

Э. И. МАКУШЕВ, Э. И. ПОППЭ, Б. А. ГЛАГОВСКИЙ

**ТИПОВЫЕ СХЕМЫ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ**

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

Э. И. МАКУШЕВ, Э. И. ПОППЭ, Б. А. ГЛАГОВСКИЙ

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

ЭС-5(4)-3
УДК 621.396.69
М15

В книге рассмотрены типовые схемы радиоэлектронной аппаратуры, предназначенные для проектирования импульсных устройств, усилителей, выпрямителей и стабилизаторов напряжения. Данные по каждой типовой схеме содержат краткое описание работы устройства и его назначение, принципиальную схему устройства со спецификацией входящих в нее элементов, таблицу сменных элементов, основные электрические характеристики схемы.

Книга рассчитана на широкий круг инженеров и техников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Программа КПСС, принятая на XXII съезде партии, указала основные пути научно-технического прогресса, открыла новые возможности развития производительных сил, широкого внедрения в практику научно-технических достижений.

Всемерное ускорение развития радиоэлектронной промышленности — важнейшая задача в связи с решающей ролью радиоэлектроники в современной науке и технике.

В общей стоимости продукции радиоэлектронной промышленности значительную долю составляют расходы, связанные с исследовательскими и конструкторскими работами. Проектирование и изготовление макетных и опытных образцов до сих пор является одним из наиболее трудоемких и дорогостоящих этапов научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ. Следовательно, необходимо совершенствовать методы исследований и проектирования с тем, чтобы создавать предпосылки для повышения надежности аппаратуры и увеличения объема ее производства, улучшения технологии изготовления и соответствующего снижения себестоимости.

В радиоэлектронной аппаратуре используются такие стандартные элементы, как сопротивления, конденсаторы, электронные и полупроводниковые приборы и др., выпускаемые специализированными предприятиями, широко применяющими средства механизации и автоматизации. Многолетняя работа над увеличением надежности этих элементов позволила повысить надежность радиоэлектронных устройств в целом.

Между тем существующие методы проектирования радиоэлектронной аппаратуры уже не отвечают возросшим техническим требованиям. Необходимо внедрение новых, более прогрессивных методов проектирования. Одним из путей решения этой проблемы является переход от проектирования радиоэлектронных устройств на основе расчета каждой индивидуальной схемы к проектированию с использованием готовых, рассчитанных и отработанных, типовых схем.

Любая радиоэлектронная аппаратура, как бы она ни была сложна, в конечном счете представляет собой комбинацию простых

электронных схем-каскадов, причем для аппаратуры определенного назначения существует довольно ограниченный перечень каскадов, которые применяются очень часто и составляют основной схемный объем аппаратуры.

Метод проектирования на основе типовых схем обладает следующими преимуществами:

а) упрощает лабораторную разработку новой радиоэлектронной аппаратуры и сокращает время проектирования. Как правило, при проектировании новой радиоаппаратуры большое число каскадов заимствуется из ранее разработанной аппаратуры и лишь незначительная часть проектируется заново. Это резко сокращает затраты инженерно-технического труда;

б) снижает стоимость проектировочных работ вследствие уменьшения их объема;

в) исключает дублирование, неизбежное при существующих методах проектирования, когда в различных организациях при создании радиоэлектронной аппаратуры и ее комплексов различного назначения часто решаются одни и те же частные схемные и конструктивные задачи;

г) увеличивает надежность и сроки службы радиоэлектронной аппаратуры, так как позволяет применять отработанные и опробованные типовые схемы.

Однако этот метод проектирования еще не нашел широкого распространения по следующим причинам: отсутствие информации о разработках типовых схем; различный подход к делению сложных схем радиоэлектронной аппаратуры на простейшие функционально законченные; различные конструктивные решения отдельных схем и принципов компоновки узлов и блоков, отсутствие учета применимости отдельных простейших схем в аппаратуре.

Готовя к изданию настоящую книгу, авторы исходили из того, что большинство современных радиоэлектронных приборов можно спроектировать из типовых схем и воплотить в однотипные конструкции.

При отборе материала авторы стремились сообщить читателям главным образом те сведения о типовых схемах, которые могут понадобиться при проектировании новых радиоэлектронных устройств различного назначения.

Небольшой объем книги не позволил дать материал по типовым схемам, позволяющим решать сугубо специальные вопросы. В то же время необходимость описания большого количества широко применяемых типовых схем побудила авторов придать материалу как можно более компактный характер. Содержание книги ограничено рассмотрением типовых схем радиоэлектронной аппаратуры и их основных характеристик, а также рекомендациями по применению этих схем. Большинство сведений дано преимущественно в виде таблиц и графических зависимостей.

Приведенные в книге схемы всесторонне проверены в лабораторных, а большинство из них и в производственных условиях и могут быть рекомендованы в качестве типовых при разработке и проектировании разнообразной аппаратуры, в том числе радиоприемной, телевизионной, измерительной и др.

Типовые схемы могут быть использованы как в качестве самостоятельных устройств, так и в качестве составных элементов и узлов сложных радиоэлектронных комплексов, различных по назначению и выполняемым функциям. При этом для составления сложных схем из типовых практически не требуется дополнительных согласующих элементов.

Книга содержит три главы, в которых рассмотрены типовые схемы для проектирования импульсных устройств, усилителей и блоков питания. Каждая глава объединяет типовые схемы, имеющие родственные области применения. Для каждой конкретной схемы приведены следующие данные:

- а) наименование;
- б) назначение и краткое описание работы;
- в) принципиальная схема со спецификацией входящих в нее элементов *;
- г) таблица сменных элементов (по необходимости);
- д) основные электрические данные и характеристики.

Первая глава написана инженерами Э. И. Макушевым и Э. И. Поппэ, вторая — кандидатом технических наук Б. А. Глаговским; материалы для третьей главы любезно предоставил инженер Л. М. Казанский. В составлении второй главы активное участие принимал инженер П. И. Овсищер.

Все замечания, соображения и пожелания, которые можно будет учесть в дальнейшей работе, просьба посылать по адресу: Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, издательство «Энергия».

* Номинальная мощность сопротивлений, там где это необходимо, показана на принципиальных схемах.

ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>Глава первая. Типовые схемы импульсных устройств</i>	7
1-1. Мультивибраторы	—
1-2. Триггеры	25
1-3. Блокинг-генераторы	35
1-4. Фантастроны	53
1-5. Генераторы пилообразных импульсов	67
1-6. Смесители видеосигналов	73
1-7. Схемы совпадений (временные селекторы)	79
1-8. Повторители импульсных напряжений	92
<i>Глава вторая. Типовые схемы усилительных устройств</i>	99
2-1. Усилители низкой частоты	—
2-2. Фазоинвертор	105
2-3. Видеоусилители	106
2-4. Усилители промежуточной частоты	115
2-5. Повторители синусоидальных напряжений	123
2-6. Усилители постоянного тока	125
<i>Глава третья. Типовые схемы блоков питания</i>	127
3-1. Выпрямители на полупроводниковых приборах	128
3-2. Стабилизаторы напряжения постоянного тока на полупроводниковