). Такая модуляция наблюдается только при идеальной кардиоиде (§ 3.8), в реальных системах обычно  $M < 1$  и  $u_c = U_m [1 - M \cos(\Omega t - \theta)] \sin \omega t$ .

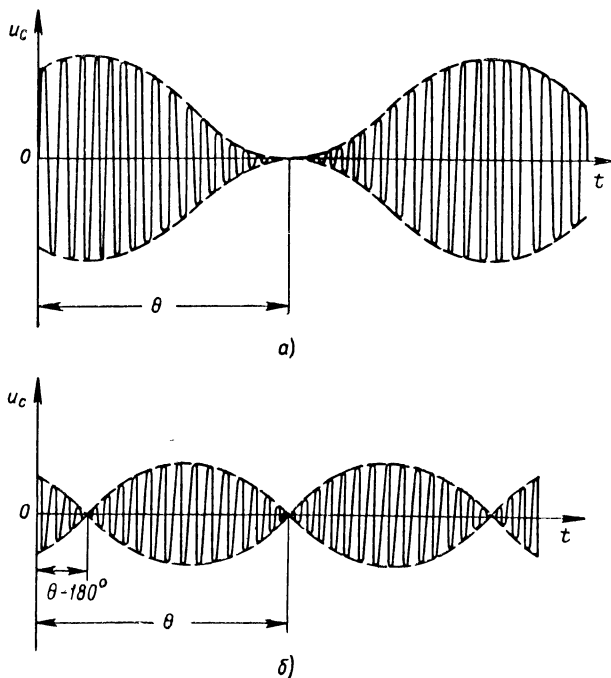


Рис. 8.37. Вид сигнала при вращении:  
*a* — кардиоидной диаграммы направленности; *b* — синусоидальной диаграммы направленности.

Если считать, что приемоиндикатор не вносит дополнительного сдвига фазы огибающей и других погрешностей (§ 8.5), то напряжение на выходе линейного амплитудного детектора приемоиндикатора будет

$$u_d = U_{m \text{ д}} + U_{m \text{ д}} \cos(\Omega t - \theta).$$

Измеряя фазометром величину  $\theta$ , получаем однозначное определение пеленга.

Если диаграмма направленности антенны синусоидальна (восьмерка), то изменение амплитуды сигнала во времени при вращении диаграммы будет происходить по закону

$$f(t, \theta) = \sin(\Omega t - \theta).$$

Сигнал на входе приемоиндикатора имеет вид

$$u_c = U_m \sin(\Omega t - \theta) \sin \omega t. \quad (8.52)$$

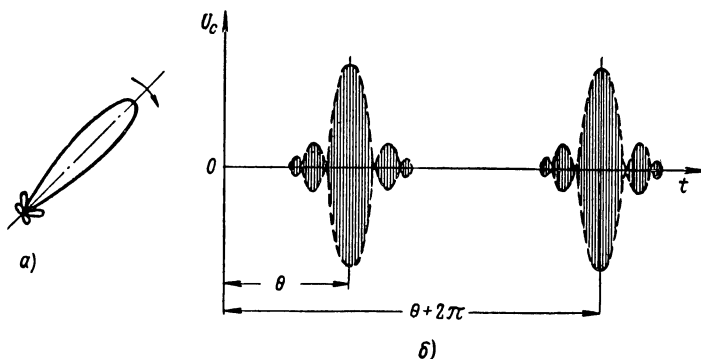


Рис. 8.38. Вращение узколучевой диаграммы направленности: *a* — узколучевая диаграмма; *б* — вид сигнала на входе приемоиндикатора.

Это модулированный сигнал с подавленной несущей (рис. 8.37,б). При его детектировании частота модуляции и сдвиг фаз удваиваются.

Отсчет пеленга по фазометру производится с неопределенностью на  $180^\circ$ . Для устранения двузначности используется ненаправленная антенна.

Вид диаграммы направленности может существенно отличаться от синусоиды или кардиоиды. Так, при вращении диаграммы с достаточно узким лепестком и острым максимумом модуляция имеет импульсный характер (рис. 8.38). В этом случае пеленг определяется фазовым углом между началом отсчета и максимальным значением импульса на выходе приемоиндикатора.

Обычно на оси вращения антенны или гониометра находится генератор опорного напряжения, частота которого равна частоте вращения, а фаза равна нулю при прохождении минимума (или максимума) диаграммы

направленности через направление на север. Иногда на оси вращения устанавливается сельсин-датчик, а сельсин-приемник служит для получения развертки на труб-

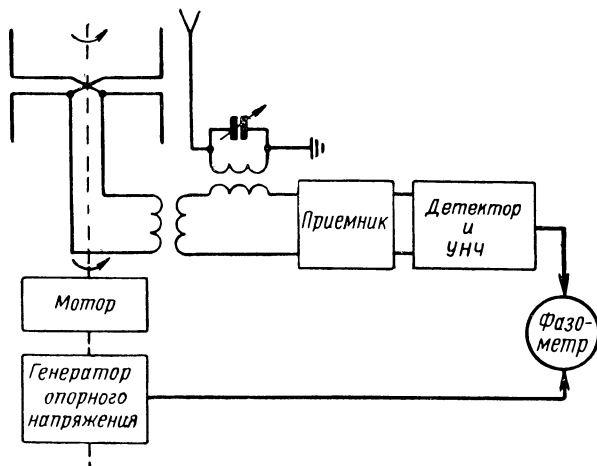


Рис. 8.39. Фазометрический радиопеленгатор с вращающейся антенной и стрелочным фазометром.

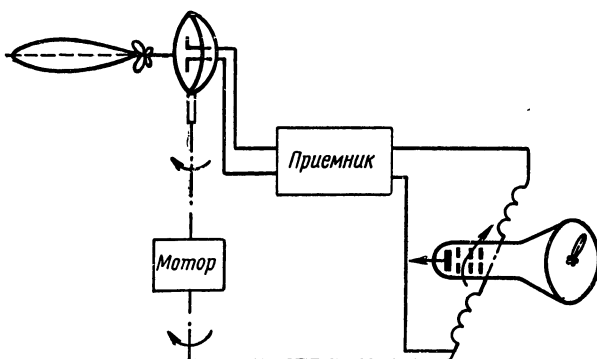


Рис. 8.40. Фазометрический радиопеленгатор с вырисовыванием диаграммы направленности.

ке. Применяются схемы развертки с сельсин-трансформатором и синус-косинусным потенциометром [8.13]. Примеры блок-схем пеленгаторов с вращающейся диаграммой направленности представлены на рис. 8.39—8.41.

Кардиоидная диаграмма в пеленгаторе (рис. 8.39) образуется сложением напряжения вращающейся Н-образной антенны и неподвижной ненаправленной антенны. Напряжение огибающей, полученное в результате детектирования, подается на стрелочный фазометр, к которому подводится также опорное напряжение от генератора. Измеренная фазометром разность фаз этих напряжений дает однозначный пеленг в градусах.

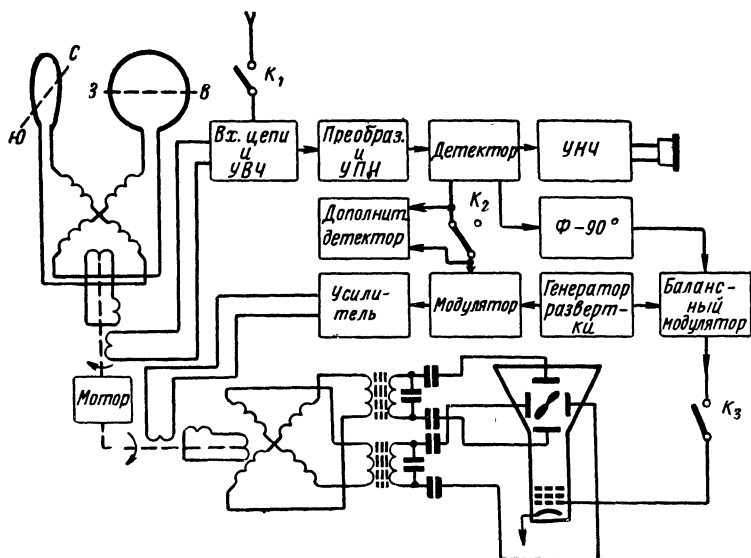


Рис. 8.41. Фазометрический радиопеленгатор с вращающимся гониометром.

Пеленг отсчитывается при помощи фазометров различных типов. При этом широкое применение нашли стрелочные фазометры переменного тока, фазометры с балансным детектором и прибором постоянного тока и фазометры с электронно-лучевой трубкой.

Применяют также схемы, в которых формируется короткий импульс в момент прохождения синусоиды через нуль в направлении возрастания тока. Полученный импульс запускает триггер. Аналогичный импульс, полученный из опорного напряжения, опрокидывает триггер.

гер. Интервал времени, в течение которого одна из ламп триггера открыта, и ее средний ток пропорциональны разности фаз измеряемого и опорного напряжений [2.9]. Способ измерения фазы по интервалу между импульсами, сформированными, как указано выше, имеет ряд преимуществ в отношении точности и возможности автоматизации дальнейшей обработки пеленгов. Он описан в § 8.9.

В системе (рис. 8.40) вращается антенна с острой диаграммой направленности. Выходное выпрямленное напряжение приемника подводится к отклоняющим катушкам электронно-лучевой трубки, которые вращаются синхронно и синфазно с антенной. При приеме сигналов радиостанции на экране трубки вырисовывается диаграмма направленности антенны, ось симметрии которой определяет пеленг.

Пеленгатор (рис. 8.41) имеет вращаемую при помощи высокочастотного гониометра синусоидальную диаграмму направленности. Модулированное с частотой вращения напряжение с искательной катушки гониометра снимается при помощи вращающегося трансформатора. После преобразования, усиления и дегектирования в приемнике полученное напряжение огибающей в отрицательной полярности подается на сетку модулятора, где оно модулирует напряжение генератора развертки (частота его 15—80 кГц). Фаза модулирующего напряжения зависит от азимута передатчика.

Напряжение частоты развертки поступает через вращающийся трансформатор на ротор гониометра развертки, который вращается на одной оси с ротором высокочастотного гониометра. Статорные катушки гониометра развертки, в которых при этом образуются два сдвинутые на 90° напряжения частоты развертки, модулированные с частотой вращения гониометра, подключены к отклоняющим пластинам трубки, на которой получается круговая развертка.

Напряжение в статорных катушках гониометра развертки промодулировано напряжением огибающей сигнала, фаза которой зависит от азимута. Поскольку модулирующее напряжение используется в отрицательной полярности, на экране индикатора вырисовывается обратная диаграмма направленности в виде пропеллера, лопасти которого соответствуют минимумам восьмероч-

ной диаграммы. По оси симметрии полученной фигуры определяется двузначный пеленг.

Страна определяется путем замыкания ключей  $K_1$ ,  $K_3$  и размыкания ключа  $K_2$  (рис. 8.41). При замыкании ключа  $K_1$  на вход приемника подается напряжение ненаправленной антенны, согласованное по амплитуде и фазе с рамочным напряжением. Полученное после детектора напряжение частоты вращения гониометра при размыкании ключа  $K_2$  дополнительно детектируется в отрицательной полярности и модулирует напряжение генератора развертки.

Одновременно напряжение после детектора приемника, сдвинутое по фазе на  $90^\circ$  с помощью фазовращателя ( $\Phi - 90^\circ$ ), подается на вход балансного модулятора вместе с напряжением генератора развертки. Выходное напряжение с балансного модулятора при замыкании ключа  $K_3$  подключается к сетке — модулятору яркости электронно-лучевой трубки. На экране трубки одна из лопастей пропеллера изображения пеленга гаснет, и может быть отсчитан однозначный пеленг.

### Пеленгаторы с электрическим вращением диаграммы направленности

Электрическое вращение диаграммы направленности обычно применяется в системах с синусоидальными или кардиоидными диаграммами направленности (рис. 8.42).

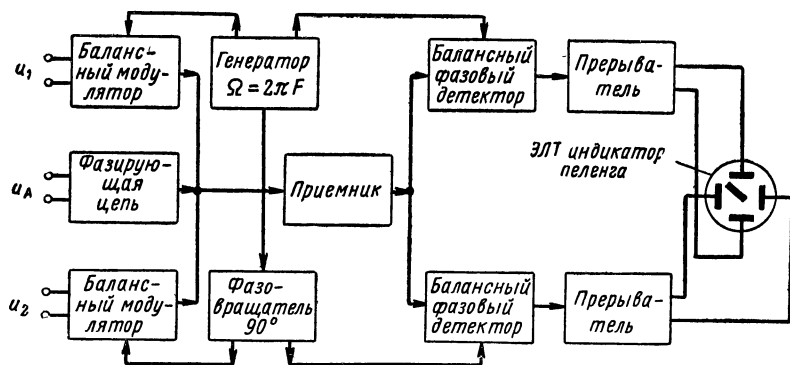


Рис. 8.42. Блок-схема радиопеленгатора с электрическим вращением диаграммы направленности.

Для вращения используются балансные модуляторы, к которым подключены напряжения сигнала

$$\begin{aligned} u_1 &= U_m \cos \theta \sin \omega t, \\ u_2 &= U_m \sin \theta \sin \omega t \end{aligned} \quad (8.53)$$

и модулирующие напряжения

$$\begin{aligned} u_{\Omega 1} &= U_{\Omega m} \sin \Omega t, \\ u_{\Omega 2} &= U_{\Omega m} \cos \Omega t. \end{aligned} \quad (8.54)$$

Полезные составляющие на выходе балансных модуляторов

$$\begin{aligned} u_{M1} &= U_M \cos \theta \sin \Omega t \sin \omega t, \\ u_{M2} &= U_M \sin \theta \cos \Omega t \sin \omega t. \end{aligned} \quad (8.55)$$

В существующих системах (рис. 8.42) обычно применяется электрическое вращение кардиоидной диаграммы, для чего используется также напряжение ненаправленной антенны, сфазированное с напряжениями направленных антенн при помощи фазирующей цепи:

$$u_a = U_{m a} \sin \omega t.$$

При сложении выходных напряжений балансных модуляторов и напряжения ненаправленной антенны на входе приемника получаем

$$u = U_{m a} [1 + M \sin(\Omega t + \theta)] \sin \omega t, \quad (8.56)$$

где  $M = \frac{U_M}{U_{m a}}$  — коэффициент модуляции.

Полученное выражение характеризует модулированное по амплитуде напряжение, сдвиг фазы огибающей которого относительно фазы модулирующего напряжения равен пеленгу ( $\theta$ ). После преобразования, усиления и детектирования сигнал вида  $u_d = U_{m d} \sin(\Omega t + \theta)$  (по-прежнему не учитываем сдвиг фазы огибающей в приемнике) подается на балансные фазовые детекторы [1.13], куда в качестве опорных подводятся напряжения  $u_{\Omega 1}$  и  $u_{\Omega 2}$  (8.54).



Через сопротивления нагрузки балансных фазовых детекторов текут постоянные токи, создающие напряжения

$$u_I = U_m c \cos \theta;$$

$$u_{II} = U_m c \sin \theta.$$

Постоянные напряжения используются для индикации на электронно-лучевой трубке так же, как в пеленгаторе с двухтональной модуляцией (§ 8.4).

В системах с электрическим вращением диаграммы направленности можно применять большие значения  $\Omega$ ; отсутствие вращающихся элементов увеличивает долговечность и надежность системы; пеленгаторы с электрическим вращением диаграммы направленности дешевле пеленгаторов с механическим вращением.

Однако то, что на входе и выходе пеленгатора с электрическим вращением имеются элементы, требующие точной балансировки (балансные модуляторы и детекторы), создает дополнительные источники инструментальных ошибок за счет неидентичности этих элементов. Кроме того, поддержание баланса плеч в схемах модуляторов и детекторов в процессе эксплуатации является весьма сложной задачей. Несмотря на эти недостатки, схемы пеленгаторов с электрическим вращением диаграммы направленности находят применение, и ведутся работы по их совершенствованию. Специфическим для фазометрических радиопеленгаторов с электрическим вращением диаграммы направленности является использование модулирующих напряжений, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ .

Определим ошибку пеленгования из-за отклонения от  $90^\circ$  фазового сдвига модулирующих напряжений.

При отклонении фазового сдвига между напряжениями  $u_{\Omega 1}$  и  $u_{\Omega 2}$  от  $90^\circ$  на угол  $\varphi$  напряжения на выходе балансных модуляторов будут иметь вид

$$u_{M1} = U_M \cos \theta \sin \Omega t \sin \omega t,$$

$$u_{M2} = U_M \sin \theta \cos (\Omega t + \varphi) \sin \omega t.$$

Суммарное напряжение на входе приемника в этом случае будет

$$u = U_m a [1 + M A \sin (\Omega t + \Phi)] \sin \omega t,$$

где

$$M = \frac{U_m}{U_{m_a}}, \quad A = \sqrt{1 - \sin 2\theta \sin \varphi};$$
$$\Phi = \arctg \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta - \sin \theta \sin \varphi}. \quad (8.57)$$

Фазовый сдвиг огибающей ( $\Phi$ ) является функцией как азимута  $\theta$ , так и угла  $\varphi$ .

Напряжение на выходе детектора приемника равно

$$u_d = AU_{m_d} \sin(\Omega t + \Phi).$$

Если опорные напряжения, подаваемые на фазовые детекторы, имеют тот же дополнительный фазовый сдвиг  $\varphi$ , т. е.

$$u_{\Omega 1} = U_{m_\Omega} \sin \Omega t \quad \text{и} \quad u_{\Omega 2} = U_{m_\Omega} \cos(\Omega t + \varphi),$$

то выходные напряжения балансных фазовых детекторов будут

$$u_1 = AU \sin \Phi,$$
$$u_2 = AU \cos(\Phi - \varphi).$$

Угол отклонения развертки луча на трубке индикатора определится как

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \Phi}{\cos(\Phi - \varphi)} = \operatorname{tg} \theta, \quad \alpha = \theta.$$

При этом нет ошибки пеленгования. В зависимости от величины  $\varphi = \text{const}$  с изменением азимута  $\theta$  меняется  $A$  и соответственно амплитуда отклонения луча на трубке, что не приводит к ошибке пеленга.

Если в опорных напряжениях отсутствует сдвиг фаз  $\varphi$ , т. е.

$$u_{\Omega 1} = U_{m_\Omega} \sin \Omega t \quad \text{и} \quad u_{\Omega 2} = U_{m_\Omega} \cos \Omega t,$$

выходные напряжения балансных детекторов определяются формулами

$$u_1 = AU \sin \Phi \quad \text{и} \quad u_2 = AU \cos \Phi,$$

а угол отклонения луча на трубке будет определяться как  $\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \Phi$ , где  $\alpha = \theta + \Delta$ ;  $\Delta$  — ошибка пеленга.

Из формулы для  $\Phi$  (8.57) можно найти ошибку  $\Delta$ :

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{\sin \varphi - \sin 2\theta + \sin (2\theta - \varphi)}{1 + \cos 2\theta + \cos \varphi - \cos (2\theta - \varphi)}.$$

Для малых  $\varphi$  ошибка  $\Delta$  мала и определяется формулой

$$\Delta \approx \frac{\varphi (1 - \cos 2\theta)}{2 - \varphi \sin 2\theta}.$$

Максимальная ошибка будет при  $\theta = 90^\circ, 270^\circ$ , она равна  $\varphi$ .

Поля обратного излучения, находящиеся в квадратуре с основным полем, вызывают ошибки в фазометрических радиопеленгаторах как с механическим, так и с электрическим вращением диаграммы направленности. Характер ошибок вполне аналогичен характеру ошибок, вызываемых той же причиной в радиополукомпасам (§ 8.1). Величина их может быть оценена по формулам (8.8) и (8.9).

### **Выбор частоты вращения (модуляции) в фазометрических пеленгаторах**

С точки зрения получения минимальных ошибок из-за изменения сдвига фаз огибающих при неточной настройке и достижения высокой помехозащищенности от сигналов мешающих радиостанций наиболее желательными являются малые частоты модуляции.

Однако при этом ограничиваются возможности пеленгатора по устойчивому пеленгованию импульсных и кратковременных передач. Для получения четкого изображения на экране индикатора в системах с вычерчиванием диаграммы направленности длительность посылки телеграфного сигнала должна быть в 5—6 раз больше времени цикла вращения. Так, при длительности нормальной телеграфной посылки 20 мсек, частота вращения должна быть порядка 250 гц. Пеленгование кратковременных импульсов с большой скважностью возможно, если они следуют с большой частотой повторения (в несколько раз выше частоты внутренней модуляции).

При вращении узкопестковой диаграммы минимальная продолжительность сигнала равна периоду обо-

рота. Частота модуляции должна выбираться также из условий отсутствия совпадения частот внутренней модуляции и модуляции сигнала. Однако опыт показывает, что этот критерий не является определяющим. Выбор частоты модуляции в спектре речи практически не приводил к заметным ошибкам пеленгования, так как совпадение частот внутренней и внешней модуляций было случайным и кратковременным.

В существующих системах с механическим вращением диаграммы направленности скорость вращения по конструктивным соображениям не превышает 3000 об/мин (частота модуляции 50 гц). Поэтому их возможности по пеленгованию импульсных и кратковременных передач весьма ограничены. В пеленгаторах коротких волн с электрическим вращением диаграммы направленности используются частоты модуляции от 50 до 250 гц. В УКВ пеленгаторах частоты модуляции лежат в области выше спектра речи и достигают 5—6 кгц.

В целях повышения чувствительности, а также обеспечения пеленгования импульсных передач в радиопеленгаторах с вращением косинусоидальной диаграммы направленности применяются избирательные системы на частоте вращения и различные схемы накопления сигналов [8.14, 8.34—8.36].

## 8.7. РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ С БОЛЬШЕБАЗИСНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ

### Амплитудный метод пеленгования

В большебазисных радиопеленгаторах наибольшее применение имеет неподвижная круговая антенная система с антенным коммутатором, которая позволяет осуществить пеленгование со всех азимутов (0—360°) (см. § 3.11). Как было указано в § 5.3 и § 6.5, в большебазисной антенной системе для уменьшения ошибок из-за влияния окружения и распространения целесообразно брать разнос антенн как можно большим. Однако чрезмерное увеличение диаметра окружности размещения антенн встречает конструктивные и эксплуатационные затруднения. Вместе с тем, если увеличение диаметра окружности системы до 4—5  $\lambda$  приводит к существенному улучшению характеристик, то дальнейшее увеличение диаметра сказывается гораздо меньше.

Пеленгование может осуществляться визуальное или на слух по максимуму, минимуму, или по методу сравнения (§ 2.3). Для выполнения метода сравнения антенный коммутатор должен одновременно создавать две эквивалентные, смещенные на некоторый угол, группы антенн, например вдоль линий  $AA_1$  и  $BB_1$  на рис. 3.40. Пеленг соответствует совпадению равносигнальной линии с направлением на радиостанцию. Возможен фазометрический метод отсчета, для чего требуется быстрое вращение антенного коммутатора (рис. 8.38 § 8.6).

Без вращения антенного коммутатора осуществляется автоматическое пеленгование в некотором секторе  $2\Delta\theta'_{\text{макс}}$ , при этом используются две подгруппы антенн и двухканальный приемоиндикатор. Формула для расчета  $2\Delta\theta'_{\text{макс}}$  (3.85) приведена в § 3.11. Поворотом антенного коммутатора сектор пеленгования перемещается в пределах  $360^\circ$ . Определение пеленга состоит в измерении разности фаз напряжений антенн подгрупп. Способы измерения разности фаз изложены в § 8.6 и во втором разделе данного параграфа.

В антенном коммутаторе радиопеленгатора электрическая длина линий задержек между отдельными пластинами ротора рассчитывается, исходя из геометрии антенной системы для некоторого среднего угла наклона фронта волны  $\beta_c$ . Для других углов наклона  $\beta$  появляется высотная ошибка. Значение  $\beta_c$  выбирается таким, чтобы высотные ошибки для углов  $\beta_{\text{макс}}$  и  $\beta_{\text{мин}}$  были примерно одинаковыми. Рассчитаем высотную ошибку  $\Delta_B$  для круговой антенной системы с одновременным использованием всех антенн при пеленговании по минимуму или по максимуму. Отсчету пеленга соответствует положение ротора антенного коммутатора, когда  $\theta' = \Delta_B$  и разностное напряжение антенн (3.97) равно нулю. Для разностного напряжения можно ограничиться одним первым членом ряда (3.97).

$$U_{\Delta} = 4E_0 h_{e0} J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \sin \left( \gamma + \frac{\pi}{n} - \alpha_0 \right) \operatorname{cosec} \frac{\pi}{n} = 0, \quad (8.58)$$

где по формуле (3.88), полагая  $\sin \theta' = \sin \Delta_B \approx \Delta_B$ ,

$$\gamma = \frac{\Delta_B}{1 - \frac{\cos \beta_c}{\cos \beta}}; \quad (8.59)$$

$\alpha_0$  — угол оси симметрии коммутатора с ближайшей по часовой стрелке антенной (см. § 3.11).

Обозначим  $2\eta$  угловую ширину пластины ротора антенного коммутатора. Полагаем, что нет ошибок из-за нарушения электрических длин линии временных задержек. Для направлений радиостанций, характеризующихся условием  $\frac{2\pi}{n} - \eta \geq \alpha_0 \geq \eta$  из (8.58) и (8.59), получим

$$\Delta'_в = - \left( \frac{\pi}{n} - \alpha_0 \right) \left( 1 - \frac{\cos \beta_c}{\cos \beta} \right). \quad (8.60)$$

При расчете  $\Delta_в$  для направлений, когда  $0 \leq \alpha_0 \leq \eta$  либо  $\frac{2\pi}{n} \geq \alpha_0 \geq \frac{2\pi}{n} - \eta$ , следует учесть, что в разностное напряжение (8.58) вместо разности э. д. с. антенн  $n$ -й и  $\frac{n}{2}$ -й, рассчитываемой по (3.96) при  $m=n$  по формуле:

$$U_{n \Delta} = 4E_0 h_{e0} J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \cos(\gamma - \alpha_0),$$

войдет разность напряжений одинаковой фазы (соответственно  $\alpha_0=0$ ); каждое из которых пропорционально емкостям связи пластины статора  $n$ -й (и  $\frac{n}{2}$ -й) антенны с пластинами ротора антенного коммутатора:

$$\begin{aligned} U'_{n \Delta} &= 4E_0 h_{e0} J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \cos \gamma \left( \frac{\alpha_0 + \eta}{2\eta} - \frac{\eta - \alpha_0}{2\eta} \right) = \\ &= 4E_0 h_{e0} J_1 \left( \frac{2\pi}{\lambda} bA \right) \cos \gamma \frac{\alpha_0}{\eta}. \end{aligned}$$

Высотная ошибка рассчитывается из выражения

$$U_{\Delta} - U_{n \Delta} + U'_{n \Delta} = 0$$

или

$$\sin \left( \gamma + \frac{\pi}{n} - \alpha_0 \right) \operatorname{cosec} \frac{\pi}{n} - \cos(\gamma - \alpha_0) + \frac{\alpha_0}{\eta} \cos \gamma = 0. \quad (8.61)$$

Полагая, что

$$\sin \frac{\pi}{n} \approx \frac{\pi}{n}, \quad \sin \left( \gamma + \frac{\pi}{n} - \alpha_0 \right) \approx \gamma + \frac{\pi}{n} - \alpha_0,$$

$$\operatorname{cosec} \frac{\pi}{n} \approx \frac{n}{\pi}, \quad \cos \gamma \approx \cos(\gamma - \alpha_0) \approx 1,$$

а также учитывая (8.59), получим из (8.61) исходное выражение для расчета высотной ошибки  $\Delta''_B$  при  $0 \leq \alpha_0 \leq \leq \eta$  либо  $\frac{2\pi}{n} \geq \alpha_0 \geq \frac{2\pi}{n} - \eta$  (т. е. для  $\alpha_0$  в пределах  $\pm \eta$ )

$$\gamma = \alpha_0 \left(1 - \frac{\pi}{\eta n}\right),$$

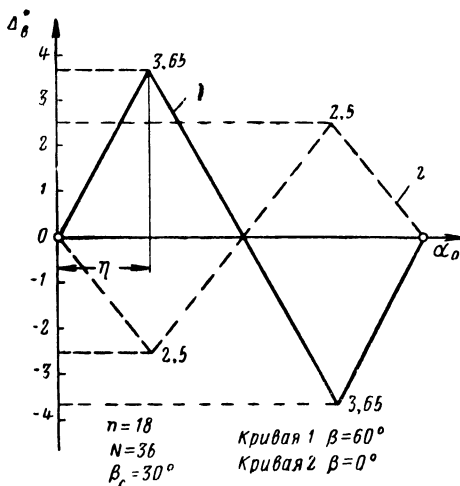


Рис. 8.43. Высотная ошибка круговой системы.

откуда

$$\Delta''_B = \alpha_0 \left(1 - \frac{\pi}{n} \frac{1}{\eta}\right) \left(1 - \frac{\cos \beta_c}{\cos \beta}\right). \quad (8.62)$$

Максимальное значение высотной ошибки получается из (8.60) и (8.62) при  $\alpha_0 = \pm \eta$ :

$$|\Delta_{B \text{ макс}}| = \left| \frac{\pi}{n} \left(1 - \frac{\cos \beta_c}{\cos \beta}\right) \left(1 - \frac{n}{N}\right) \right|, \quad (8.63)$$

где  $n$  — число антенн;

$N$  — число пластин ротора антенного коммутатора.

На рис. 8.43 изображено изменение высотной ошибки в зависимости от угла  $\alpha_0$  для случая  $n=18$ ,  $N=36$ ,

$\beta_c = 30^\circ$ . Кривая 1 соответствует  $\beta = 60^\circ$ , кривая 2 рассчитана для  $\beta = 0$ .

При  $N = n$  высотная ошибка не проявляется. Для уменьшения высотной ошибки целесообразно уменьшить число пластин ротора антенного коммутатора. Однако чтобы достичь наименьшего нарушения рассчитанных электрических длин линий временных задержек в положениях, когда пластина статора перекрывает две пластины ротора, целесообразно увеличить число пластин ротора. Поэтому выбор числа пластин ротора является компромиссом указанных противоположных требований.

Чтобы шунтирование линий временных задержек нагрузками фидеров антенн не изменяло расчетных длин, сопротивление нагрузки должно быть в 4—5 раз больше волнового сопротивления линии [3.4].

В большебазисном радиопеленгаторе кроме круговой антенной системы можно применить вращаемый прямолинейный ряд антенн с расстоянием между крайними антеннами, большим длины волны. Метод отсчета пеленга может быть взят любой, применяемый во вращаемой антенной системе (визуальный или слуховой отсчет по минимуму или по максимуму при ручном вращении антенн, фазометрический при вращении мотором или другой).

Включая в антенны прямолинейного ряда изменяемые временные задержки, можно осуществить при неподвижных антеннах вращение диаграммы направленности в некотором секторе. Наконец, с установленным неподвижно таким рядом антенн, обычно с рефлектором, осуществляется секторное пеленгование по принципу измерения разности фаз напряжений половин антенн системы. Сектор пеленгования в обоих случаях ограничивается допустимыми значениями высотной ошибки и искажений формы диаграммы направленности.

### Фазовый метод пеленгования

Рассмотрим фазовые радиопеленгаторы с неподвижными антеннами. Фазовый метод пеленгования с четырьмя разнесенными антеннами описан в § 2.3. В случае, когда требуется определить только азимут  $\theta$ , применяются две разнесенные антенны.



Если  $2b$  — разнос двух антенн,  $\varphi$  — сдвиг фаз их э. д. с.,  $\theta$  — азимут относительно перпендикуляра к линии размещения антенн,  $\beta$  — угол наклона фронта волны, то

$$\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} b \cos \beta \sin \theta$$

или

$$\theta = \arcsin \frac{\varphi}{\frac{4\pi}{\lambda} b \cos \beta}$$

и

$$\beta = \arccos \frac{\varphi}{\frac{4\pi}{\lambda} b \sin \theta}.$$

Зависимость  $\theta$  и  $\beta$  от  $\varphi$  нелинейная. Только при малых значениях  $\theta$  и  $\beta \approx \beta_0$

$$\theta = \frac{\varphi}{k'_\pi}, \quad (8.64)$$

где  $k'_\pi$  — коэффициент пересчета от  $\varphi$  к  $\theta$ :

$$k'_\pi = \frac{4\pi}{\lambda} b \cos \beta_0.$$

Для получения высокой точности в фазовых радиопеленгаторах берут разнос антенн много больший, чем длина волны. Действительно, если обозначить:

$\Delta\varphi$  — точность отсчета разности фаз напряжений антенн,

$\Delta\theta$  — точность измерения азимута,

$\Delta\beta$  — точность измерения высотного угла,

то

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\varphi}{\frac{4\pi}{\lambda} b \cos \theta \cos \beta}, \quad \Delta\beta = \frac{\Delta\varphi}{\frac{4\pi}{\lambda} b \sin \theta \sin \beta},$$

т. е.  $\Delta\theta$  и  $\Delta\beta$  улучшаются с увеличением  $\frac{2b}{\lambda}$ .

Наилучшая точность измерения азимута  $\theta$  получается при  $\theta = 0$  или  $180^\circ$ , наилучшая точность измерения угла наклона фронта волны  $\beta$  — при  $\theta = 90$  или  $270^\circ$ . При  $\frac{2b}{\lambda} > 1$  появляется многозначность в отсчете  $\theta$  и  $\beta$ . Для

разрешения многозначности применяют одну или несколько дополнительных антенных систем с меньшим разномом с фазовым или другим методом отсчета.

Как было упомянуто, по фазовому принципу осуществляется секторное сканирование в круговой антенной системе и в системе антенн, расположенных по прямой линии.

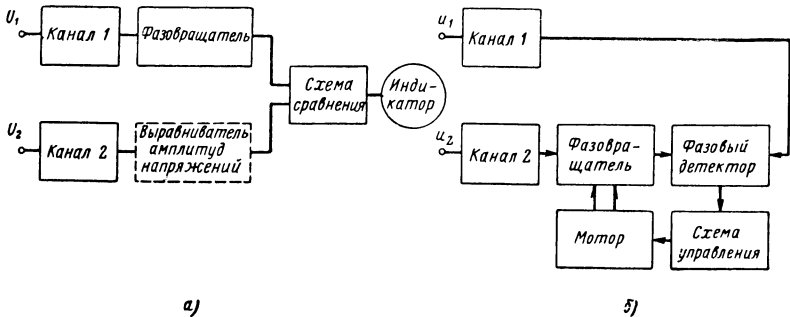


Рис. 8.44. Блок-схема компенсационного метода отсчета фазы:  
 а — с ручным управлением; б — со следящей системой.

Кроме описанных в § 8.6 способов измерения разности фаз применяют еще компенсационные методы.

На рис. 8.44,а представлена блок-схема компенсационного способа измерения с ручным управлением. В канал усиления одного из напряжений включен фазовращатель. Схема сравнения позволяет преобразовать оба сравниваемых напряжения так, чтобы по индикатору найти положение фазовращателя, когда фазы обоих напряжений совпадают. Иногда в одном из каналов для выбранного способа измерения совпадения фаз требуется еще предусмотреть выравнивание амплитуд напряжений. В качестве схемы сравнения применяют каскад суммы или разности, преобразователь напряжения в импульсы и др. Индикатором совпадения фаз может служить стрелочный прибор или электронно-лучевая трубка.

На рис. 8.44,б приведена блок-схема автоматической компенсации разности фаз со следящей системой. Фазовращатель вращается мотором, который питается током схемы управления. Схема управления вырабатывает на-

пряжение только тогда, когда ток фазового детектора не равен нулю.

Как известно, ток фазового детектора определяется произведением  $I_{\text{фд}} = AU_{1\text{вых}}U_{2\text{вых}} \sin \varphi$  и  $I_{\text{фд}} = 0$ , когда  $\varphi = 0$ .

Автоматическая схема компенсации обладает инерцией и поэтому применяется в тех случаях, когда нельзя ожидать очень быстрого изменения фаз. Компенсационные методы сравнения фаз имеют точность измерения порядка  $1^\circ$ . Можно повысить точность путем умножения частоты, но при этом измерение в пределах  $360^\circ$  становится многозначным.

В двухканальных приемоиндикаторах фазового радиопеленгатора может применяться суммарно-разностный метод отсчета пеленга по электронно-лучевой трубке.

Неодинаковость коэффициентов усиления каналов приемника по амплитуде и по фазе после суммарно-разностного блока приводит к ошибкам отсчета и к эллиптичности изображения, рассмотренным в § 8.3. Ошибка в определении азимута фазового радиопеленгатора в  $k_{\text{п}}$  раз меньше, чем ошибка отсчета по шкале электронно-лучевой трубки, где

$$k_{\text{п}} = \frac{2\pi}{\lambda} b \cos \beta = 0,5k'_{\text{п}}.$$

Рассмотрим влияние неидентичности каналов приемника до суммарно-разностного блока.

Обозначим:

$E_0 h_e e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} b_0 \cos \beta \sin \theta}$  и  $E_0 h_e e^{j \frac{2\pi}{\lambda} b_0 \cos \beta \sin \theta}$  — напряжения на входе каналов приемоиндикатора,

$b$  и  $c e^{j\Phi}$  — напряжения на входе суммарно-разностного блока после усиления в каналах,

$2b_0$  — разнос эквивалентной пары антенн,

$E_0$  — напряженность поля в центре системы.

Тогда сумма напряжений на входе суммарно-разностного блока

$$U_{\Sigma} = b + c e^{j\Phi} = (b + c \cos \Phi) + j c \sin \Phi. \quad (8.65)$$

Разность напряжений, сдвинутая по фазе на  $90^\circ$ , будет

$$U_{\Delta} = j(b - ce^{j\Phi}) = c \sin \Phi + j(b - c \cos \Phi). \quad (8.66)$$

Далее включена электронно-лучевая трубка.

Уравнение для изображения на экране электронно-лучевой трубки можно написать в виде

$$U_{\Sigma} \cos \alpha + U_{\Delta} \sin \alpha = L$$

или

$$L = [(b + c \cos \Phi) + jc \sin \Phi] \cos \alpha + \\ + [c \sin \Phi + j(b - c \cos \Phi)] \sin \alpha. \quad (8.67)$$

Формула (8.67) представляет собой уравнение эллипса.

Воспользуемся выражениями (III.3) и (III.6) приложения III для определения угла наклона большой оси эллипса  $\alpha_{\text{мин}}$  и отношения полуосей эллипса  $\frac{A}{B}$ .

На основании сравнения (III.1) и (8.67) находим

$$l = b + c \cos \Phi, \quad m = c \sin \Phi, \quad n = -c \sin \Phi,$$

$$p = -(b - c \cos \Phi).$$

Из (III.3) имеем

$$\operatorname{tg} 2\alpha_{\text{мин}} = \frac{2(ln + mp)}{n^2 + p^2 - l^2 - m^2} = \operatorname{tg} \Phi, \quad (8.68)$$

т. е. независимо от соотношения амплитуд напряжений на входе суммарно-разностного блока

$$\alpha_{\text{мин}} = 0,5\Phi. \quad (8.68')$$

Таким образом, угол ориентировки большой оси эллипса изображения на электронно-лучевой трубке всегда равен половине угла разности фаз входных напряжений суммарно-разностного блока.

Отношение полуосей эллипса из (III.6) выражается формулой

$$\frac{A}{B} = \frac{2(mn - l_p)}{l^2 + m^2 + n^2 + p^2 + \sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}} = \frac{b - c}{b + c} \quad (8.69)$$

независимо от сдвига фаз  $\Phi$ .

Дополнительный сдвиг фаз напряжений на входе суммарно-разностного блока из-за неидентичности каналов

$$\Delta\Phi = \Phi - \frac{4\pi}{\lambda} b_a \cos \beta \sin \theta.$$

Этот сдвиг фаз создает изменение угла на шкале электронно-лучевой трубки

$$\Delta\alpha = 0,5\Delta\Phi = 0,5 \left( \Phi - \frac{4\pi}{\lambda} b_a \cos \beta \sin \theta \right) \quad (8.70)$$

и ошибку в определении азимута

$$\Delta\theta \approx \frac{\Delta\alpha}{k_{\pi}} = \frac{\Delta\alpha}{\frac{2\pi}{\lambda} b_a \cos \beta}.$$

Таким образом, ошибка пеленга вызывается неодинаковостью аргументов (фаз) коэффициентов усиления каналов приемника до суммарно-разностного блока. Неравенство модулей коэффициентов усиления каналов приводит лишь к эллиптичности изображения (8.69).

Причины сдвига фаз напряжений каналов могут быть разные. В § 8.5 приведены выражения для сдвига фаз несущей частоты сигнала в одноканальном приемнике из-за неточности настройки на частоту сигнала в случаях одиночных и связанных контуров в каскадах усиления. Если каналы двухканального преобразователя имеют одинаковые кривые избирательности и одинаковые резонансные частоты, то неточность настройки на частоту сигнала не приведет к дополнительной разности фаз выходных напряжений. Пользуясь приведенными в § 8.4 формулами, можно рассчитать сдвиги фаз в разных случаях неидентичности каналов и при неточной настройке для двухканального преобразователя.

В [8.38] выполнены расчёты дополнительной разности фаз  $\psi_{\text{макс}}^0$  у выходных напряжений двухканального приемоиндикатора для разных случаев неидентичностей каналов и неточной настройке на частоту сигнала при применении в каскадах одиночных контуров.

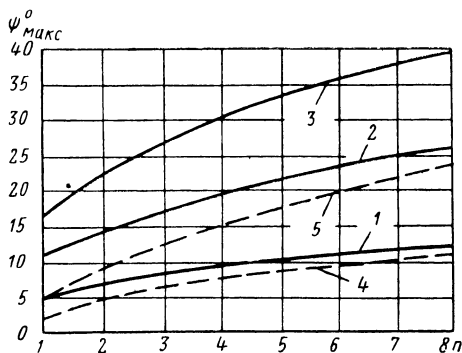


Рис. 8.45. Зависимость максимальных разностей фаз от числа каскадов.

На рис. 8.45 даны зависимости дополнительных разностей фаз выходных напряжений  $\psi_{\text{макс}}^0$  от числа каскадов при расстройке в пределах полосы пропускания для нескольких частных случаев:

- 1 для  $\xi = 1,0$  и  $2\Delta\omega = 0,1B_{\text{ср}}$ ,
- 2 для  $\xi = 1,0$  и  $2\Delta\omega = 0,2B_{\text{ср}}$ ,
- 3 для  $\xi = 1,0$  и  $2\Delta\omega = 0,3B_{\text{ср}}$ ,
- 4 для  $\xi = 1,1$  и  $\Delta\omega = 0$ ,
- 5 для  $\xi = 1,2$  и  $\Delta\omega = 0$ ,

где

$\omega_0, \omega_1, \omega_2$  — частоты сигнала и резонансов первого и второго каналов,

$B_1$  и  $B_2$  — полосы пропускания каналов на уровне 0,707,

$$\frac{B_1 + B_2}{2} = B_{\text{ср}}, \quad \frac{B_2}{B_1} = \xi, \quad \Delta\omega = \omega_2 - \omega_1.$$

Из кривых следует, что наиболее сильно проявляется неодинаковость резонансных частот контуров каналов ( $\Delta\omega$ ), неодинаковость полос пропускания в каналах ( $\xi$ ) сказывается меньше.

Из-за неидентичностей каналов и неточности настройки могут появиться большие ошибки. Поэтому в фазовом радиопеленгаторе для получения высоких точностей необходимо систематически контролировать и соответственно регулировать идентичность параметров каналов и их коэффициентов усиления по фазе.

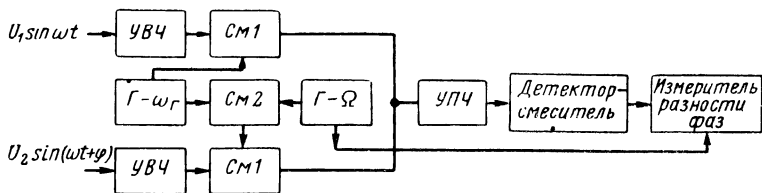


Рис. 8.46. Блок-схема двухканального приемоиндикатора с преобразованием частоты в каналах в близкие по номиналу значения.

В приемоиндикаторах фазовых радиопеленгаторов применяются различные способы полного или частичного объединения каналов, основанные на тех же принципах, что и в амплитудных радиопеленгаторах (см. § 8.4).

На рис. 8.46 изображена схема с преобразованием частот в каналах в близкие по номиналу частоты. Пусть напряжения на входе усилителей высокой частоты (УВЧ) будут  $U_1 \sin \omega t$  и  $U_2 \sin(\omega t + \varphi)$ . На первый смеситель (СМ1) одного из каналов подано напряжение генератора  $U_{\Gamma} \sin(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma})$ . На первый смеситель второго канала подано напряжение с выхода второго смесителя (СМ2), полученное сложением напряжений частот  $\omega_{\Gamma}$  и  $\Omega$ , причем  $\Omega \ll \omega_{\Gamma}$ :

$$U_3 \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega} - \varphi).$$

Напряжения близких по номиналу промежуточных частот  $\omega'_{\Pi} = \omega_{\Gamma} - \omega$  и  $\omega''_{\Pi} = \omega_{\Gamma} - \omega + \Omega$  усиливаются в общем усилителе (УПЧ). После детектора-смесителя получается напряжение частоты  $\Omega$ . Если в каналах УВЧ и в каналах УПЧ сдвиги фаз усиливаемых частот одинаковы, то на выходе детектора-смесителя напряжение имеет вид  $U_3 \sin(\Omega t + \varphi_{\Gamma} - \varphi)$ . Измеренная разность фаз на частоте  $\Omega$  равна разности фаз  $\varphi$  по высокой частоте

те на входе каналов. В [1.14] описана основанная на этом принципе более сложная схема фазового радиопеленгатора для пеленгования искусственных спутников Земли.

На рис. 8.47 изображена блок-схема одноканального усиления с преобразованием сигналов по методу гетеродинирования. Одно из напряжений сигнала  $U_1 \sin \omega t$  подается

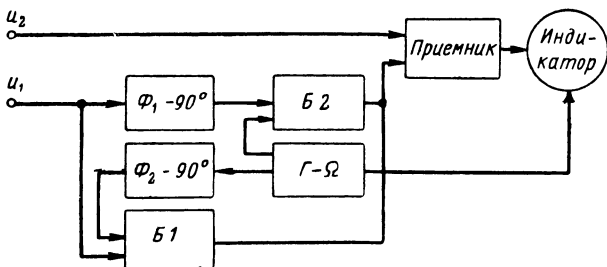


Рис. 8.47. Блок-схема одноканального приемоиндикатора с преобразованием сигналов по методу гетеродинирования.

на входы двух балансных модуляторов  $B1$  и  $B2$ , к которым подводится также напряжение опорного гетеродина низкой частоты  $U_{\Omega} \sin \Omega t$ .

Напряжение на входе  $B1$ , куда поступают напряжение  $U_1$  непосредственно и напряжение  $U_{\Omega}$  со сдвигом фаз  $90^\circ$  (на рис. 8.47 элемент  $\Phi_2 - 90^\circ$ ), будет

$$u_{I1} = U_1 \sin \omega t + U_{\Omega} \cos (\Omega t + \varphi_r).$$

Напряжение на входе  $B2$ , куда поступают напряжение после сдвига фазы на  $90^\circ$  ( $\Phi_1 - 90^\circ$ ) и напряжение  $U_{\Omega}$  непосредственно, имеет выражение

$$u_{II} = U_1 \cos \omega t + U_{\Omega} \sin (\Omega t + \varphi_r),$$

где  $\varphi_r$  — начальная фаза напряжения опорной частоты.

Напряжение на выходе балансных модуляторов, подключаемое ко входу приемника, будет

$$\begin{aligned} u_o &= kU_1 U_{\Omega} [\sin \omega t \cos (\Omega t + \varphi_r) + \cos \omega t \sin (\Omega t + \varphi_r)] = \\ &= U \sin [(\omega + \Omega)t + \varphi_r]. \end{aligned}$$



Второе напряжение  $U_2 \sin(\omega t + \varphi)$  подается на вход приемника непосредственно.

После квадратичного детектирования напряжений  $u_0$  и  $u_2$  получается составляющая напряжения частоты  $\Omega$ :

$$u_{\Omega \text{ вых}} = U_{\text{вых}} \cos(\Omega t + \varphi_1 + \varphi). \quad (8.71)$$

Разность фаз напряжений (8.71) и опорного гетеродина равна разности фаз  $\varphi$  напряжений сигнала.

Для исключения перекрестных искажений перед балансными модуляторами в каналах могут быть предусмотрены усилители высокой частоты. Однако это усложняет схему. Схеме свойственны недостатки, связанные с применением нелинейных элементов в приемном тракте.

Если в двухканальном приемоиндикаторе фазового радиопеленгатора применен суммарно-разностный блок, то часть усиления можно осуществить до суммарно-разностного блока по фазовому принципу, часть усиления после суммарно-разностного блока — по амплитудному принципу. В таком фазово-амплитудном приемоиндикаторе (см. § 2.3) несколько снижаются требования к идентичности отдельных каскадов и облегчается разработка радиопеленгатора.

Рассмотрим пример. Пусть усиление и избирательность в приемоиндикаторе осуществляются в основном шестью каскадами усилителя промежуточной частоты. Задаемся  $k'_{\Pi} = 8$  и допустимой инструментальной ошибкой  $0,2^\circ$ . В табл. 8.3 рассчитаны допустимые неидентичности коэффициента усиления одного каскада по амплитуде и по фазе в предположении, что:

- а) все усиление выполнено по фазовому методу;
- б) все усиление выполнено по амплитудному методу;
- в) имеются 2 каскада по фазовому методу и 4 по амплитудному.

Как видно из табл. 8.3, требования к идентичности каналов в третьем варианте приемоиндикатора несколько снижаются по сравнению с первыми двумя вариантами.

В [8.24] описаны результаты испытаний фазового радиопеленгатора на диапазон частот 3—30 Мгц с антен-

ной системой из двух взаимно перпендикулярных пар вертикальных антенн (рис. 2.11). Для пеленгования использовались пары 1—3 и 2—4 с разнесом 120 м и пары 1—2 и 2—3 с разнесом 84,6 м с двухканальным приемоиндикатором. Для разрешения многозначности применялся гониометрический радиопеленгатор с разнесенными

Т а б л и ц а 8.3

**Требования к каскаду усилителя промежуточной частоты**

Метод пеленгования	Допустимая неодинаковость усиления	
	по фазе, град	по амплитуде, %
Фазовый	0,6	Любая
Амплитудный	Любая	$\pm 0,12$
Фазово-амплитудный	1,8	$\pm 0,18$

ми вертикальными антеннами. Сравнивались результаты пеленгования на фазовой и гониометрической системах.

Средняя квадратическая инструментальная ошибка систем, определенная пеленгованием на частотах 5—7 Мгц передатчика на расстоянии приблизительно 3—5 км (земная волна), оказалась:

у фазового радиопеленгатора 0,2°,

у гониометрического радиопеленгатора 1,5°.

При пеленговании 95 дальних радиостанций в диапазоне частот 5—25 Мгц отсчеты брались в течение 30—50 сек за каждый сеанс. Средние квадратические ошибки оказались:

у фазового радиопеленгатора при разнесе 120 м 1,24°, при разнесе 84,6 м 1,4°;

у гониометрического радиопеленгатора 3,48°.

Известно применение фазового радиопеленгатора в ультракоротковолновом диапазоне (200 Мгц) для радиоастрономических наблюдений и пеленгования искусственных спутников Земли и космических кораблей. В радиопеленгаторе использовались две параболические антенны размером 8×18 м и 11×22 м, разнесенные на

расстояние порядка 100 длин волн, когда лепесток диаграммы направленности был равен приблизительно 30 мин. Точность пеленгования была  $\pm 1$  мин [8.11].

### Импульсный радиопеленгатор

При пеленговании импульсных передач можно измерять не разность фаз напряжений антенн, а разность во времени начала индуктирования импульсов в разнесенных антеннах радиопеленгатора.

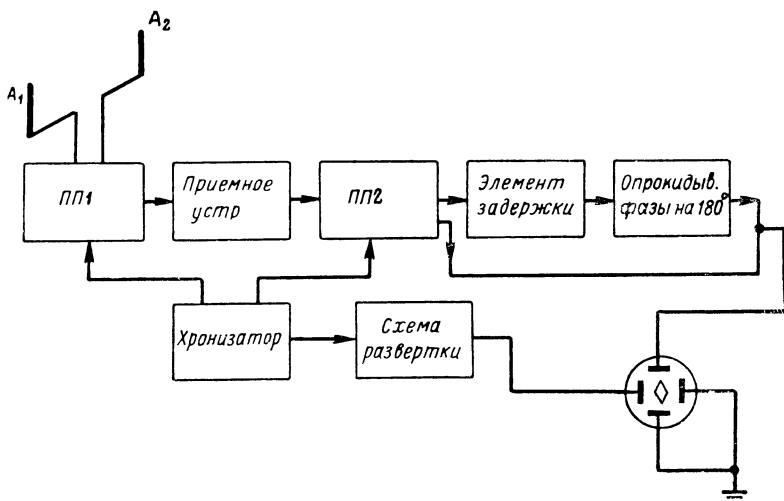


Рис. 8.48. Импульсный радиопеленгатор.

Простейшая схема импульсного радиопеленгатора с двумя разнесенными антеннами изображена на рис. 8.48.

Напряжения антенн  $A_1$  и  $A_2$  с помощью синхронно переключающих схем ПП1 и ПП2 подаются на вход приемного устройства и с выхода его на вертикальные пластины электронно-лучевой трубки. Напряжение  $A_1$  попадает на пластины трубки непосредственно, напряжение  $A_2$  — после калиброванного элемента задержки и опрокидывателя фазы на  $180^\circ$ . Хронизатор синхронизирует частоты переключений (ПП1) и (ПП2) и частоту схемы развертки, которая подключена к горизонтальным пластинам электронно-лучевой трубки. Элементом задерж-

ки добиваются совпадения импульсов. Разность времени прихода импульсов к двум антеннам отсчитывается по элементу задержки, т. е.

$$\Delta t = \frac{2b}{3 \cdot 10^8} \sin \theta' \cos \beta.$$

Время задержки определяет пеленг. Отсчет времени облегчается при использовании калибровочных временных отметок.

Точность совмещения импульсов может быть достаточно большой, приблизительно 0,03 продолжительности импульса. Вместе с тем, точность пеленгования получается невысокой. В направлениях, где точность пеленгования наибольшая (около перпендикуляра к базе), при ошибке во времени  $\delta t$  угловая ошибка пеленга будет

$$\Delta = \frac{\delta t}{2b} 3 \cdot 10^8;$$

например, если  $\delta t = 0,03$  мксек,  $2b = 500$  м,  $\Delta \approx 1^\circ$ .

Такой метод применяется для пеленгования атмосферных разрядов на частотах порядка 10 кгц. В [8.26] описана система из трех разнесенных на расстояние  $\frac{1}{3} - \frac{1}{10}$  длины волны вертикальных антенн высотой по 38 м. Определение пеленга сводится к измерению разности времен появления импульсов атмосферных разрядов на выходах трех идентичных усилителей, подключенных к антеннам. Система эта названа  $E-\phi$  системой. Точность пеленгования оценивается приблизительно в  $0,5-1^\circ$ .

## 8.8. РАДИОПЕЛЕНГАТОРЫ С ЦИКЛИЧЕСКИМ ИЗМЕРЕНИЕМ ФАЗЫ ПО ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

Принцип действия фазового радиопеленгатора с вращающейся антенной рассмотрен в гл. 2. Практическое осуществление непрерывного вращения антенны вызывает значительные трудности, так как радиус вращения должен быть велик, чтобы уменьшить интерференционные ошибки и ошибки местного окружения, а скорость вращения достаточно высокой, чтобы стало возможным быстрое пеленгование. Для преодоления указанных трудностей

В радиопеленгаторах непрерывное вращение одной антенны заменено последовательным включением ряда антенн, расположенных по окружности (рис. 8.49). Переключать антенны можно с помощью механического или электронного коммутатора.

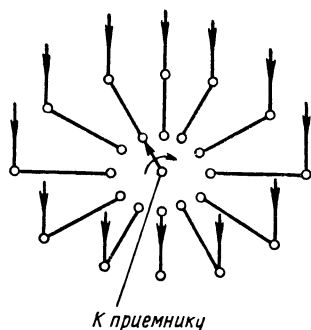


Рис. 8.49. Схема переключения антенн.

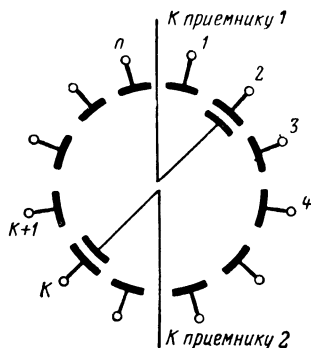


Рис. 8.50. Принципиальная схема емкостного коммутатора.

На рис. 8.50 приведена схема емкостного коммутатора. Статор коммутатора представляет собой ряд пластин 1, 2, ...,  $n$ , расположенных по окружности, к которым присоединяются антенны. Пластина ротора соединяется с приемником. Можно питать несколько приемников от одной антенной системы и осуществлять одновременное пеленгование нескольких станций, для чего предусмотрено несколько пластин на роторе. Ротор вращается с помощью мотора. Когда пластина ротора находится над какой-либо (например,  $k$ -й) пластиной статора, получается наибольшая емкостная связь приемника с данной антенной. Фаза напряжения, снимаемого на приемник в этот момент, соответствует фазе э. д. с. наведенной в  $k$ -й антенне. Когда ротор повернется и его пластина станет над пластиной следующей антенны ( $k+1$ ), снимаемое на приемник напряжение имеет ту же фазу, что и э. д. с. ( $k+1$ )-й антенны. В промежуточных положениях ротора приемник связан с обеими антеннами и напряжение на входе приемника постепенно изменяет фазу от величины, соответствующей э. д. с. в  $k$ -й

антенне, до величины, соответствующей э. д. с. в  $(k+1)$ -й антенне. Изменение фазы напряжения на входе приемника, которое получалось бы при вращении одиночной антенны, показано пунктирной кривой на рис. 8.51. Изменение фазы при вращении ротора коммутатора представлено на этом же рисунке сплошной кривой. Это

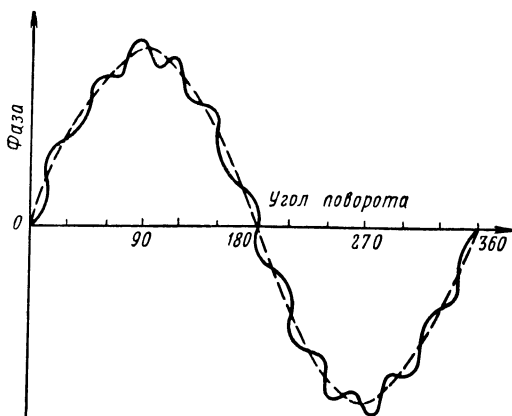


Рис. 8.51. Зависимость фазы выходного напряжения от положения ротора коммутатора.

такая же синусоида, на которую наложены мелкие колебания, связанные с переходом пластин ротора от связи с одной антенной к следующей.

Электронная коммутация может быть выполнена различными средствами. Наиболее целесообразно применение полупроводниковых диодов, обладающих малой емкостью, малым сопротивлением току прямого направления и большим сопротивлением току обратного направления. Пример схемы электронной коммутации представлен на рис. 8.52. Каждая из антенн включается на вход приемника через такую же коммутирующую цепь, которая изображена на рисунке только для одной антенны. Точка  $A$  коммутирующей цепи через сопротивление  $R_1$  соединяется с датчиком импульсов, от которого в течение всего периода  $T$  коммутации, за исключением лишь короткого промежутка  $\tau$ , подается отрицательное напряжение. Положительные импульсы длительностью  $\tau$  подаются последовательно на каждую антенну и за

период коммутации понападают на все  $n$  антенн. Отрицательное напряжение в точке  $A$  запирает диоды  $D_2$  и  $D_1$ , отключая цепь антенны от входа приемника и включая в цепь антенны нагрузочное сопротивление  $R_2$ , и отпирает диод  $D_3$ , который замыкает точку  $A$  на землю.

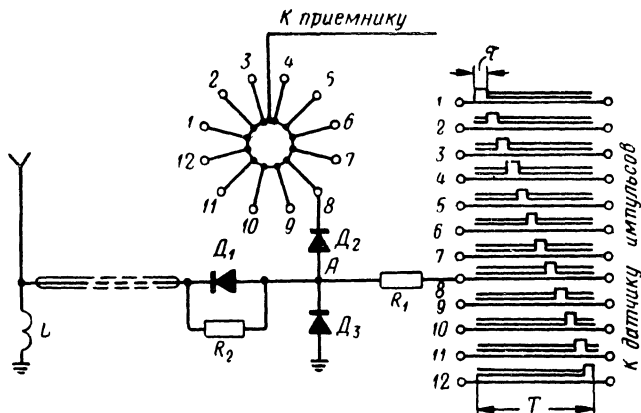


Рис. 8.52. Схема электронного коммутатора.

Дроссель  $L$  служит для пропускания постоянного тока диодов. Положительный импульс делает диоды  $D_1$  и  $D_2$  проводящими. Антенна соединяется с приемником при замкнутом накоротко сопротивлении  $R_2$ . Одновременно запирается диод  $D_3$  и устраняется короткое замыкание на землю. Изменение фазы напряжения на входе приемника (рис. 8.53) происходит скачками в соответствии с подключением новой антенны через промежутки времени  $\tau$ .

При любом способе коммутации на вход приемника поступает напряжение высокой частоты переменной фазы, т. е. фазово-модулированное. Период модуляции равен периоду коммутации, а начальная фаза кривой модуляции равна пеленгу. Фазово-модулированное колебание является также частотно-модулированным, так как частота, равная производной фазы по времени, при переменной фазе будет переменной.

Для выявления фазы кривой модуляции, т. е. пеленга, необходимо произвести демодуляцию, выделяя кривую модуляции. Можно произвести демодуляцию по ча-

стоте; используя частотный детектор, или по фазе, используя фазовый детектор. В соответствии с этим различают два основных варианта схем рассматриваемого радиопеленгатора.

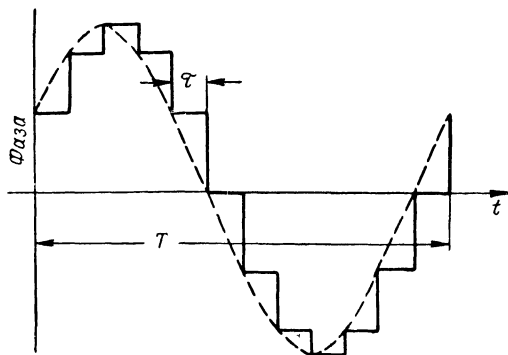


Рис. 8.53. Изменение фазы выходного напряжения при электронной коммутации.

Изменение частоты, вызванное перемещением точки наблюдения с постоянной скоростью, называется эффектом Доплера. В рассматриваемых радиопеленгаторах изменение частоты получается также в результате действительного или эквивалентного перемещения антенны. Поэтому радиопеленгаторы рассматриваемого типа, в которых используется частотная модуляция для индикации пеленга, называют квазидоплеровскими радиопеленгаторами. Из двух описанных выше способов коммутации механический способ более приспособлен для использования при частотном детектировании. Действительно, рис. 8.51 показывает, что производная фазы по времени, т. е. частота, изменяется в основном по косинусоидальному закону с периодом, равным периоду вращения коммутатора. На эту основную кривую накладываются колебания частоты с периодом, равным времени перехода от одной антенны к следующей. Эти колебания в дальнейшем легко могут быть отфильтрованы. В случае электронной коммутации (рис. 8.53) производная обращается теоретически в бесконечность в моменты переключения антенн и равна нулю (т. е. частота постоянна) в промежутках между



переключениями. Практически переходные явления при переключении происходят не мгновенно и выбросы частоты имеют конечную величину и конечную длительность, зависящие от характера переходного процесса. Использование получающейся частотной модуляции вызывает значительные трудности.

Осуществление фазовой демодуляции возможно лишь путем сравнения двух колебаний, разность фаз которых выделяется фазовым детектором.

При описании принципа действия радиопеленгаторов с вращающейся антенной и фазовым методом отсчета (§ 2.3) рассматривался простейший способ — сравнение фазы напряжения вращающейся антенны с фазой напряжений неподвижной антенны. Обычно применяется другой способ: сравниваются фазы напряжений в двух соседних антеннах. С этой целью напряжение, снимаемое с какой-либо антенны (например,  $k$ -й), задерживается фильтром временной задержки на время  $\tau$ . Это задержанное напряжение и незадержанное напряжение  $(k+1)$ -й антенны сравниваются между собой на фазовом детекторе. Радиопеленгаторы, в которых используется фазовая модуляция путем сравнения напряжений двух соседних антенн, называются дифференциально-фазовыми радиопеленгаторами. Электронная коммутация позволяет осуществить дифференциально-фазовое пеленгование проще, чем механическая.

Рассмотрим соображения, определяющие выбор основных параметров фазового радиопеленгатора с коммутируемыми антеннами.

Диаметр окружности, по которой располагаются антенны, желательно сделать возможно большим для уменьшения местных и интерференционных ошибок. В § 5.3 показано, что увеличение разноса антенн до  $\frac{2R}{\lambda} = 3 \div 4$  резко снижает местные ошибки. Дальнейшее увеличение разноса меньше влияет на местные ошибки.

Окончательный размер устанавливают как компромисс между приведенным требованием и конструктивными и эксплуатационными требованиями.

Для определения необходимого числа антенн рассмотрим спектр сигнала при вращении одиночной антен-

ны. Напряжение, снимаемое на вход приемника, равно (2.19) при  $\beta=0$ .

$$e = E_m \sin [\omega t + mR \cos (\Omega t - \theta)]. \quad (8.72)$$

Из теории частотной модуляции известно, что спектр модулированного по частоте или фазе сигнала состоит из бесконечного ряда боковых частот, отличающихся по частоте от несущей на  $\pm k\Omega$ , где  $k$  — номер гармоники, и что существенные для воспроизведения боковые частоты лежат в пределах от  $\Omega$  до  $M\Omega$ , где  $M$  — индекс модуляции. В данном случае  $M=mR$ . Используя переключаемые антенны, мы заменяем непрерывную модуляционную кривую рядом ее дискретных значений в точках расположения антенн. По теореме Котельникова для воспроизведения кривой с ограниченным спектром рядом ее дискретных значений расстояние между дискретными точками  $\Delta t$  должно удовлетворять условию

$$\Delta t < \frac{1}{2f_c}, \quad (8.73)$$

где  $f_c$  — граница спектра кривой.

Принимая  $f_c = \frac{M\Omega}{2\pi}$ , получаем для углового расстояния  $\vartheta_0$  между антеннами

$$\vartheta_0 = \Omega \Delta t < \frac{\Omega}{2f_c} = \frac{\pi}{M} = \frac{\lambda}{2R}$$

и для линейного расстояния  $d$

$$d \approx R\vartheta_0 \leq \frac{\lambda}{2}. \quad (8.74)$$

Таким образом, расстояние между антеннами должно быть меньше половины длины волны. В случае дифференциально-фазового метода пеленгования это же условие обеспечивает отсутствие многозначности. Действительно, разность фаз  $\psi$  напряжений двух антенн, расположенных под углами  $\vartheta_k$  и  $\vartheta_{k+1}$ , равна

$$\begin{aligned} \psi &= mR \sin (\vartheta_{k+1} - \theta) - mR \sin (\vartheta_k - \theta) = \\ &= 2mR \cos \left( \frac{\vartheta_{k+1} + \vartheta_k}{2} - \theta \right) \sin \frac{\vartheta_{k+1} - \vartheta_k}{2}. \end{aligned}$$

Расстояние между соседними антеннами равно

$$d = 2R \sin \frac{\vartheta_0}{2} = 2R \sin \frac{\vartheta_{k+1} - \vartheta_k}{2}.$$

Таким образом, получаем

$$\psi = md \cos \left( \frac{\vartheta_{k+1} + \vartheta_k}{2} - \theta \right). \quad (8.75)$$

Для обеспечения однозначности максимальная разность фаз должна быть меньше  $\pi$  и, следовательно,  $d < \frac{\lambda}{2}$ .

Практически расстояние между антеннами берут порядка  $\lambda/3$ . Можно увеличить расстояние между антеннами до  $d = \lambda$ . Это соответствует сужению полосы воспроизводимых частот в 2 раза, что еще мало сказывается на искажении формы кривой фазовой модуляции. Для исключения в этом случае многозначности показаний производится двукратное разностное сравнение фаз: напряжение с разностной фазой (8.75) задерживается во втором фильтре временной задержки на время  $\tau$  и сравнивается с незадержанным напряжением [8.19].

Скорость вращения или коммутации антенн выбирается, исходя из соображений, приведенных в § 8.6.

В качестве одиночных антенн применяют симметричные или несимметричные вибраторы. Взаимные связи работающей антенны с неработающими вызывают дополнительные изменения фазы напряжения в антенне. Частота этих изменений выше, чем частота основной фазовой модуляции, и при достаточной фильтрации они не влияют на пеленг. Требования к степени фильтрации понижаются при уменьшении влияния неработающих антенн. С этой целью в цепь неработающих антенн можно включать относительно большие сопротивления (см. рис. 8.52).

Полоса пропускания частот приемника по высокой частоте должна быть выбрана в соответствии с шириной спектра сигнала, т. е. должна быть больше  $2M \frac{\Omega}{2\pi}$ .

В квазидопплеровских радиопеленгаторах должен быть обеспечен достаточно малый сдвиг фаз модулирующей кривой. Необходимая полоса пропускания рассчитывает-

ся по данным § 8.5. В дифференциально-фазовых радиопеленгаторах сдвиги фаз, общие для обоих сравниваемых напряжений, не вызывают ошибок.

Стабильность частоты сигнала особенно важна для дифференциально-фазовых радиопеленгаторов. При отклонении частоты сигнала от номинальной частоты фильтра временной задержки несущая частота сигнала претерпевает в фильтре сдвиг фаз. Величина сдвига фаз не должна быть велика и в сумме с максимальным значением переменной фазы не должна превышать  $\pi$ . Обычно ограничивают сдвиг фаз несущей величиной  $10\text{--}20^\circ$ .

Для обеспечения работы фильтра временной задержки на стабильной частоте можно использовать схему преобразования частот, при которой частота напряжения, поступающего в фильтр временной задержки, равна частоте местного гетеродина. Последний стабилизуется кварцем (см. рис. 8.55).

Полоса пропускания по низкой частоте определяется в основном постоянной времени индикатора. Она может быть взята в соответствии с необходимой скоростью поиска и слежения (§ 2.6).

Измерение фазы на выходе производится одним из способов, описанных в § 8.6.

Благодаря возможности использования различных схем коммутации, различных способов измерения фазы и различной структуры приемоиндикатора получается большое число вариантов выполнения радиопеленгаторов с циклическим измерением фазы по высокой частоте. На рис. 8.54 и 8.55 представлены два варианта структурных схем [8.20, 8.21, 8.19].

На рис. 8.54 представлена блок-схема квазидопплеровского радиопеленгатора. Мотор вращает емкостной коммутатор антенн. На одном валу с мотором находится также генератор опорных напряжений, создающий два напряжения частоты  $\Omega$ , сдвинутые между собой по фазе на  $90^\circ$ . Начальная фаза одного из опорных напряжений такова, что напряжение проходит через нуль в тот момент, когда коммутатор осуществляет максимальную связь с антенной, находящейся на начальной линии счета углов (линия север — юг). Напряжение высокой частоты от коммутатора подводится к усилителю (УВЧ). Далее оно преобразуется в смесителе (См) с помощью

местного гетеродина и усиливается в усилителе промежуточной частоты (УПЧ). Усиленное напряжение ограничивается в амплитудном ограничителе и детектируется частотным детектором. После усиления на низкой частоте выходное напряжение сравнивается по фазе с опорными напряжениями. Пеленг считывается с индикатора.

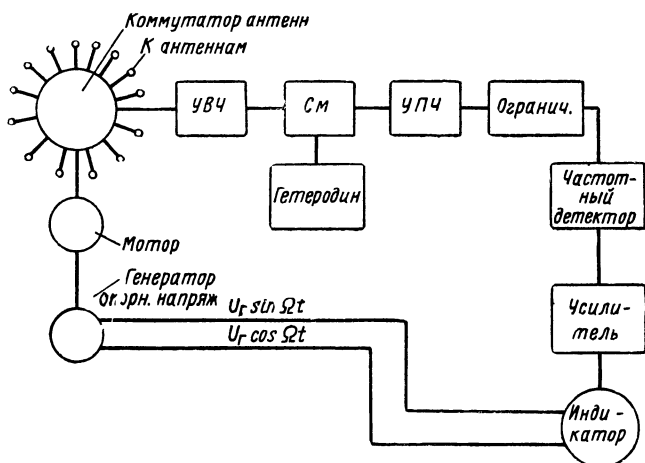


Рис. 8.54. Блок-схема квазидоплеровского радиопеленгатора.

На рис. 8.55 представлена схема дифференциально-фазового радиопеленгатора. Электронный коммутатор управляется датчиком импульсов. Импульсы от датчика поступают также на электронный генератор опорных напряжений, преобразующий их в два синусоидальных напряжения частоты коммутации, сдвинутые одно относительно другого по фазе на  $90^\circ$ . Эти два напряжения питают индикатор.

Вспомогательная ненаправленная антенна применяется в данной схеме для преобразования частоты сигнала в стабильную частоту, определяемую гетеродином, стабилизированным кварцем. Напряжения от коммутатора и от вспомогательной антенны поступают на самостоятельные усилители высокой частоты (УВЧ) и смесители (См. 1), питаемые от общего гетеродина. Полученные напряжения промежуточной частоты отдельно уси-

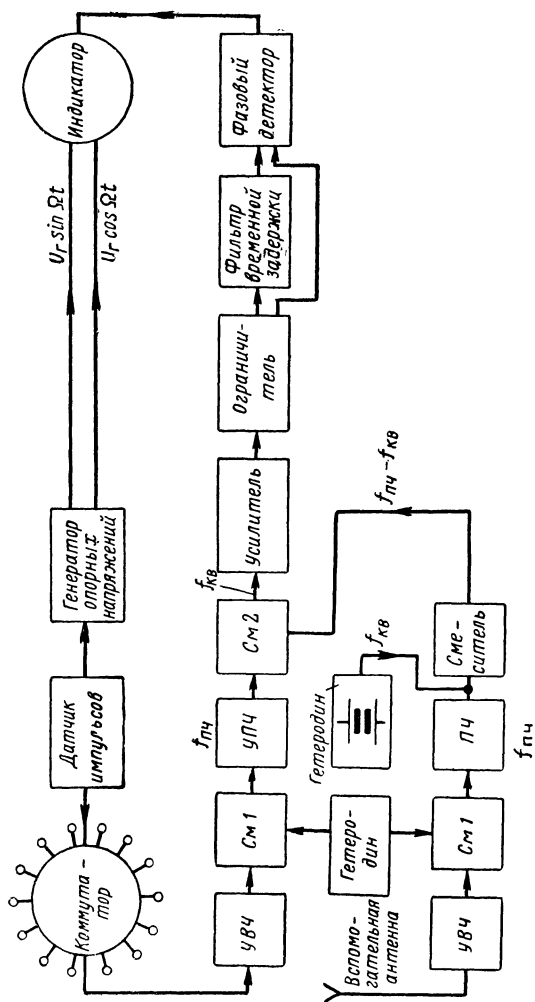


Рис. 8.55. Блок-схема дифференциально-фазового радиопеленгатора.

ливаются в усилителях промежуточной частоты (УПЧ) и (ПЧ). Напряжение промежуточной частоты канала вспомогательной антенны смешивается в смесителе с напряжением кварцевого гетеродина частоты  $f_{\text{кв}}$ . В результате преобразования получается частота  $f_{\text{пч}} - f_{\text{кв}}$ . Напряжение этой частоты смешивается во втором смесителе (СМ2) с выходным напряжением УПЧ основного канала, образуя напряжение частоты  $f_{\text{пч}} - (f_{\text{пч}} - f_{\text{кв}}) = f_{\text{кв}}$ . Таким образом, напряжение на выходе второго смесителя имеет стабильную частоту, равную частоте кварцевого гетеродина и независимую от частоты сигнала и частоты первого гетеродина, а также и от возможных их изменений.

После дополнительного усиления напряжение сигнала подвергается амплитудному ограничению и подается на фазовый детектор непосредственно и через фильтр временной задержки. В этом фильтре сигнал задерживается на время  $\tau = \frac{2\pi}{n\Omega}$ , равное времени включения одной антенны. Фазовый детектор выделяет напряжение частоты коммутации. Последнее сравнивается по фазе с опорными напряжениями в индикаторе. Отсчет по индикатору дает непосредственно значение пеленга.

### 8.9. АВТОМАТИЗАЦИЯ СЪЕМА И УСРЕДНЕНИЯ ПЕЛЕНГА

До сих пор мы рассматривали радиопеленгаторы, в которых пеленг отсчитывается оператором. При пеленговании оператор берет либо один отсчет, усредненный за время наблюдения, либо записывает несколько отсчетов и рассчитывает из них средний пеленг.

Разрабатывались также способы автоматического, без участия оператора, съема отсчетов пеленга и усреднения их [8.31, 8.32].

Блок-схема радиопеленгатора с автоматическим съемом и усреднением отсчетов показана на рис. 8.56. Преобразователь выходного напряжения приемоиндикатора преобразует напряжение приемоиндикатора так, что оно становится удобным для счета угла пеленга. Под действием сигналов схемы управления по заданной программе открываются схемы счетчика-сумматора значений пеленгов и счетчика числа отсчетов, и по окончании времени усреднений включается решающее устройство, вырабатывающее средний пеленг как частное от деления

показаний счетчиков. Вместо суммирования непосредственно отсчетов можно суммировать другие параметры, из которых определяется средний пеленг. При сумми-

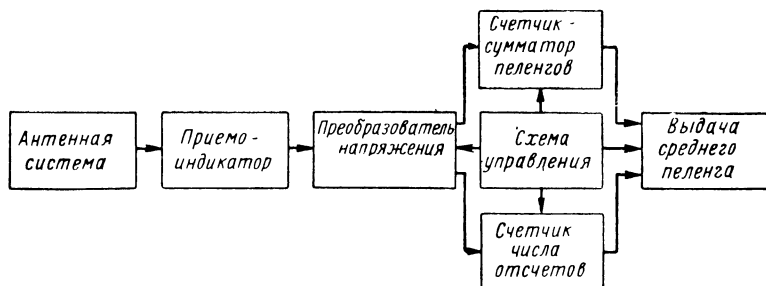


Рис. 8.56. Радиопеленгатор с автоматическим съемом и усреднением пеленгов.

ровании и расчете среднего пеленга могут учитываться веса отсчетов, исходя, например, из амплитуды сигнала и характера пеленга (эллиптичности изображения в двухканальном радиопеленгаторе и пр.).

Наиболее просто задача решается в радиокompасах с установкой на пеленг антенной системы или промежуточного элемента между антенной системой и приемоиндикатором (гониометра, фазовращателя, антенного коммутатора). Для считывания пеленга не требуется преобразовывать выходное напряжение приемоиндикатора, необходимо только определить положение оси вращаемого элемента. Можно для этого на ось вращения насадить диск с несколькими концентрическими дорожками, каждая из которых с помощью ламелей или фотоэлементов выдает двоичный знак кода положения оси. На рис. 8.57 показано расположение ламелей, или затемненных полос на диске, при индикации с точностью  $1/64$  об (6 двоичных знаков). По линии  $AA_1$  устанавливаются съемные щетки или фотоэлементы, которые регистрируют угол оси. На рис. 8.57 угловая индикация соответствует 110 101. Это значит, что положение оси соответствует  $\frac{53}{64}$  окружности от начала счета. Для уstra-

нения ошибок, связанных со считыванием кода на границах секторов, разработан специальный код Грея, а также предложены другие способы [8.30]. Шифраторы



с оптическим диском выпускаются для отсчета до 16 двоичных знаков (65 536 фиксированных точек). Для получения среднего пеленга должны использоваться по-

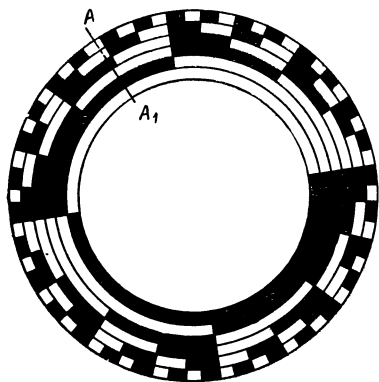


Рис. 8.57. Диск для считывания пеленга.

следние четыре элемента блок-схемы (рис. 8.56).

На рис. 8.58 дана блок-схема для снятия пеленга в радиопеленгаторе со следящей системой без применения кодового диска [8.32].

Сервомотором, управляемым выходным током приемника, искательная катушка гониометра устанавливается на пеленг, который обычно отсчитывается на шкале. На диске, вращаемом специальным мотором (25 гц) и не связанным с осью гониометра, установлен

фотоэлемент, который создает импульс тока в триггере 2, когда на него падает луч света от зеркальца на оси гониометра. Когда фотоэлемент на диске проходит положение начала отсчета, замыкается реле и триггер 1 создает импульс для начала счета. Промежуток времени между посылками триггеров 1 и 2 фиксируется мульти-вибратором и заполняется импульсами счета.

Импульсы счета, которые создаются зубчатым колесом мотора, формируются триггером 3 и через модулятор попадают на счетчик 1. Одновременно на счетчике 2 просчитывается число отсчетов, соответствующее числу оборотов диска с фотоэлементом.

Решающее устройство выдает средний пеленг на счетчике 3. В устройстве изображенном на рис. 8.58, промежуток между импульсами счета (триггер 3) соответствует перемещению диска на  $1^\circ$ , так как время одного оборота диска равно 0,72 сек. Таким образом, на выходе устройства получается средний пеленг в градусах за время включения сервомотора.

Поскольку механизм отсчета отделен от приемоиндикатора, на отсчеты не влияет характер передачи.

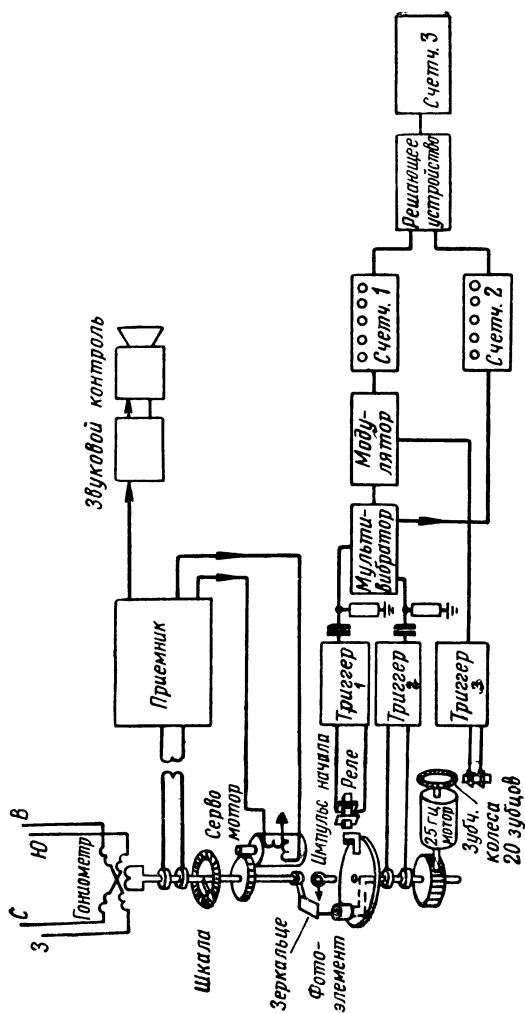


Рис. 8.58. Блок-схема автоматического съема пленга в радиопеленгаторе со следящей системой.

В фазометрическом радиопеленгаторе съём отсчета сводится к измерению разности фаз между модулирующим напряжением частоты вращения на выходе приемоиндикатора и опорным напряжением. Для измерения разности фаз можно, например, каждым из упомянутых напряжений создать кратковременные импульсы, соответствующие нулевым (с возрастанием) мгновенным значениям напряжений, и заполнить промежуток времени между ними импульсами счета. Для усреднения пеленга можно применить схему, аналогичную рис. 8.56.

В фазометрическом радиопеленгаторе с быстрым вращением острой диаграммы направленности возникает задача определения середины главного лепестка диаграммы, которая может быть решена следующим способом. Ограничитель приемоиндикатора выделяет две симметричные точки главного лепестка. При прохождении первой точки начинается счет импульсов счетчиком постоянной емкости (на  $N$  импульсов). Между первой и второй точками период импульсов равен  $T$ , после второй точки он взят  $\frac{T}{2}$ . Пусть между точками помещается  $n$  импульсов. Счет  $N$  импульсов закончится после начала через промежуток времени

$$t = nT + (N - n)\frac{T}{2} = \frac{n}{2}T + N\frac{T}{2}. \quad (8.76)$$

Из формулы (8.76) видно, что импульс, сдвинутый против направления вращения на угол, соответствующий времени счета  $\frac{NT}{2}$ , совпадает с серединой главного лепестка диаграммы направленности. Определив середину главного лепестка, можно определить одиночный отсчет и затем усредненный пеленг.

На рис. 8.59 приведена блок-схема устройства, позволяющего осуществить автоматический съём и усреднение пеленгов в двухканальном радиопеленгаторе.

Выходные напряжения двух каналов приемоиндикатора преобразуются в смесителях 1 и 2, причем напряжение второго канала одновременно сдвигается по фазе на  $90^\circ$ , для этого в общий гетеродин перед смесителем 2 включен фазовращатель, сдвигающий фазу на  $90^\circ$ .

Выходные напряжения смесителей  $U_1 = E \cos \theta$  и  $U_2 = jE \sin \theta$  складываются и вычитаются в суммарно-разностном блоке; в результате получается суммарное напряжение

$$U_{\Sigma} = E (\cos \theta + j \sin \theta) = E e^{j\theta}$$

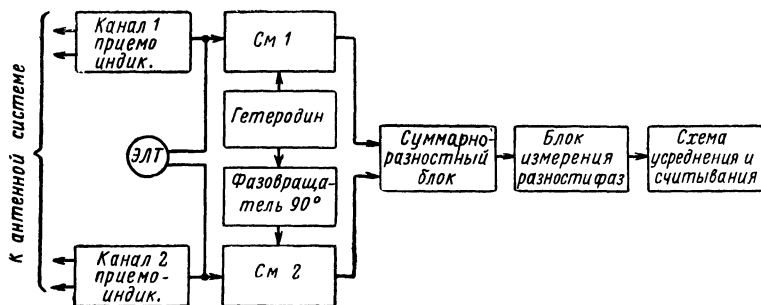


Рис. 8.59. Блок-схема автоматического съема отсчетов в двухканальном радиопеленгаторе.

разностное напряжение

$$U_{\Delta} = E (\cos \theta - j \sin \theta) = E e^{-j\theta}$$

В блоке измерения разности фаз определяется разность фаз  $\psi$  напряжений  $U_{\Sigma}$  и  $U_{\Delta}$ , которая равна удвоенному углу пеленга  $2\theta$ . Двухзначный пеленг определяется как половина разности фаз  $\psi$ .

Разность фаз может быть измерена по способу, описанному для фазометрического радиопеленгатора. Применением дополнительной ненаправленной антенны можно получить однозначный пеленг. Схема считывания и усреднения не имеет особенностей.

Если выходные напряжения каналов из-за неодинаковости усилений каналов будут

$$E_1 = E \cos \theta \quad \text{и} \quad E_2 = aE \sin \theta e^{j\varphi},$$

то

$$U_{\Sigma} = E (\cos \theta + ja \sin \theta e^{j\varphi}) = E_{\Sigma} e^{j\psi_1},$$

$$U_{\Delta} = E (\cos \theta - ja \sin \theta e^{j\varphi}) = E_{\Delta} e^{j\psi_2},$$

где

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \psi_1 &= \frac{a \sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta - a \sin \theta \sin \varphi}; \\ \operatorname{tg} \psi_2 &= - \frac{a \sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta + a \sin \theta \sin \varphi}, \end{aligned}$$

откуда

$$\operatorname{tg} \psi = \operatorname{tg}(\psi_1 - \psi_2) = \frac{2a \operatorname{tg} \theta}{1 - a^2 \operatorname{tg}^2 \theta} \cos \varphi. \quad (8.77)$$

Из формулы (8.77) видно, что в этом случае наблюдается такая же ошибка, как в обычном двухканальном радиопеленгаторе [см. (4.9)].

Следовательно, описанным способом определяется направление большой оси эллипса изображения пленки, причем неидентичность усилений каналов приводит к тем же ошибкам, что и в двухканальном радиопеленгаторе.

Сдвиг фаз  $E_2$  на угол  $90^\circ - \delta$  (вместо  $90^\circ$ ) вызывает дополнительную эллиптичность и такую же ошибку, как неодинаковость фаз в каналах. При изображении параллелограмма на электронно-лучевой трубке двухканального радиопеленгатора не происходит считывания двух пленков. Отдельные отсчеты соответствуют направлению большой оси одного из эллипсов, вырисовываемых на электронно-лучевой трубке (см. § 8.3). Усредненный отсчет должен соответствовать направлению одной из диагоналей параллелограмма.

---

## ИСПЫТАНИЯ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ

Предварительные испытания радиопеленгаторов производятся в лабораториях, окончательные — в условиях действительной работы пеленгатора.

### 9.1. ЛАБОРАТОРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПЕЛЕНГАТОРОВ С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ РАМКОЙ

Отдельные части пеленгатора (рамка, вариометры связи и т. д.) не требуют никаких специальных испытаний, кроме обычных — измерения индуктивности, емкости, сопротивления, коэффициента связи. На методах измерения этих величин мы здесь не останавливаемся.

При лабораторном испытании пеленгатора в целом с помощью генератора стандартных сигналов требуется аналогично обычному измерению приемников применение эквивалента антенны. Особенность данного случая состоит в том, что приемо-пеленгаторное устройство питается одновременно от двух антенн: рамки и открытой антенны, причем действующая высота рамки меняется в широких пределах при изменении длины волны, а фаза наводимой в ней э. д. с. отличается на  $90^\circ$  от фазы э. д. с. в антенне. Кроме того, обычные генераторы стандартных сигналов имеют несимметричный выход (один полюс обычно заземлен). Присоединение выходных клемм генератора к рамке создает несимметрию ее схемы, что может не соответствовать реальным условиям работы рамки.

На рис. 9.1 представлена схема эквивалента антенны и рамки, учитывающая эти особенности. Параметры схем выбираются так, что  $L'_2 + L''_2 \ll L_0$ , где  $L_0$  — индуктивность рамки  $L_a$ ,  $C_a$ ,  $R_a$ ,  $C_b$  — соответственно индуктив-

ность, емкость, активное сопротивление антенны и емкость ее ввода. При этих условиях приемник имеет нормальную нагрузку как со стороны рамки, так и со стороны антенны.

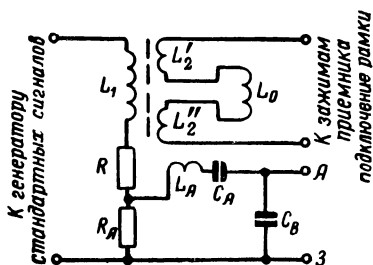


Рис. 9.1. Схема эквивалента антенны и рамки.

Далее выбираем  $R \gg \omega L_1$ ; тогда ток через обмотку  $L_1$  с достаточной точностью (с погрешностью в 1%, если  $R > 7\omega L_1$ ) может быть выражен

$$I_1 = \frac{E}{R},$$

где  $E$  — напряжение на выходе генератора.

Э. д. с., наводимая в катушках  $L'_2$  и  $L''_2$ , будет

$$E'_p = j\omega M I_1 = j \frac{\omega M}{R} E,$$

а напряжение на сопротивлении  $R_a$ , соответствующее э. д. с. в антенне, равно

$$E'_a = \frac{R_a}{R} E.$$

Связь между катушками  $L_1$  и  $L'_2 - L''_2$  делается переменной по синусоидальному закону

$$M = M_{\max} \sin \theta.$$

При действительной работе э. д. с. в рамке

$$E_p = jE h_p \sin \theta,$$

э. д. с. в антенне

$$E_a = E h_a.$$

Приравниваем  $E'_a = E_a$ ,  $E'_p = E_p$  и  $\alpha E = E$ , где  $\alpha$  — множитель, который удобно выбрать равным какому-нибудь

круглому числу  $\left(1, 2, 5, \dots, \frac{1}{2}, \frac{1}{5}, \frac{1}{10} \text{ и т. д.}\right)$ . Отсюда находим

$$\alpha = \frac{\omega M_{\text{макс}}}{h_p R} = \frac{R_a}{h_a R} \quad \text{и} \quad \frac{\omega M_{\text{макс}}}{R_a} = \frac{h_p}{h_a}.$$

Так как  $h_p$  пропорционально частоте  $h_p = \frac{2\pi SN}{\lambda} = \frac{\omega SN}{3 \cdot 10^8}$ , то последнее равенство выполнимо во всем диапазоне частот. Из него мы находим  $M_{\text{макс}}$ , после чего, задавая  $\alpha$ , находим  $R$ . Отсчет по шкале делителя генератора стандартных сигналов, умноженный на  $\alpha$ , дает напряженность поля в  $\frac{\text{мкв}}{\text{м}}$ .

С помощью этой схемы могут быть произведены следующие испытания:

1. Определение чувствительности радиопеленгатора, т. е. напряженности поля, которая требуется для того, чтобы обеспечить возможность пеленгования с погрешностью, не превышающей заданную величину. Для этого определяется то напряжение от генератора стандартных сигналов, при котором пеленг отсчитывается с заданной точностью. По напряжению рассчитывается напряженность поля.

2. Проверка четкости определения стороны. Переключив пеленгатор на определение стороны, находим напряженности поля  $E_1$  и  $E_2$  в двух положениях, соответствующих определению стороны, при неизменном напряжении на выходе. В зависимости от схемы определения стороны эти положения могут устанавливаться либо в самом приемнике путем поворота вариометра, переключателя и т. п., либо путем поворота рамки. В последнем случае в испытательной схеме поворот рамки заменяется поворотом вариометра  $L'_2 - L''_2$  из положения, соответствующего  $+M_{\text{макс}}$ , в положение  $-M_{\text{макс}}$ . Отношение  $\frac{E_1}{E_2}$  характеризует четкость определения стороны.

3. Проверка компенсации антенных эффектов. Задачей является определение относительной величины э. д. с. антенного эффекта, которая может быть скомпенсирована. Она, очевидно, равна максимальной э. д. с., создаваемой благодаря действию компенсатора. Для



определения этой величины определяют напряженность поля  $E_0$ , создающую нормальное напряжение на выходе при положении компенсатора, соответствующем нулевой э. д. с. компенсации. Затем поворачивают вариометр  $L'_2-L''_2$  до получения нулевой э. д. с. по рамочному каналу, а компенсатор ставят в положение, дающее макси-

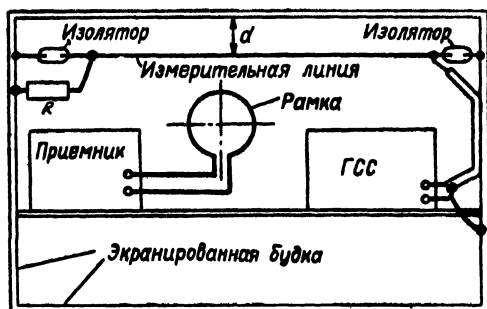


Рис. 9.2. Измерительная линия для испытания пеленгатора.

мум э. д. с. компенсации. В этом положении снова определяют напряженность поля  $E_K$ , дающую то же напряжение на выходе. Отношение  $\frac{E_0}{E_K}$  дает искомую величину.

4. Можно проверить остальные характеристики приемника (избирательность, верность и т. п.).

Испытание двухсигнальным методом производится с помощью двух эквивалентов, входы которых подключены к двум генераторам, а выходы соединены параллельно. Величины активных и реактивных сопротивлений эквивалента должны быть удвоены.

Другой способ лабораторного испытания состоит в том, что рамка помещается в магнитном поле, которое создается током в горизонтальном прямолинейном проводе (линии) (рис. 9.2).

Это испытание желательно проводить в экранированной камере, так как при испытаниях с подключенной рамкой (а не с ее эквивалентом, как в предыдущем способе) внешние помехи очень затрудняют проведение испытаний. На некотором расстоянии  $d$  от потолка камеры

натягивают прямолинейный провод, который с одной стороны присоединяют с помощью экранированного кабеля к генератору стандартных сигналов, а с другой — через сопротивление  $R$  к металлической стенке камеры.

Назначение сопротивления  $R$  — обеспечить в проводе бегущую волну тока. В режиме бегущей волны ток

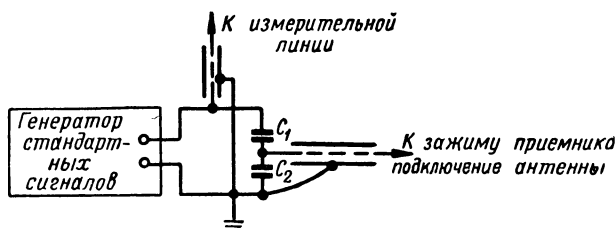


Рис. 9.3. Делитель напряжения.

в проводе и, следовательно, напряженность магнитного поля вокруг него мало зависит от частоты. Напряженность магнитного поля в этом режиме не сильно зависит также и от перемещения точки наблюдения вдоль провода.

Под проводом располагается испытуемый рамочный пеленгатор. При вращении рамки минимум э. д. с. наводится в ней тогда, когда ее плоскость перпендикулярна проводу.

Магнитное и электростатическое поля прямолинейного провода на небольшом расстоянии от этого провода не находятся между собой в столь простом соотношении, как в зоне излучения. Поэтому использование открытой антенны пеленгатора в ее нормальном положении может повести к соотношению э. д. с., наводимых в антенне и рамке, совершенно отличному от соотношения в реальных условиях. Для испытания необходимо использовать в качестве антенны специальный отрезок прямолинейного проводника, расположенный параллельно испытательной линии. Длина и расстояние этого проводника от линии подбираются так, чтобы обеспечить нормальное соотношение э. д. с. в антенне и рамке. Для питания цепи антенны можно использовать также делитель напряжения (рис. 9.3).

Прежде всего необходимо подобрать такое сопротивление  $R$ , чтобы в линии установилась бегущая волна:

Волновое сопротивление однопроводной линии с диаметром  $2r$  на расстоянии  $d$  от проводящей плоскости равно

$$\rho = 138 \lg \frac{2d}{r}. \quad (9.1)$$

По этой формуле может быть найдено приближенное значение сопротивления  $R = \rho$ . Режим бегущей волны в линии проверяют одним из известных способов. В данном случае удобно использовать тот факт, что входное сопротивление линии, нагруженной на волновое сопротивление, равно волновому сопротивлению. Вследствие этого подключение к генератору стандартных сигналов линии, нагруженной на сопротивление  $R$ , если  $R = \rho$ , будет воздействовать на генератор так же, как подключение самого сопротивления  $R$  (вызывать такое же уменьшение его выходного тока). Путем нескольких проб можно уточнить величину  $R$ , первоначально найденную по формуле (9.1). Режим бегущей волны необходимо проверить во всем диапазоне частот пеленгатора.

Градуировка линии, т. е. определение напряженности поля, соответствующей заданному напряжению на выходе генератора, производится с помощью компаратора. Антенна компаратора должна быть рамочной и приблизительно таких же размеров, как и рамка пеленгатора.

Если напряжение генератора  $U$ , а напряженность поля  $E$ , то  $k_{\text{гн}} = \frac{E}{U}$  называется коэффициентом пересчета, определение которого и является целью градуировки.

Градуировка должна быть произведена на нескольких частотах в пределах частот пеленгатора. Независимость коэффициента пересчета от частоты является подтверждением того, что в линии установился режим бегущей волны.

Следует также произвести градуировку при различных расстояниях центра рамки от линии.

Если нет компаратора, градуировку можно произвести с помощью рамки, геометрические размеры которой точно известны. Э. д. с. на зажимах рамки должна быть измерена вольтметром с очень большим входным сопротивлением. В качестве такого вольтметра используют приемник при подаче напряжения на сетку — катод пер-

вой лампы. Приемник калибруется от генератора стандартных сигналов.

Если максимальная э. д. с. в рамке  $E_{\text{макс}}$ , а напряжение от генератора  $U$ , то

$$k_{\text{ГН}} = \frac{E_{\text{макс}}}{h_e U}, \quad (9.2)$$

где  $h_e$  — расчетная действующая высота рамки.

Для подбора вспомогательной антенны или данного делителя, питающего цепь антенны, должна быть известна действующая высота открытой антенны пеленгатора  $h_a$ .

Э. д. с., вводимая в цепь антенны пеленгатора в действительных условиях, равна

$$E_a = E h_a.$$

При испытании под линией с помощью делителя эта же э. д. с. равна

$$E'_a = U \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

Отсюда находим

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{E}{U} h_a = k_{\text{ГН}} h_a. \quad (9.3)$$

Сумма емкостей  $C_1 + C_2$  должна быть равна емкости антенны  $C_a$ . Формула (9.3) дает возможность определить  $C_1$  и  $C_2$ :

$$C_1 = C_a h_a k_{\text{ГН}}, \quad (9.4)$$

$$C_2 = C_a (1 - h_a k_{\text{ГН}}). \quad (9.5)$$

Испытание под линией позволяет определить те же параметры пеленгатора, что и испытание с помощью эквивалента антенны. Кроме того, испытание под линией позволяет проверить остроту минимумов и величину ошибок в зависимости от частоты, напряженности поля и других факторов.

Для проверки избирательности двухсигнальным методом натягивается вторая линия, перпендикулярная первой и питаемая отдельным генератором. Частота и напряженность поля мешающей радиостанции устанавливаются на этом втором генераторе.

Следует отметить, что ни первый, ни второй способы лабораторного испытания не соответствуют вполне реальным условиям работы и могут дать поэтому результаты, отличающиеся от результатов испытания в эксплуатационных условиях. Тем не менее проведение лабораторных испытаний очень желательно, так как благодаря легкости перестановки частоты, изменения амплитуды подаваемого напряжения и т. д. испытание может быть проведено более широко и глубоко, чем при испытаниях на действительную работу. При этом могут быть обнаружены дефекты, которые были бы пропущены при эксплуатационных испытаниях.

Из описанных двух методов, очевидно, второй более соответствует реальным условиям работы пеленгатора, но реализация его несколько сложнее, чем первого.

## 9.2. ЛАБОРАТОРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПЕЛЕНГАТОРОВ ГОНИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

### Испытания рамок

Кроме обычной проверки (определения индуктивности, собственной емкости, затухания и т. п.) для рамок гониометрических систем очень важно провести проверку величины взаимной индуктивности между ними. От-

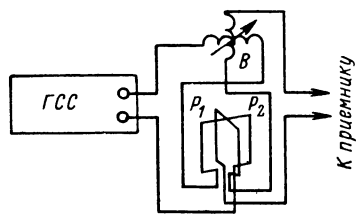


Рис. 9.4. Схема измерения ма-

сутствие взаимной индуктивности одновременно подтверждает их взаимную перпендикулярность. Из-за малости допустимой величины взаимной индуктивности (допустимый коэффициент связи порядка 0,3—0,4%) обычные мостиковые и резонансные методы недостаточно точны.

Схема измерения, дающая возможность отсчета с требуемой степенью точности, представлена на рис. 9.4.  $B$  представляет собой вариометр с очень малыми индуктивностями обмоток (значительно меньшими, чем индуктивности рамок), но с достаточно сильной максимальной связью между ними ( $K=0,4 \div 0,6$ ). Высокий коэффициент связи позволяет произвести достаточно точную градуировку вариометра. Одна из обмоток вариометра,

включенная последовательно с одной из рамок, питается от генератора; другая обмотка вариометра и вторая рамка соединены также последовательно и присоединены к сетке—катоду первой лампы приемника. Слышимость на выходе приемника обращается в нуль, когда коэффициент взаимной индуктивности вариометра подобран равенным коэффициенту взаимной индуктивности рамок.

Как генератор и приемник, так и вариометр должны быть экранированы, а вся проводка выполнена так, чтобы исключить побочные связи между цепями двух рамок.

### Испытание гониометра

В гониометре подвергаются проверке все его электрические параметры—индуктивности и распределенные емкости всех катушек и максимальный коэффициент связи между каждой из полевых и искательной катушек. Необходимо также проверить коэффициент взаимной индуктивности между двумя полевыми катушками. Это измерение можно произвести по той же схеме, что и аналогичное измерение для рамок.

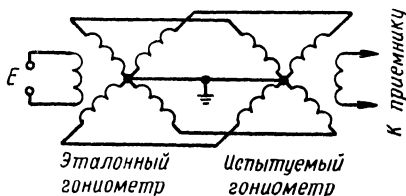


Рис. 9.5. Сравнение гониометра с эталонным.

Наиболее важное испытание гониометра—это определение кривой ошибок. Измерение ошибок можно произвести на высокой и низкой частотах.

Для проверки на высокой частоте сравнивают испытуемый гониометр с эталонным, соединяя их, как указано на рис. 9.5. Пусть ротор эталонного гониометра повернут относительно первой катушки статора на угол  $\theta_0$ . Предполагая, что эталонный гониометр совершенно точен, мы можем э. д. с., наведенные в статорных катушках, пред-

$$E_1 = j \frac{E\omega M_1}{Z_{\text{н}}} \cos \theta_0,$$

$$E_2 = j \frac{E\omega M_1}{Z_{\text{н}}} \sin \theta_0,$$

где  $M_1$  — максимальная взаимная индуктивность;

$Z_{\text{н}}$  — полное сопротивление ротора эталонного гониометра;

$E$  — питающее напряжение.

Токи в статорных катушках будут

$$I_1 = jE \frac{\omega M_1}{Z_{\text{н}}(Z_{\theta} + Z_{x1})} \cos \theta_{\theta},$$

$$I_2 = jE \frac{\omega M_1}{Z_{\text{н}}(Z_{\theta} + Z_{x2})} \sin \theta_{\theta},$$

где  $Z_{\theta}$ ,  $Z_{x1}$  и  $Z_{x2}$  — полные сопротивления статорных катушек эталонного и исследуемого гониометров.

Нормально полные сопротивления двух статорных катушек равны между собой, т. е.

$$Z_{x1} = Z_{x2} = Z_x.$$

Если искатель испытуемого гониометра повернуть на угол  $\theta_x$ , то э. д. с., наводимая в нем, будет

$$E_0 = -E \frac{\omega^2 M_1 M_2}{(Z_{\theta} + Z_x) Z_{\text{н}}} \cos(\theta_{\theta} - \theta_x),$$

где  $M_2$  — максимальная взаимная индуктивность между полевой и искательной катушками испытуемого гониометра.

Эта э. д. с. обращается в нуль при  $\theta_x = \theta_{\theta} + 90^\circ$ . Таким образом, устанавливая ротор эталонного гониометра под некоторым углом  $\theta_{\theta}$ , мы должны получить исчезновение слышимости при установке ротора испытуемого гониометра под углом  $\theta_{\theta} + 90^\circ$ . Разность между этим углом и углом установки, при котором получается действительное исчезновение слышимости, непосредственно дает ошибку гониометра. Аналогичным способом может быть испытан гониометр с тремя и четырьмя полевыми катушками.

Схема другого способа испытания на высокой частоте представлена на рис. 9.6. Если выбрать сопротивление так, что  $R_4 \ll \omega L_{\text{п}}$ , где  $L_{\text{п}}$  — индуктивность полевой катушки,  $R_4$  — полное сопротивление делителя, то деление напряжения зависит исключительно от величины сопротивлений. Так, напряжение на одной из полевых катушек будет

$$E_1 = E \frac{R_1}{R_4},$$

на второй полевой катушке

$$E_2 = E \frac{R_3}{R_4}$$

и т. д., где  $R_1, R_2, \dots, R_4$  — сопротивление от начала делителя до соответствующего вывода.

Аналогично предыдущему найдем э. д. с. в искательной катушке, предполагая гониометр свободным от ошибок. Так, при включении полевых катушек к выводам  $R_1$  и  $R_3$  получим

$$\begin{aligned} E_{\text{н}} &= E_1 \frac{M}{L_{\text{н}}} \cos \theta + E_2 \frac{M}{L_{\text{н}}} \sin \theta = \\ &= E \frac{M}{L_{\text{н}}} \left( \frac{R_1}{R_4} \cos \theta + \frac{R_3}{R_4} \sin \theta \right), \end{aligned}$$

где  $M$  — максимальная взаимная индуктивность полевой и искательной катушек гониометра.

Э. д. с. обращается в нуль при  $\text{tg } \theta = -\frac{R_1}{R_3}$ .

Если гониометр дает ошибки, то исчезновение слышимости будет происходить при другом угле  $\Phi$ . Ошибка гониометра будет равна

$$\Delta = \Phi - \theta.$$

Таким образом, присоединяя концы полевых катушек к разным зажимам делителя и определяя положение искателя, соответствующее пропаданию слышимости в телефоне, мы можем определить величину ошибки гониометра при различных углах. Можно иметь сравнительно небольшое число выводов у делителя (3—4), чтобы получить достаточно часто расположенные точки для построения кривой ошибки.

Экранировка генератора, приемника и делителя, тщательность расположения монтажа в этом методе так же необходимы, как и в методе эталонного гониометра. Самый делитель должен быть выполнен безындукционным

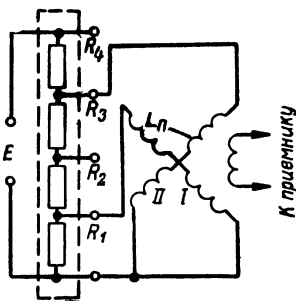


Рис. 9.6. Испытание гониометра при помощи делителя.



и безъёмкостным, обладать малым поверхностным эффектом, что необходимо для сохранения постоянства отношения сопротивлений при изменении частоты. Его следует выполнять с такой же тщательностью, с какой выполняются, например, аттенюаторы генераторов стандартных сигналов.

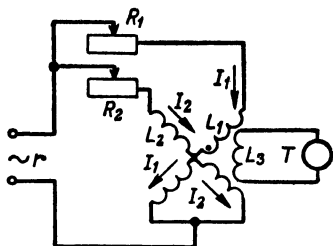


Рис. 97. Схема проверки гониометра на низкой частоте.

Схема проверки гониометра на низкой частоте приведена на рис. 9.7. На ней  $R_1$  и  $R_2$  — прецизионные магазины сопротивлений;  $L_1$  и  $L_2$  — полевые катушки гониометра;  $L_3$  — его искательная катушка;  $T$  — телефон (низкоомный).

Схема питается от генератора звуковой частоты  $\Gamma$ . Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  должны быть взяты значительно большими, чем индуктивное сопротивление полевых катушек при частоте измерения  $\omega$ , т. е.  $R_1 \gg \omega L_1$  и  $R_2 \gg \omega L_2$ . В таком случае токи  $I_1$  и  $I_2$  определяются равенствами

$$I_1 = \frac{E}{R_1} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{E}{R_2}.$$

Если бы гониометр был выполнен совершенно точно э. д. с., индуктированная в искательной катушке, была бы

$$E_2 = I_1 \omega M \sin \theta \pm I_2 \omega M \cos \theta.$$

Вращая искательную катушку до исчезновения слышимости в телефоне, получаем угол  $\theta$  из уравнения

$$I_1 \omega M \sin \theta \pm I_2 \omega M \cos \theta = 0$$

или

$$\operatorname{tg} \theta = \pm \frac{R_1}{R_2}. \quad (9.6)$$

Если гониометр дает ошибку, слышимость будет исчезать при другом угле  $\Phi = \theta + \Delta$ , где  $\Delta$  — величина ошибки. Метод проверки заключается в том, что устанавливают отношения  $\frac{R_1}{R_2}$  соответственно углам  $\theta = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ$

и т. д. и определяют угол  $\Phi$ , при котором исчезает звук в телефоне. Разность

$$\Phi - \text{arc tg} \frac{R_1}{R_2} = \Delta$$

непосредственно дает ошибку гониометра. Каждому отношению  $\frac{R_1}{R_2}$  соответствуют два отличающиеся приблизительно на  $180^\circ$  угла, при которых пропадает слышимость.

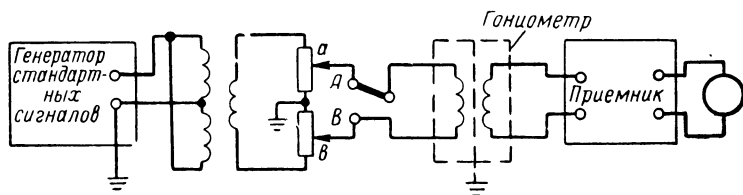


Рис. 9.8. Схема проверки симметрии гониометра.

Таким образом, гониометр проверяется в пределах от  $0^\circ$  до  $90^\circ$  и от  $180^\circ$  до  $270^\circ$ . Для проверки второй половины шкалы концы одной из полевых катушек переключают, что соответствует изменению знака в формуле (9.6). При работе необходимо следить за тем, чтобы генератор не воздействовал непосредственно на искательную катушку, а ток в телефоне — на полевые катушки.

Аналогичные схемы легко составить для испытания многообмоточных гониометров.

Чтобы в гониометрической системе отсутствовал антенный эффект, необходимо обеспечить полную симметрию полевых катушек радиогониометра. Проверка симметрии гониометра может быть произведена по схеме рис. 9.8. Напряжение от генератора стандартных сигналов подводится к полевой катушке через симметричный трансформатор (см. § 4.3) и потенциометрическую схему из сопротивлений.

Искательная катушка присоединяется к приемнику. В положении переключателя *A* напряжение действует между концами полевой катушки, что соответствует приему двухфазной волны. В положении переключателя *B* э. д. с. действует между обоими концами полевой катушки и «землей» (т. е. корпусом гониометра, катодом первой лампы приемника и его корпусом), что соответствует

приему однофазной волны. Вполне симметричный гониометр во втором положении переключателя не будет передавать напряжения в искательную катушку.

Практически измерение выполняется следующим образом. Установив переключатель в положение *A*, настроив приемник и повернув искательную катушку в положение максимальной связи с испытуемой полевой катушкой, регулируют напряжение генератора стандартных сигналов до получения удобно отсчитываемого напряжения на выходе приемника  $U$ . Пусть при этом напряжение генератора стандартных сигналов равно  $E_1$ .

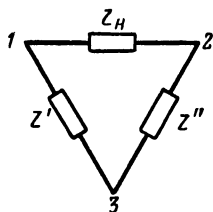


Рис. 9.9. Схема несимметричной нагрузки.

Далее переводят переключатель в положение *B*, увеличивают выходное напряжение генератора стандартных сигналов и поворачивают искательную катушку до получения максимального напряжения на выходе приемника. Пусть напряжение генератора стандартных сигналов, необходимое для получения того же напряжения на выходе приемника  $U$ , в этом случае равно  $E_2$ . Тогда относительная степень несимметрии гониометра характеризуется отношением  $\frac{E_1}{E_2}$ .

При проведении испытаний необходимо обеспечить симметрию трансформатора, равенство напряжений в точках *a* и *b*, а также избежать какого-либо нарушения симметрии гониометра (например, из-за несимметричного положения проводов, идущих к переключателю).

Измерение несимметрии другим способом выполняется с помощью высокочастотного моста сопротивлений. Асимметрия вызывается неодинаковостью емкостных или вообще каких-либо сопротивлений между двумя клеммами 1—2 нагрузки  $Z_H$  (в данном случае гониометра) и землей. На рис. 9.9 эти сопротивления обозначены  $Z'$  и  $Z''$ . Коэффициент асимметрии равен

$$k_{нс} = \text{mod} \frac{Z' - Z''}{Z' + Z''}.$$

Производится три измерения проводимостей:

- 1) между точкой 1 и заземленной точкой 2 ( $Y_1$ );
- 2) между заземленной точкой 1 и точкой 2 ( $Y_2$ );
- 3) между соединенными накоротко клеммами 1 и 2 и землей ( $Y_3$ );

$$Y_1 = \frac{Z' + Z_{\text{н}}}{Z'Z_{\text{н}}}; \quad Y_2 = \frac{Z'' + Z_{\text{н}}}{Z''Z_{\text{н}}}; \quad Y_3 = \frac{Z' + Z''}{Z'Z''}.$$

Легко видеть, что

$$k_{\text{нс}} = \text{mod} \frac{Y_2 - Y_1}{Y_3}.$$

Оба описанных способа измерения несимметрии применимы также к измерению несимметрии входа приемника и других элементов.

### Испытание радиопеленгатора в целом

Для испытания рамочного радиопеленгатора гониометрической системы в лабораторных условиях могут быть применены те же два способа, что и для испытания пеленгаторов с вращающейся рамкой, т. е. испытание с помощью эквивалента и испытание с помощью линии. Эквивалент, представленный на рис. 9.1, дает возможность подать э. д. с. только в одну из полевых катушек.

Остальные полевые катушки гониометра должны быть замкнуты на такие же эквиваленты с замкнутыми входными зажимами.

При испытании двухсигнальным методом может быть использована вторая полевая катушка, в которую подается э. д. с. от второго генератора через эквивалент антенны.

В случае наружной системы из двух разнесенных антенн возможно также составить эквивалент. Схема его представлена на рис. 9.10. Здесь  $C_a$ ,  $C_{\text{ф}}$ ,  $C$ ,  $C_{\text{в}}$  — емкости разнесенных антенн, фидера, вспомогательной антенны

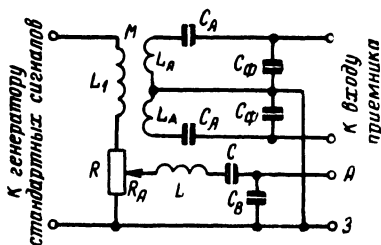


Рис. 9.10. Схема эквивалента для системы разнесенных антенн.

и ее ввода;  $L$  и  $L_a$  — индуктивности вспомогательной и разнесенных антенн. Выбор величин  $R$ ,  $R_a$  и  $M$  производится аналогично предыдущему. Следует подчеркнуть, что испытание с помощью эквивалента имеет смысл только для тех систем, для которых собственные волны антенн значительно отличаются от рабочих волн.

### 9.3. ЛАБОРАТОРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ С БОЛЬШИМ РАЗНОСОМ АНТЕНН

Отдельные составные части радиопеленгатора (трансформаторы высокой частоты, линии временной задержки, коммутирующие схемы, индикаторы и др.) проверяются по обычным методикам.

Антенная система радиопеленгатора с большим разномом антенн состоит из большого числа антенн, в которых индуктируются э.д.с. одинаковой амплитуды, но с разными фазами в соответствии с геометрическим расположением антенн (§ 3.11). Антенны подключены к антенному коммутатору или к приемоиндикатору.

При лабораторных испытаниях радиопеленгатора необходимо иметь возможность подвести к входам антенного коммутатора (или приемоиндикатора) напряжения одинаковой амплитуды, фаза которых изменяется по заданному закону. Для этого используется специаль-

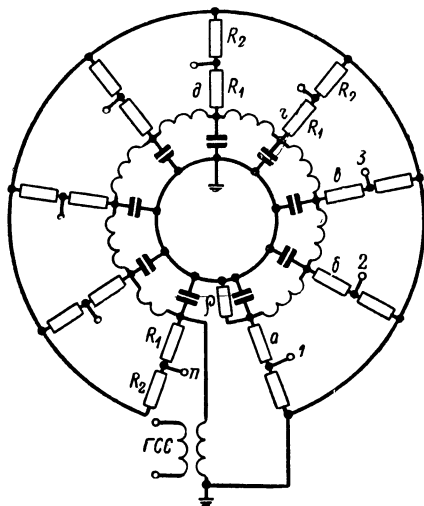


Рис. 9.11. Схема эквивалента круговой антенной системы с большим разномом.

ный эквивалент антенны. На рис. 9.11 представлена схема эквивалента для лабораторного испытания радиопеленгатора с круговой антенной системой. Он состоит из естественной или искусственной длинной линии, питаемой генератором стандартных сигналов и нагруженной

на сопротивление, равное волновому. Секции длинной линии рассчитаны так, что на зажимах длинной линии эквивалента  $a$ ,  $b$ ,  $v$  и т. д. напряжения имеют одинаковые амплитуды и фазы, равные фазам э. д. с. соответствующих антенн.

Фазы напряжений рассчитываются для случая, когда производится прием радиостанции с определенного направления.

Между зажимами длинной линии и землей включены сопротивления  $R_1 - R_2$  такой величины, что  $R_1 \gg R_2$  и  $R_2 = \rho_{\text{ф}}$ , где  $\rho_{\text{ф}}$  — волновое сопротивление фидеров, подходящих к антенному коммутатору (предполагается согласованная нагрузка фидеров со стороны антенн).

Таким образом, на выходных зажимах эквивалента  $1, 2, 3 \dots n$  имеются напряжения одинаковой амплитуды с фазами, соответствующими фазам э. д. с. антенн. Выходные сопротивления на этих зажимах равны  $\rho_{\text{ф}}$ . Применение развязывающих сопротивлений  $R_1$  устраняет влияние нагрузок антенного коммутатора на амплитуду и фазу напряжений в точках  $1, 2, 3 \dots n$ .

Эквивалент антенны позволяет проверить общую работоспособность аппаратуры, определить инструментальную точность для фиксированных направлений и чувствительность. Инструментальная точность определяется путем подключения выхода эквивалента  $1, 2, 3, \dots n$  сначала к зажимам  $1', 2', 3', \dots n'$  антенного коммутатора. При этом на антенном коммутаторе при пеленговании должен отсчитываться угол, соответствующий тому пеленгу, для которого рассчитана длинная линия. Затем выходы эквивалента  $1, 2, 3, \dots n$  переключаются к зажимам  $2', 3', \dots, n', 1'$  антенного коммутатора,  $3', 4', \dots, n', 1', 2'$  и т. д. Каждое переключение соответствует смещению направления пеленга на угол, равный углу между антеннами. Разница между отсчетами по индикатору пеленга радиопеленгатора и расчетными пеленгами соответствует инструментальным ошибкам. Для определения чувствительности требуется предварительно найти коэффициент  $k$  передачи напряжения от входных зажимов эквивалента к его выходным зажимам  $1, 2, 3, \dots, n$  с подключенными нагрузками.

Если на вход эквивалента подано напряжение  $U$ , то  $E = \frac{U}{kh_e}$ , где  $h_e$  — действующая высота антенны.

При несогласованной нагрузке фидеров вместо  $\rho_f$  необходимо включить на каждой частоте свое  $Z_a$ , соответствующее входному сопротивлению антенны с фидером.

Этим способом определяется также диаграмма направленности антенной системы.

#### **9.4. ИСПЫТАНИЯ ПЕЛЕНГАТОРОВ В ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ РАБОТЫ**

При испытании пеленгатора на месте установки необходимо проверить отдельные части антенно-фидерного устройства (одиночные антенны, фидеры и т. д.) и правильность их геометрического расположения. Испытания выполняются методами, описанными в [9. 3].

Испытания радиопеленгатора имеют цель установить: инструментальную погрешность пеленгатора, величину и характер местных ошибок, общую точность пеленгатора, общую чувствительность пеленгатора, характеристику и коэффициент направленности его антенной системы.

##### **Определение инструментальной погрешности радиопеленгатора**

Определить инструментальную погрешность можно не для всех систем пеленгаторов. Так, невозможно прямое определение инструментальных погрешностей для пеленгаторов с неподвижной наружной системой, если последняя слишком громоздка. В этих случаях приходится ограничиться анализом отдельных источников инструментальной погрешности на основе произведенных лабораторных испытаний и испытаний, которые описаны в следующем пункте.

Наиболее точно и просто инструментальную погрешность определяют для гониометрических пеленгаторов, у которых конструкция и размеры наружного устройства таковы, что позволяют осуществить вращение его в процессе испытания. С этой целью наружное устройство пеленгатора устанавливается на специальный станок, дающий возможность повернуть его на известные углы. Настроившись на какую-либо станцию, вращением гониометра находят ее пеленг. Далее поворачивают наружную систему на некоторый угол (например,  $10-15^\circ$ ) и повторяют определение пеленга. Новый отсчет по гониометру должен отличаться от первого на угол поворота наруж-

ной системы. Прделав такие испытания для нескольких углов в пределах от 0 до  $360^\circ$  и на разных частотах, можно получить достаточно полное суждение об инструментальной точности пеленгатора.

Особенные трудности представляет испытание пеленгаторов с учетом поляризационных ошибок. Так, для определения стандартной поляризационной ошибки следует поместить пеленгатор в электромагнитное поле с известными наклоном фронта волны и углом поляризации. Для создания такого поля местный генератор помещается на значительной высоте (на мачте, воздушном шаре и т. п.) и снабжается излучающим диполем, который устанавливается под таким углом, что создает поле с необходимым поворотом плоскости поляризации.

Расстояние от пеленгатора до генератора должно быть достаточно большим. Для пеленгаторов коротких волн это расстояние практически порядка 100 м и больше. Для создания угла падения  $45^\circ$ , соответствующего условиям испытания ошибки стандартной волны, высота подъема генератора должна быть тоже около 100 м. Это вызывает очевидные практические затруднения, из-за которых в большинстве случаев ограничиваются меньшей высотой подъема излучателя. Чтобы поляризационная ошибка не была мала, угол поворота плоскости поляризации  $\psi$  делают бóльшим  $45^\circ$ .

Если угол наклона фронта волны очень мал, то для выполнения указанного условия угол  $\psi$  должен быть близок к  $90^\circ$ . Неудобством такого условия испытаний является малая величина вертикальной составляющей напряженности поля и, следовательно, слабая сила приема.

Для получения надежных результатов измерения необходимо обеспечить строгую симметрию генератора, так как наличие одноктной волны в излучающем диполе не позволяет установить точное соотношение между величинами вертикальной и горизонтальной составляющих поля. Пеленгатор должен быть расположен в плоскости, перпендикулярной к плоскости, содержащей излучающий диполь. В противном случае отношение горизонтальной и вертикальной составляющих напряженности поля не равно тангенсу угла поворота диполя. Такое явление не происходит с излучающей рамкой, поэтому в установках для проверки поляризационных ошибок применяют в качестве излучателя преимущественно рамку.



## Определение величины и характера местных ошибок

Для определения ошибок пеленгатора генератор перемещается вокруг него. Пеленгование производится при различных положениях генератора, результаты сравниваются с истинными углами. Эти углы в зависимости от обстоятельств определяются либо визуальным пеленгованием, либо на карте по известным положениям подвижного генератора.

Подвижной генератор переносится, перевозится или помещается на корабле, самолете и т. п. Если пеленгатор помещается на подвижном объекте (корабле, самолете), можно определить ошибки по неподвижному источнику излучения путем перемещения самого пеленгатора.

Расстояние от пеленгатора до источника излучения должно быть достаточно большим, чтобы рассматривать поле вблизи пеленгатора как поле излучения, т. е. расстояние должно превышать длину волны. Кроме того, расстояние должно быть достаточно, чтобы сформировался приблизительно плоский фронт волны:

$$r > \frac{2(2b)^2}{\lambda},$$

где  $2b$  — размер антенны (разнос вертикальных антенн).

Генератор следует располагать в открытой местности вдали от предметов, которые могли бы создать поля вторичного излучения.

Кривая ошибок, снятая указанным способом, содержит как инструментальные ошибки радиопеленгатора, так и ошибки местности. Чтобы разделение ошибок стало возможным, необходимо определить инструментальные ошибки иным способом (см. первый пункт настоящего параграфа) или провести обследование местных ошибок с помощью радиопеленгатора, инструментальные ошибки которого малы и известны. В отдельных случаях суждение о том, является ли ошибка местной или инструментальной, облегчается рассмотрением зависимости ошибки от расстояния до излучателя, т. е. от перемещения гетеродина при постоянном азимуте. Инструментальная ошибка не зависит от расстояния, а местная ошибка меняется при изменении расстояния,

При наличии отдельного переизлучателя зависимость ошибки, вызываемой им, от расстояния между гетеродином и пеленгатором носит правильный синусоидальный характер, что облегчает выявление такой ошибки.

Общий характер кривой ошибок также зависит от расстояния между пеленгатором и генератором (§ 10.5). Когда это расстояние мало (например, 100—300 м), влияние местности и окружения не передается полностью в полученной кривой ошибок, так как относительные величины и фазы напряженности поля обратных излучателей отличаются от соответствующих величин, получающихся при воздействии волны от весьма отдаленного источника.

Такие испытания можно рекомендовать главным образом для проверки инструментальных ошибок при условии, что местные ошибки весьма малы.

При больших расстояниях (например, 3—5 км) условия испытания ближе к реальным условиям работы радиопеленгатора и полнее отражают местные ошибки, в том числе и влияние дальнего окружения. Эти испытания следует проводить при вводе радиопеленгатора в эксплуатацию для суждения об его общей точности.

Следует отметить, что кривая местных ошибок, снятая с помощью генератора, расположенного на поверхности земли, может не сохранять своего вида при приеме отраженных лучей, так как обратные излучения, вызывающие местные ошибки, меняют свой характер при воздействии ненормально-поляризованного поля.

### **Определение общей точности радиопеленгатора**

Из-за указанных выше трудностей отдельное определение инструментальных ошибок, хотя и представляет значительный интерес, не может полностью характеризовать общую точность радиопеленгатора. С другой стороны, определение только общей точности пеленгатора, являющейся наиболее важной его эксплуатационной характеристикой, мало говорит конструктору, так как он не может выяснить, какая часть погрешностей может быть устранена улучшением конструкции прибора и какая часть устранена улучшением места его расположения. Поэтому всегда, когда только возможно, следует произвести полное исследование пеленгатора, определив

как инструментальные и местные ошибки, так и общую точность пеленгатора.

Для определения общей точности пеленгатора производят пеленгование различных известных объектов, по возможности расположенных в различных направлениях, на разных расстояниях и работающих на разных волнах.

Сравнивая найденный радиопеленг с истинным, определенным вычислением или прокладкой на карте, находят ошибки. Для характеристики общей точности пеленгатора находят среднюю ошибку. По теории ошибок правильнее всего за среднюю ошибку принять среднюю квадратическую, но для упрощения вычислений часто ограничиваются нахождением средней арифметической ошибки (без учета знака).

У радиопеленгаторов, работающих на коротких и средних волнах, при пеленговании ночью разброс ошибок настолько велик, что средняя их величина недостаточно характеризует работу пеленгатора. Методы обработки наблюдений изложены в гл. 11.

### **Определение общей чувствительности радиопеленгатора**

Для определения общей чувствительности пеленгатора производится одновременное пеленгование и определение напряженности поля с помощью компаратора. При пеленговании на слух замечают угол молчания. При визуальном пеленговании замечают ширину линии изображения пеленга или величину колебаний стрелки индикатора из-за влияния шумов.

На ультракоротких средних и длинных волнах чувствительность можно определять путем наблюдения над различными удаленными радиостанциями. На коротких волнах наблюдение удаленных станций из-за влияния замираний приводит к очень неточным определениям чувствительности. Поэтому на коротких волнах чувствительность лучше определять, используя местный генератор, отнесенный на некоторое расстояние от пеленгатора.

Напряженность поля во всех случаях измеряется компаратором. Если нет компаратора, чувствительность можно также определять по местному генератору, снабженному амперметром в антенне, действующая высота которой известна. В этом случае напряженность поля вблизи

генератора рассчитывается по соответствующим формулам. Этот способ менее точен, чем прямое компарирование.

Чувствительность радиопеленгатора может быть также найдена расчетным путем, если определены чувствительность приемного устройства и действующая высота антенной системы (см. § 2.7—2.11).

Действующую высоту можно определить следующим образом (рис. 9.12): на некотором расстоянии  $d$  от пеленгатора  $\Pi$  располагается излучатель  $\Gamma$ . Точно на таком же расстоянии  $d$  от последнего помещается компаратор  $K$ , так что напряженность поля у пеленгатора и у компаратора одинакова. Расстояние между пеленгатором и компаратором должно быть таково, чтобы исключить их взаимное влияние. Создаваемая излучателем напряженность поля измеряется компаратором. Величина его  $E_0$  должна существенно превосходить уровень напряженности поля внешних помех. Пеленгатор настраивают на волну излучателя и устанавливают его антенную систему или гониометр в положение, соответствующее максимуму силы приема. Напряжение на выходе его измеряется вольтметром. Органами регулировки усиления напряжение на выходе устанавливается таким, что обеспечивается работа приемника в линейной области. Для обеспечения линейности выключается также АРУ.

Далее отключают антенную систему от приемника и подключают к нему генератор стандартных сигналов через эквивалент антенны. В гониометрической системе все неработающие обмотки гониометра должны быть при этом нагружены на эквиваленты антенны  $\mathcal{E}$  (рис. 9.13). Не трогая органы управления приемника, регулируют напряжение генератора стандартных сигналов до получения на выходе приемника такого же напряжения, которое получалось ранее от внешнего излучателя. Очевидно, в этом случае напряжение в антенной цепи  $E_r$  от генератора стандартных сигналов равно напряжению в ан-

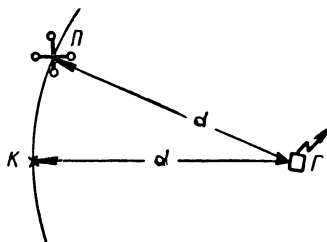


Рис. 9.12. Схема расположения приборов при измерении действующей высоты.

тенной цепи  $E_0 H_a$ , которое создавал внешний излучатель.

На основании этого можно найти действующую высоту как  $H_a = \frac{E_r}{E_0} *$ .

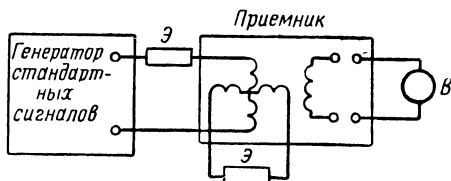


Рис. 9.13. Схема включения приемника.

### Определение характеристики и коэффициента направленного действия

Для определения характеристики направленного действия антенной системы пеленгатора в горизонтальной плоскости необходимо определить зависимость напряжения на выходе приемника от угла, который составляет направление распространения волны с плоскостью антенной системы. В системе с поворотной антенной этот угол можно изменять вращением самой антенной системы. Диаграмму направленности радиопеленгатора с неподвижными антеннами можно снять, вращая устройство, предназначенное для поворота диаграммы направленности (гониометр, коммутатор), и отмечая зависимость напряжения на выходе от угла поворота гонометра или коммутатора. Другой способ снятия диаграммы направленности состоит в том, что перемещают излучатель вокруг неподвижной антенной системы по окружности, центр которой совпадает с центром антенной системы.

Излучатель следует снабдить амперметром для измерения в нем тока, который должен поддерживаться строго постоянным. Для обеспечения большей точности можно рекомендовать контролировать постоянство напряженности поля у пеленгатора с помощью компаратора.

Угловое перемещение излучателя измеряется с помощью буссоли, теодолита или другого подобного прибора.

\* Эта формула верна при сопротивлении эквивалента, равном сопротивлению антенны.

Напряжение на выходе приемника измеряется вольтметром. Необходимо заранее проверить область напряжений, в которой выходное напряжение линейно зависит от входного, и в течение всего испытания напряжение не должно выходить из линейной области.

Зависимость  $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых макс}}} = F(\theta)$ , представленная графически в полярных или декартовых координатах, и является искомой характеристикой направленности. К. н. д. в горизонтальной плоскости определяется графически из характеристики направленности:

$$D_{\Gamma} = \frac{2\pi}{\int_0^{2\pi} \rho^2 d\theta},$$

где

$$\rho = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых макс}}} = F(\theta).$$

Таким образом, для определения к. н. д. необходимо построить кривую зависимости  $\rho^2$  от угла  $\theta$  и планиметрированием найти ее площадь  $\int_0^{2\pi} \rho^2 d\theta$ . Число  $2\pi$ , деленное на найденную площадь, дает к. н. д.

Если напряженность поля измерялась компаратором, то до выполнения указанных расчетов необходимо внести поправки в значения измеренных напряжений на выходе, определяя величину

$$U'_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \frac{E_{\text{макс}}}{E},$$

где  $E_{\text{макс}}$  — максимальная напряженность поля;

$E$  — напряженность поля, измеренная при том же положении генератора, при котором измерено  $U_{\text{вых}}$ .

При построении диаграммы направленности используют значения  $U'_{\text{вых}}$  и  $U'_{\text{вых макс}}$ .

Измерение характеристик направленности в вертикальной плоскости вызывает значительные технические трудности; с этой целью можно применить самолеты и вертолеты [9.3].

## ГЛАВА 10

### РАЗЛИЧНОЕ ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ

Ниже излагаются некоторые практические указания по выбору места, установке и регулировке корабельного, самолетного и наземного радиопеленгаторов. В главе использованы материалы инструкций и рекомендаций, опубликованные в печати [1.10, 10.1, 10.6, 10.7].

#### 10.1. КОРАБЕЛЬНЫЙ РАДИОПЕЛЕНГАТОР

##### Выбор места

Для установки антенного устройства корабельного радиопеленгатора следует выбирать место, наиболее удаленное от металлических частей корабля. Поэтому антенное устройство необходимо монтировать как можно выше над корпусом корабля и подальше от труб, мачт, антенн и металлических надстроек.

Заранее указать наилучшее место бывает трудно. На средних волнах обычно главное влияние оказывает корпус корабля. Зная размеры корабля, можно по формулам (5.58), (5.60) приблизительно рассчитать девиацию, вызываемую корпусом при размещении антенного устройства непосредственно на палубе или на мачте.

На коротких волнах наибольшее влияние имеют антенноподобные предметы (мачты, трубы и пр.), настроенные в резонанс с частотой пеленгования, когда на их длине укладывается четверть длины волны либо три четверти длины волны (рис. 5.14).

Так, мачта высотой 30 м создает наибольшую девиацию на частоте  $f=2,5$  Мгц, капитанский мостик высотой 15 м — на частоте  $f=5$  Мгц, дымоходная труба высотой

11 м — на частоте  $f=7$  Мгц. Диапазон частот, на котором действуют такие предметы, зависит от их поперечного размера. Антенна из проводника влияет практически в диапазоне  $\pm 5\%$  по обе стороны от резонансной частоты, дымоходная труба — в диапазоне  $\pm 10\%$ , мостик — в диапазоне приблизительно  $\pm 30\%$  и т. д.

На ультракоротких волнах большие сооружения экранируют прием и пеленгование становится невозможным.

Следует до обследования на корабле рассмотреть по чертежу оборудования корабля наиболее удобные места и подсчитать для них на основании материалов гл. 5 максимальные девиации.

Антенные системы с разнесенными рамками или с разном антенн, большим, чем  $\lambda$ , из-за их несколько более острой диаграммы направленности подвержены в меньшей степени влиянию полей обратного излучения. На антенное устройство с разнесенными антеннами с малым разном обратные излучатели влияют еще в большей степени, чем на рамочное, из-за более сильного проявления действия электростатических полей на вертикальные антенны.

После того как намечены места для монтажа антенной системы (обычно несколько), целесообразно переносным радиопеленгатором обследовать их, если это возможно, и выбрать наилучшее место. Для выяснения пригодности места снимают кривую девиации по одному из способов, указанных ниже. Лучшим местом будет то, для которого меньше максимальная девиация в рабочем диапазоне частот радиопеленгатора. На средних волнах кривая девиации должна быть максимально близка к квадратичной (квадратичную девиацию легко скомпенсировать) и мало изменяться с частотой.

На коротких и ультракоротких волнах девиация должна плавно изменяться с изменением курсового угла радиостанции и с изменением частоты. Кроме того, должны получаться полные углы молчания для пеленгов всех направлений  $0-360^\circ$  в слуховом радиопеленгаторе, небольшие эллипсы изображений (не более  $15\%$ ) в автоматическом двухканальном радиопеленгаторе и четкие отсчеты пеленга в других системах пеленгаторов.

Снятие кривой девиации и проверку качества пеленгования необходимо производить в открытом море. Пока корабли находятся в верфи, производить эти работы



нельзя, так как вокруг корабля обычно имеется много посторонних предметов, создающих добавочные ошибки.

Место для монтажа приемного устройства должно быть удобным для работы. Длина высокочастотного кабеля, требуемого для соединения антенного устройства (гониометрического или другого типа) с приемником, должна быть возможно малой. Приемное устройство радиопеленгатора целесообразно устанавливать в штурманской рубке, так как радиопеленгатором пользуется штурман.

### **Монтаж антенного устройства радиопеленгатора**

Рассмотрим случаи, когда в корабельном радиопеленгаторе в качестве антенного устройства применяются поворотная рамка, гониометрическая система из двух взаимно-перпендикулярных рамок, поворотная система разнесенных рамок, система с разнесенными антеннами.

Антенное устройство устанавливается так, чтобы его ось симметрии лежала в диаметральной плоскости корабля, иначе может появиться коэффициент постоянной девиации  $A$ , изменяющийся с частотой. Такую девиацию трудно скомпенсировать.

Вспомогательную антенну, если она не предусмотрена в конструкции антенного устройства, берут по возможности вертикальной и располагают в непосредственной близости к направленной антенне.

У поворотной системы с отсчетом по минимуму лимб ориентируют так, чтобы отсчитывался угол  $90—270^\circ$ , когда плоскость системы совпадает с диаметральной плоскостью корабля, или  $0—180^\circ$ , когда плоскость системы перпендикулярна диаметральной плоскости. В гониометрической системе одну рамку или пару антенн обычно монтируют вдоль диаметральной плоскости, вторую — поперек корабля. При неодинаковых размерах рамок (у средневолнового радиопеленгатора) меньшая рамка устанавливается вдоль продольной оси, благодаря чему компенсируется частично четвертная девиация.

У гониометрического радиопеленгатора необходимо проверить правильность присоединения концов полевых катушек гониометра к рамочному устройству и концов искательной катушки к приемнику.

Для этого слушают и пеленгуют любую радиостанцию, когда к гониометру присоединена только одна продольная рамка (поперечная отсоединена), пеленг должен быть 0 или 180°. Если вместо 0 или 180° пеленг равен 90 или 270°, то к продольной рамке присоединяют другую полевую катушку гониометра.

Далее пеленгуют радиостанцию, когда присоединена одна поперечная рамка; пеленг должен быть 90 или 270°.

Наконец, присоединяют обе полевые катушки и проверяют согласованность полей. При повороте корабля против часовой стрелки пеленг должен возрастать; если этого нет, следует поменять концы у любой из полевых катушек.

Правильность определения стороны достигается верным присоединением концов искательной катушки. Если сторона определяется неправильно, переключают концы искательной катушки.

Таким же образом проверяют подсоединение к приемоиндикатору двухканального радиопеленгатора.

Очень важно, чтобы вблизи наружного устройства радиопеленгатора все соприкасающиеся металлические части (например, ограждение мостика, леера, стойки и др.) имели хорошие контакты с корпусом, иначе при переменных контактах получается переменная девиация. Кроме того, при нарушении контактов слышен треск в телефоне приемника.

Ближайшие к антенному устройству тросы и другой металлический такелаж должны иметь длину, меньшую  $\frac{1}{4} \lambda_{\text{мин}}$ . Если антенное устройство монтируется на отдельной мачте, то верхняя часть мачты должна быть свободна от выдающихся в стороны рей и пр. Оттяжки для мачты должны быть симметрично расположены относительно антенной системы.

### **Снятие кривой девиации корабельного радиопеленгатора**

Пеленг  $q$  радиостанции, лежащей под курсовым углом  $p$  к продольной оси корабля, под влиянием металлических предметов, находящихся вокруг рамки (антенн, оттяжек, металлического корпуса и пр.), получается неверным.

Девияция  $f$  равна

$$f = p - q.$$

Формула для  $f$  дает абсолютную величину и знак девияции. Девияция в общем случае изменяется с курсовым углом и зависит от длины пеленгуемой волны. После установки радиопеленгатора до пользования им необходимо определить девияцию для всех направлений от 0 до 360° и для нужных волн (снять кривую девияции). При последующей работе на радиопеленгаторе пользуются кривыми девияции для определения поправок к пеленгам.

Кривую девияции снимают преимущественно по видимой радиостанции, передающей для этой цели какие-либо сигналы. Определяют визуальным путем на работающую радиостанцию курсовые углы  $p$  по отношению к продольной оси корабля и одновременно берут отсчеты по радиопеленгатору, т. е. определяют углы  $q$ . Зная  $p$  и  $q$ , рассчитывают девияцию  $f$  и строят кривую девияции в виде зависимости  $f$  от  $q$ .

Кривую девияции корабельного радиопеленгатора можно снимать следующими способами.

1. Используется работа передатчика ненаправленного радиомаяка или вспомогательного корабля. Корабль с радиопеленгатором поворачивается через 10—15° вблизи маяка или вспомогательного корабля. На каждом курсе определяется визуально курсовой угол на передатчик  $p$  и ведется отсчет по радиопеленгатору  $q$ . Девияция определяется как разность между этими отсчетами.

Вместо того чтобы ложиться на курсы через 10—15°, можно совершить непрерывную циркуляцию и брать отсчеты визуальные и радиопеленгатором через каждые 10—15°.

Расстояние между радиопеленгатором и передатчиком берется более 2—3  $\lambda$ , чтобы находиться в поле излучения передатчика.

2. Корабль с радиопеленгатором можно поворачивать при помощи вспомогательного буксира. Такой способ применяют для больших кораблей, собственный ход которых обходится дорого.

3. Корабль с радиопеленгатором может стоять на якоре, а вспомогательный корабль с радиопередатчиком обходит его вокруг. Отсчитывая через 10—15° передви-

жения вспомогательного корабля одновременно визуальные курсовые углы  $p$  и радиопеленги  $q$ , рассчитывают девиацию  $f$ .

4. Можно снимать девиацию по невидимой радиостанции. Рассчитывают азимутальный угол  $\alpha$  с места снятия кривой девиации на радиостанцию. Для определения верного пеленга через каждые  $10\text{--}15^\circ$  поворота корабля определяют радиопеленги  $q$  и одновременно компасные курсы ( $KK$ ). Зная девиацию компаса  $\Delta K$  и склонение  $\Delta M$ , можно подсчитать  $p$  и  $f$ :

$$p = \alpha - (KK + \Delta M + \Delta K), \quad f = p - q.$$

При снятии кривой девиации необходимо, чтобы в радиусе по крайней мере одной морской мили не было посторонних кораблей и портовых сооружений.

Мощность радиостанции, по которой снимают девиацию, должна быть достаточной для того, чтобы отсчеты получались совершенно четкими. При большом диапазоне волн пеленгатора снимают девиацию на нескольких волнах.

Девиация изменяется с изменением глубины осадки корабля.

Чтобы не было ошибки от параллакса, расстояние от рамки радиопеленгатора до прибора, по которому отсчитывают курсовой угол, должно быть не более  $1/192$  расстояния между пеленгатором и передатчиком.

Если в радиопеленгаторе не имеется средств компенсации девиации, то после определения девиации и построения кривой девиации рассчитывают коэффициенты разложения кривой в ряд Фурье.

Расчет коэффициентов девиации сводится к замене интегральных выражений коэффициентов ряда Фурье суммой ординат кривой девиации через определенные промежутки градусов. В табл. 10.1 (см. вклейку в конце книги) дана форма для расчета коэффициентов девиации при использовании ординат через  $15^\circ$ .

После определения коэффициентов девиации обследуют вокруг рамки пеленгатора, имеется ли устранимая причина, вызвавшая какой-либо ненормально большой коэффициент (см. § 5.8). Как правило, после устранения причины, вызвавшей девиацию, требуется повторное снятие кривой девиации.

На основании полученных результатов для дальнейшего пользования строят кривые девиации или составляют таблицы девиации примерно через  $5^\circ$  изменения  $q$ .

Если в радиопеленгаторе имеются средства компенсации девиации, то вначале определяют девиацию только на восьми курсовых углах  $0, 45, 90, \dots, 315^\circ$  на той частоте, на которой предусмотрена компенсация. Рассчитывают коэффициенты **A**, **D** и **E**, которые компенсируют. Затем снимают остаточные кривые девиации по одному из описанных способов.

## 10.2. РАДИОПЕЛЕНГАТОР НА САМОЛЕТЕ

К самолетному радиопеленгатору кроме обычных требований предъявляется дополнительное—прочность конструкции (рамки, приемника и др.) при минимальном объеме и весе. Такое требование выдвигается потому, что устройство на самолете претерпевает сильные толчки. Для борьбы с толчками приемник крепится на специальных амортизаторах.

Отрицательно влияют на реальную чувствительность радиопеленгатора самолетные шумы, которые бывают двух видов — акустические и электрические.

Учитывая ухудшение реальной чувствительности вследствие акустических помех при пеленговании на слух, на самолетах применяют визуальные радиопеленгаторы, чаще всего радиополукомпасы и радиоконпасы.

Основными электрическими помехами являются помехи от зажигания и помехи от электрических генераторов и моторов самолета. Самым эффективным методом борьбы с помехами зажигания является полная экранировка цепи зажигания. Другие методы не приводят к полному освобождению от помех в широком диапазоне волн пеленгатора. Помехи от электрических генераторов и моторов, главным образом коллекторные шумы, уничтожают блокировкой их щелей дросселями и емкостями, а также принимают меры для уменьшения искрения.

Несмотря на все меры борьбы с помехами, уровень шумов на самолете больше, чем на земле, и, следовательно, чувствительность радиопеленгатора худшая.

Самолетный радиопеленгатор часто используется для полета на радиостанцию. В этом случае поворотная рам-

ка устанавливается поперек корпуса самолета (гониометр устанавливается на  $0^\circ$ ) и курс самолета регулируется так, чтобы рамка оставалась в положении пеленга (в телефонах нуль слышимости или на индикаторе полукомпыа нулевой отсчет).

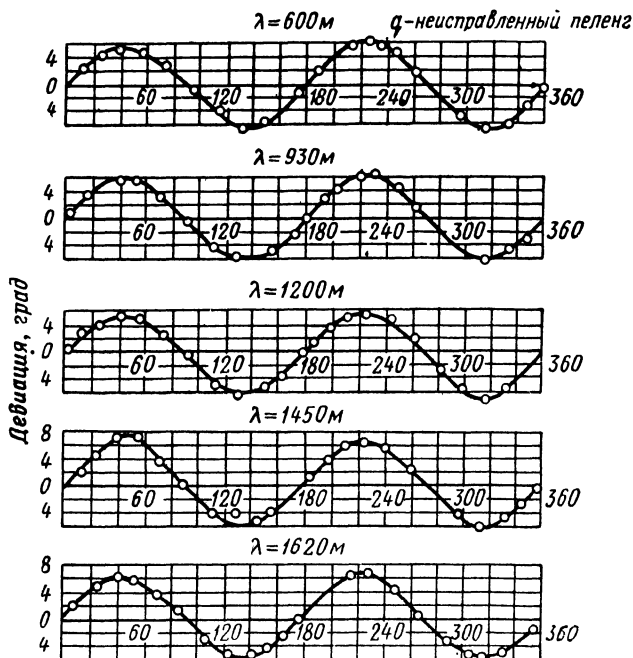


Рис. 10.1. Примерные кривые девиации.

При таком использовании радиопеленгатора из-за ветра создается снос самолета и удлиняется время полета. Выбором упреждающего курса, при котором результирующая скорость самолета и ветра совпадают с направлением полета, можно добиться полета по прямой линии; для этого несколько поворачивают рамку. О правильном повороте рамки можно судить по сохранению показания компаса, если поддерживать курс по показаниям радиопеленгатора. С увеличением скорости полета влияние сноса ветром уменьшается.

Ориентировка и проверка монтажа антенного устройства радиопеленгатора на самолете осуществляется так же, как на корабле. Снятие девиации самолетного радиопеленгатора в воздухе представляет затруднения. Обычно ставят самолет в положение полета на земле на поворотный круг и поворачивают его под разными углами к местному передатчику, находящемуся на расстоянии не менее  $2-3 \lambda$  от самолета [10.1]. Сравнением визуальных отсчетов и радиопеленгов определяют девиацию. Площадка, где снимают девиацию, должна быть свободна от мешающих предметов (проводов, антенн, деревьев и др.). Порядок снятия кривой девиации и обработка результатов для самолетного радиопеленгатора не отличаются от порядка и обработки для корабельного радиопеленгатора.

Примерные кривые девиации радиопеленгатора средних волн на самолете даны на рис. 10.1.

### **10.3. КОМПЕНСАЦИЯ ДЕВИАЦИИ В РАДИОПЕЛЕНГАТОРЕ С ПОВОРОТНОЙ РАМКОЙ**

Существует несколько способов компенсации девиации радиопеленгатора. Их можно разделить на две группы: способы механической компенсации девиации; способы электрической компенсации девиации.

В некоторых установках пользуются одновременно обоими способами.

#### **Механические способы компенсации девиации**

Принцип работы механического компенсатора основан на том, что лимб (или индикатор лимба), по которому отсчитывается пеленг, насажен на ось (рамки или гониометра) при помощи вспомогательного устройства. Это устройство создает смещение лимба (или индикатора лимба) по отношению к рамке или искательной катушке гониометра на угол, равный девиации, и таким образом девиация компенсируется.

На рис. 10.2 изображена система из четырех рычагов  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$ , связанных в точках 1, 2, 3 шарнирно. Между точками 1 и 3 действует пружина, благодаря которой шарнир 2 и укрепленный на нем ролик все время давят на диск  $L$ . Рычаг  $a$  связан с осью рамки (или искатель-

ной катушки гониометра), рычаг  $b$  связан с индикатором лимба. При вращении оси рамки индикатор лимба следует за рамкой.

Если диск  $L$  имеет форму окружности, то угол между рамкой и индикатором лимба остается постоянным, так как относительное положение их не меняется. Придавая диску  $L$  соответственную форму, отличающуюся от окружности, можно так передвигать индикатор лимба по отношению к рамке (опережение при углублении и отставание при выступе), что скомпенсируется любая девиация радиопеленгатора.

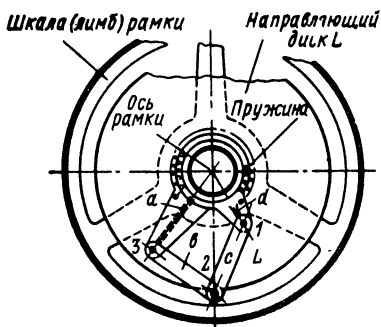


Рис. 10.2. Механический компенсатор девиации.

Иногда вместо диска  $L$  применяют гибкую стальную ленту, форма которой регулируется рычажками. Ролик ходит внутри ленты. Пружина стягивает точки 1 и 3.

Механическим компенсатором можно компенсировать девиацию любого закона. Однако целесообразно компенсировать только четные коэффициенты девиации  $D$ ,  $E$  и постоянную девиацию  $A$ . Действительно, если компенсировать полукруговую девиацию ( $B$  и  $C$ ), то, отсчитав пеленг не с правильной стороны ( $q \pm 180^\circ$ ), мы сделаем ошибку, равную

$$2(B \sin q + C \cos q),$$

а при некомпенсированной полукруговой девиации, если не учесть девиацию, ошибка равна только

$$B \sin q + C \cos q.$$

Механическим компенсатором уничтожают девиацию на одной волне. Для других волн дают таблицы и кривые остаточной девиации.



### Электрическая компенсация девиации установкой шлейфа

Как было указано, наибольшее значение в девиации корабельного и самолетного радиопеленгаторов, работающих на средних и длинных волнах, имеет четвертная девиация. Поэтому на практике ограничиваются электрической компенсацией только этой девиации, хотя

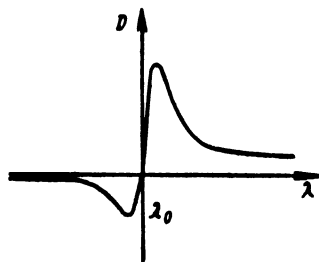


Рис. 10.3. Изменение коэффициента девиации  $D$  при изменении длины волны.

принципиально можно скомпенсировать электрическим путем и другие составляющие девиации. Мы уже видели, что корпус металлического корабля (самолета, дирижабля) создает девиацию того же закона, как обратная излучающая рамка. На основании этого возможно компенсировать девиацию, вызванную металлическим корпусом, установкой вспомогательной рамки. Корпус металлического корабля (самолета, дирижабля) эквивалентен замкнутой рамке с длиной собственной волны  $\lambda_0$ , примерно равной удвоенной длине корпуса. Закон изменения  $D$  с изменением принимаемой волны  $\lambda$  показан на рис. 10.3. Идеальной компенсации на всех волнах можно было бы добиться при сооружении вокруг пеленгаторной рамки замкнутой рамки с параметрами, равными параметрам рамки, эквивалентной корпусу. Практически это неосуществимо, так как получаются очень большие размеры компенсирующей рамки. Можно сооружать компенсирующие рамки меньших размеров, но связь их с пеленгаторной рамкой устанавливать такой, чтобы скомпенсировать девиацию, например, на длинных волнах. Так как пеленгуемые волны будут много больше собственной волны такой дополнительной рамки, то компенсируемая девиация почти не изменится с изменением волн пеленгования. Это будет происходить до тех пор, пока волны не приблизятся к собственной волне рамки, равной ее периметру. Получается, что дополнительной рамкой, практически осуществимой, можно скомпенсировать коэффициент  $D$ , постоянный на диапазоне волн.

Для очень многих самолетов и кораблей в их рабочем диапазоне пеленгования коэффициент  $D$  остается постоянным, и, следовательно, для компенсации можно выбирать компенсирующий замкнутый контур.

Согласно формуле (5.43) мы имели

$$D = \frac{m}{2 + m},$$

где

$$m = \frac{j\omega M_m h_{oi}}{Z_{oi} h_p}; \quad h_{oi} = \frac{2\pi S_2}{\lambda}; \quad h_p = \frac{2\pi N S_1}{\lambda};$$

$$Z_{oi} \approx j\omega L_{oi}.$$

Задаваясь площадью компенсирующей рамки  $S_2$ , можно подсчитать  $L_{oi}$  и  $M_{\max}$  и затем  $m$  ( $N$  и  $S_1$  — число витков и площадь пеленгаторной рамки бывают известны). По  $m$  подсчитывают коэффициент  $D$ , компенсируемый дополнительной рамкой. Таким образом, методом приближения можно найти нужную компенсирующую рамку.

Иногда дополнительную рамку для компенсации делают жесткой, состоящей из двух разнесенных стальных колец, установленных неподвижно, симметрично по отношению к оси рамки по обе стороны от нее, вдоль продольной оси корабля (самолета).

Изменением индуктивности катушки, которая замыкает кольца (рис. 10.4), можно добиться компенсации нужного значения коэффициента  $D$ . Регулируемой величиной в этой конструкции является  $Z_{oi}$ .

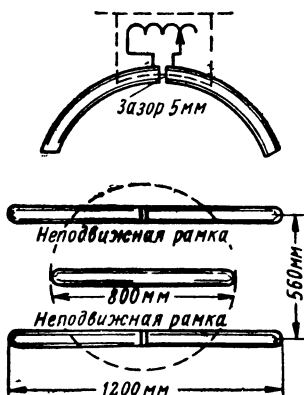


Рис. 10.4. Неподвижные компенсирующие рамки.

#### 10.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ДЕВИАЦИИ В ГОНИОМЕТРИЧЕСКОМ РАДИОПЕЛЕНГАТОРЕ

##### Компенсация четвертной девиации $D \sin 2q$

Ранее было показано, что если поля, создаваемые полевыми катушками гониометра, не одинаковы и равны

$$H_{1 \max} \text{ и } H_{2 \max} = aH_{1 \max},$$

где  $a \neq 1$ , то у пеленгатора появляется ошибка, выражающаяся (4.16):

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{\frac{a-1}{a+1} \sin 2\theta}{1 - \frac{a-1}{a+1} \cos 2\theta}.$$

Зависимость (4.16) ошибки от направления прихода волны аналогична четвертной девиации от корпуса корабля (5.57). Это положение можно использовать для компенсации четвертной девиации в гониометрических радиопеленгаторах, создавая у гониометра ошибку, обратную девиации. Полевые катушки гониометра выполняются одинаковыми, для получения же неодинаковых потоков одну из полевых катушек (продольную) шунтируют индуктивностью или комбинацией индуктивности и емкости.

Рассмотрим вначале шунтирование полевой катушки продольной рамки только индуктивностью, при которой создается ошибка, обратная четвертной девиации  $D \sin 2q$ , постоянная на диапазоне волн.

Обозначим:

$L_{\text{пр}}$  — индуктивность продольной рамки,

$L_{\text{п}}$  — индуктивность поперечной рамки,

$L_1$  — индуктивность каждой полевой катушки (предполагая их одинаковыми),

$L_2$  — шунтирующую индуктивность,

$h_e$  — действующую высоту каждой рамки.

Тогда максимальный поток в гониометре от поперечной рамки равен

$$H_{1 \text{ макс}} = \frac{kEh_e}{\omega(L_{\text{п}} + L_1)};$$

максимальный поток от продольной рамки равен

$$H_{2 \text{ макс}} = \frac{kEh_e}{\omega \left( L_{\text{пр}} + \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \right)} \frac{L_2}{L_1 + L_2} = a H_{1 \text{ макс}},$$

откуда

$$a = \frac{1 + \frac{L_1}{L_{\text{п}}}}{\frac{L_{\text{пр}} L_1}{L_{\text{п}} L_2} + \frac{L_{\text{пр}}}{L_{\text{п}}} + \frac{L_1}{L_{\text{п}}}}. \quad (10.1)$$

Если  $L_{\pi} = L_{\text{пр}} = L$ , то

$$a = \frac{1 + \frac{L_1}{L}}{1 + \frac{L_1}{L_2} + \frac{L_1}{L}}. \quad (10.1')$$

Зная четвертную девиацию радиопеленгатора, можно подобрать  $a$  так, чтобы

$$a = \frac{1 - \mathbf{D}}{1 + \mathbf{D}}, \quad (10.2)$$

т. е. чтобы создавалась девиация, обратная по знаку девиации от корпуса. Тогда будет уничтожена четвертная девиация радиопеленгатора.

$$\mathbf{D} = \frac{LL_1}{LL_1 + 2(LL_2 + L_1L_2)}. \quad (10.3)$$

По формуле (10.1) выражение для шунтирующей индуктивности  $L_2$  будет

$$L_2 = \frac{aL_1L_{\text{пр}}}{L_{\pi} + L_1(1 - a) - aL_{\text{пр}}}. \quad (10.4)$$

Обычно катушку для шунтирования продольной рамки (компенсирующий дроссель) изготавливают с выводами, причем их подбирают так, чтобы компенсировать коэффициент четвертной девиации  $\mathbf{D}$  примерно через каждый градус. Тогда после снятия кривой девиации просто включают соответствующий вывод катушки.

Так как из уравнений (10.3) и (10.4) видно, что  $L_2$  не зависит от длины волны, то и величина компенсируемой четвертной девиации  $\mathbf{D}$  не будет зависеть от волны.

Четвертная девиация, не зависящая от длины волны, наблюдается при волнах, больших 5—10 длин корпуса корабля.

В приведенном расчете мы пренебрегли емкостью фидеров, соединяющих рамки с полевыми катушками гониометра. Если учесть эти емкости, то оказывается, что компенсируемый коэффициент четвертной девиации  $\mathbf{D}$  не остается постоянным на разных волнах, а растет с уменьшением длины волны. Крутизна изменения ком-

пенсированного коэффициента с волной зависит от величины емкости фидеров. На практике коэффициент четвертной девиации корабельного (самолетного) радиопеленгатора также растет с уменьшением длины волны. На длинных волнах емкость фидеров проявляется мало и компенсирующий дроссель можно рассчитывать по выведенной формуле (10.4).

Иногда после подключения рассчитанного для самой длинной волны компенсационного дросселя и определения на нескольких волнах остаточной девиации обнаруживается, что на более коротких волнах имеется коэффициент четвертной девиации, увеличивающийся с уменьшением длины волны. Это значит, что крутизна изменения с волной компенсируемого коэффициента  $D$  меньше, чем крутизна изменения с волной действительного коэффициента  $D$ . В таком случае, чтобы добиться лучшей компенсации четвертной девиации в диапазоне волн, приходится включать добавочную емкость в поперечную рамку. Наоборот, если крутизна изменения с волной компенсируемого коэффициента  $D$  больше, чем крутизна изменения действительного коэффициента  $D$ , то емкость следует включить в продольную рамку [10.2].

В двухканальном автоматическом радиопеленгаторе можно скомпенсировать постоянный в диапазоне частот коэффициент четвертной девиации  $D$  применением неравных коэффициентов усиления в каналах.

### Компенсация четвертной девиации $E \cos 2q$

При анализе гониометрической системы мы видели, что наличие связи между полевыми катушками гониометра приводит к появлению четвертной ошибки вида  $E \cos 2q$  (§ 4.6), причем (4.27)

$$E = \left( -\frac{Z_c}{Z} \right) \text{ рад},$$

где  $Z_c$  — сопротивление связи между полевыми катушками;

$Z$  — полное сопротивление контура рамки;

$\frac{Z_c}{Z}$  имеет чисто вещественное значение, если пренебречь активными составляющими  $Z_c$  и  $Z$ .

Одновременно появляется октантальная ошибка  $K \sin 4q$ , где

$$K = -\frac{1}{2} \left( \frac{Z_c}{Z} \right)^2 \text{ рад.}$$

Подбором значения сопротивления связи  $Z_c$  можно компенсировать четвертную девиацию  $E \cos 2q$ .

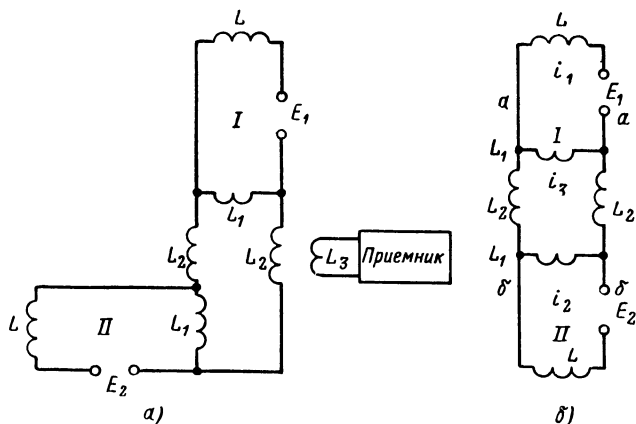


Рис. 10.5. Компенсация девиации  $E \cos 2q$ .

Простейшим способом создания связи между полевыми катушками является включение индуктивностей (компенсационных дросселей) между полевыми катушками (рис. 10.5).

На рис. 10.5,а обозначим:

$L$  — индуктивность рамки,

$L_1$  — индуктивность полевой катушки,

$L_2$  — индуктивность катушки связи (компенсационного дросселя),

$L_3$  — индуктивность искательной катушки.

Пренебрегаем активными сопротивлениями контуров рамок. Определим выражения для  $Z$  и  $Z_c$ . Обозначим (рис. 10.5,б) сопротивление части схемы ниже точек  $aa$ , но выше точек  $bb$  через  $X$ . Полное сопротивление контура рамки

$$Z = j(\omega L + X).$$

Найдем выражение для  $Z_c$  из-за влияния контура II на контур I:

$$Z_c = j(\omega L + X) \frac{LL_1}{LL_1 + 2(LL_2 + L_1L_2)}.$$

Компенсированный коэффициент девиации будет

$$E = \frac{Z_c}{Z} = \frac{Z_c}{j(\omega L + X)} = \frac{LL_1}{LL_1 + 2(LL_2 + L_1L_2)}. \quad (10.5)$$

Формулы (10.4) и (10.5) для компенсируемых коэффициентов девиации  $E$  и  $D$  совершенно одинаковы.

Следовательно, индуктивность катушек  $L_2$  для компенсации девиации  $E \cos 2q$  должна рассчитываться так же, как индуктивность катушки для компенсации девиации  $D \sin 2q$ .

Корабельный радиопеленгатор гониометрической системы обычно снабжают тремя одинаковыми компенсационными дросселями с выводами для компенсации девиации через  $1^\circ$ . Один дроссель служит для компенсации коэффициента девиации  $D$ , и его подключают параллельно продольной рамке радиопеленгатора. Два других дросселя служат для компенсации коэффициента девиации  $E$ , их подключают между концами полевых катушек.

При сравнении механических и электрических способов компенсации девиации следует отметить основной недостаток механических систем — понижение точности отсчета пеленга.

Предположим, что конструкция и электрическая схема радиопеленгатора допускают при некоторой напряженности поля пеленгуемой радиостанции, длине волны и среднем наблюдателе некоторую точность отсчета пеленга (ошибка  $\Delta q$ ).

Механическим компенсатором девиации скомпенсирована четвертная девиация

$$f = D \sin 2q.$$

Истинный пеленг, исправленный механическим компенсатором,

$$p = q + f = q + D \sin 2q.$$

Ошибка отсчета  $\Delta p$  получится дифференцированием  $p$  по  $q$ :

$$\Delta p = \Delta q (1 + 2D \cos 2q).$$

Когда  $q = 45, 135, 225$  и  $315^\circ$ , то  $\Delta p = \Delta q$ , т. е. точность отсчета не изменяется.

При  $q = 0, 90, 180$  и  $270^\circ$   $\Delta p = \Delta q (1 \pm 2\mathbf{D})$ , где  $\mathbf{D}$  выражено в радианах.

Точность взятого пеленга зависит от  $\mathbf{D}$ . Так, если  $\mathbf{D} = 15^\circ$ ;  $2\mathbf{D} = 30^\circ = \frac{\pi}{6} = 0,503 \text{ рад}$ , то  $\Delta p = 1,5\Delta q$ .

С возрастанием  $\mathbf{D}$  неточность отсчета пеленга на радиопеленгаторе с механическим компенсатором девиации возрастает, так что особенно ухудшится работа, когда  $\mathbf{D}$  велико.

Электрические методы компенсации этим недостатком не обладают.

Механический компенсатор девиации создает дополнительную ошибку при наличии угла молчания (колебания стрелки индикатора из-за шумов и др.). Действительно, пусть по шкале радиопеленгатора границы угла молчания будут

$$\begin{aligned} p_1 &= q_1 + \mathbf{D} \sin 2q_1, \\ p_2 &= q_2 + \mathbf{D} \sin 2q_2. \end{aligned}$$

Истинный пеленг равен

$$p = \frac{q_1 + q_2}{2} + \mathbf{D} \sin (q_1 + q_2).$$

Пеленг по шкале  $p_0$  определяется как среднее арифметическое из  $p_1$  и  $p_2$ :

$$p_0 = \frac{p_1 + p_2}{2} = \frac{q_1 + q_2}{2} + \frac{\mathbf{D}}{2} (\sin 2q_1 + \sin 2q_2)$$

или

$$p_0 = \frac{q_1 + q_2}{2} + \mathbf{D} \sin (q_1 + q_2) \cos (q_1 - q_2).$$

Ошибка в отсчете пеленга определится из выражения

$$|\Delta| = |p_0 - p| = \mathbf{D} \sin (q_1 + q_2) [1 - \cos (q_1 - q_2)].$$



Для любого угла молчания, определяемого  $q_1 - q_2$ , максимум ошибки будет, когда  $q_1 + q_2 = 90^\circ$ . Тогда

$$|\Delta_{\text{макс}}| = \mathbf{D} [1 - \cos(q_1 - q_2)] = 2\mathbf{D} \sin^2\left(\frac{q_1 - q_2}{2}\right).$$

Если  $\mathbf{D} = 20^\circ$ ,  $q_1 = 65^\circ$ ,  $q_2 = 25^\circ$ , т. е. угол молчания  $40^\circ$ , то

$$|\Delta_{\text{макс}}| = 40^\circ \sin^2 20^\circ = 4^\circ, 7.$$

### 10.5. НАЗЕМНЫЙ (АЭРОДРОМНЫЙ, БЕРЕГОВОЙ) РАДИОПЕЛЕНГАТОР

Антенную систему наземного радиопеленгатора следует устанавливать по возможности вдали от обратно излучающих токопроводящих предметов на площадке с хорошей проводимостью почвы. В месте установки радиопеленгатора не должно быть промышленных помех, ухудшающих его чувствительность и точность. Место следует выбирать так, чтобы оно было удобным в отношении подъездных путей, подвода электропитания, линий связи и т. п. Оно должно подходить для работы в сети радиопеленгаторов (см. гл. 11).

Остановимся подробнее на пригодности места с точки зрения проводимости почвы и окружения.

Требования к проводимости почвы определяются типом антенной системы радиопеленгатора. Этот вопрос рассмотрен в гл. 6. Если устанавливается антенная система, фидеры которой должны быть защищены от приема горизонтально поляризованного электрического поля, например U-образная гониометрическая или фазовая система разнесенных вертикальных антенн, то проводимость почвы на антенной площадке должна быть не менее  $10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$ , если фидеры закапываются в землю, и не менее  $10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}}$ , если применяется сетка металлизации почвы.

Проводимость почвы может изменяться из месяца в месяц. Об определении средней или минимальной проводимости почвы по отдельным измерениям смотри [10.8]. Проводимость почвы следует измерять не только на ее поверхности, но и на глубине укладки фидеров (порядка 2 м при закапывании фидеров). При измерениях необхо-

димо учитывать глубину проникновения электромагнитных волн в почву. Дополнительно к кривым рис. 6.5 в табл. 10.2 приведены для почв двух значений проводимости глубины, где напряженность поля уменьшается в 10 раз относительно поля на поверхности. Должно быть обращено также внимание на одинаковость проводимости почвы в пределах антенной площадки (см. § 5.2).

В табл. 10.3 приведены допустимые минимальные расстояния до некоторых обратных излучателей или допустимые углы видимости при использовании антенной системы с косинусоидальной характеристикой направленности [10.6]. С увеличением разноса антенн ошибки из-за влияния обратных излучателей уменьшаются (§ 5.3) и соответственно могут быть уменьшены расстояния до излучателей. Расстояния в табл. 10.3 даны отдельно для длинных и средних волн (диапазон частот 100 кГц — 1,5 МГц), коротких волн (диапазон частот 1,5—30 МГц) и ультракоротких волн (30 МГц—400 МГц) и для двух случаев:

а) когда ожидаемая средняя квадратическая ошибка из-за влияния обратного излучателя  $\sigma$  имеет значения на длинных, средних и коротких волнах  $1^\circ$ , в УКВ диапазоне  $0,5^\circ$ ;

б) когда ожидаемая средняя квадратическая ошибка из-за влияния обратного излучателя  $\sigma$  имеет значения на длинных, средних и коротких волнах  $5^\circ$ , в УКВ диапазоне  $2^\circ$ . Облегченные требования относятся к случаю, когда можно допустить худшую точность, учитывая другие преимущества места,

Таблица 10.2

**Глубина проникновения радиоволн, при которой напряженность поля уменьшается в 10 раз**

Частота, МГц	Глубина проникновения, м	
	плохая проводимость $10^{-3} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}} = 10^7 \text{ CGSE}$	нормальная проводимость $10^{-2} \frac{1}{\text{ом} \cdot \text{м}} = 10^8 \text{ CGSE}$
0,1	48	15
0,3	29	9
0,5	23	7
1,5	15	4
10	11	2,1
30	11	1,8
300	11	1,8

Требования для обеспечения нормальной работы радиопеленгатора

Номер пункта	Причина ошибки и параметры, ограничиваемые ими	Допустимые значения					
		Средние, длинные волны (100 кГц — 1,5 МГц)		Короткие волны (1,5 — 30 МГц)		Ультракороткие волны (30 — 400 МГц)	
		$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=0,5^\circ$	$\sigma=2^\circ$
I	Наклон участка, град	0,5	2	0,5	2	0,5	1
II	Вертикальные проводники — для заземленного длинной $l=0,1\lambda$ (вертикальный угол, град) — для заземленного длинной $l=0,25\lambda$ — для незаземленного длинной $l=0,5\lambda$ — для незаземленного длинной неск. $\lambda$	10					
III	Наклонные проводники — в общем случае — угол наклона $45^\circ$	71	1	71	21	151	41
				15 м		30 м	

Приблизительно как в пункте II

В два раза меньше, чем в пункте II

Номер пункта	Причина ошибки и параметры, ограничиваемые ими	Допустимые значения					
		Средние, длинные волны (100 кГц — 1,5 МГц)		Короткие волны (1,5 — 30 МГц)		Ультракороткие волны (30 — 400 МГц)	
		$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=0,5^\circ$	$\sigma=2^\circ$
IV	Горизонтальные провода — телеграфные на высоте $h = 6 - 7$ м — более высокая подвеска $H$	180—200  $(180-200) \frac{H}{h}$	45  $45 \frac{H}{h}$	См. средн., длин. волны	90		
V	Проволочная ограда (расстояние, м)	Не влияет, если заземлена		90	45	180, 30 [10.7]	
VI	Большие проводящие предметы — квадрат площадью $\lambda \times \lambda$ — другой площадью	См. п. IX		25	5	50	

Изменяется пропорционально площади предмета

Номер пункта	Причина ошибки и параметры, ограничиваемые ими	Допустимые значения					
		Средние, длинные волны (100 кГц—1,5 МГц)		Короткие волны (1,5—30 МГц)		Ультракороткие волны (30—400 МГц)	
		$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=0,5^\circ$	$\sigma=2^\circ$
VII	Лес — одиночные деревья — большие группы деревьев	45 350	20 90	90 700	20 90	90 360	45 180
VIII	Изолированные холмы (вертикальный угол, град) Гористая местность	2	5	2	5	5	Не должно быть затемнений
IX	Здания — малые непроводящие (вертикальный угол, рас- стояние) — большие проводящие (расстояния, м)	2°	90 м 400	800 м			

Не годится для установки радиопеленгатора

Номер пункта	Причина ошибки и параметры, ограничиваемые ими	Допустимые значения					
		Средние, длинные волны (100 кгц — 1,5 Мгц)		Короткие волны (1,5 — 30 Мгц)		Ультракороткие волны (30 — 400 Мгц)	
		$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=1^\circ$	$\sigma=5^\circ$	$\sigma=0,5^\circ$	$\sigma=2^\circ$
X	Здания, вмещающие радиопередатчик	Если в здании монтируются антенны, оно должно быть деревянным					
XI	Взлетно-посадочная железобетонная дорожка аэродрома (расстояние)	45 м	Не влияет	λ	Не влияет	λ	Не влияет
XII	Река (расстояние, м)	Не влияет		Не влияет		300	Не влияет
XIII	Канавы, насыпи (расстояние, м)	30	30	30	30	90	30
XIV	Железнодорожные рельсы (расстояние, м)		90		90		

Одновременно с ошибками могут наблюдаться расплывчатые минимумы при слуховом пеленговании и эллиптическое изображение пеленга в двухканальном визуальном радиопеленгаторе, если не совпадают фазы полей основного и обратного излучателей. При составлении табл. 10.3 предполагалось, что переизлучатель создает максимально возможную ошибку без ухудшения самого отсчета.

Таблица составлена на основании экспериментальных материалов и расчетных формул ошибок от обратных излучателей, имеющих правильные геометрические формы (шар, полушарие, куб, зеркальная поверхность, вертикальный провод, горизонтальный провод и др.).

Если расстояние до обратного излучателя отличается от указанного в таблице, то следует учесть, что напряженность поля от обратного излучателя, а следовательно, и ошибка изменяются на длинных, средних и коротких волнах, если расстояние до излучателя менее  $0,1 \lambda$ , обратно пропорционально кубу расстояния  $D$  (по зависимости  $1/D^3$ ); если расстояние более  $\lambda$ , — по зависимости  $1/D$ ; в диапазоне частот более  $30 \text{ Мгц}$  при расстоянии в несколько длин волны — по зависимости  $1/D^2$ .

Общую среднюю квадратическую ошибку от нескольких обратных излучателей, каждый из которых вызывает ошибки  $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \dots$ , наиболее правильно рассчитать по формуле

$$\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \dots}$$

Намеченное для установки антенной системы место после внешнего осмотра в радиусе нескольких длин волн обычно обследуют в отношении ошибок при помощи переносного радиопеленгатора и местного передатчика, переносимого или перевозимого на автомашине, корабле, самолете вокруг антенной системы, либо путем пеленгования радиостанций, места которых известны. Место считается пригодным для радиопеленгатора, если средняя квадратическая ошибка не выходит за пределы допустимой. Чтобы можно было применить местный передатчик, вокруг его антенны в радиусе приблизительно  $0,5 \lambda$  не должно иметься обратных излучателей.

Расстояние от передатчика до центра антенной системы радиопеленгатора должно быть не менее

(1—1,5) $\lambda_{\text{макс}}$  и в 3—4 раза больше разноса антенн у антенной системы радиопеленгатора.

Обследование места позволяет определить порядок ожидаемых при эксплуатации ошибок.

При строительстве дома для пеленгатора следует отказаться от сооружения металлических дождевых труб и громоотводов. На расстоянии около 150 м от дома электрическая и телефонная проводки должны перейти в подземный кабель.

Если антенная система из вертикальных антенн монтируется вокруг помещения с приемоиндикатором, то кабели питания и связи следует подводить симметрично к паре соседних фидеров, по биссектрисе угла между ними.

Проводку внутри здания следует вести очень близко от пола и избегать создания петель (рамок). Если радиопеленгатор устанавливается вместе с передатчиком, то антенну последнего нужно монтировать симметрично наружному устройству пеленгатора, вертикальные антенны которого устанавливаются вокруг здания. При установке нескольких наружных устройств на одной площадке для решения вопроса о допустимом минимальном расстоянии между антенными системами следует руководствоваться тем, что зенитный угол, под которым видно одно наружное устройство из центра другого, должен быть не более 2—3°.

При наклонной площадке с допустимым по табл. 10.3 наклоном вертикальные антенны в системе целесообразно устанавливать нормально к плоскости площадки.

В холмистой местности лучшим местом является вершина уединенного круглого холма, который доминирует над остальными холмами.

Установленный и отлаженный радиопеленгатор до его использования калибруют по местному передатчику, соблюдая при этом указанные требуемые расстояния между передатчиком и антенной системой и выполняя требования к окружению антенны передатчика, или по дальним радиостанциям.

Радиопеленгатор калибруют также периодически во время эксплуатации для проверки его точности. Для возможности осуществления периодической калибровки увеличивают размеры пеленгаторной площадки, свободной от переизлучателей, так как вокруг антенны передатчи-



ка также не должно быть обратных излучателей. В результате обработки материалов калибровки получают статистические характеристики точности пеленгования. Если значения полученных постоянных ошибок подтверждаются данными эксплуатации радиопеленгатора, то их учитывают как поправки к шеленгам. Иногда результаты калибровки помогают найти и устранить причину больших ошибок.

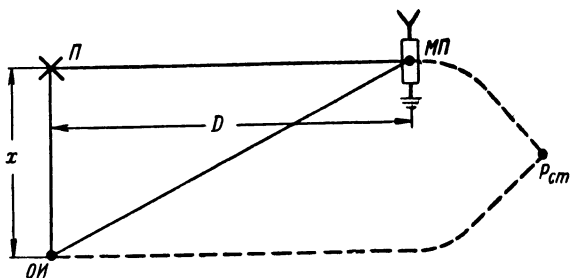


Рис. 10.6. Пеленгование ближнего и отдаленного передатчиков.

Следует учесть, что ошибки по местному передатчику могут отличаться от ошибок по дальним радиостанциям из-за несовпадения относительных фаз полей основного и обратного излучения при пеленговании местного и дальних передатчиков.

Определим такое минимальное расстояние до местного передатчика, чтобы ошибки по местному и дальним передатчикам отличались не более чем на 10% (рис. 10.6).

На рисунке обозначено:

*П* — радиопеленгатор,

*ОИ* — обратный излучатель на расстоянии  $X$  от пеленгатора,

*МП* — местный передатчик на расстоянии  $D$  от пеленгатора ( $D \gg X$ ).

Разность фаз полей основного и от переизлучателя при пеленговании дальней радиостанции будет

$$\varphi_1 = \frac{2\pi X}{\lambda}.$$

Та же разность фаз от местного передатчика

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} [X + (\sqrt{D^2 + X^2} - D)] \approx \frac{2\pi}{\lambda} \left( X + \frac{X^2}{2D} \right)$$

или 
$$\Delta\varphi \approx \frac{\pi X^2}{\lambda D}.$$

Ошибка при пеленговании пропорциональна косинусу разности фаз полей основного и от переизлучателя.

Для выполнения поставленного требования о допустимом различии ошибок при пеленговании местного и дальних передатчиков должно выполняться условие  $\frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1} \geq 0,9$ .

Так как при  $\frac{\pi}{2} > \varphi_1 > 0$   $\cos \varphi_2 = \cos(\varphi_1 + \Delta\varphi) \approx \cos \varphi_1 - \Delta\varphi \sin \varphi_1$ , то  $\frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1} = 1 - \Delta\varphi \operatorname{tg} \varphi_1$  и  $\Delta\varphi \operatorname{tg} \varphi_1 \leq 0,1$

или должно выполняться

$$D \geq \frac{10\pi X^2}{\lambda} \operatorname{tg} \varphi_1.$$

Следовательно, при  $X = 100$  м должны выполняться условия:

для  $\lambda = 300$  м  $D \geq 1,7$  км; для  $\lambda = 12$  м  $D \geq 45$  км.

На коротких волнах эти требования практически не выполнимы. Даже если калибровка произведена на нужном расстоянии, ошибка изменяется в зависимости от частоты, азимута и высоты расположения передатчика. В табл. 10.4 рассчитаны изменения частоты, азимута и

Таблица 10.4

**Изменения частоты, азимута и угла наклона фронта волны, соответствующие изменению ошибки от максимального значения до нуля**

Частоты, Мгц	1 Мгц	25 Мгц
Изменение частоты, %	37	1,48
Изменение азимута, град	44	1,75
Изменение угла наклона фронта волны, град	75	15

угла наклона фронта волны, соответствующие изменению ошибки пеленга из-за влияния обратного излучателя от максимального значения до нуля. Предполагается, что обратный излучатель находится на расстоянии 100 м от антенной системы радиопеленгатора.

Из изложенного следует, что калибровка по местному передатчику не может выявить систематических ошибок радиопеленгатора, которые устанавливаются путем набора пеленгов по дальним радиостанциям, места которых известны, и в результате длительного изучения работы радиопеленгатора.

---

## ГЛАВА 11

### ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА ПО РАДИОПЕЛЕНГАМ

Чтобы получить хорошие результаты при пеленговании, необходимо иметь радиопеленгаторы, обладающие достаточными точностью и чувствительностью, которые нужно соответствующим образом разместить и правильно использовать. Следует также уметь для каждой засечки оценить пеленги и найти по пеленгам и их оценкам наиболее вероятное место или район нахождения запеленгованного объекта.

В настоящей главе рассматриваются методы оценки одиночного пеленга и точность определения места по пеленгам  $n$  радиопеленгаторов, а также способы построения рабочих зон двух радиопеленгаторов.

В основе главы лежит применение статистической теории ошибок к радиопеленгованию.

#### 11.1. МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ОДИНОЧНОГО ПЕЛЕНГА

Ошибки при пеленговании, как это было указано в § 2.4, делятся на систематические, которые можно учесть в виде поправок, и случайные, которые не могут учитываться поправками. Случайные ошибки характеризуют отдельный отсчет пеленга.

Чтобы по пеленгам  $n$  радиопеленгаторов определить место объекта и рассчитать ошибку места, необходимо знать статистические характеристики ошибок пеленгов. На основе большого числа наблюдений, произведенных в течение длительного времени, можно найти среднюю квадратическую эксплуатационную ошибку радиопеленгатора  $\sigma_3$ . Однако оценочная средняя квадратическая

ошибка отдельного пеленга может значительно отличаться от  $\sigma_a$ , особенно на коротких волнах.

Иногда пользуются субъективной оценкой пеленга оператором, для чего заранее устанавливают 4—5 категорий пеленгов (например, по качеству отсчетов, по степени их устойчивости и т. д.). Для каждой категории пеленга экспериментально устанавливают среднюю квадратическую угловую ошибку. Субъективная оценка с известной точностью может применяться только на ультракоротких, средних и длинных волнах, так как на этих диапазонах волн средняя квадратическая ошибка для намеченных категорий пеленгов должна сохраняться. На коротких волнах, где имеется слишком много факторов, влияющих на точность пеленгования, субъективная оценка может приводить к неправильным результатам.

Лучше применять объективную оценку пеленгов [11.4, 11.5], которая основывается на физической картине распространения и условиях пеленгования коротких волн. Приводим разработанную в [11.5] методику оценки пеленгов на коротких волнах. Анализ случайных ошибок радиопеленгатора коротких волн показывает, что их можно разбить на три статистически не связанные одна с другой группы с дисперсиями  $V_1$ ,  $V_2$  и  $V_3$ ,  $град^2$ .

1. Очень медленно изменяющиеся во времени ошибки — ошибки инструментальная и из-за влияния места (ближнего и дальнего окружения). Для дисперсии этих ошибок можно написать:

$$V_1 = V_{11} + V_{12}(f),$$

где  $V_{11}$  — независимая от частоты составляющая.  $V_{11}$  изменяется от 0,1  $град^2$  до 1  $град^2$  в зависимости от антенной системы радиопеленгатора и места ее установки;  $V_{12}(f)$  — составляющая, зависящая от частоты. На основании эксплуатационных данных можно считать, что  $V_{12}(f) = Ab$ , где  $A$  — постоянный коэффициент, зависящий от качества места установки и разноса антенной системы;  $b$  — коэффициент, зависящий от частоты:

- для частот 2—4  $Мгц$   $b \approx 1$ ,
- для частот 4—9  $Мгц$   $b \approx 2$ ,
- для частот больше 9  $Мгц$   $b \approx 3$ .

2. Медленно изменяющиеся во времени ошибки — ошибки из-за боковых отклонений радиоволн при отражении от ионосферы. Эта ошибка зависит от дальности и в некоторой степени от времени суток; из-за большого периода изменения эта ошибка обычно не усредняется за время взятия пеленга (§ 6.4). Значения дисперсии боковых отклонений  $V_2 \text{ град}^2 = \Phi(D)$  даны на рис. 6.18 для малобазисной антенной системы.

3. Быстро изменяющиеся во времени ошибки — ошибки из-за интерференции радиоволн и изменяющейся поляризации; сюда же входит субъективная ошибка отсчетов оператора. Эти ошибки усредняются оператором. Оператор обычно берет несколько (5—12) усредненных отсчетов, каждый из которых является результатом наблюдений в течение 5—10 сек. При большей длительности отдельного усредненного отсчета оператор, который, как правило, запоминает картину пеленгов только за последние 5—10 сек, потеряет часть времени пеленгования.

Пусть оператор взял  $n$  усредненных отсчетов, получил средний пеленг  $\theta$ , разность между максимальным и минимальным значениями усредненных отсчетов  $r \text{ град}$  и наблюдал за время взятия отдельного усредненного отсчета колебание пеленга  $\delta \text{ град}$ .

Дисперсия  $V_3$  рассчитывается по формуле

$$V_3 = V_{31} + V_{32}.$$

Исходя из нормального закона распределения ошибок пеленгов

$$V_{31} \approx \frac{r^2}{n}, \text{ град}^2.$$

Составляющая дисперсии  $V_{32}$  учитывает субъективную ошибку оператора. Она зависит от пределов изменения пеленга  $\delta$  за время взятия усредненных отсчетов по электронно-лучевой трубке или от угла молчания при слуховом методе пеленгования по минимуму.

В [11.5] предложено определять  $V_{32}$  на основании величины гулянья пеленга за время усредненного отсчета или угла молчания в пределах:

$$\begin{array}{ll} 0-8^\circ & V_{32} = 0 \text{ град}^2, \\ 9-13^\circ & V_{32} = 1 \text{ град}^2, \\ 14-18^\circ & V_{32} = 2 \text{ град}^2, \end{array}$$

19—23°  $V_{32} = 4 \text{ град}^2$ ,  
 24—37°  $V_{32} = 6 \text{ град}^2$ ;  
 больше 38°  $V_{32} = 9 \text{ град}^2$ .

Таким образом, полная дисперсия ошибки пеленга будет

$$V = V_1 + V_2 + V_3,$$

где  $V_1 = V_{11} + V_{12}(f)$ ,  $V_2 = \Phi(D)$ ,  $V_3 = V_{31} + V_{32}$ .

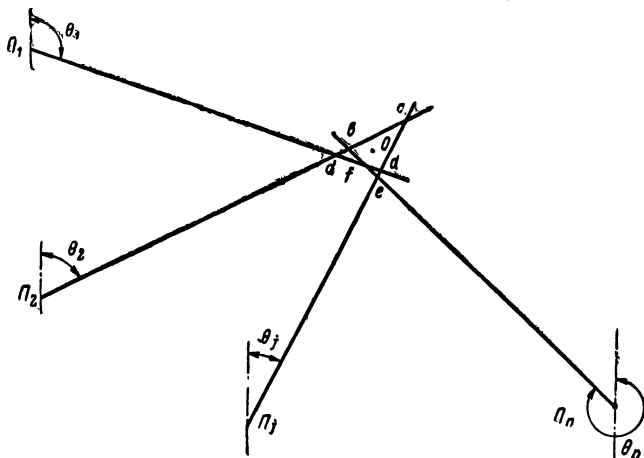


Рис. 11.1. Прокладка пеленгов.

Дисперсия  $V$ , или средняя квадратическая ошибка  $\sigma = \sqrt{V}$ , вместе со средним пеленгом  $\theta$  используются для прокладки.

Указанные коэффициенты для расчета составляющих дисперсии являются эмпирическими и должны быть уточнены на основании контрольного пеленгования радиостанций, места которых известны.

## 11.2. ЭЛЛИПС ПОГРЕШНОСТИ ПРИ $n$ РАДИОПЕЛЕНГАТОРАХ

Пусть радиостанция, находящаяся в точке  $O$  (рис. 11.1), запеленгована  $n$  радиопеленгаторами:  $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_n$ , и получены пеленги  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ . Из-за угловых погрешностей пеленгов в результате прокладки образовался многоугольник засечки ( $abcdef$ )\*.

\* Полагаем, что пеленги могут быть проложены в виде прямых линий.

Обозначим:

$\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$  — угловые погрешности радиопеленгов,  
 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$  — средние квадратические угловые  
 ошибки пеленгов.

На рис. 11.2 изображена линия пеленга одного  $j$ -го радиопеленгатора. Поместим начало координат в точку  $O$  истинного положения радиостанции, ось  $Ox$  напра-

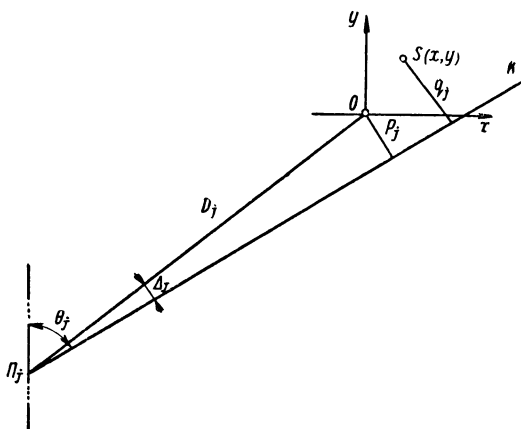


Рис. 11.2. К расчету плотности вероятности.

вим вдоль параллели, ось  $Oy$  — вдоль меридиана точки  $O$ . Обозначим  $p_j$  длину перпендикуляра из точки  $O$  до линии пеленга  $\Pi_j K$ :  $p_j = D_j \Delta_j$ , где  $D_j$  — расстояние между  $\Pi_j$  и  $O$ .

Пусть в результате прокладки линий пеленгов на карте за местоположение радиостанции принята точка  $S$  с координатами  $x, y$ , находящаяся на расстоянии  $q_j$  от линии пеленга  $\Pi_j K$ .

Для  $q_j$  можно написать:

$$q_j = p_j + x \cos \theta_j - y \sin \theta_j.$$

Вероятность того, что расстояние от точки  $S$  до линии пеленга  $\Pi_j K$  лежит в пределах между  $q_j$  и  $q_j + dq_j$ , определяется формулой

$$P(q_j) dq_j = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j D_j}} e^{-\frac{q_j^2}{2\sigma_j^2 D_j^2}} dq_j,$$



где  $\sigma_j D_j = E_j$  — среднее квадратическое отклонение линии пеленга от истинного места радиостанции.

Аналогичные выражения можно написать для других линий пеленгов. Суммарная вероятность того, что предполагаемое место радиостанции  $S$  находится от  $n$  линий пеленгов, взятых из точек  $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_n$ , на расстоянии от  $q_1$  до  $q_1 + dq_1$ , от  $q_2$  до  $q_2 + dq_2$ , ..., от  $q_n$  до  $q_n + dq_n$ , соответственно будет

$$P(q_1, q_2, \dots, q_n) dq_1 dq_2 \dots dq_n =$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^{\frac{n}{2}} E_1 E_2 \dots E_n} e^{-\frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \frac{(p_j + x \cos \theta_j - y \sin \theta_j)^2}{E_j^2}} dq_1 dq_2 \dots dq_n. \quad (11.1)$$

По принципу наименьших квадратов координаты  $(x_0, y_0)$  наиболее вероятнейшего местоположения запеленгованной радиостанции находятся из условия максимума выражения (11.1) или минимума показателя степени  $e$ . Для определения  $x_0, y_0$  следует приравнять нулю производные по  $x$  и по  $y$  от показателя степени  $e$  в (11.1). Получим два уравнения:

$$\sum_{j=1}^n \frac{p_j \cos \theta_j}{E_j^2} + Ax - By = 0,$$

$$\sum_{j=1}^n \frac{p_j \sin \theta_j}{E_j^2} + Bx - Cy = 0,$$

из которых следует:

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \frac{1}{AC - B^2} \sum_{j=1}^n \left[ p_j \frac{B \sin \theta_j - C \cos \theta_j}{E_j^2} \right], \\ y_0 &= \frac{1}{AC - B^2} \sum_{j=1}^n \left[ p_j \frac{A \sin \theta_j - B \cos \theta_j}{E_j^2} \right], \end{aligned} \right\} \quad (11.2)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A &= \sum_{k=1}^n \frac{\cos^2 \theta_k}{E_k^2}; \\ B &= \sum_{k=1}^n \frac{\sin \theta_k \cos \theta_k}{E_k^2}; \\ C &= \sum_{k=1}^n \frac{\sin^2 \theta_k}{E_k^2}. \end{aligned} \right\} \quad (11.3)$$

Точка  $(x_0, y_0)$  является наивероятнейшим местом нахождения радиостанции и называется центром вероятности.

Перенесем начало координат в точку  $(x_0, y_0)$ . Тогда вероятность нахождения радиостанции в любой точке с координатами  $(x, y)$  будет

$$P(x, y) dx dy = \frac{\sqrt{AC - B^2}}{2\pi} e^{-\frac{1}{2}(Ax^2 - 2Bxy + Cy^2)} dx dy. \quad (11.4)$$

Из правой части равенства (11.4) видим, что только показатель степени  $e$  зависит от переменных  $x$  и  $y$ . Следовательно, вероятность  $P$  изменяется только с изменением показателя степени  $e$ . Полагая, что показатель степени равен постоянной величине, получаем уравнение контура, на границах которого вероятность нахождения радиостанции в пределах элементарных площадок  $dx dy$  имеет постоянную величину, т. е. уравнение контура постоянной плотности вероятности. Обозначим показатель степени  $e$  коэффициентом  $-\frac{1}{2}K_0^2$ . Тогда выражение

$$Ax^2 - 2Bxy + Cy^2 = K_0^2 \quad (11.5)$$

определяет геометрическое место точек с одинаковой плотностью вероятности  $P(x, y) dx dy = \text{const}$ . Уравнение (11.5) представляет собой уравнение эллипса с центром в точке  $(x_0, y_0)$ , т. е. контуры постоянной плотности вероятности являются эллипсами с центром в центре вероятности.

Для определения интегральной вероятности  $P_{\vartheta}$  нахождения объекта пеленгования внутри эллипса, построенного по заданному значению  $K_0$ , следует проинтегрировать выражение для дифференциальной вероятности (11.4) в пределах площади эллипса  $S_{\vartheta}$ :

$$P_{\vartheta} = \int_{S_{\vartheta}} \left[ \frac{\sqrt{AC - B^2}}{2\pi} e^{-\frac{1}{2}(Ax^2 - 2Bxy + Cy^2)} \right] dx dy.$$

Заменим оси  $x, y$  осями  $x', y'$ , повернув их на угол  $\gamma$ , где  $\operatorname{tg} 2\gamma = \frac{2B}{C - A}$ .

Затем заменим оси  $x', y'$  осями  $x'', y''$ :

$$x'' = \frac{x'}{a_0}, \quad y'' = \frac{y'}{b_0},$$

где  $a_0$  и  $b_0$  — полуоси единичного эллипса

$$a_0, b_0 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{A + C \mp \sqrt{(A - C)^2 + 4B^2}}}.$$

Перейдем к полярным осям координат

$$\rho^2 = x''^2 + y''^2$$

и

$$dx'' dy'' = \rho d\rho d\varphi.$$

Произведя эти замены, получим следующее выражение для интегральной вероятности  $P_{\vartheta}$ :

$$P_{\vartheta} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{K_0} e^{-\frac{1}{2}\rho^2} \rho d\rho.$$

Полагаем  $\rho^2 = 2u$ , тогда  $\rho d\rho = du$ ,

$$P_{\vartheta} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{0,5K_0^2} e^{-u} du.$$

Интегральная вероятность определяется формулой

$$P_{\vartheta} = 1 - e^{-0,5K_0^2},$$

откуда

$$K_0 = \sqrt{-2 \ln(1 - P_0)}. \quad (11.6)$$

Таким образом,  $K_0$  в уравнении (11.5) рассчитывается по формуле (11.6) в зависимости от заданной интегральной вероятности  $P_0$ . Ниже приведены коэффициенты  $K_0$  для разных значений  $P_0$  (рис. 11.3 и табл. 11.1).

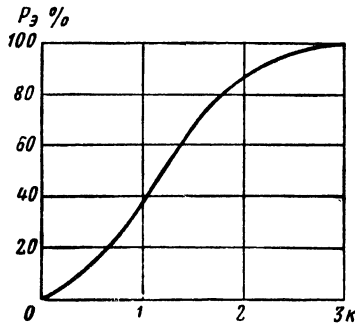


Рис. 11.3. График интегральной вероятности.

Таблица 11.1

$P_0$	$K_0$	$P_0$	$K_0$	$P_0$	$K_0$
0	0	0,3	0,842	0,7	1,552
0,05	0,322	0,394	1	0,865	2
0,1	0,458	0,5	1,179	0,989	3
0,12	0,5	0,6	1,353		
0,2	0,671	0,632	1,41		

Если  $K_0^2 = 1$ , то получаем уравнение так называемого единичного эллипса  $Ax^2 - 2Bxy + Cy^2 = 1$ , при этом  $P_0 = 39,4\%$ .

Совместим оси прямоугольной системы координат с главными осями эллипса вероятности. Уравнение (11.5) эллипса принимает вид

$$\frac{x^2}{a_0^2} + \frac{y^2}{b_0^2} = K_0^2,$$

где  $a_0$  и  $b_0$  — большая и малая полуоси любого эллипса.

На основании (11.5) выражения для полуосей эллипса будут

$$a_0, b_0 = \frac{\sqrt{2}K_0}{\sqrt{A+C \mp \sqrt{(A-C)^2 + 4B^2}}}. \quad (11.7)$$

Верхний знак (—) относится к полуоси  $a_0$  (большой), нижний знак (+) относится к полуоси  $b_0$  (малой).

Подставим в (11.7) формулу (11.6) и после преобразований получим

$$a_0, b_0 = \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \frac{\sqrt{A+C \pm \sqrt{(A-C)^2 + 4B^2}}}{\sqrt{AC - B^2}}. \quad (11.8)$$

Угол  $\gamma$  между большой осью эллипса  $2a_0$  и меридианом определяется из (11.5) выражением

$$\operatorname{tg} 2\gamma = \frac{2B}{C-A} \quad (11.9)$$

или

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{A-C - \sqrt{(A-C)^2 + 4B^2}}{2B}. \quad (11.9')$$

Для двух радиопеленгаторов формула (11.8) для расчета полуосей эллипса вероятности упрощается и принимает вид

$$a_0, b_0 = \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \times \frac{D_1\sigma_1 D_2\sigma_2}{\sqrt{D_1^2\sigma_1^2 + D_2^2\sigma_2^2 \mp \sqrt{(D_1^2\sigma_1^2 + D_2^2\sigma_2^2)^2 - 4D_1^2\sigma_1^2 D_2^2\sigma_2^2 \sin^2 \alpha_{12}}}}, \quad (11.10)$$

где  $\alpha_{12} = (\theta_2 - \theta_1)$  — угол пересечения пеленгов.

Для угла ориентировки большой оси эллипса из (11.9) получим

$$\operatorname{tg} 2\gamma = \frac{D_1^2\sigma_1^2 \sin 2\theta_2 + D_2^2\sigma_2^2 \sin 2\theta_1}{D_1^2\sigma_1^2 \cos 2\theta_2 + D_2^2\sigma_2^2 \cos 2\theta_1}. \quad (11.11)$$

Зная  $a_0$  и  $b_0$ , можно найти площадь эллипса вероятности:

$$S_0 = \pi a_0 b_0 = 2\pi \ln(1 - P_0) \frac{1}{\sqrt{AC - B^2}}. \quad (11.12)$$

Для двух пересекающихся пеленгов площадь эллипса будет

$$S_0 = 2\pi \ln(1 - P_0) \frac{E_1 E_2}{\sin \alpha_{12}}. \quad (11.13)$$

Пользуясь формулами (11.8) и (11.9'), можно получить следующие выражения для полуосей эллипса:

$$\left. \begin{aligned} a_0^2 &= \frac{K_0^2}{C + B \operatorname{tg} \gamma}, \\ b_0^2 &= \frac{K_0^2}{A - B \operatorname{tg} \gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (11.14)$$

В [11.7] предложен графоаналитический способ определения параметров эллипса вероятности с использованием специального планшета и формул (11.9) и (11.14) на расстояниях, где пеленги можно прокладывать в виде прямых линий (см. табл. 12.1).

Способ заключается в следующем.

Пусть в результате прокладки пеленгов найден центр вероятности  $O$  (рис. 11.4,а). Проведем в  $O$  из точки расположения радиопеленгатора  $\Pi_j$  линию пеленга  $\Pi_j O$  под углом  $\theta_j$  к меридиану  $OM$ . Проложим вторую линию  $\Pi_j K$  под углом  $\sigma_j$  к линии  $\Pi_j O$ . Разместим в  $O$  прозрачный планшет с прямоугольными осями, причем ось  $OY$  совместим с меридианом в  $O$ . Отметим точки  $a_j$  и  $b_j$  пересечения линии  $\Pi_j K$  с осями  $OY$  и  $OX$  планшета.

Из рис. 11.4,а следует, что

$$D_j \sigma_j \approx OL, \quad Oa_j = \frac{D_j \sigma_j}{\sin \theta_j} \quad \text{и} \quad Ob_j = \frac{D_j \sigma_j}{\cos \theta_j}.$$

Оси  $OY$  и  $OX$  на планшете имеют шкалы с градуировками  $\frac{1}{(OY)^2}$  и  $\frac{1}{(OX)^2}$  соответственно, где в знаменателях квадраты длин в масштабе используемой карты.

Поэтому отсчеты на осях планшета будут

$$Oa_j = \frac{\sin^2 \theta_j}{D_j^2 \sigma_j^2}, \quad Ob_j = \frac{\cos^2 \theta_j}{D_j^2 \sigma_j^2} \quad \text{и} \quad \sqrt{Oa_j Ob_j} = \frac{\sin \theta_j \cos \theta_j}{D_j^2 \sigma_j^2}.$$

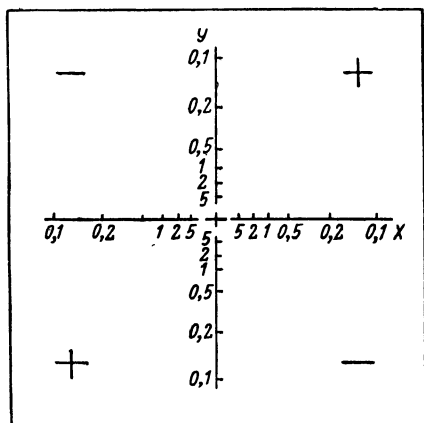
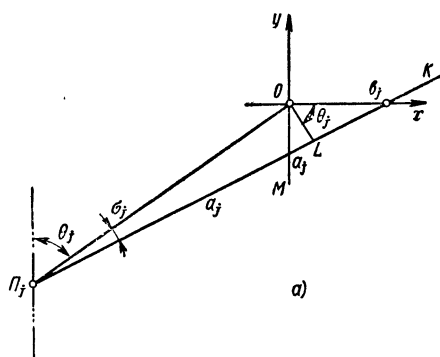


Рис. 11.4. Принцип использования планшета для определения параметров эллипса вероятности:  
 а — схема прокладки на карте; б — вид планшета

Сложим отсчеты на осях планшета для всех радиопеленгаторов. Тогда

$$\sum_{j=1}^n Oa_j = C, \quad \sum_{j=1}^n Ob_j = A \quad \text{и} \quad \sqrt{\sum_{j=1}^n Oa_j Ob_j} = B,$$

где  $A$ ,  $B$  и  $C$  соответствуют формулам (11.3) Знак для  $B$  указан на планшете.

Найдя  $A$ ,  $B$  и  $C$ , можно рассчитать  $a_0$ ,  $b_0$  и  $\gamma$  по формулам (11.14) и (11.9).

Планшет изображен на рис. 11.4, б.

Линейную ошибку можно характеризовать средним квадратическим значением. В этом случае она называется круговой ошибкой прокладки ( $R$ ). По определению

$$R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \rho^2 d\varphi}, \quad (11.15)$$

где  $\rho$  — радиус, проведенный из центра эллипса ошибок;  $\varphi$  — угол радиуса с начальной линией отсчета, например с большой осью эллипса.

Перепишем (11.15) в виде

$$R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ 2 \int_0^{\pi/2} (\delta_1^2 + \delta_2^2) d\varphi \right]}, \quad (11.15')$$

где  $\delta_1$  и  $\delta_2$  — сопряженные радиусы эллипса ошибок.

Заменим в (11.15') [1.17]

$$\delta_1^2 + \delta_2^2 = a_0^2 + b_0^2$$

и подставим вместо  $a_0$ ,  $b_0$  выражения (11.8). Тогда

$$R = \sqrt{\frac{1}{2} (a_0^2 + b_0^2)} = \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sqrt{\frac{A + C}{AC - B^2}}. \quad (11.16)$$

Если  $-\ln(1 - P_0) = 1$ , то круговая ошибка

$$R_0 = \sqrt{\frac{A + C}{AC - B^2}}. \quad (11.17)$$

Интегральная вероятность средней квадратической линейной ошибки  $R_0$  при  $a_0 = b_0$  совпадает с интегральной вероятностью  $P_0$  эллиптической ошибки и по рис. 11.3  $P_0 = 63,2\%$ .

Для других отношений  $\frac{b_0}{a_0}$  интегральная вероятность круговой ошибки  $R_0$  несколько возрастает и при  $\frac{b_0}{a_0} \rightarrow 0$  равна  $68\%$ .



Ниже приведены значения интегральной вероятности круговой ошибки  $P_K$  (в %) для разных  $\frac{R}{R_0}$  при крайних значениях  $\frac{b_0}{a_0} = 1$  и  $\frac{b_0}{a_0} = 0$ .

Таблица 11.2

Интегральная вероятность  $P_K$  в % в зависимости от  $\frac{R}{R_0}$  и  $\frac{b_0}{a_0}$

$\frac{R}{R_0}$		0,5	0,8	1	1,5	2	2,5	3
$P_K$	$\frac{b_0}{a_0} = 0$	39	58	68	86	95	99	100
	$\frac{b_0}{a_0} = 1$	20	48	63	90	99	100	

Для двух радиопеленгаторов из общего выражения (11.17) для  $R_0$  имеем

$$R_0 = 0,01745 \frac{\sqrt{\sigma_1^2 D_1^2 + \sigma_2^2 D_2^2}}{\sin \alpha_{12}}, \quad (11.18)$$

где  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  выражены в градусах.

Вернемся к выражениям (11.2) для координат центра вероятности, найдем способ их расчета. Вначале определим точку пересечения пеленгов из двух любых радиопеленгаторов, например  $\Pi_j$  и  $\Pi_k$ . Уравнения линий пеленгов получим из рис. 11.2:

$$\left. \begin{aligned} p_j + x \cos \theta_j - y \sin \theta_j &= 0, \\ p_k + x \cos \theta_k - y \sin \theta_k &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (11.19)$$

Координаты точек пересечения пеленгов из  $\Pi_j$  и  $\Pi_k$  из (11.19) будут:

$$\left. \begin{aligned} x_{jk} &= \frac{p_k \sin \theta_j - p_j \sin \theta_k}{\cos \theta_j \sin \theta_k - \sin \theta_j \cos \theta_k} = \\ &= \frac{p_k \sin \theta_j - p_j \sin \theta_k}{\sin (\theta_k - \theta_j)}, \\ y_{jk} &= \frac{p_k \cos \theta_j - p_j \cos \theta_k}{\sin (\theta_k - \theta_j)}. \end{aligned} \right\} \quad (11.20)$$

Введем для характеристики веса точки пересечения  $j$ -го и  $k$ -го пеленгов в качестве оценки веса величину  $m_{jk}$ , обратную квадрату площади единичного эллипса вероятности, получающегося, если радиостанция запеленгована двумя радиопеленгаторами  $j$ -м и  $k$ -м:

$$m_{jk} = \frac{\pi^2}{S_{\alpha_{jk}}^2},$$

где  $S_{\alpha_{jk}}$  — площадь единичного эллипса вероятности,

$$S_{\alpha_{jk}} = \pi \frac{E_j E_k}{\sin \alpha_{kj}};$$

$\alpha_{kj}$  — угол пересечения  $j$ -го и  $k$ -го пеленгов, равный  $\theta_k - \theta_j$ ;

$$m_{jk} = \frac{\sin^2(\theta_k - \theta_j)}{E_j^2 E_k^2}. \quad (11.21)$$

Получим из формул (11.20) и (11.21) произведения  $x_{jk} m_{jk}$  и  $y_{jk} m_{jk}$ :

$$x_{jk} m_{jk} = \frac{1}{E_j^2 E_k^2} (p_k \sin \theta_j - p_j \sin \theta_k) \sin(\theta_k - \theta_j),$$

$$y_{jk} m_{jk} = \frac{1}{E_j^2 E_k^2} (p_k \cos \theta_j - p_j \cos \theta_k) \sin(\theta_k - \theta_j).$$

Можно показать, что

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n x_{jk} m_{jk} &= \sum_{j=1}^n p_j \frac{B \sin \theta_j - C \cos \theta_j}{E_j^2}, \\ \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n y_{jk} m_{jk} &= \sum_{j=1}^n p_j \frac{A \sin \theta_j - B \cos \theta_j}{E_j^2}, \\ \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n m_{jk} &= \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{\sin^2(\theta_k - \theta_j)}{E_j^2 E_k^2} = AC - B^2, \end{aligned} \right\} \quad (11.22)$$

где  $A$ ,  $B$  и  $C$  определены ранее и выражены формулами (11.3). Сопоставляя выражения (11.2) и (11.22), прихо-

дим к выводу, что координаты центра вероятности  $x_0, y_0$  могут быть рассчитаны по формулам

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \frac{\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n x_{jk} m_{jk}}{\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n m_{jk}}, \\ y_0 &= \frac{\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n y_{jk} m_{jk}}{\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n m_{jk}}. \end{aligned} \right\} \quad (11.23)$$

Формулы (11.23) аналогичны формулам для расчета центра тяжести масс  $m_{jk}$ , размещенных в точках пересечения линий пеленгов.

Таким образом, координаты центра вероятности  $x_0, y_0$  могут быть определены как координаты центра тяжести фигуры засечки  $abcdef\dots$  (рис. 11.1), в вершинах которой помещены массы  $m_{jk}$  (11.21), характеризующие эти вершины.

Для двух пеленгов центр вероятности совпадает с точкой пересечения пеленгов.

Для трех радиопеленгаторов массы вершин треугольника засечки будут:

$$m_{12} = \frac{\sin^2 \alpha_{12}}{E_1^2 E_2^2}, \quad m_{13} = \frac{\sin^2 \alpha_{13}}{E_1^2 E_3^2}, \quad m_{23} = \frac{\sin^2 \alpha_{23}}{E_2^2 E_3^2};$$

или, умножая числители и знаменатели на одинаковые множители, можно написать иначе:

$$\begin{aligned} m_{12} &= \frac{E_3^2 \sin^2 \alpha_{12}}{E_1^2 E_2^2 E_3^2}, \quad m_{13} = \frac{E_2^2 \sin^2 \alpha_{13}}{E_1^2 E_2^2 E_3^2}, \\ m_{23} &= \frac{E_1^2 \sin^2 \alpha_{23}}{E_1^2 E_2^2 E_3^2}. \end{aligned} \quad (11.24)$$

Отбросив одинаковые знаменатели в выражениях (11.24), получим для масс

$$m_{12} = D_3^2 \sigma_3^2 \sin^2 \alpha_{12}, \quad m_{13} = D_2^2 \sigma_2^2 \sin^2 \alpha_{13},$$

$$m_{23} = D_1^2 \sigma_1^2 \sin^2 \alpha_{23}. \quad (11.25)$$

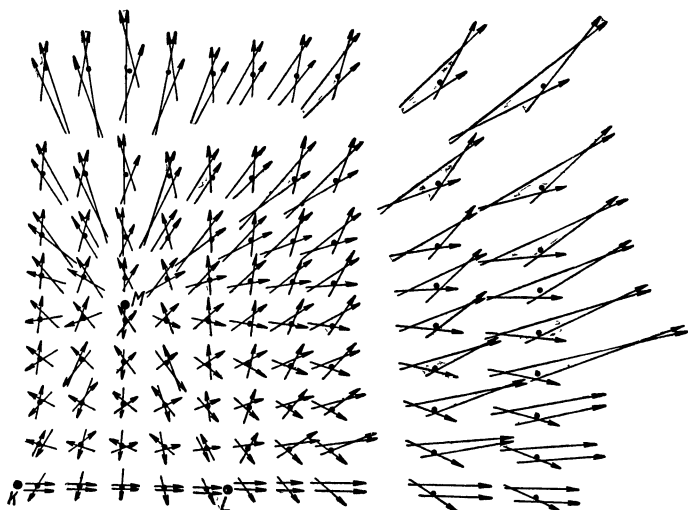


Рис. 11.5. Построение центров вероятности при трех радиопеленгаторах.

Графическое определение центра вероятности при трех пеленгах заключается в нахождении точки пересечения прямых, проведенных из вершин треугольника засечки так, что противолежащие стороны делятся этими прямыми на отрезки, обратно пропорциональные массам вершин, прилегающих к сторонам.

На практике обычно намечают центр вероятности интуитивно, исходя из положения, что чем острее угол пересечения пеленгов в вершине и чем меньше произведение  $D\sigma$  для пеленга, противолежащего вершине, тем больше следует удаляться от этой вершины.

Если найден центр вероятности и рассчитаны  $a_0$ ,  $b_0$  и  $\gamma$ , то можно графически построить эллипс вероятности.

На рис. 11.5 показаны типичные примеры построения центров вероятности для случая трех радиопеленгаторов, размещенных в точках  $K$ ,  $L$ ,  $M$  при  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = 2^\circ$ .

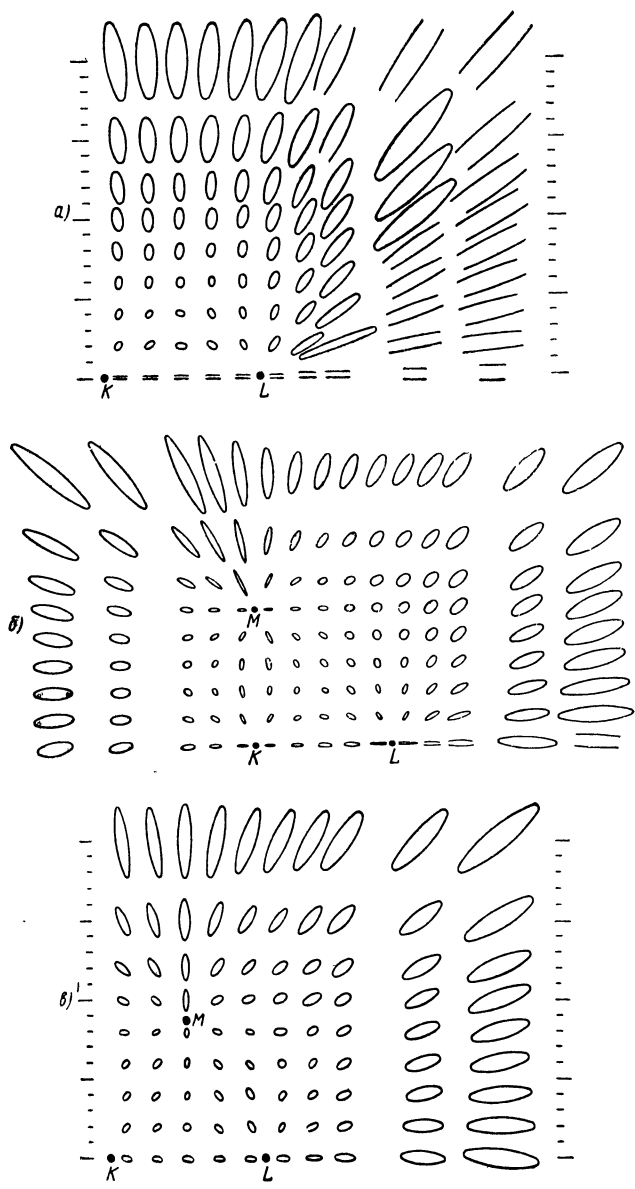


Рис. 11.6. Построение эллипсов вероятности для случая средней квадратической ошибки  $2^\circ$  и  $P_3=50\%$ :  
 а — два радиопеленгатора; б — три радиопеленгатора в вершинах прямоугольного треугольника, в — три радиопеленгатора в вершинах равностороннего треугольника

На рис. 11.6 даны построенные эллипсы вероятности для нескольких случаев размещения радиопеленгаторов [11.6].

Расчеты центра вероятности, размеров эллипса вероятности и ориентировки большой оси эллипса даны для случая плоской земли, т. е. на расстояниях от радиопеленгаторов до 500—800 км. При больших дальностях необходимо считаться со сферичностью земли. Уравнения линий пеленгов должны быть соответственно изменены.

Если линии пеленгов проложены по карте с учетом сферичности земли и получена фигура засечки, то центр вероятности и параметры эллипса (или круга) вероятности могут быть рассчитаны по изложенной теории или по описанному графоаналитическому способу.

### 11.3. РАЙОН, ОБСЛУЖИВАЕМЫЙ ДВУМЯ РАДИОПЕЛЕНГАТОРАМИ

Определим границы района, в пределах которого линейная ошибка пеленгования с требуемой вероятностью не будет превосходить заданного значения. Площадь внутри границ этого района называется рабочей зоной двух радиопеленгаторов.

При заданной величине вероятности максимальным расстоянием, на котором может находиться объект пеленгования от его наивероятнейшего местоположения, является большая полуось эллипса вероятности.

Таким образом, определение района пеленгования при заданной максимальной линейной ошибке сводится к нахождению района, где большая полуось эллипса не превосходит заданной линейной ошибки.

Для расчета полуосей эллипса вероятности и угла ориентировки большой оси в случае двух радиопеленгаторов используются формулы (11.10) и (11.11). Для упрощения расчетов удобно ввести параметры (рис. 11.7):  $\varphi$  — угол между медианой  $ON$  линии  $P_1P_2$ , соединяющей пеленгаторы, и самой линией  $P_1P_2$ ;  $ON$  — длина медианы.

Обозначим  $P_1P_2 = 2D$ ,  $ON = m$ .  $P_1P_2$  называется го-  
ни базой двух радиопеленгаторов.

Площадь треугольника  $\Pi_1 O \Pi_2$  определяется выражением

$$\frac{D_1 D_2 \sin \alpha}{2} = \frac{2mD \sin \varphi}{2},$$

откуда

$$\sin \alpha = \frac{2mD}{D_1 D_2} \sin \varphi. \quad (11.26)$$

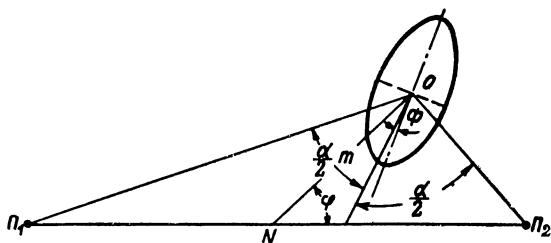


Рис. 11.7. Построение эллипса вероятности.

Из треугольников  $\Pi_1 ON$  и  $\Pi_2 ON$  следует:

$$\left. \begin{aligned} D_1^2 &= m^2 + D^2 + 2mD \cos \varphi, \\ D_2^2 &= m^2 + D^2 - 2mD \cos \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (11.27)$$

Подставив в формулы (11.10) выражения (11.26) и (11.27) и введя обозначение  $e = \frac{\sigma_2}{\sigma_1}$ , получим следующее равенство:

$$\alpha_0 = 2 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} D e \sigma_1 \times \sqrt{\frac{\left[ \left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 \right]^2 - 4 \left( \frac{m}{D} \right)^2 \cos^2 \varphi}{T^2 + U - \sqrt{(T^2 + U)^2 - 16 \left( \frac{m}{D} \right)^2 e^2 \sin^2 \varphi}}}, \quad (11.28)$$

где

$$T^2 = \left[ \left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 \right] (1 + e^2),$$

$$U = 2 \frac{m}{D} \cos \varphi (1 - e^2).$$

Из выражений (11.28) следует, что при  $\varphi = 90^\circ$  формула для большой полуоси эллипса принимает вид

$$a_0 = 2 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} e \sigma_1 \times \\ \times \frac{m^2 + D^2}{\sqrt{(m^2 + D^2)(1 + e^2) - \sqrt{[(m^2 + D^2)(1 + e^2)]^2 - 16m^2 D^2 e^2}}};$$

при  $\varphi = 90^\circ$  и  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$

$$a_0 = \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma \frac{D^2 + m^2}{m}, \quad (11.29)$$

когда  $D > m$ , и

$$a_0 = \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma \frac{D^2 + m^2}{D}, \quad (11.30)$$

когда  $m > D$ . Во всех этих формулах  $\sigma$ ,  $\sigma_1$ ,  $\sigma_2$  выражены в радианах.

Когда  $\varphi = 90^\circ$  и  $m = D$ , т. е. точка пересечения пленгов находится на расстоянии полубазы (длина базы равна  $2D$ ) от обоих радиопеленгаторов, то из (11.29) следует:

$$a_0 = b_0 = 2 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma D$$

и эллипс вероятности превращается в окружность с радиусом  $2 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma D$ . Этот случай соответствует минимальной линейной погрешности

$$a_{0 \text{ мин}} = 2 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma D = 0,035 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma^\circ D.$$

При  $m = 2D$ , т. е. для точки, находящейся на одинаковом расстоянии от обоих радиопеленгаторов, равно длине базы,

$$a_0 = 5 \sqrt{-\ln(1 - P_0)} \sigma D = 2,5 a_{0 \text{ мин}}.$$

Рассмотрим способы построения рабочей зоны двух радиопеленгаторов.

Обозначим заданную условиями эксплуатации максимальную допустимую линейную ошибку при вероятности  $P_0$  через  $\Delta L$ .

Условием для нахождения рабочей зоны пеленгаторов будет  $a_0 \leq \Delta L$  при заданных значениях  $P_0$ ,  $\sigma$ ,  $e$  и  $D$ .



Введем в формулу (11.28) такой параметр  $Q$ , чтобы

$$a_0 = 2 \sqrt{-\ln(1-P_0)} De\tau Q = \Delta L. \quad (11.31)$$

В этой формуле

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\left[ \left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 \right]^2 - 4 \left( \frac{m}{D} \right)^2 \cos^2 \varphi}{\left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 - \sqrt{\left[ \left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 \right]^2 - 4 \left( \frac{m}{D} \right)^2 \sin^2 \varphi}}}, \quad (11.32)$$

когда  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ ;

$$Q = \sqrt{\frac{\left[ \left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 \right]^2 - 4 \left( \frac{m}{D} \right)^2 \cos^2 \varphi}{T^2 + U - \sqrt{(T^2 + U)^2 - 16 \left( \frac{m}{D} \right)^2 e^2 \sin^2 \varphi}}}, \quad (11.33)$$

когда  $\sigma_1 = \sigma$ ,  $\sigma_2 = e\sigma$ .

При заданных  $\Delta L$  и  $P_0$ , а также  $\sigma$ ,  $e$  и  $D$  для рассматриваемых радиопеленгаторов можно рассчитать по (11.31)  $Q$ , которое зависит от  $\varphi$ ,  $e$  и  $\frac{m}{D}$ . Зная  $Q$  и  $e$ , можно, пользуясь (11.32) или (11.33), рассчитать зависимость  $\frac{m}{D}$  от  $\varphi$  и получить исходные данные для построения рабочих зон двух радиопеленгаторов.

Для построения границ рабочей зоны пеленгаторов следует:

- к линии  $\Pi_1\Pi_2$ , соединяющей радиопеленгаторы, провести медианы под разными углами  $\varphi$ ;
- на медианах  $CA$  отложить отрезки  $m$ .

Полученные конечные точки медиан определяют границы рабочей зоны пеленгования.

Если  $e = 1$ , т. е. точности обоих радиопеленгаторов одинаковы, то границы зоны симметричны относительно перпендикуляра к средней линии  $\Pi_1\Pi_2$ , поэтому для углов  $\varphi$  и  $180^\circ - \varphi$  получаются одни и те же значения  $\frac{m}{D}$ .

Если  $e \neq 1$ , т. е. точности радиопеленгаторов различны,

кривая рабочей зоны получается несимметричной. Для каждого значения  $\varphi$  имеются два значения:  $\frac{m}{D}$  и  $m$ , ограничивающие с двух сторон рабочую зону пеленгования.

Для облегчения расчетов приводим рассчитанные В. В. Ширковым табл. 11.3, 11.4 значений  $Q$  для разных  $\frac{m}{2D}$  и  $\varphi$  при  $e=1$  и  $e=2$  [11.2].

Таблица 11.3

**Значение параметра  $Q$  для случая равно-  
точной работы пеленгаторов ( $e=1$ )**

$\frac{m}{2D}$	$\varphi^\circ$					
	15 и 165	30 и 150	45 и 135	60 и 120	75 и 105	90
0,04	13,6	7,08	5,01	4,09	3,66	3,54
0,1	6,69	3,51	2,53	2,10	1,90	1,84
0,2	3,15	1,74	1,32	1,14	1,05	1,03
0,3	1,88	1,17	0,98	0,88	0,82	0,80
0,4	1,19	0,96	0,88	0,82	0,76	0,72
0,5	0,99	0,97	0,92	0,87	0,79	0,71
0,6	1,34	1,14	1,06	0,99	0,91	0,86
0,7	2,00	1,43	1,26	1,16	1,08	1,05
0,8	2,82	1,81	1,52	1,38	1,29	1,26
1,0	4,83	2,79	2,20	1,93	1,81	1,77
1,2	7,22	4,01	3,06	2,64	2,45	2,39
1,4	10,10	5,47	4,09	3,48	3,21	3,13
1,6	13,34	7,15	5,27	4,46	4,09	3,98

При построении зоны для неравноточных радиопеленгаторов следует учесть, что  $\Pi_1$  является более точным радиопеленгатором и что углы  $\varphi$  должны откладываться от  $СП_1$ .

При равноточных радиопеленгаторах наибольшая дальность пеленгования, или наименьшая ошибка для любого расстояния от середины линии гониобазы, получается вдоль перпендикуляра к середине линии гониобазы.

Можно построить границы района рабочей зоны, исходя из получения на границе района заданной средней квадратической линейной ошибки.

Значения параметра  $Q$  для случая  $e = 2$ 

$\frac{m}{2D}$	$\varphi^\circ$										
	15	30	45	60	75	90	105	120	135	150	165
0,05	22,80	11,80	8,30	6,70	5,89	5,60	5,70	6,28	7,60	10,6	20,5
0,1	11,76	6,13	4,33	3,52	3,11	2,93	2,91	3,12	3,66	4,98	9,32
0,2	6,18	3,25	2,42	2,03	1,81	1,67	1,59	1,60	1,74	2,18	3,89
0,3	3,73	2,32	1,89	1,67	1,51	1,37	1,24	1,16	1,16	1,32	2,04
0,4	2,33	1,93	1,75	1,62	1,48	1,30	1,17	1,00	0,94	0,99	1,21
0,5	1,95	1,93	1,85	1,73	1,59	1,41	1,22	1,00	0,92	0,97	0,99
0,6	2,67	2,26	2,09	1,95	1,78	1,64	1,39	1,19	1,10	1,16	1,36
0,7	3,97	2,79	2,47	2,26	2,06	1,85	1,64	1,47	1,40	1,52	2,09
0,8	5,63	3,54	2,96	2,64	2,38	2,16	1,95	1,80	1,79	2,00	3,05
1,0	9,15	5,34	4,16	3,58	3,18	2,93	2,73	2,64	2,75	3,29	5,53
1,2	13,45	7,52	5,65	4,75	4,26	3,91	3,72	3,54	3,99	5,00	8,72
1,4	18,73	10,17	7,27	6,07	5,46	5,00	4,80	4,90	5,50	7,06	12,69
1,6	24,33	12,96	9,40	7,76	6,88	6,40	6,23	6,43	7,25	9,49	17,29

Для средней квадратической линейной ошибки двух радиопеленгаторов мы получили

$$R_0 = \frac{\sqrt{D_1^2 \sigma_1^2 + D_2^2 \sigma_2^2}}{\sin \alpha_{12}} \quad (\sigma_1 \text{ и } \sigma_2 \text{ в рад}) =$$

$$= \frac{0,0175}{\sin \alpha_{12}} \sqrt{D_1^2 \sigma_1^2 + D_2^2 \sigma_2^2} \quad (\sigma_1 \text{ и } \sigma_2 \text{ в град}).$$

Если выразить  $R_0$  в зависимости от  $m$  и  $\varphi$  (см. рис. 11.7), то при  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$  формула для  $R_0$  примет вид [11.3]

$$R_0 = \frac{\sqrt{2} \sigma D}{\sin \varphi} \sqrt{\left[ \left( \frac{m}{2D} + \frac{D}{2m} \right)^2 - \cos^2 \varphi \right] \left[ \left( \frac{m}{D} \right)^2 + 1 \right]}.$$

Чтобы построить границу зоны пеленгования, для которой средняя квадратическая линейная ошибка  $R_0$  не превзойдет заданную величину  $\Delta L$ , т. е.  $R_0 \leq \Delta L$ , воспользуемся серией кривых рис. 11.8, на которых изображены рассчитанные зависимости  $\frac{R_0}{2\sigma D} = f\left(\frac{m}{2D}\right)$  при разных значениях  $\varphi$ . Минимальная ошибка  $\Delta L_{\text{мин}}$  получается в точке  $\varphi = 90^\circ$ ,  $m = 0,7D$ , где  $\alpha_{12} = 109^\circ$ ,  $\Delta L_{\text{мин}} = 0,032\sigma D$ ,  $\sigma$  в градусах.

Часто за границу рабочей зоны пеленгования принимают две окружности радиусом  $2D$ , проходящие через пеленгаторы  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ . Во всех точках этих окружностей пеленги пересекаются под углами  $30^\circ$  (внешняя окружность) и  $150^\circ$  (внутренняя окружность).

Расчет показывает, что линейная ошибка для границ первой окружности в ее центральной части равна приблизительно  $7a_{0 \text{ мин}}$ , линейная ошибка для границ второй окружности равна  $2a_{0 \text{ мин}}$ .

В табл. 11.5 рассчитаны линейные ошибки для центральной части окружностей разных углов пересечения пеленгов.

На рис. 11.9 построены для двух радиопеленгаторов контуры зон пеленгования, на границе которых наблюдается постоянная максимальная ошибка ( $a_0$  — большая полуось эллипса вероятности) или постоянная средняя квадратическая линейная ошибка ( $R_0$  — круговая ошибка). На этом же рисунке нанесены окружности постоянных углов пересечения пеленгов ( $\alpha_{12} = \text{const}$ ).

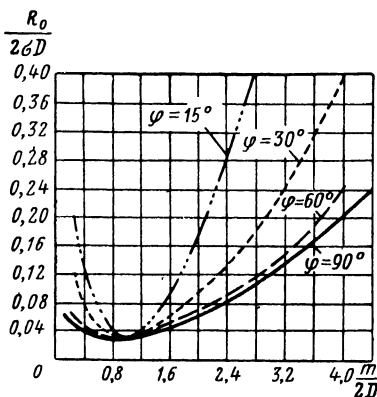


Рис. 11.8. Зависимости  $\frac{R_0}{2\sigma D}$  от  $\frac{m}{D}$  при разных значениях  $\varphi$ .

Таблица 11.5

Линейные ошибки  $\frac{a_0}{a_{0 \text{ мин}}}$  для разных углов пересечения пеленгов

Угол пересечения пеленгов, град	90	60 и 150	45 и 160	30 и 170	22,5
$a_0/a_{0 \text{ мин}}$	1	2	3,4	7,5	13

В описанных расчетах предполагалось, что средние квадратические ошибки радиопеленгатора сохраняют-

ся постоянными в пределах всей зоны пеленгования. На самом деле эти ошибки изменяются с расстоянием, но при учете этого построение значительно усложняется.

Если пеленгование осуществляется на средних и длинных волнах, то средние квадратические ошибки сохраняются примерно постоянными для всей рабочей зоны. Имеются предельные расстояния, дальше которых пеленгование становится ненадежным. Поэтому после

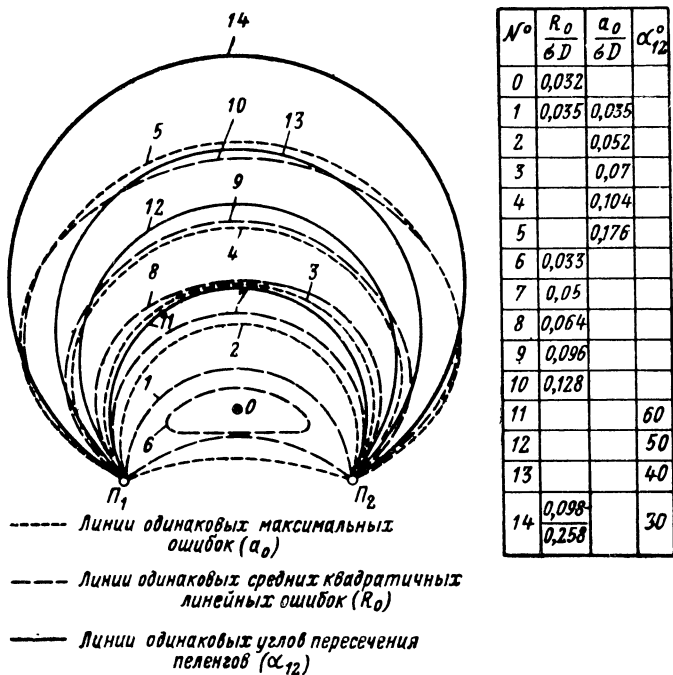


Рис. 11.9. Зоны радиопеленгования для двух радиопеленгаторов.

построения рабочей зоны по средним значениям средней квадратической ошибки следует очертить вокруг каждого радиопеленгатора максимальные районы пеленгования, дальше которых пеленгование становится неудовлетворительным, и отрезать таким образом площади, находящиеся за пределами этих районов.

При пеленговании коротких волн можно говорить о разной угловой средней квадратической ошибке на разных расстояниях от радиопеленгатора. Наиболее простой будет следующая характеристика пеленгования:

— в некотором радиусе  $r$  пеленгование невозможно (зона молчания);

— на расстояниях от  $r$  до  $R_1$  радиопеленгаторы работают с пониженной точностью, характеризуемой  $\sigma'$  (зона круто падающих волн);

— на расстояниях от  $R_1$  до  $R_2$  радиопеленгаторы работают с нормальной точностью, характеризуемой  $\sigma''$ .

При таких предположениях для определения района, охватываемого двумя радиопеленгаторами, требуется построить зоны пеленгования для следующих условий:

1) оба радиопеленгатора работают с одинаковой точностью  $\sigma'$ ;

2) оба радиопеленгатора работают с одинаковой точностью  $\sigma''$ ;

3) первый пеленгатор имеет точность, характеризуемую  $\sigma'$ , а второй — характеризуемую  $\sigma''$ ;

4) первый радиопеленгатор имеет точность  $\sigma''$ , а второй — точность  $\sigma'$ .

Кроме того, требуется построить окружности радиусом  $r$  и  $R_2$ , выделяющие зоны, в пределах которых пеленгование невозможно.

В результате такого построения получают район сложного очертания, иногда охватывающий несколько участков, не связанных один с другим. Отдельные кривые или дуги, ограничивающие район, пересекаются под острыми или тупыми углами, т. е. не происходит плавный переход одной кривой в другую. Это обусловлено тем, что допускается скачкообразное изменение условий пеленгования. В действительности условия пеленгования изменяются плавно; это позволяет после построения несколько округлить острые переходы одной кривой, ограничивающей рабочую зону пеленгования, в другую.

При размещении группы радиопеленгаторов для обслуживания некоторого района необходимо принимать во внимание требования получения допустимой линейной ошибки и нормального прохождения радиоволн из районов до радиопеленгаторов. О размещении группы радиопеленгаторов смотри [11.1].

## ПРОКЛАДКА РАДИОПЕЛЕНГОВ НА КАРТЕ

## 12.1. ОРИЕНТИРОВКА РАДИОПЕЛЕНГАТОРА

Наземные радиопеленгаторные станции устанавливаются и ориентируются так, чтобы отсчет получался равным нулю, когда пеленгуемая станция находится в направлении истинного севера. При всяком другом направлении пеленг даст угол этого направления, считая от истинного направления север—юг по часовой стрелке, т. е. истинный пеленг. Перед прокладкой пеленга его необходимо исправить на величину радиодeviации, которая берется из таблиц.

При установке стационарных радиопеленгаторов пользуются точными геодезическими приборами. Передвижные наземные радиопеленгаторы требуются ориентировать после каждой установки. В приложении IV даны простейшие способы определения направления истинного севера.

В подвижной станции (корабле, самолете) шкала пеленгатора ориентируется так, что нулевой отсчет получается в направлении продольной оси и отсчеты ведутся по часовой стрелке (курсовой угол). Для прокладки на карте необходимо пеленг пересчитать на истинный, т. е. отсчитанный от направления истинного меридиана. Как видно из рис. 12.1, истинный географический пеленг радиостанции (ИП), т. е. отсчитанный от линии истинного севера, равен сумме отсчитанного радиопеленга ( $q$ ), девиации радиопеленгатора ( $f$ ), компасного курса (КК), девиации компаса ( $\Delta K$ ) и магнитного склонения ( $\Delta M$ )

$$\text{ИП} = q + f + \text{КК} + \Delta M + \Delta K.$$

Полученный таким способом истинный пеленг дает направление от корабля или самолета на радиостанцию; при прокладке пеленга от радиостанции следует взять обратный пеленг.

Из приведенной формулы видно, что точность пеленга зависит от точности компаса и точности определения склонения и девиации. Кроме того, так как при ходе судна всегда возможно отклонение его от курса на  $1-2^\circ$  (а иногда и больше), необходимо одновременно отсчитывать компасный курс и радиопеленг.

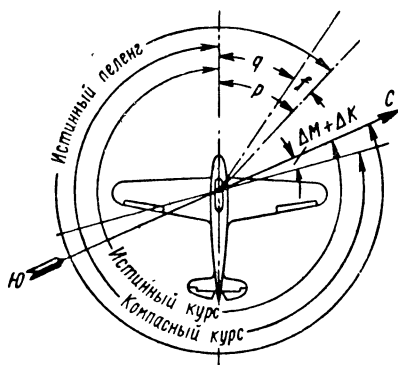


Рис. 12.1. Пересчет пеленгов.

## 12.2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О КАРТАХ

Для изображения Земли на плоскости применяют разнообразные картографические проекции. Вследствие шаровидности Земли изображение ее на плоскости всегда сопровождается искажениями тех или иных геометрических элементов. В настоящее время используются разнообразные виды картографических проекций. Ниже приводятся краткие сведения о наиболее распространенных видах карт.

Проекция Меркатора относится к разряду цилиндрических проекций и обладает следующими свойствами: является равноугольной (конформной), т. е. передает без искажения углы и форму небольших фигур на поверхности земли; ортогональной, т. е. сетки меридианов и параллелей взаимно перпендикулярны; локсодромической, т. е. линия, пересекающая на шаре меридианы под постоянным углом (локсодромия) изображается прямой.

Последнее свойство особенно ценно для навигации, так как обеспечивает возможность прокладки компасных курсов в виде прямых линий. Карты Меркатора являются основными навигационными картами.



Гномоническая проекция — перспективная, представляет собой проекцию шара из его центра на касательную плоскость. Важнейшим ее свойством, присущим только этому виду проекции, является ортодромизм. Все дуги большого круга на шаре (ортодромии) изображаются на гномонической карте в виде прямых. Это свойство очень важно при прокладке радиопеленгов, так как электромагнитные волны распространяются по кратчайшему расстоянию между двумя точками, т. е. по ортодромии\*. Однако углы в гномонической проекции передаются с искажениями.

Величина угловых искажений зависит от расстояния до точки касания (центра проекции карты) и определяется формулой

$$\operatorname{tg} \alpha' = \cos C \operatorname{tg} \alpha, \quad (12.1)$$

где  $\alpha$  — истинный азимут;

$\alpha'$  — его изображение на карте;

$C$  — зенитное расстояние рассматриваемой точки от точки касания.

При небольших зенитных расстояниях ( $C < 20^\circ$ ) можно пользоваться приближенной формулой

$$\Delta = \alpha' - \alpha = -\frac{C^2}{229,2} \sin 2\alpha = -0,353 \left( \frac{C_{\text{км}}}{1000} \right)^2 \sin 2\alpha. \quad (12.2)$$

В заданной точке ошибка зависит только от азимута  $\alpha$ . Можно построить у заданной точки азимутальный лимб с учетом поправки. Для зенитных расстояний, меньших  $10^\circ$  ( $C < 1000$  км), погрешность не превышает  $0,5^\circ$ .

Международная карта масштаба 1 : 1 000 000 построена в поликонической проекции. На каждом листе воспроизводится поверхность между двумя меридианами, отличающимися по долготе на  $6^\circ$ , и двумя параллелями, отличающимися по широте на  $4^\circ$ . Эту карту в пределах одного листа можно рассматривать как приблизительно конформную и ортодромическую: искажение углов не превышает  $7'$  на средней широте. Из-за

---

\* Отклонения от кратчайшего пути при распространении радиоволн рассмотрены в гл. 6 и относятся к ошибкам пеленгования.

свойств поликонической проекции при соединении четырех листов между ними получаются разрывы.

Топографические карты масштаба от 1:25 000 до 1:500 000 составляются в равноугольной проекции Гаусса. Искажения углов и отклонения ортодромий от прямых в пределах карты неощутимы.

Кроме перечисленных и вошедших во всеобщее употребление карт для прокладки радиопеленгов могут быть созданы специальные карты, которые обеспечивают изображение ортодромий, исходящих из точек стояния радиопеленгатора, в виде прямых, при этом сохраняются истинные углы. Это свойство может быть обеспечено не более чем в двух точках карты. Недостатком таких карт является отсутствие универсальности: для каждой пары точек требуется специальная карта. Часто используется не два, а большее число пеленгаторов в группе.

### 12.3. ПРОКЛАДКА РАДИОПЕЛЕНГОВ НА КАРТЕ

Ортодромия изображается на картах Меркатора кривой линией. Пусть на рис. 12.2 точка  $O$  обозначает положение судна на карте Меркатора, точка  $S$  — положение пеленгуемой передающей радиостанции, линия  $CO$  — истинный меридиан, проходящий через точку  $O$ , и  $CS$  — истинный меридиан, проходящий через точку  $S$ . Прямая  $OWS$  под углом  $\alpha'$  является локсодромией, ортодромия же (дуга большого круга) изобразится некоторой кривой  $OVS$ . Радиостанция пеленгуется радиопеленгатором на судне  $O$  под углом  $\alpha$ . Если мы проложим на карте из точки  $O$  прямую линию под углом  $\alpha$  к меридиану (касательная к ортодромии  $OVS$ ), то эта прямая пройдет не через точку  $S$ , а на некотором расстоянии от нее.

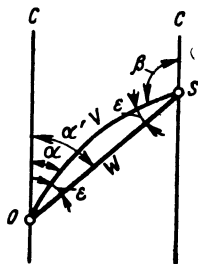


Рис. 12.2. Ортодромия и локсодромия на карте Меркатора.

При небольших дальностях прокладки кривизна ортодромии и разница между углами  $\alpha'$  и  $\alpha$  настолько малы, что можно непосредственно на карте прокладывать радиопеленг, рассчитанный так, как указано выше.

**Пределные расстояния для прокладки без ортодромической поправки**

Направление на радиостанцию, град		Средняя широта, град																	
		70	65	60	55	50	45	40	35	30	25	20	15	10	5				
		Пределные расстояния, мили																	
0°	180°	10	170	190	350	56	84	110	140	167	196	224	280	334	420	545	790	1130	2280
		20	160	200	340	28	42	56	70	84	98	112	140	168	210	293	370	568	1140
30	150	210	330	20	29	39	49	59	69	79	98	98	118	147	191	260	395	800	
40	140	220	320	15	23	30	38	46	53	61	76	76	92	114	148	200	307	620	
50	130	230	310	13	19	26	32	38	45	51	64	64	76	96	124	170	258	520	
60	120	240	300	12	17	23	29	35	41	47	58	58	70	87	113	154	235	470	
70	110	250	290	11	16	21	26	31	36	42	52	52	62	78	102	137	210	420	
80	100	260	280	10	15	19	24	29	34	38	48	48	58	72	94	127	195	390	
90		270		9	14	18	23	28	32	37	46	46	56	69	90	122	187	375	

В табл. 12.1 приведены предельные расстояния, на которых возможна прокладка радиопеленгов на карте Меркатора в виде прямых без поправок. Разница углов  $\alpha' - \alpha$  на этих расстояниях не превышает  $0,3^\circ$ .

При расстояниях, превышающих указанные в таблице, необходимо учитывать разность углов  $\epsilon = \alpha' - \alpha$ . Эта разность, приблизительно равная половине угла схождения меридианов  $\delta$ , называется ортодромической поправкой. Она рассчитывается по формуле

$$\epsilon = \frac{\delta}{2} = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \gamma \sin \varphi_m, \quad (12.3)$$

где  $\gamma$  — разность долгот пеленгатора и пеленгуемой станции;

$\varphi_m = \frac{\varphi_0 + \varphi_s}{2}$  — их средняя широта.

В табл. 12.2 указаны знаки поправки для различных средних широт и расположения передающей станции относительно пеленгатора. Знак поправки дан в таблице таким, что поправку надо алгебраически прибавить с этим знаком к истинному радиопеленгу ИП, чтобы получить локсодромический пеленг.

Из формулы (12.3) видно, что ортодромическая поправка тем меньше, чем меньше разность долгот и средняя широта. Таким образом, она равна нулю, когда пеленгование производится по меридиану или когда пеленгатор и пеленгуемая станция равно удалены от экватора по обе стороны его. Для определения ортодромической поправки необходимо, хотя бы приближенно, знать кроме положения передающей станции также и положение судна (такое приближенное положение судна необходи-

Таблица 12.2

**К расчету ортодромической поправки**

Средняя широта	Расположение передающей станции	Знак поправки
Северная	К западу	—
Северная	К востоку	+
Южная	К западу	+
Южная	К востоку	—

мо знать и для определения склонения компаса). В первом приближении можно считать, что искомое место лежит на линии локсодромического пеленга.

Если найденное местоположение судна значительно отличается от предполагавшегося, необходимо вторично пересчитать пеленг, приняв во внимание новую величину магнитного склонения и поправки.

При использовании других кроме меркаторских карт для прокладки радиопеленгов на небольшие и средние расстояния допустима непосредственная прокладка без поправок в пределах, указанных в § 12.2. При больших расстояниях от точки касания на гномонической карте должна быть учтена поправка на искажение углов (12.1). Международную карту рекомендуется использовать в пределах только одного листа. На очень больших расстояниях (в среднем свыше 1 000 морских миль) прокладка на картах любого типа уже не достаточно точна. Карта, вмещающая обе точки (пеленгатор и пеленгуемую станцию), очень мелкого масштаба, и определение получается неточным. В этих случаях прибегают к расчету, задачей которого является нанести на карту вблизи искомой точки небольшой участок ортодромии, соответствующей полученному пеленгу. Пеленг можно рассматривать как отрезок прямой на карте любого типа. Исходя из приближенного положения искомой точки, задаемся широтой ее  $\varphi_{s1}$  и определяем долготу  $\gamma_{s1}$  точки пересечения ортодромии с данной широтой по формуле

$$\cos(\gamma_1 - \psi) = \operatorname{tg} h \operatorname{tg} \varphi_{s1}, \quad (12.4)$$

где  $\sin h = \sin \alpha \cos \varphi_E$ ;

$$\operatorname{tg} \psi = \operatorname{ctg} \alpha \operatorname{cosec} \varphi_E;$$

$\alpha$  — истинный пеленг;

$\varphi_E$  — широта радиопеленгатора;

$\gamma_E$  — долгота радиопеленгатора;

$\gamma_1 = \gamma_E - \gamma_{s1}$  — разность долгот.

Далее находим наклон ортодромии в данной точке:

$$\frac{\Delta \gamma}{\Delta \varphi} = \frac{\operatorname{tg} h}{\cos^2 \varphi_{s1} \sin(\gamma_1 - \psi)}. \quad (12.5)$$

На карте крупного масштаба проводим прямую с найденным наклоном через точку  $\varphi_{s1}, \gamma_{s1}$ . Эта прямая и представляет собой линию положения пеленгуемого

объекта. Если имеется вторая линия положения, их пересечение определяет положение объекта и его уточненные координаты  $\varphi_{s2}$ ,  $\gamma_{s2}$ . Второе приближение может быть получено повторением расчета на основании нового значения широты  $\varphi_{s2}$ .

При использовании нескольких пеленгов описанное построение позволяет определить эллипс погрешности в соответствии с § 11.2.

#### 12.4. АВТОМАТИЗАЦИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА

Простейшая автоматизация определения места заключается в автоматической прокладке пеленгов на карте по данным радиопеленгаторов. На прозрачной карте местности с пунктов размещения радиопеленгаторов проектируются световые линии, соответствующие истинным радиопеленгам. В точке пересечения линий находится запеленгованный объект. Прокладка упрощается, если в радиопеленгаторах используются стрелочные приборы, данные которых, переданные в пункт прокладки, служат для управления проектированием лучей. Известно использование оборудованных таким способом карт размером  $100 \text{ см} \times 100 \text{ см}$  для обслуживания аэродрома. Линии радиопеленгов могут также проектироваться с экранов электронно-лучевых трубок радиопеленгаторов или их репитеров на карты больших размеров.

Более совершенным методом прокладки является автоматическая прокладка пеленгов электронным способом на экране электронно-лучевой трубки, на которой нанесена карта местности. В [12.4] описана подобная трубка размером  $40 \text{ см} \times 40 \text{ см}$  с послесвечением, на которой сигналы, получаемые с шести радиопеленгаторных пунктов, удаленных от центра обработки на расстоянии до 60 морских миль (2 группы по 3 радиопеленгатора), автоматически перерабатываются в линии пеленгов. Оператор может нанести седьмую линию для определения курса самолета на какой-либо объект. Изображения пеленгов проектируют на большой экран размером  $1,5 \text{ м} \times 1,5 \text{ м}$ . Проектирование радиопеленгов осуществляется поочередным воспроизведением линий пеленгов, направления которых автоматически устанавливаются с частотой  $\frac{400}{7} \text{ гц}$ .

Прокладывать пленги в виде линии и определять место объекта по пересечению линий возможно только на небольших расстояниях от радиопеленгаторов, пока дугу большого круга можно аппроксимировать прямой линией. Для автоматического определения координат запеленгованного объекта на любых расстояниях от пеленгаторов можно применить электронно-вычислительную машину дискретного счета. Обработка результатов пеленгования состоит из:

- 1) определения координат точек пересечения пленгов;
- 2) определения наивероятнейшего месга объекта;
- 3) расчета параметров эллипса вероятности (размеров полуосей и их ориентировки) для заданной вероятности определения.

В основу решения первой задачи может быть положена формула расчета азимута (12.6). Для любых двух пеленгаторных пунктов известны азимуты на объект (пленги) и координаты точек стояния радиопеленгаторов. Требуется рассчитать координаты точки пересечения пары пленгов.

Формулы для расчетов второй и третьей задач приведены в гл. 11. Для их решения необходимо вводить в машину оценочные средние квадратические угловые ошибки пленгов.

### 12.5. РАСЧЕТ АЗИМУТОВ

При градуировке пеленгатора требуется, зная координаты пеленгатора ( $\varphi_E, \gamma_E$ ) и передатчика ( $\varphi_s, \gamma_s$ ), определить истинный пеленг (азимут) последнего для сравнения с радиопеленгом. Эту задачу можно легко решить, используя не только карты, но и формулы сферической тригонометрии.

Истинный пеленг  $\alpha_0$  и расстояние до передатчика  $C$  определяются с помощью формул

$$\operatorname{ctg} \alpha_0 = \sin \varphi_E \operatorname{ctg} \gamma - \operatorname{tg} \varphi_s \cos \varphi_E \operatorname{cosec} \gamma, \quad (12.6)$$

$$\sin C = \cos \varphi_s \operatorname{cosec} \alpha_0 \sin \gamma, \quad (12.7)$$

где  $\gamma = \gamma_E - \gamma_s$  — разность долгот.

В общем случае любого расположения передатчика и пеленгатора для определения квадрантов угла  $\alpha$  необходимо исходить из зависимостей сферической тригонометрии. Следует приписать широтам и долготам зна-

ки: северной широте и восточной долготе знак плюс; южной широте и западной долготе знак минус. Затем следует определить знак  $\text{ctg } \alpha_0$  и воспользоваться табл. 12.3.

При расчете по формуле (12.6) разность членов может перейти в сумму.

Таблица 12.3

**Определение квадранта истинного пеленга**

Положение передатчика относительно пеленгатора	Знак $\text{ctg } \alpha_0$	Квадрант и значение пеленга
К востоку	+	I, $\alpha_0$
К востоку	-	II, $180^\circ - \alpha_0$
К западу	+	III, $180^\circ + \alpha_0$
К западу	-	IV, $360^\circ - \alpha_0$

Обратный пеленг  $\beta$  из-за непараллельности меридианов не равен точно величине  $\alpha - 180^\circ$  и может быть определен по той же формуле, но с соответствующей заменой индексов.

Если требуется определить одновременно прямой и обратный пеленги, можно воспользоваться неперовыми аналогиями:

$$\text{tg } \frac{\alpha + \beta}{2} = \frac{\cos \frac{\varphi_s - \varphi_E}{2}}{\sin \frac{\varphi_s + \varphi_E}{2}} \text{ctg } \frac{\gamma}{2}, \quad (12.8)$$

$$\text{tg } \frac{\beta - \alpha}{2} = \frac{\sin \frac{\varphi_s - \varphi_E}{2}}{\cos \frac{\varphi_s + \varphi_E}{2}} \text{ctg } \frac{\gamma}{2},$$

откуда получаем

$$\alpha = \frac{\alpha + \beta}{2} - \frac{\beta - \alpha}{2}, \quad (12.9)$$

$$\beta = \frac{\alpha + \beta}{2} + \frac{\beta - \alpha}{2}. \quad (12.10)$$



Расстояние между пеленгатором и передатчиком  $D$  может быть определено по формулам

$$D_{\kappa м} = 111C^{\circ},$$
$$\operatorname{tg} \frac{C}{2} = \operatorname{tg} \frac{\varphi_s - \varphi_E}{2} \frac{\sin \frac{\alpha + \beta}{2}}{\sin \frac{\beta - \alpha}{2}} \quad (12.11)$$

или

$$\operatorname{tg} \frac{C}{2} = \operatorname{ctg} \frac{\varphi_s + \varphi_E}{2} \frac{\cos \frac{\alpha + \beta}{2}}{\cos \frac{\beta - \alpha}{2}}. \quad (12.12)$$

Формула (12.11) применяется, когда  $\varphi_E + \varphi_s$  мало, а формула (12.12) — когда  $\varphi_E - \varphi_s$  мало.

---

## ПРИЛОЖЕНИЕ I

### Расчет параметров рамок

В последующих формулах обозначено:

$L$  — индуктивность рамки, *мкГн*;

$C$  — ее емкость, *пф*;

$S$  — ее площадь, *см<sup>2</sup>*;

$N$  — число витков;

$l$  — длина провода, *см*;

$g$  — шаг намотки, *см*;

$d = 2r$  — диаметр провода, *см*;

$\lambda_0$  — собственная длина волны рамки, *м*;

$f$  — частота, *МГц*;

$\lambda$  — длина волны, *м*;

$\rho$  — удельное сопротивление, *ом/см*;

$R$  — радиус круглой рамки, *см*;

$a$  — сторона квадратной рамки, *см*;

$b$  — ширина рамки, *см*;

$\mu$  — магнитная проницаемость материала (относительная).

1. Индуктивность рамок. Индуктивность одновитковой рамки любой формы

$$L = 2l \left( \ln \frac{4S}{ld} - 0,15 \right) 10^{-3}.$$

Погрешность этой формулы не выше 2—2,5% при  $\frac{S}{ld} > 1000$ . При других соотношениях размеров следует употреблять частные формулы для различных фигур, из которых приведем две: индуктивность одновитковой круглой рамки

$$L = 4\pi R \left( \ln \frac{8R}{r} - 2 \right) 10^{-3},$$

индуктивность одновитковой квадратной рамки

$$L = 8a \left( \ln \frac{a}{r} + \frac{r}{a} - 0,774 \right) 10^{-3}.$$

Индуктивность многовитковой круглой соленоидной рамки

$$L = 4\pi RN \left\{ \left( \ln \frac{R}{r} + 0,333 \right) + (N-1) \left( \ln \frac{8R}{g} - 2 \right) + F \right\} 10^{-3} = \\ = 2RN(A_1 + B_1) 10^{-3},$$

где  $A_1$  и  $B_1$  — величины, указанные в табл. I.1 и I.2.

Т а б л и ц а I.1

$\frac{R}{r}$	400	800	2 000	4 000	10 000	20 000
$A_1$	39,71	44,04	49,82	54,16	59,94	64,38

Т а б л и ц а I.2

$N$	$g/R$			
	0,002	0,004	0,008	0,02
Значения $B_1$				
2	35,2	30,9	26,5	20,7
6	154,1	132,4	110,4	81,7
10	255,1	216,1	176,6	125,4
14	346,2	289,9	232,5	159,0
18	429,8	355,0	281,5	189,0
22	507,7	415,3	324,2	212,4
26	581,2	417,2	363,2	230,6
30	650,9	523,4	397,7	243,6

Индуктивность многовитковой круглой рамки с витками, расположенными (в сечении) по вершинам правильного многоугольника;

$$L = 4\pi RN \left\{ \ln \frac{R}{r} + 0,333 + (N-1) \left( \ln \frac{8R}{r_c} - 2 \right) - \ln N \right\} 10^{-3},$$

где  $r_c$  — расстояние витков от центра сечения, см.

Индуктивность многовитковых квадратных рамок

$$L = 8aN^2 \left\{ \ln \frac{a}{(N-1)g} + 0,2236 \frac{(N-1)g}{a} + 0,726 - \left( B + \frac{A}{N} \right) \right\} 10^{-3},$$

где  $A$  и  $B$  — постоянные, определяемые из табл. I.3 и I.4.

Формула применима как к пространственным, так и к плоским рамкам. В последнем случае под  $a$  надо разуметь среднее значение стороны квадрата витка.

Таблица I.3

$\frac{d}{g}$	$A$	$\frac{a}{g}$	$A$
1,0	+0,557	0,18	-1,160
0,9	0,452	0,16	1,280
0,8	0,334	0,14	1,410
0,7	0,200	0,12	1,560
0,6	+0,046	0,1	1,750
0,5	-0,136	0,08	1,970
0,4	0,356	0,06	2,26
0,35	0,443	0,04	2,66
0,3	0,647	0,02	-3,36
0,25	0,830		
0,2	1,050		

Таблица I.4

$N$	$B$	$N$	$B$
1	0	10	0,027
2	0,057	20	0,015
3	0,055	40	0,008
4	0,049	60	0,005
6	0,039	100	0,0033
8	0,032		

2. Емкость рамок. Емкость квадратной рамки

$$C = C_0 a,$$

где  $C_0$  — коэффициент, определяемый по табл. I.5.

Таблица I.5

$N$	1	2	3	4	5	6	Большое
$C_0$	0,031	0,072	0,102	0,129	0,152	0,167	0,28

3. Собственная длина волны рамок:

а)

$$\lambda_0 = \frac{k_B l}{100},$$

где  $k_B$  — коэффициент, который определяется для рамок из небольшого числа витков по табл. I.6, а для многovitковых квад-

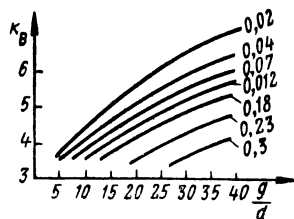


Рис. I.1. Волновой коэффициент для расчета  $\lambda_0$ .

ратных рамок по рис. I.1 при разных  $\frac{b}{a}$ , обозначенных над кривыми;

Таблица I.6

Число витков	1	2	4	6
$k_b$	2,3—2,8	2,75—3	2,7—3,4	3,4—3,6

б)

$$\lambda_0 = A \sqrt[3]{\frac{l}{N}} \sqrt{L},$$

где  $A$  — коэффициент, значения которого даны в табл. I.7

Таблица I.7

Число витков	4	5	10 и более
$A$	1,15	1,3	1,5

#### 4. Сопротивление рамок

$$R = R_{\Sigma} + R_m + R_d + R_z,$$

где  $R_{\Sigma}$  — сопротивление излучения, *ом*;

$R_m$  — сопротивление проводов, *ом*;

$R_d$  — сопротивление диэлектрических потерь, *ом*;

$R_z$  — сопротивление потерь в земле, *ом*.

$$R_{\Sigma} = 160\pi^2 \frac{h_e^2}{\lambda^2},$$

где  $h_e$  — действующая высота рамки, *м*;

$$R_m = R_0 k_1 k_2,$$

$$R_0 = \frac{\rho l}{\pi r^2},$$

$k_1$  — определяется по табл. I.8 в зависимости от величины

Таблица 1.8

$x$	$k_1$	$x$	$k_1$	$x$	$k_1$	$x$	$k_1$
0	1,000	4,0	1,678	8,8	3,376	19,0	6,974
1,0	1,005	4,4	1,826	9,2	3,517	20,0	7,328
2,0	1,078	4,8	1,971	9,6	3,658	22,0	8,034
2,2	1,111	5,2	2,114	10,0	3,799	24,0	8,741
2,4	1,152	5,6	2,254	11,0	4,151	26,0	9,447
2,6	1,201	6,0	2,394	12,0	4,504	28,0	10,15
2,8	1,256	6,4	2,533	13,0	4,856	30,0	10,88
3,0	1,318	6,8	2,673	14,0	5,209	34,0	12,27
3,2	1,385	7,2	2,813	15,0	5,562	38,0	13,69
3,4	1,456	7,6	2,954	16,0	5,915	42,0	15,10
3,6	1,529	8,0	3,094	17,0	6,268	46,0	16,52
3,8	1,603	8,4	3,235	18,0	6,621	50,0	17,93

$x = 0,14d \sqrt{\frac{\mu f}{\rho}}$ ,  $x = 107d \sqrt{f}$  (для меди). При больших значениях  $x$   $k_1$  определяется по формуле

$$k_1 = \frac{x \sqrt{2+1}}{4},$$

$k_2$  — коэффициент, учитывающий влияние близости проводов.

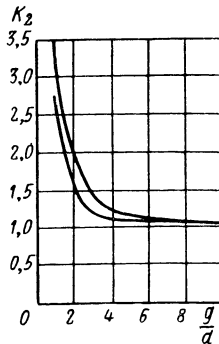


Рис. I.2. К расчету сопротивления потерь рамки.

$k_2$  определяется по графику (рис. I.2) в зависимости от отношения  $\frac{g}{d}$  — шага намотки к диаметру провода. На рисунке приведены две кривые по различным источникам. Для замкнутых антенн, со-

стоящих из очень небольшого числа витков, график рис. I.2 не применим.

Сопrotивление диэлектрических потерь меняется в широких пределах в зависимости от типа конструкции и не может быть определено расчетным путем.

Сопrotивление малых рамок, эквивалентное потерям в земле, обычно ничтожно мало. Для больших рамок, подвешенных на мачтах, эта составляющая сопrotивления может иметь преобладающее значение.

## ПРИЛОЖЕНИЕ II

### Вывод формул для магнитных полей в многообмоточном гониометре

Уравнения (3.50) и (3.63) упрощаются, так как из условия периодичности тригонометрических функций следует:

$$\sum_{m=1}^n \cos \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m \begin{cases} = -\frac{n}{2} & \text{при } p = kn + 1 \text{ (где } k \text{ может изменяться в пределах } k=0 \div \infty \text{) и} \\ & \text{при } p = kn - 1 \text{ (} k = 1 \div \infty \text{),} \\ = 0 & \text{при других значениях } p, \end{cases}$$

$$\sum_{m=1}^n \cos \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m = 0,$$

$$\sum_{m=1}^n \sin \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m = 0,$$

$$\sum_{m=1}^n \sin \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m \begin{cases} = \frac{n}{2} & \text{при } p = kn + 1 \text{ (} k = 0 \div \infty \text{),} \\ = -\frac{n}{2} & \text{при } p = kn - 1 \text{ (} k = 1 \div \infty \text{),} \\ = 0 & \text{при других } p. \end{cases}$$

Для доказательства следует использовать преобразования:

$$\cos \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m = \frac{1}{2} \left[ \cos \frac{2\pi}{n} (p+1)m + \cos \frac{2\pi}{n} (p-1)m \right],$$

$$\sin \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m = \frac{1}{2} \left[ \sin \frac{2\pi}{n} (p+1)m + \sin \frac{2\pi}{n} (p-1)m \right],$$

$$\cos \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m = \frac{1}{2} \left[ \sin \frac{2\pi}{n} (p+1)m - \sin \frac{2\pi}{n} (p-1)m \right],$$

$$\sin \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m = \frac{1}{2} \left[ \cos \frac{2\pi}{n} (p+1)m - \cos \frac{2\pi}{n} (p-1)m \right],$$

и учётъ, что

$$\cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) m \right] = -\cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) \left( \frac{n}{2} + m \right) \right]$$

для  $p \neq (2n-1)k$ , где  $k$  может изменяться от 1 до  $\infty$ ;

$$\cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) m \right] = \cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) \left( \frac{n}{2} + m \right) \right] = 1$$

для  $p = (2n-1)k$ , где  $k = 1 \div \infty$ ;

$$\cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) m \right] = -\cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) \left( \frac{n}{2} + m \right) \right]$$

для  $p \neq (2n+1)k$ , где  $k = 0 \div \infty$ ;

$$\cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) m \right] = \cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) \left( \frac{n}{2} + m \right) \right] = 1$$

для  $p = (2n+1)k$ , где  $k = 0 \div \infty$ ;

$$\sin \left[ \frac{2\pi}{n} (p \pm 1) m \right] = -\sin \left[ \frac{2\pi}{n} (p \pm 1) \left( \frac{n}{2} + m \right) \right] \text{ всегда;}$$

$$\sum_{m=1}^n \cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) m \right] = n \text{ при } p = kn - 1;$$

$$\sum_{m=1}^n \cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) m \right] = 0 \text{ в других случаях;}$$

$$\sum_{m=1}^n \cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) m \right] = n \text{ при } p = kn + 1;$$

$$\sum_{m=1}^n \cos \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) m \right] = 0 \text{ в других случаях;}$$

$$\left. \begin{aligned} \sum_{m=1}^n \sin \left[ \frac{2\pi}{n} (p+1) m \right] &= 0 \\ \sum_{m=1}^n \sin \left[ \frac{2\pi}{n} (p-1) m \right] &= 0 \end{aligned} \right\} \text{ во всех случаях.}$$

Поэтому

$$\sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p\theta \sum_{m=1}^n \cos \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m + \sum_{p=1}^{\infty} A_p \sin p\theta \times$$



$$\begin{aligned}
& \times \sum_{m=1}^n \sin \frac{2\pi}{n} pm \cos \frac{2\pi}{n} m = \\
& = \frac{n}{2} \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{k_{n+1}} \cos (kn + 1) \theta + \sum_{k=1}^{\infty} A_{k_{n-1}} \cos (kn - 1) \theta \right], \\
& \quad \sum_{p=0}^{\infty} A_p \cos p\theta \sum_{m=1}^n \cos \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m + \\
& \quad + \sum_{p=0}^{\infty} A_p \sin p\theta \sum_{m=1}^n \sin \frac{2\pi}{n} pm \sin \frac{2\pi}{n} m = \\
& = \frac{n}{2} \left[ \sum_{k=0}^{\infty} A_{k_{n+1}} \sin (kn + 1) \theta - \sum_{k=1}^{\infty} A_{k_{n-1}} \sin (kn - 1) \theta \right].
\end{aligned}$$

### ПРИЛОЖЕНИЕ III

#### Общие выражения для параметров эллиптического поля

Рассмотрим общий случай уравнения эллипса, когда в (4.7) при  $\sin \alpha$  и  $\cos \alpha$  имеются комплексные коэффициенты:

$$L = (l + jm) \cos \alpha - (n + jp) \sin \alpha = M_2 \cos \alpha - M_1 \sin \alpha, \quad (\text{III.1})$$

где  $M_2 = l + jm$ ;  $M_1 = n + jp$ .

Преобразуем III.1:

$$L^2 = \cos^2 \alpha (l^2 + m^2) + \sin^2 \alpha (n^2 + p^2) - \sin 2\alpha (ln + mp). \quad (\text{III.2})$$

Чтобы определить угол ориентировки большой оси эллипса  $\alpha_{\text{мин}}$ , приравняем нулю производную от  $L^2$  по  $\alpha$ :

$$\frac{\partial (L^2)}{\partial \alpha} = \sin 2\alpha (n^2 + p^2 - l^2 - m^2) - \cos 2\alpha [2(ln + mp)] = 0.$$

Решая, получим выражение для  $\alpha_{\text{мин}}$ :

$$\text{tg } 2\alpha_{\text{мин}} = \frac{2(ln + mp)}{n^2 + p^2 - l^2 - m^2}. \quad (\text{III.3})$$

Из формулы (III.3), используя формулы преобразования тригонометрических функций, получим

$$\left. \begin{aligned} \cos 2\alpha_{\text{мин}} &= \frac{n^2 + p^2 - l^2 - m^2}{\sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}}, \\ \sin 2\alpha_{\text{мин}} &= \frac{2(ln + mp)}{\sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.4})$$

Найдем из (III.2) отношение малой и большой полуосей эллипса магнитного поля гониометра:

$$\begin{aligned} \frac{A^2}{B^2} &= \frac{L^2 \text{ при } \alpha = \alpha_{\text{мин}} + 90^\circ}{L^2 \text{ при } \alpha = \alpha_{\text{мин}}} = \\ &= \frac{l^2 + m^2 + n^2 + p^2 - \sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}}{l^2 + m^2 + n^2 + p^2 + \sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

или

$$\frac{A}{B} = \frac{2(mn - lp)}{l^2 + m^2 + n^2 + p^2 + \sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}}. \quad (\text{III.6})$$

Более простая характеристика эллиптичности поля получается из (III.6) в виде:

$$\begin{aligned} \frac{2\left(\frac{A}{B}\right)}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} &= \frac{2(mn - lp)}{\sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}} = \\ &= \frac{mn - lp}{ln + mp} \sin 2\alpha_{\text{мин}}. \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Формулы (III.3) и (III.7) используются далее для разных частных случаев.

Докажем, что при малых отношениях  $\frac{A}{B}$  существует равенство:

$$\operatorname{tg}\left(\alpha_{\text{мин}} + j \frac{A}{B}\right) = \frac{M_2}{M_1} = \frac{l + jm}{n + jp}.$$

Разложим левую часть равенства

$$\operatorname{tg}\left(\alpha_{\text{мин}} + j \frac{A}{B}\right) = \frac{\sin 2\alpha_{\text{мин}}}{\cos 2\alpha_{\text{мин}} + \operatorname{ch} 2 \frac{A}{B}} +$$

$$+ j \frac{\operatorname{sh} 2 \frac{A}{B}}{\cos 2\alpha_{\text{мин}} + \operatorname{ch} 2 \frac{A}{B}}, \quad (\text{III.8})$$

где при малых значениях  $\frac{A}{B}$

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{sh} 2 \frac{A}{B} &\approx \frac{2 \frac{A}{B}}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} = \\ &= \frac{2(mn - lp)}{\sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}}, \\ \operatorname{ch} 2 \frac{A}{B} &\approx 1 + \frac{1}{2} \left[ \frac{\left(2 \frac{A}{B}\right)^2}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} \right] = \frac{1 + \left(\frac{A}{B}\right)^2}{1 - \left(\frac{A}{B}\right)^2} = \\ &= \frac{l^2 + m^2 + n^2 + p^2}{\sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}}, \\ \cos 2\alpha_{\text{мин}} + \operatorname{ch} 2 \frac{A}{B} &= \frac{2(n^2 + p^2)}{\sqrt{(n^2 + p^2 - l^2 - m^2)^2 + 4(ln + mp)^2}}. \end{aligned} \right\} (\text{III.9})$$

Подставим выражения (III.4) и (III.9) в формулу (III.8), тогда получим

$$\operatorname{tg} \left( \alpha_{\text{мин}} + j \frac{A}{B} \right) = \frac{ln + mp}{n^2 + p^2} + j \frac{mn - lp}{n^2 + p^2}. \quad (\text{III.10})$$

Правую часть равенства (III.8) можно представить в таком виде:

$$\frac{l + jm}{n + jp} = \frac{ln + mp}{n^2 + p^2} + j \frac{mn - lp}{n^2 + p^2}. \quad (\text{III.11})$$

Из выражений (III.10) и (III.11) следует справедливость равенства

$$\operatorname{tg} \left( \alpha_{\text{мин}} + j \frac{A}{B} \right) = \frac{M_2}{M_1}.$$

Преобразуем это равенство, подставив  $\alpha_{\text{мин}} = \theta + \Delta$ , где  $\Delta$  — ошибка в отсчете пеленга по минимуму:

$$\operatorname{tg} \left[ \theta + \left( \Delta + j \frac{A}{B} \right) \right] = \frac{M_2}{M_1}$$

или

$$\operatorname{tg} \left( \Delta + j \frac{A}{B} \right) \approx \Delta + j \frac{A}{B} = \frac{M_2 \cos \theta - M_1 \sin \theta}{M_1 \cos \theta + M_2 \sin \theta}. \quad (\text{III.12})$$

## Определение направления истинного меридиана

Направление истинного меридиана можно определить различными способами, рассматриваемыми в практической астрономии и геодезии. Приводим простейшие способы, не требующие сложных вычислений.

1. Определение направления истинного севера по компасу, буссоли и другим приборам с магнитной стрелкой. Преимуществом этого способа является возможность его применения в любое время и независимо от условий погоды. Для получения точного результата необходимо располагать точной величиной магнитного склонения для данного места, что не всегда возможно. В районах магнитных аномалий точная величина магнитного склонения не может быть указана. Магнитное склонение может изменяться в периоды магнитных бурь.

2. Определение направления истинного меридиана по карте. Карта, применяемая для определения направления истинного меридиана, должна быть достаточно крупного масштаба, например 1 : 100 000 или 1 : 50 000. Прежде всего необходимо нанести на карту точное место установки радиопеленгатора. Далее с помощью буссоли или теодолита визируют какой-либо заметный предмет (колокольню, фабричную трубу и т. п.), нанесенный на карту. Расстояние до предмета в масштабе карты должно быть не менее 100—150 мм.

Пусть отсчитанный по прибору угол равен  $\alpha$ . Определяют направление на предмет относительно меридиана  $\beta$  по карте. Поворачивают алидаду на угол  $\alpha - \beta$  (по часовой стрелке, если  $\alpha > \beta$ ) и устанавливают в этом направлении вежу, которая и определяет направление истинного меридиана. Для повышения точности следует повторить наблюдения относительно второго предмета. Если получится расхождение, необходимо найти и устранить его причину (чаще всего неправильную отметку положения радиопеленгатора на карте).

3. Определение направления истинного меридиана по Полярной звезде. Полярная звезда, входящая в созвездие Малой Медведицы, является ближайшей к небесному Северному полюсу звездой. Она удалена от полюса на расстояние, равное приблизительно  $1^\circ$ , и в своем кажущемся движении описывает вокруг полюса небольшой круг. Направление на Полярную звезду совпадает с направлением истинного меридиана только во время ее нижней и верхней кульминаций. Приблизительное местное время прохождения Полярной звезды через меридиан дано в табл. IV.1. Для расчета декретного времени надо к местному времени (по таблице) прибавить номер часового пояса, отнять (для восточной долготы) долготу места, выраженную в единицах времени, и прибавить единицу.

4. Определение направления истинного меридиана по солнцу. Направление истинного меридиана может быть определено по положению солнца в истинный полдень. Для определения декретного времени, соответствующего истинному полдню, надо к 13 час прибавить номер часового пояса, отнять дол-

Таблица IV.1

Дата	Время прохождения Полярной звезды через меридиан, час
20 января и 20 июля	6 и 18
20 февраля и 20 августа	4
20 марта и 20 сентября	2
20 апреля и 20 октября	0
20 мая и 20 ноября	22
20 июня и 20 декабря	8 и 20

готу места, выраженную в часах и минутах, и прибавить поправку, приближенная величина которой приведена в табл. IV.2 (в мин).

Часы, применяемые для определения истинного полудня, должны быть предварительно проверены, и ошибка их не должна превышать 10—15 сек. За некоторое время до расчетного полудня наводят трубу теодолита или другого подобного прибора на Солнце \* так,

Таблица IV.2

Дата	Поправка	Дата	Поправка	Дата	Поправка
1 января	3,1	1 мая	—2,9	1 сентября	0,1
15 января	9,4	15 мая	—3,8	15 сентября	—4,6
1 февраля	13,7	1 июня	—2,4	1 октября	—10,2
15 февраля	14,3	15 июня	0,2	15 октября	—14,1
1 марта	12,5	1 июля	3,5	1 ноября	—16,3
15 марта	9,6	15 июля	3,8	15 ноября	—15,4
1 апреля	4,1	1 августа	6,3	1 декабря	—11,1
15 апреля	0,2	15 августа	4,5	15 декабря	5,7

чтобы крест нитей в трубе делил видимое изображение Солнца пополам. Далее при движении Солнца вращают плавно алидаду с трубой так, чтобы пересечение нитей в трубе совпадало с центром видимого изображения Солнца. Второй наблюдатель в это время следит за часами и при наступлении момента истинного полудня подает сигнал первому, который прекращает перемещение трубы.

\* Для наблюдения Солнца необходимо применять соответствующий фильтр на окуляре (может быть использовано закопченное стекло).

В полученном направлении устанавливают вежу, определяющую направление меридиана.

Для повышения точности наблюдение можно повторить несколько раз. Например, первый сигнал подают за полчаса до истинного полудня. Первый наблюдатель, прекратив перемещение алидады, записывает угол, указанный прибором ( $\alpha_1$ ). Далее он возобновляет слежение за Солнцем до получения второго сигнала точно в полдень. В этот момент он прекращает перемещение алидады и записывает новый угол ( $\alpha_2$ ). Подобным образом записывается третий отсчет угла ( $\alpha_3$ ), который должен быть произведен точно настолько же позже полудня (например, полчаса), насколько первый отсчет был произведен раньше полудня. Контролем точности является совпадение величин  $\frac{\alpha_1 + \alpha_3}{2}$  и  $\alpha_2$ . За истинное направление меридиана следует принять

$$\alpha = \frac{\alpha_1 + \alpha_3 + 2\alpha_2}{4}.$$

---

## ЛИТЕРАТУРА

### Общая

- 1.1 Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Воениздат, 1954
- 1.2. Щукин А. Н. Распространение радиоволн. Связьиздат, 1940.
- 1.3. Альперт Я. Л., Гинзбург В. Л., Фейнберг Е. Л. Распространение радиоволн. Гостехиздат, 1953 г.
- 1.4. Долуханов М. П. Распространение радиоволн, изд. 2-е. Связьиздат, 1960
- 1.5 Кукес И. С. и Старик М. Е. Радиопеленгаторы Изд. ЛИИГВФ, 1936.
- 1.6. Старик М. Е. и Кукес И. С. Радиопеленгаторы Военмориздат, 1941.
- 1.7. Ширков В. В. Наземная радиопеленгация. Воениздат, 1945.
- 1.8. Кармалин П. В. Физические и технические основы морского радиопеленгования. Изд-во «Морской транспорт», Л, 1945.
- 1.9. Белавин О. В., Вейцель В. А., Ульянов В. С. Коротковолновые радиопеленгаторы. Оборонгиз, 1959.
- 1.10. Кееп R. Радиопеленгование. Jlife, 1947.
- 1.11. Bond D. C. Радиопеленгаторы. Mc. Graw-Hill, New Jork, 1944.
- 1.12. Пестряков В. Б. Радионавигационные угломерные системы. Госэнергоиздат, 1955.
- 1.13. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радионавигационные устройства и системы. Изд-во «Советское радио», 1958.
- 1.14. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. Изд-во «Советское радио», 1962.
- 1.15. Щеголев Е. Я. Морские радионавигационные устройства. Водтрансиздат, 1954.
- 1.16. «Справочник по радиотехнике». Под ред. Б. А. Смиренина. Госэнергоиздат, 1950
- 1.17. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. Гостехиздат, 1953
- 1.18. Рыжик И. М. и Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Гостехиздат, 1951

## К главе 2

- 2.1. Харкевич А. А. Спектры и анализ. Гостехиздат, 1953.
- 2.2. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. Изд-во «Советское радио», 1957.
- 2.3. Бунимович В. И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. Изд-во «Советское радио», 1951.
- 2.4. «Основы автоматического регулирования». Под ред. В. В. Солодовникова. Машгиз, 1954.
- 2.5. Гитис Э. И. Электрорадиоавтоматика. Госэнергоиздат, 1959.
- 2.6. Гуткин А. С. Преобразование сверхвысоких частот и детектирование. Госэнергоиздат, 1953.
- 2.7. Евтянов С. И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. Связьиздат, 1948.
- 2.8. Волин М. Л. Усилители промежуточной частоты. Изд-во «Советское радио», 1950.
- 2.9. Термен Ф. и Петит Дж. Измерительная техника в электронике. Изд-во иностранной литературы, 1955.
- 2.10. Старик М. Е. О точности радиопеленгатора. ИЭСТ, 1935, № 5, стр. 29.
- 2.11. «Исследование точности и помехоустойчивости фазовых радиопеленгаторов». Сб. статей под ред. проф. В. Б. Пестрякова. Судпромгиз, 1959.
- 2.12. Цветнов В. В. Пороговая чувствительность фазовых радиопеленгаторов. «Радиотехника», 1962, т. 17, № 3, стр. 48—60.
- 2.13. Цветнов В. В. Пороговая чувствительность идеальных фазометрических звеньев. «Радиотехника», 1962, т. 17, № 1, стр. 68—75.
- 2.14. Vain W. C. Теория радиопеленгаторов для высоких частот. Proc. IEE, 1956, pt. III, v. 103, № 7, p. 113—119.
- 2.15. Вауг К. Анализатор волн. Frequenz, 1960, Bd. 14, № 2, S. 41—46.
- 2.16. Busignies H., Dishal M. Соотношение между скоростью индикации, шириной полосы и отношением сигнала к шуму в радионавигации и радиопеленговании. Proc. IRE 1949, v. 37, № 5, p. 478—488.
- 2.17. Adcock F. Радиопеленгование в трех измерениях. Proc. IRE (Australia), 1959, № 1, p. 7—41.

## К главе 3

- 3.1. Пистолькорс А. А. Антенны. Связьиздат, 1947.
- 3.2. Марков Г. Т. Антенны. Госэнергоиздат, 1960.
- 3.3. Дрabbкин А. Л. и Зуенко В. Л. Антенно-фидерные устройства. Изд-во «Советское радио», 1961.
- 3.4. Айзенберг Г. З. Коротковолновые антенны. Связьиздат, 1962.
- 3.5. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. Связьиздат, 1957.
- 3.6. Фрадин А. З. Антенны сверхвысоких частот. Изд-во «Советское радио», 1957.
- 3.7. Пестряков В. Б. Рамочные антенны с сердечником из магнито-диэлектрика «Вестник электропромышленности», 1945, № 3.



- 3.8. Калихан С. Г. Приемные ферромагнитные антенны. Труды ИРПА, 1958, вып. X, стр. 3—18.
- 3.9. Ziehm G. Ферритовые антенны для гониометрического радиопеленгатора. *Telefunken Zeitung*, 1955, Bd. 28, № 110, S. 227—234.
- 3.10. Крупицкий Э. И. Линейные антенны с оптимальной разностной характеристикой. «Вопросы радиоэлектроники», серия XI, 1960, вып. 20, стр. 14—31.
- 3.11. Redgment P. G., Struszinsky W., Phillips G. J. Анализ многомачтовых радиопеленгаторов по системе Эджкока. *IJEE*, 1947, pt. IIIA, v. 94, № 15, p. 751—761.
- 3.12. Knudsen H. L. Необходимое число элементов в направленной круговой антенне. *J. Appl. Phys.*, 1951, v. 22, № 11, p. 1299—1306.
- 3.13. Knudsen H. L. Излучение кольцевых квазирешеток. *IRE Trans.*, 1956, AP-4, № 3, p. 452—472.
- 3.14. Rundfleisch H. Радиопеленгатор с большим разномом «Вулленвебер». *Nachrichtentechn. Zeitschrift*, 1956, Bd. 9, № 3, S. 119—123.
- 3.15. Harrington R., Lepage W. Направленная антенна из элементов, расположенных по кругу вблизи цилиндрического рефлектора. *Proc. IRE*, 1952, v. 40, № 1, p. 83—87.
- 3.16. Troost A. Современные разработки в области коротковолновых радиопеленгаторов системы Эджкока. *Telefunken Zeitung*, 1952, Bd. 25, № 94, S. 16—27.
- 3.17. «Плоские спиральные антенны (обзор)». «Зарубежная радиоэлектроника», 1961, № 3, стр. 112—137.
- 3.18. Минаш Л. С. Сверхширокополосные направленные антенны с логарифмической периодичностью «Вопросы радиоэлектроники», серия X, 1961, вып. 4, стр. 59—77.
- 3.19. DuHamel R. H., Isbell D. F. Широкодиапазонная антенна с логарифмической структурой. *IRE National Convention Records*, 1957, pt. II, p. 119—128.
- 3.20. Berry D. G., Ore F. R. Логарифмическая периодическая антенна из заземленных вибраторов. *IRE Internat. Convention Records*, 1961, pt. I, p. 76—85.
- 3.21. Carrel Robert. Проектирование логарифмической периодической антенны из диполей. *IRE Internat. Convention Records*, 1961, pt. I, p. 61—75.
- 3.22. Linder Isham W. Разрешающая характеристика корреляционных антенных систем. *Journal of Research Bureau of Standards*, 1961, pt. 65 D, № 3, p. 245—252.
- 3.23. Evans G. Пеленгаторная антенна с разнесенными рамками. *IRE Trans.*, 1962, AP-10, № 6, p. 686—689.

#### К главе 4

4.1. Королькевич Л. С. и Князев А. С. Ошибки пеленгатора, обусловленные разномом мачт и неоднородностью поля в гониометре. Труды ЦНИИИС, 1950, № 3/74, стр. 19—28.

4.2. Яновский Г. Н. и Брыксин Л. Е. Ошибки установки антенн и чувствительность многомачтовых радиопеленгаторов типа Комолова. Труды ЦНИИИС, 1953, вып. 10/117, стр. 3—14.

4.3. Ерухимович Ю. А. Анализ качества работы гониометрических устройств. Сборник трудов Министерства связи СССР, Гос. научн.-исслед. институт, 1958, вып. 10/14, стр. 8—31.

4.4. Ильин Г. Б. Гониометр с малыми ошибками. ИЭСТ, 1941, № 4, стр. 46.

4.5. Лебедев-Красин Ю. М. Широкополосные трансформаторы нового типа. «Радиотехника», 1957, № 9, стр. 38—46.

4.6. Ито Ж., Танака И. Гониометр из колец. IRE Trans., 1954, ANE 10, № 4, p. 12.

4.7. Pressey V. G. Радиогониометры для коротких и ультракоротких волн. JIEE, 1948, pt. III, v. 95, № 36, p. 210—220.

4.8. Ziehm G. Точный емкостной гониометр. Frequenz, 1958, Bd. 12, № 9, S. 293—299.

4.9. Travers D. Влияние взаимных сопротивлений на ошибки равнота в восьмимачтовом пеленгаторе Эдкока. IRE Trans., 1957, AP-5, № 2, p. 36—39.

4.10. Strusinski W., Marshall I. H. Исследование симметричных экранированных трансформаторов. JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 857—867.

4.11. Ziehm G. Требования к идентичности кабеля в двухканальных радиопеленгаторах. Frequenz, 1957, Bd. 11, № 11, S. 287—294.

## К главе 5

5.1. «Новейшие исследования распространения радиоволн». Об. статей под ред. Л. И. Мандельштама и Н. Д. Папалекси. Гостехиздат, 1945.

5.2. «Исследования по распространению радиоволн», сборник II, Изд. АН СССР, 1948.

5.3. Рязин П. А. К расчету фазовой структуры электромагнитного поля и скорости распространения радиоволн вблизи земной поверхности. «Известия АН СССР», серия физич., 1940, № 3, стр. 434—435.

5.4. Фейнберг Е. Л. Неоднородная трасса земного луча. «Радиотехника», 1950, № 4, стр. 3—16.

5.5. Фейнберг Е. Л. О береговом эффекте при радиопеленговании. «Известия АН СССР», серия физич., 1946, № 2, стр. 196—216.

5.6. Pressey V. G., Ashwell G. E., Roberts R. Дальнейшее изучение девиации поверхностных радиоволн низких и средних частот при пересечении береговой линии. Proc. IEE, 1959, pt. V, v. 106, № 30, p. 90—96.

5.7. Рязин П. А. Расчет излучения прямолинейной антенны в ближней зоне. ЖТФ, 1937, т. VII, вып. 6, стр. 646—667.

5.8. Берг А. И. Девиация судового радиопеленгатора. «Морской сборник», 1926, № 8, 9, стр. 173—206.

5.9. Летошнева Т. М. Дифракция радиоволн от вала с полукруглым сечением. Труды ЛЭИС, 1947, № 2.

5.10. Долуханов М. П. Распределение тока в замкнутой квадратной рамке, находящейся в поле электромагнитной волны. Труды ЛЭИС, 1937, № 5/21, стр. 17.

5.11. Crampton C., Whipple R. T. P., Mudridge A. H. Ошибки, вызванные в радиопеленгаторе высокой частоты близле-

40—1184

жащей вертикальной антенной JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 815—822.

5.12 Hopkins H. G., Hogner F. Ошибки места радиопеленгатора на высоких частотах Proc. IEE, 1949, pt. III, v. 96, № 42, p. 321—332, 340—345.

5.13. Соломонник М. Е., Ильин Г. Б. Способ уменьшения ошибок радиопеленгования на УКВ, обусловленных отражением от местных предметов. «Вопросы радиоэлектроники», серия XII. 1961, вып. 26, стр. 3.

5.14 Ziehm G. Основы общей теории ошибок (девиации) корабельного радиопеленгатора Frequenz, 1962, Bd. 16, № 8, S. 281—293; № 11, S. 431—441; № 12, S. 502—510.

5.15 Sherill W. M., Travers D. N. Применение одноканального радиопеленгатора в многокомпонентном электромагнитном поле IRE Trans., 1961, v. AP-9, № 6, p. 521—526.

5.16 Travers D. N. and Sherill W. M. Определение направления поля при наличии двух составляющих. IEE Trans., 1963, ANE-10, June, p. 124—127.

## К главе 6

6.1. Ross W. Определение и измерение поляризационных ошибок радиопеленгаторов типа Эджкока. Proc. IEE, 1949, pt. III, v. 96, № 42, p. 269—276.

6.2 Byatt D. W. G. Эффективная поляризация поднятой антенны радиопеленгатора. Marconi Review, 1953, v. 16, № 110, p. 128—133.

6.3. Hogner F. Исследование поляризационных ошибок в H-образном радиопеленгаторе с разнесенными антеннами. P.IEE, 1952, pt. III, v. 99, № 60, p. 223—225.

6.4. Smith-Rose R. L., Ross W. Применение металлических сеток для уменьшения поляризационных ошибок U-образного радиопеленгатора Эджкока. JIEE, 1947, pt. III, v. 94, № 28, p. 91—93.

6.5 Pierce R. R. Исследование применения экранов для U-образного радиопеленгатора в диапазоне частот 600—1200 Мгц. JIEE, 1947, pt. III, v. 94, № 28, p. 115—117.

6.6. Натадзе Л. Ш. Поляризационные ошибки в компенсированном рамочном радиопеленгаторе. Труды ЛЭИС, 1949, № 5, стр. 54.

6.7. Надененко С. И. Расчет системы заземления антенны. «Радиотехника», 1946, № 2, стр. 38—47.

6.8. Fletcher H. Простой метод уменьшения поляризационных ошибок U-образного радиопеленгатора Эджкока. JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 771—782.

6.9 Альперт Я. Л. Статистический характер структуры ионосферы. «Успехи физических наук», 1953, т. 49, вып. I, стр. 49—91.

6.10 Smith-Rose R. L. Наблюдение пеленгов на корабельные и береговые радиостанции. JIEE, 1924, v. 62, p. 711. Proc. IRE, 1929, v. 17, p. 425—478.

6.11. Bramley E. N., Ross W. Измерение направления прихода коротких радиоволн, отраженных ионосферой. Proc. Royal. Soc., 1951, v. 207, p. 251—267.

6.12. Bramley E. N. Влияние разноса при приеме ионосферных волн на антенную систему с разнесенными антеннами. Proc. IEE, 1951, pt. III, v. 98, № 51, p. 19—25.

6.13. Bain W. G. Расчет интерференционных ошибок радиопеленгаторов с циклическим измерением фазы. Proc. IEE, 1953, pt. III, v. 100, № 67, p. 253—261.

6.14. Bain W. G. Скорость колебания радиопеленгов на коротких волнах. Proc. IEE, 1954, pt. III, v. 102, № 4, p. 541—543.

6.15. Bramley E. N. Теория быстрых колебаний пеленгов на коротких радиоволнах при отражении от ионосферы. Proc. IEE, 1954, pt. B, v. 102, № 4, p. 533—540.

6.16. Bramley E. N. Колебания высокочастотных радиопеленгов на радиопеленгаторе типа Эдкока. Proc. IEE, 1956, pt. C, v. 103, № 4, p. 350—356.

6.17. Miya Kenichi, Kawai Masashi. О поперечном отклонении радиоволн, приходящих из Европы. Report. of Ionosph. Res. in Japan, 1956, v. 10, № 1, p. 1—8; 1957, v. 11, № 7, p. 130—144; 1959, v. 36, № 7, p. 263—267.

6.18. Fogt K., Cronieger W. Азимутальные колебания направления прихода коротких волн. NTZ, 1958, Bd. 18, № 10, S. 537—549.

6.19. Bailey A. D., Sydney. Исследования корреляции между амплитудой сигнала и отклонением пеленга при ВЧ пеленговании в зависимости от времени. Proc. Nat. Electron. Confer, 1958, v. 14, p. 1015.

6.20. Hogner F. Точность определения местоположения источников атмосферных разрядов с помощью пеленгования. Proc. IEE, 1954, pt. III, v. 101, № 74, p. 383—390.

## К главе 7

7.1. Слепян Л. Б. К расчету приемных рамок. ТИТбп, 1925, № 32, стр. 421.

7.2. Фрейман И. Г. Расчет приемной рамки. ТИТбп, 1925, № 33, стр. 648—653.

7.3. Ширков В. В. Расчет антенно-гонометрических систем пеленгаторов типа Эдкока. Воениздат, 1947.

7.4. Кукес И. С. Выбор параметров наружного устройства системы Беллини и Този. Труды ЛЭИС, 1937, № 6 (22), стр. 24—30.

7.5. Щукин А. Н. Выбор параметров гонометрических приемно-пеленгаторных систем. «Известия ВМА», 1940, вып. 3, стр. 3—15.

7.6. Хесин Э. Н. О расчете чувствительности пеленгатора. ИЭСТ, 1938, № 10, стр. 37—41.

7.7. Фрадин А. З. и Хацкелевич В. А. Исследование резонансов и асимметрий в антенно-фридерных системах Эдкока, «Радиотехника», 1948, № 6, стр. 6—28.

7.8. Фрадин А. З. и Хацкелевич В. А. Симметричные фидерные системы Эдкока. Труды ЛЭИС, 1949, № 6, стр. 11—26.

7.9. Калихан С. Г. Трансформация импедансов в широкой полосе частот. Труды ИРПА, 1954, вып. 11, стр. 38—55.

7.10. Fa no R. M. Теоретические ограничения широкополосного согласования произвольных импедансов. Journ. Francl. Inst., 1950, № 1, 2.

7.11. Старик М. Е. Расчет схемы широкодиапазонной компенсации реактивного сопротивления приемной антенны. «Вопросы радиоэлектроники», серия XII, 1960, вып. 8, стр. 3—13.

7.12. Гильченко М. Я. О широкодиапазонном согласовании антенн при помощи элементов с потерями. «Вопросы радиоэлектроники», серия XII, 1961, вып. 18, стр. 59—69; 1963, вып. 26, стр. 116—124.

7.13. Crampton C., Struszinski W. и др. Принципы проектирования антенных систем для корабельных радиопеленгаторов. JIEE, 1948, pt. III, v. 95, № 48, p. 437—453.

7.14. Brown, Woodward. Входное сопротивление цилиндрической антенны большого диаметра. Wireless Eng., 1952, v. 29, № 346, p. 174—176.

#### К главе 8

8.1. Кукес И. С. Автоматические радиопеленгаторы. Изд. НИИМИС РККА, 1936.

8.2. Сифоров В. И. О некоторых погрешностях при автоматическом радиопеленговании. «Известия ЛЭТИ», 1939, стр. 19.

8.3. Быков В. И., Куклин Ю. И., Никитенко Ю. И. Судовые визуальные радиопеленгаторы. Изд-во «Морской транспорт», Л., 1962.

8.4. Долуханов М. П. Исследование некоторых ошибок в радиополукомпасах. ИЭСТ, 1940, № 7, стр. 1—13.

8.5. Манаев Е. И. О влиянии помех на индикатор визуального радиопеленгатора с балансным модулятором. ВЭП, 1943, № 6, стр. 1.

8.6. Манаев Е. И. О влиянии помех на работу радиокомпаса. ВЭП, 1944, № 1, 2, стр. 4.

8.7. Старик М. Е. Влияние антенного эффекта на точность радиополукомпаса. ВЭП, 1945, № 3, стр. 17.

8.8. Манаев Е. И. Девиация радиокомпаса с балансным модулятором. ЖТФ, 1946, т. XVI, вып. 5, стр. 621—624.

8.9. Манаев Е. И. Явление перемодуляции в радиокомпасе с балансным модулятором. ЖТФ, 1946, т. XVI, вып. 5, стр. 613—620.

8.10. Астафьев Г. П. Расчет чувствительности визуальных радиопеленгаторов. ИЭСТ, 1939, № 6, стр. 18.

8.11. Виткевич В. В., Кузьмин А. Д., Матвеев Л. И., Сороченко Р. Л., Удальцов В. А. Радиоастрономические наблюдения советских космических ракет. «Радиотехника и электроника», 1961, т. 6, № 9, стр. 1420—1431.

8.12. Вишенчук И. М., Котюк А. Ф., Мизюк Л. Я. Электромеханические и электронные фазометры. Госэнергоиздат, 1962.

8.13. «Техника сверхвысоких частот». Пер. с англ. под ред. Я. Н. Фельда. Изд-во «Советское радио», 1952.

8.14. Lindsay W. J., Heim D. S. Разработка автоматического радиопеленгатора с вращающимся гониометром. Journal of Research Bureau of Standards, 1961, v. 65-D, № 3, p. 237—243.

8.15. «Коротковолновый радиопеленгатор с визуальной индикацией». Reports of Ionospher. Research in Japan, 1957, № 11, p. 368.

8.16. Walden de S., Roche A. F. L., Barret J. C. G., Pitts W. J. Разработка высокочастотного радиопеленгатора с ка-

тодной трубкой для кораблей JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 823—837.

8.17. Schmucker S. Коротковолновый визуальный радиопеленгатор фирмы «Телефункен». *Telefunken Zeitung*, 1958, Bd. 31, № 120, S. 90—97.

8.18. Earg C. W., Godfrey R. M. Радиопеленгование методом циклического дифференциального измерения фазы. JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 705—721.

8.19. Earg C. W., Corper-Jones D. L. Практическое развитие радиопеленгаторов с коммутируемыми антеннами. *Proc. IEE*, 1958, pt. B, v. 105, № 9.

8.20. Phantony H., Benoit M. Использование эффекта Доплера в радиопеленгаторах. *Electr. Industr. and Teletech*, 1957, v. 16, № 1, p. 75—77 и № 2, p. 66—67.

8.21. Steiner F. Широкобазисный доплеровский УКВ радиопеленгатор. *Transactions IRE*, 1961, ANE-7, № 3, p. 98—105.

8.22. «Радиопеленгаторы по принципу Доплера». Две статьи в *Electric Communication*, 1960, v. 37, № 2, p. 117—147.

8.23. Ross W., Bramley E. N. Фазовый метод измерения направления прихода ионосферных радиоволн. JIEE, 1951, pt. III, v. 98, № 54, p. 293—302.

8.24. Mc Leisch C. W., Burtnyk N. Применение интерферометра для пеленгования коротких волн. *Proc. IEE*, 1961, pt. B, v. 108, № 41, p. 495—499.

8.25. Beniot R., Furlow M. Разработки радиопеленгатора с большим разносом типа AN/CRD-9. *TeleTech.*, 1955, № 9, p. 60—62.

8.26. Hefley G., Linfield R., Davis T. L. Система Е-φ для радиопеленгования на сверхдлинных волнах. *Engineering and Instrumentation*, 1961, v. 65, № 1, p. 43—49.

8.27. «Новые УКВ радиопеленгаторы». *Brit. Communications and Electronics*, 1958, v. 5, № 9, p. 681.

8.28. *Wireles World*, 1955, v. 10, p. 492.

8.29. Joliffe G. S. W. Вопросы проектирования УКВ автоматических радиопеленгаторов. *Marconi Review*, 1959, v. 22, № 135, p. 168—198.

8.30. Barker P. H. Преобразование положения вала в двоичную систему. *Proc. IEE*, 1956, pt. B, v. 103, № 1, p. 42—51.

8.31. Webb H. D., Bitzer D. L. Линейное преобразование пеленгов для панорамного радиопеленгования и для усреднения отсчетов. *Proc. National Electronics Conference*, 1956, v. 12, p. 259—270.

8.32. Hatch L. F., Wyatt D. W. G. Улучшение коротковолнового пеленгования путем автоматического усреднения во времени. *Marconi Review*, 1958, v. 21, № 128, p. 16—29.

8.33. Ульянов В. С. Аппаратурные ошибки двухканальной схемы импульсного радиопеленгатора. В кн. «Исследование точности и помехоустойчивости фазовых радиопеленгаторов» под ред. В. Б. Пестрякова, Судпромгиз, 1959.

8.34. Fischl R. Анализ коммутируемой схемы. *IEEE Trans.*, 1963, June, ANE-10, p. 114—123.

8.35. Lindahl C. E. and Barton V. F. Анализ условий детектирования в фазометрическом радиопеленгаторе с гониометром. *IEEE Trans.* 1963, June ANE-10, p. 124—127.

8.36. Fife D. W. Ограничение зеркального сигнала в фазомерическом пеленгаторе. IEEE Trans., 1963, June ANE-10, p. 128—132.

8.37. Bailey A. D. and Mc. Clung W. С. Суммо-разностная интерферометрическая система для радиопеленгации на коротких волнах. IEEE Trans., 1963, ANE-10, № 1, p. 65—72; см. также «Зарубежная радиоэлектроника», 1964, № 1, стр. 38—49.

8.38. Ульянов В. С. Аппаратурные ошибки двухканальной схемы импульсного радиопеленгатора. В сб. «Исследование точности и помехозащищенности фазовых радиопеленгаторов». Судпромгиз, 1959, стр. 6—25.

## К главе 9

9.1. Старик М. Е. Испытание радиогониометров. ИЭСТ, 1937, № 3, стр. 48.

9.2. Старик М. Е. Эквивалент антенной системы гониометрического радиопеленгатора. ИЭСТ, 1941, № 4, стр. 49.

9.3. Фрадин А. З., Рыжков Е. В. Измерение параметров антенн. Связьиздат, 1962.

9.4. «Стандартные термины и испытания радиопеленгаторов». PIRE, 1959, v. 47, № 8, p. 1350—1371.

## К главе 10

10.1. Павский А. Г. Радиодевияция. Воениздат, 1957.

10.2. Кукес И. С. Электрическая компенсация девиации в радиопеленгаторах по системе Беллини и Този. «Некоторые вопросы радиопеленгования», изд. НИМИС РККА, 1936.

10.3. Ziehm G. Современная коротковолновая пеленгаторная техника на судах. Nachrichten Technische Zeitschrift, 1958, № 12, S. 91—98.

10.4. Gabler H., Wachtler M. Новый способ разделения составляющих радиопеленгов когерентных волн. Elektrotechnische Zeitschrift, 1958, № 79A, S. 385—388.

10.5. Burt G. J., Whipple R. T. P Средневолновый радиопеленгатор на кораблях ВМФ. IEEE, 1947, Pt. IIIA, v. 94, № 15, p. 838—856.

10.6. Ross W., Hogner F. Выбор места для установки радиопеленгаторных станций. Специальный доклад № 22, 1952, Бриганское управление научных и промышленных исследований.

10.7. Kunze H., Rottel H. Ошибки при пеленговании и их устранение при использовании УКВ радиопеленгаторов PST-476 и PST-589 с поворотной парой антенн. Telefunken Zeitung, 1961, № 133, S. 215—220.

10.8. Вайнер А. Л. Заземления, тл. III. ОНТИ, Харьков, 1938.

## К главе 11

11.1. Ширков В. В. Принципы размещения пеленгаторов. Труды НИИС ГВФ, ред.-изд. отд. Аэрофлота, 1939, № 8, стр. 3.

112 Ширков В В Основные вопросы точности радиопеленгации. Ред.-изд. отд. Аэрофлота, 1943.

113 Сайбель А Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения Оборонгиз, 1958.

114 Ross W. Оценка точности ВЧ радиопеленгов. JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 722—726.

115 Beale E. M. L. Система Брука классификации разбросов радиопеленгов на коротких волнах Journ. of Research Bureau of Standarts, 1961, v. 65-D, № 3, p. 255—261.

116 Stanfield R. G. Статистическая теория засечек радиопеленгов JIEE, 1947, pt. III-A, v. 94, № 15, p. 762—770.

117. Hopkins H. G. Планшетное устройство для прокладки пеленгов Wireless Engineer, 1956, v. 33, № 7, p. 173—175.

#### К главе 12

121 Ухов К С. Навигация, 1947

122 Соловьев М. Д. Картографические проекции Геодезиздат, 1946

123. Матусевич Н О. Определение места корабля по радиопеленгам Изд. Гидрографич. упр., 1940.

124 Byatt D. W. G. Автоматический прокладчик пеленгов. Marconi Review, 1959, v. 22, № 131, p. 215—224.

#### К приложению

П1 Старик М Е. Индуктивность рамки с витками, расположенными по вершинам многоугольника. «Бюллетень электропромышленности», 1945, № 1—2, стр. 32.

---



## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматизация** определения места 605  
 — съема и усреднения пленгов 510
- Автоматический радиопеленгатор** со следящим приводом 26, 423
- Амплитудные методы** пеленгования 21, 483
- Антенная система** 76  
 — выбор для свд и дв диапазонов 327  
 — — для св. диапазона 328  
 — — для кв. диапазона 331  
 — — для укв диапазона 161, 334  
 — гониометрическая из 2 рамок (4 антенн) 28, 113, 186  
 — — эквивалентная схема 116  
 — из  $n$  антенн 118  
 — — с параллельным соединением соседних 131, 210  
 — — эквивалентная схема 121, 129  
 — из двух разнесенных антенн 19, 102  
 — из двух разнесенных рамок 105  
 — круговая с острой характеристикой направленности 140  
 — рамочная 88  
 — — с неравномерным током 94  
 — — экранированная 97  
 — — с ферромагнитным сердечником 99  
 — с логарифмической структурой 155  
 — с  $n$ -антеннами в ряду 132  
 — свободная от поляризационных ошибок 290  
 — — Н-образная 291, 362, 380  
 — — U-образная 293, 375  
 — — трансформаторная 300, 378
- Антенный эффект** 37, 113  
 — в поворотной рамке 168  
 — — устранение 174  
 — в гониометрической системе 182  
 — в радиополукомпасе 419
- АРУ** в радиополукомпасе 419  
 — в двухканальном радиопеленгаторе 449
- Балансный модулятор** 412, 415, 478
- Береговой радиопеленгатор** 244  
**Береговой эффект** 236  
 — неоднородность почвы 237  
 — неровность почвы 242
- Бсковой прием** рамки 93  
 — ошибка 178
- Боковое отклонение** радиоволн на коротких волнах 307
- Большебазисный радиопеленгатор** 252, 483  
 — амплитудный метод пеленгования 21, 483  
 — фазовый метод пеленгования 33, 487  
 — испытания лабораторные 532
- Взаимное сопротивление** антенн 81, 121, 124, 139
- Вибратор** 77  
 — как обратный излучатель 265  
 —  $L$ — $R$  антенна 86  
 — несимметричный 80  
 — симметричный 78  
 — шлейф-антенна 87  
 — шунтовой 86  
 — широкополосный 84
- Визуальная избирательность** 70, 434
- Визуальный радиопеленгатор** 25, 411
- Время** пеленгования на коротких волнах 319
- Вулленберер** 155
- Высотная ошибка** — (см. ошибки)
- Гониобаза** 589  
**Гониометр** 28, 114  
 — емкостной 118  
 — индуктивный 114, 186  
 — — с железом 117  
 — — с равномерно распределенными обмотками 198  
 — — применение экрана 197

- — лабораторные испытания 525
- — ошибки 196
- Гониометрическая система (см. антенные системы)
- Двойная рамка 107, 178
- Двухканальный автоматический радиопеленгатор 31, 428
- автоматическое выравнивание идентичности 450
- внутренние шумы и чувствительность 66
- качание пеленга 451
- регулировка усиления 443, 449
- схема с переключением каналов 453
- требования к идентичности каналов 430, 439
- ошибки из-за неидентичности каналов 430, 490
- устранение двухзначности 455
- Девиация 236, 249
- корабельного и самолетного радиопеленгатора 282
- влияние обратноизлучающей антенны 265
- влияние обратноизлучающей рамки 274
- влияние корпуса корабля 278
- компенсация механическая 550
- электрическая в поворотной рамке 552
- — электрическая в гониометрической системе 553
- определение в корабельном радиопеленгаторе 542
- определение в самолетном радиопеленгаторе 548
- Емкость собственная рамки 96
- расчет 611
- Импульсный радиопеленгатор 304, 498
- Индуктивность рамки 96
- расчет 609
- Инструментальные ошибки 37, 168
- гониометрической системы с рамками 186
- — с разнесенными антеннами 207
- поворотной рамки 178
- системы с разнесенными рамками 181
- измерение 534
- Испытания радиопеленгатора
- в действительных условиях 534
- в лабораторные 517, 524, 532
- Кабель
- влияние неодинаковости параметров 224
- — в косинусоидальной системе 225
- — в системе с циклическ. измерен. фазы 233
- — с острой характеристикой 231
- симметрирующие устройства 222
- Кардиоида 112
- Карта Меркатора 599, 601
- гномоническая 600
- Квазидопплеровский радиопеленгатор 503, 508
- Колесания пеленга очень медленные 572
- медленные 573
- быстрые 573
- Коммутатор антенный емкостной 141, 500
- электронный 502
- Комбинированный прием на рамку и антенну 109
- Компенсация антенных эффектов 174, 392
- расчет схемы 398
- Координатный трансформатор 130, 429
- Корабельный радиопеленгатор 382, 542
- Коэффициент
- пересчета 32
- — различимости 60, 65
- шума входной цепи 339
- Круговая ошибка 583
- Крутизна разностной характеристики 50, 137
- Локсодромия 599, 601

- Магнитный усилитель 424  
 Магнитное поле в многооб-  
 точном гониометре 614  
 Меридиан истинный 601  
 — определение направления  
 619  
 Методы пеленгования 9, 20, 22,  
 33, 52, 65  
 Модуль чувствительности  
 — инструментальный 51  
 — реальный 51  
 Монтажно-установочные ошиб-  
 ки 168, 216
- Наземный радиопеленгатор** 560  
 — требования к месту уста-  
 новки 562
- Одноканальные радиопеленга-  
 торы** 457  
 — с двухтональной модуля-  
 цией 458  
 — с преобразованием частоты  
 в близкие значения 494  
 — с частичным объединением  
 каналов 462
- Однонаправленный прием** 401  
 — использование антенного  
 эффекта 408  
 — средней точки полевых  
 катушек 409  
 — в гониометрической системе  
 406  
 — с настроенной рамкой 402  
 — с ненастроенной рамкой 406
- Ортодромия** 601
- Отношение сигнал/шум**  
 — на входе приемника 38  
 — на выходе линейной части  
 приемника 41  
 — после детектора 42
- Особенности пеленгования на  
 разных диапазонах волн** 327
- Ошибка высотная** 19, 33, 35,  
 139, 486  
 — из-за боковых отклонений  
 радиоволн 37, 307, 311  
 — из-за влияния интерферен-  
 ции радиоволн 18, 20, 313,  
 324  
 — — эффект усреднения 319  
 — из-за влияния распростра-  
 нения 37, 285  
 — окружения 37, 235, 244,  
 274  
 — инструментальная 37, 168,  
 181, 186, 534  
 — — измерение 568  
 — монтажно установочная 216  
 — поляризационная 16, 17, 37,  
 91, 285, 535  
 — разнота 28, 207, 213  
 — радиокомпас 421  
 — радиополукомпас 428  
 — радиопеленгатора с двух-  
 тональной модуляцией 461  
 — — фазометрического 467,  
 480  
 — систематическая и случай-  
 ная 36  
 — стандартной волны 289, 535  
 — субъективная 37, 173
- Оценка точности одиночного  
 пеленга** 571
- Параллельное включение при-  
 емоиндикаторов в антенну**  
 165
- Пеленг** 5  
 Пеленгование собственное 6  
 — чужое 7
- Полоса пропускания при поис-  
 ке** 45  
 — при слежении 45  
 — индикатора пеленга 415
- Поляризация радиоволн** 12
- Помехи** 38
- Помехозащищенность радио-  
 пеленгатора** 69
- Применение радиопеленгатора**  
 7, 542, 560
- Принципы пеленгования** 15, 20
- Производственные ошибки** 168
- Прокладка пеленга на карте**  
 598
- Район обслуживания двумя  
 радиопеленгаторами** 589, 596
- Радиопеленг прямой** 6  
 — обратный 6
- Радиокомпас** 423
- Радиополукомпас** 411
- Расчеты антенных систем** 336  
 — настроенной рамки 345  
 — ненастроенной рамки 349  
 — гониометрической рамочной  
 354  
 — с разнесенными антеннами  
 357—378

- Самолетный радиопеленгатор 548
- Сетка заземления U-образной системы 297
- Симметрирующие устройства 174, 222
- Объемная емкость рамки, расчет 610
- Согласующие устройства 381  
— расчет входа согласованной системы 389
- Сравнение точности фазового и гониометрического радиопеленгаторов 497
- Суммарно-разностный способ отсчета разности фаз 31, 35, 490
- Точность определения места по  $n$  пеленгам 571
- Трансформатор симметрирующий 176
- Угол молчания 48  
— наклона фронта волны 14, 83  
— поляризации 15, 220, 287  
— равной слышимости 48, 92, 113, 173
- Фазовые методы пеленгования 33, 487, 499  
— ошибки 233, 255, 325, 488  
— устранение многозначности 35  
— чувствительность 63
- Фазометрический радиопеленгатор 27, 471  
— ошибки, связанные с фазовой характеристикой приемника 463
- система с механическим вращением 472  
— с электрическим вращением 478
- Характеристика направленности антенны 21  
— круговой системы, суммарная 147  
— — в вертикальной плоскости 148  
— — разностная 154  
— системы из  $n$  антенн в ряду, суммарная 132  
— — разностная 136
- Центр вероятности 586
- Циклическое измерение фазы по высокой частоте 34, 255, 499
- Чувствительность радиопеленгатора 48, 52, 58, 63, 66
- Эквивалент антенны и рамки 518  
— системы разнесенных антенн 531  
— круговой антенной системы 532
- Эллипс вероятности при  $n$  пеленгах 574, 587 .
- Эллиптическое поле 616  
— в гониометре 183  
— электромагнитной волны 13  
— изображение на экране электронно-лучевой трубки 431

# ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
<b>Глава 1. Задача радиопеленгования . . . . .</b>	<b>5</b>
<b>Глава 2. Принципы и методы радиопеленгования . . . . .</b>	<b>11</b>
2.1. Электромагнитное поле и его поляризация . . . . .	11
2.2. Принципы радиопеленгования . . . . .	15
2.3. Методы пеленгования . . . . .	20
Фазовые методы пеленгования . . . . .	33
2.4. Ошибки радиопеленгатора . . . . .	36
2.5. Соотношение мощности сигнала и помех на выходе приемника . . . . .	38
Мощность помех на входе приемника . . . . .	38
Соотношение мощности сигнала и помех на выходе линейной части приемника . . . . .	41
Соотношение мощности сигнала и шума на выходе детектора . . . . .	42
2.6. Выбор полосы пропускания . . . . .	44
2.7. Чувствительность при отсчете пеленга по минимуму на слух . . . . .	48
2.8. Чувствительность радиопеленгатора при использовании метода сравнения . . . . .	52
2.9. Чувствительность при пеленговании по минимуму глубины модуляции . . . . .	58
2.10. Чувствительность при пеленговании фазовым методом . . . . .	63
2.11. Чувствительность двухканального радиопеленгатора . . . . .	66
2.12. Помехозащищенность радиопеленгатора . . . . .	69
<b>Глава 3. Антенные системы радиопеленгатора . . . . .</b>	<b>76</b>
3.1. Вертикальная антенна . . . . .	77
3.2. Шлейф-антенна . . . . .	87
3.3. Рамочные антенны . . . . .	88
Электродвижущая сила в рамке малого размера . . . . .	88
Электродвижущая сила в рамке, состоящей из нескольких вятков . . . . .	92
Влияние неравномерного распределения тока . . . . .	94
3.4. Экранированные рамки . . . . .	97
3.5. Рамки с ферромагнитным сердечником . . . . .	99
3.6. Прием на две разнесенные антенны . . . . .	102
3.7. Система двух разнесенных рамок . . . . .	105
3.8. Комбинированный прием на открытую антенну и направленную систему . . . . .	109
3.9. Неподвижные направленные антенны с косинусоидальной характеристикой направленности . . . . .	113
3.10. Гониометрическая система из $n$ разнесенных антенн	118
Эквивалентная схема для расчета . . . . .	121
Система с параллельным соединением соседних антенн . . . . .	131
3.11. Антенные системы с острой характеристикой направленности . . . . .	132

Применение $n$ антенн, расположенных в ряд . . . . .	132
Круговые антенные системы с острой характеристикой направленности . . . . .	140
3.12. Антенны с логарифмической структурой . . . . .	155
3.13. Антенные системы радиопеленгаторов на сверхвысоких частотах . . . . .	161
3.14. Параллельная работа приемников радиопеленгатора от одной антенной системы . . . . .	165
<b>Глава 4. Инструментальные ошибки . . . . .</b>	<b>168</b>
4.1. Инструментальные ошибки радиопеленгатора . . . . .	168
4.2. Антенный эффект в поворотной рамке . . . . .	168
4.3. Устранение антенного эффекта в поворотной рамке . . . . .	174
4.4. Инструментальные ошибки системы с поворотной рамкой . . . . .	178
4.5. Антенный эффект в гониометрической системе . . . . .	182
4.6. Ошибки гониометрической системы . . . . .	186
4.7. Ошибки, вызванные гониометром . . . . .	196
4.8. Инструментальные ошибки системы с разнесенными антеннами . . . . .	200
4.9. Ошибка разноса гониометрической системы из $n$ разнесенных антенн . . . . .	207
4.10. Установочные ошибки гониометрической системы разнесенных антенн . . . . .	216
Ошибка в ориентировке антенн . . . . .	216
Неодинаковость уровня основания антенн . . . . .	218
Неодинаковость радиуса размещения антенн . . . . .	219
Наклон одной из антенн . . . . .	220
4.11. Симметрирование схемы при подключении антенн коаксиальным кабелем . . . . .	222
4.12. Влияние неодинаковости параметров подключающих кабелей . . . . .	224
Влияние неодинаковости электрических длин кабелей в гониометрической системе . . . . .	225
Влияние неодинаковости электрических длин кабелей в круговой антенной системе с острой характеристикой направленности . . . . .	231
Влияние неодинаковости электрических длин кабелей в радиопеленгаторе с циклическим измерением фазы по высокой частоте . . . . .	233
<b>Глава 5. Влияние местности и окружения . . . . .</b>	<b>235</b>
5.1. Характер влияния местности и окружения . . . . .	235
5.2. Береговой эффект . . . . .	236
Влияние неоднородности почвы . . . . .	237
Влияние неровности почвы . . . . .	242
5.3. Влияние близлежащих предметов на радиопеленгатор . . . . .	244
5.4. Типы обратных излучателей . . . . .	264
5.5. Действие антенны, расположенной вблизи радиопеленгатора . . . . .	265
Антенна расположена в непосредственной близости от радиопеленгатора . . . . .	265
Антенна расположена на большом расстоянии от радиопеленгатора . . . . .	272

5.6. Действие обратно-излучающей рамки . . . . .	274
5.7. Девиация, вызванная корпусом корабля . . . . .	278
5.8. Девиация корабельного и самолетного радиопеленгатора . . . . .	282

**Глава 6. Ошибки радиопеленгатора, связанные с распространением радиоволн . . . . . 285**

6.1. Влияние ненормальной поляризации электрического поля . . . . .	285
6.2. Определение ошибки из-за ненормальной поляризации электромагнитного поля . . . . .	286
6.3. Системы радиопеленгаторов, свободные от поляризационных ошибок . . . . .	290
Система с разнесенными рамками . . . . .	290
Система с разнесенными антеннами. Разные схемы соединения . . . . .	290
Системы с импульсной передачей . . . . .	304
6.4. Боковые отклонения радиоволн коротковолнового диапазона . . . . .	307
6.5. Интерференция радиоволн коротковолнового диапазона	313
Косинусоидальная система . . . . .	324
Радиопеленгатор с циклическим измерением фазы по высокой частоте . . . . .	325
6.6. Особенности пеленгования на разных диапазонах волн и выбор антенной системы радиопеленгатора . . . . .	327
Пеленгование на сверхдлинных и длинных волнах (частоты меньше 100 кгц) . . . . .	327
Пеленгование на средних волнах (частоты 100—1 500 кгц) . . . . .	328
Пеленгование на коротких волнах (1,5—30 Мгц) . . . . .	331
Пеленгование на ультракоротких волнах (30—300 Мгц) . . . . .	334

**Глава 7. Расчет антенных систем радиопеленгаторов . 336**

7.1. Предварительные соображения . . . . .	336
7.2. Коэффициент шума входной цепи . . . . .	339
7.3. Расчет эффективности настроенной рамки . . . . .	345
7.4. Расчет эффективности рамки с индуктивной связью	349
Ненастроенная рамка с индуктивной связью . . . . .	349
Гониометрическая система с замкнутыми рамками . . . . .	354
7.5. Расчет действующей высоты и входного сопротивления антенной системы с малым разносом вертикальных антенн (косинусоидальная характеристика направленности) . . . . .	357
Влияние числа антенн . . . . .	360
Расчет действующей высоты и входного сопротивления антенно-фидерной системы из пары антенн при непосредственном подключении антенн к фидерам . . . . .	361
7.6. Расчет H-образной системы . . . . .	367
Прием вертикально-поляризованного поля . . . . .	369
Прием горизонтально-поляризованного поля . . . . .	371
Расчет эффективности . . . . .	374
7.7. Расчет U-образной системы . . . . .	375
7.8. Расчет трансформаторной и уравновешенной систем	378
Расчет трансформаторной системы . . . . .	378

Уравновешенная Н-образная система с фидерами, расположенными непосредственно на земле рис. (7.21,а)	380
Уравновешенная Н-образная система с фидерами, поднятыми над землей (рис. 7.21,б)	380
7.9. Согласующие устройства	381
7.10. Расчет входной цепи согласованной антенной системы	389
7.11. Компенсация антенных эффектов	392
7.12. Расчет элементов компенсации точечных эффектов	398
7.13. Расчет однонаправленного приема	401
Схема с ненастроенной вертикальной антенной и настроенной рамкой	402
Схема с ненастроенной вертикальной антенной и ненастроенной рамкой	406
Использование антенного эффекта рамки и упрощенные схемы однонаправленного приема	408
Использование заземленной точки полевых катушек гониометра в системе с разнесенными антеннами	409
<b>Глава 8. Визуальные радиопеленгаторы</b>	<b>411</b>
8.1. Радиополукомпасы	411
8.2. Автоматические радиопеленгаторы со следящим приводом (радиокомпасы)	423
8.3. Двухканальный автоматический радиопеленгатор с визуальным отсчетом пеленга	428
Визуальная избирательность	433
Требования к приемным каналам	439
Выравнивание модулей коэффициентов усиления каналов	446
Регулирование усиления при использовании импульсно управляющего сигнала	449
Выравнивание фазовых сдвигов напряжения в каналах	452
Получение одностороннего пеленга	454
8.4. Одноканальные радиопеленгаторы	458
Пеленгаторы с двухтональной модуляцией (метод сравнения глубины модуляции принятого сигнала)	458
Пеленгаторы с поочередным подключением антенн и индикатора	462
Двухканальный приемный индикатор с частичным объединением каналов	462
8.5. Инструментальные ошибки радиопеленгаторов за счет фазовых сдвигов в приемнике	463
8.6. Фазометрические радиопеленгаторы	471
Пеленгаторы с механическим вращением диаграммы направленности	472
Пеленгаторы с электрическим вращением диаграммы направленности	478
Выбор частоты вращения (модуляции) в фазометрических пеленгаторах	482
8.7. Радиопеленгаторы с большебазисной антенной системой	483
Амплитудный метод пеленгования	483
Фазовый метод пеленгования	487
Импульсный радиопеленгатор	498
8.8. Радиопеленгаторы с циклическим измерением фазы по высокой частоте	499
8.9. Автоматизация съема и усреднения пеленга	510



<b>Глава 9. Испытания радиопеленгаторов</b>	517
9.1. Лабораторные испытания пеленгаторов с вращающейся рамкой	517
9.2. Лабораторные испытания пеленгаторов гониометрической системы. Испытания рамок	524
Испытание гониометра	525
Испытание радиопеленгатора в целом	531
9.3. Лабораторные испытания радиопеленгаторов с большим разномом антенн	532
9.4. Испытания пеленгаторов в действительных условиях работы	534
Определение инструментальной погрешности радиопеленгатора	534
Определение величины и характера местных ошибок	536
Определение общей точности радиопеленгатора	537
Определение общей чувствительности радиопеленгатора	538
Определение характеристики и коэффициента направленного действия	54
<b>Глава 10. Различное применение радиопеленгаторов</b>	542
10.1. Корабельный радиопеленгатор. Выбор места	542
Монтаж антенного устройства радиопеленгатора	544
Снятие кривой девиации корабельного радиопеленгатора	545
10.2. Радиопеленгатор на самолете	545
10.3. Компенсация девиации в радиопеленгаторе с поворотной рамкой	550
Механические способы компенсации девиации	550
Электрическая компенсация девиации установкой шлейфа	552
10.4. Электрическая компенсация девиации в гониометрическом радиопеленгаторе	553
Компенсация четвертной девиации $D \sin 2q$	553
Компенсация четвертной девиации $E \cos 2q$	556
10.5. Наземный (аэродромный, береговой) радиопеленгатор	560
<b>Глава 11. Точность определения места по радиопеленгам</b>	571
11.1. Методы оценки одиночного пеленга	571
11.2. Эллипс погрешности при $n$ радиопеленгаторах	574
11.3. Район, обслуживаемый двумя радиопеленгаторами	589
<b>Глава 12. Прокладка радиопеленгов на карте</b>	598
12.1. Ориентировка радиопеленгатора	598
12.2. Краткие сведения о картах	599
12.3. Прокладка радиопеленгов на карте	601
12.4. Автоматизация определения места	605
12.5. Расчет азимутов	606
<b>Приложение I. Расчет параметров рамок</b>	609
<b>Приложение II. Вывод формул для магнитных полей в многообмоточном гониометре</b>	614
<b>Приложение III. Общие выражения для параметров эллиптического поля</b>	616
<b>Приложение IV. Определение направления истинного меридиана</b>	619
<b>Литература</b>	622
<b>Предметный указатель</b>	632

Расчет коэффициентов девиации

радиопеленгатора № \_\_\_\_\_, установленного на борту корабля \_\_\_\_\_

Длина волны = \_\_\_\_\_ 196 з.

$$f = A + B \sin q + C \cos q + D \sin 2q + E \cos 2q + F \sin 3q + G \cos 3q + K \sin 4q + L \cos 4q + \dots$$

I		II		III		IV			V			VI		VII	VIII	IX			X			XI			XII			XIII			XIV		
Отсчет по лимбу q	Девиация f	Отсчет по лимбу q	Девиация f	I—II		Подсчет B по III			Подсчет C по III			I+II Подсчет A		Нижняя половина VI	VI—VII	Подсчет D по VIII			Подсчет E по VIII			Подсчет F			Подсчет G			Подсчет K			Подсчет L		
				+	-	множители	+	-	множители	+	-	+	-			множители	+	-	множители	+	-	q	девиация f		q	девиация f		q	девиация		q	девиация	
в градусах																																	
0	1,2	180	0,9	0,3		0	0		1	0,30		2,1		-0,6	2,7	0	0		1	2,7		30°	8,0		0°	1,2		22,5°	6,9		0°	1,2	
15	5,4	195	5,2	0,2		0,259	0,05		0,966	0,19		10,6		-8,0	18,6	0,5	9,3		0,866	8,1		90° (-)	0,2		60° (-)	6,7		67,5° (-)	5,1		45° (-)	8,8	
30	8,0	210	7,9	0,1		0,5	0,05		0,866	0,09		15,9		-14,1	30,0	0,866	25,0		0,5	15,0		150°	7,1		120°	6,8		112,5°	5,1		90°	0,2	
45	8,8	225	7,8	1,0		0,707	0,71		0,707	0,71		16,6		-16,0	32,6	1,0	32,6		0	0		210° (-)	7,9		180° (-)	0,9		157,5° (-)	5,4		135° (-)	8,1	
60	6,7	240	5,7	1,0		0,866	0,87		0,5	0,50		12,4		-13,5	25,9	0,866	22,4		-0,5	13,0		270°	0,8		240°	5,7		202,5°	7,6		180°	0,9	
75	3,4	255	3,6	0,2		0,966	0,19		0,259	0,05		7,0		-6,8	13,8	0,5	6,9		-0,866	6,0		330° (-)	6,4		300° (-)	7,3		247,5° (-)	4,3		225° (-)	7,8	
90	0,2	270	-0,8	1,0		1	1,00		0	0		0,6										СУММА	96,2			14,4	16,0		292,5°	6,1		270°	0,8
105	-3,3	285	-4,7	1,4		0,966	1,35		-0,259	0,36		8,0										96,2				14,2	14,4		337,5° (-)	5,2		315° (-)	7,9
120	-6,8	300	-7,3	0,5		0,866	0,43		-0,5	0,25		14,1										12 D = 96,2				14,2	14,4					18,3	17,4
135	-8,1	315	-7,9	0,2		0,707	0,14		-0,707	0,14		16,0										D = 8,02°				14,4	0,2				0,9		
150	-7,1	330	-6,4	0,7		0,5	0,35		-0,866	0,61		13,5																					
165	-3,2	345	-3,6	0,4		0,259	0,10		-0,966	0,39		6,8																					
				СУММА		4,56   0,68			2,54   1,05			64,6   59,0						14,4   16,0			14,2   14,4			25,1   20,6			18,3   17,4						
				3,88		1,49			5,6									6,8			0,2			4,5			0,9						
				12 B = 3,88		12 C = 1,49			24 A = 5,6							12 D = 96,2			12 E = 6,8			6 F = -1,6			6 G = -0,2			8 K = 4,5			8 L = 0,9		
				B = 0,32°		C = 0,12°			A = 0,24°																								

$$f = 0,24 + 0,32 \sin q + 0,12 \cos q + 8,02 \sin 2q + 0,57 \cos 2q - 0,26 \sin 3q + 0,51 \sin 4q + 0,11 \cos 4q + \dots$$

На множители, обведенные жирной чертой, следует обратить внимание (перемена знака)

# Опечатки учтены

## ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Следует считать
95	4, 5-я снизу	$k_p$ — коэффициент, зависящий от типа обмотки рамки.	—
356	7-я снизу	$\sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_2 + K_{L2}^2 \frac{L_{св}}{L_2}}}$	$\sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_2 + K_{L2}^2 \frac{L_{св}}{L_2} \delta_1}}$
389	1-я сверху	$\dots Z_K = \frac{R_\Phi^2}{jX_a}$	$\dots Z_K = \frac{R_a^2}{jX_a}$
465	9-я снизу	$\varphi_n = -n \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{2x\psi(n)}{(1 + \eta^2)\psi(n)^2 - x^2}$	$\varphi_n = -n \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{2x\psi(n)}{(1 + \eta^2)\psi^2(n) - x^2}$
494	2-я снизу	$U_3 \sin(\Omega t + \varphi_\Gamma - \varphi)$	$U_3 \sin(\Omega t + \varphi_\Omega - \varphi)$

Зак. 1184

Цена 1 р. 66 к.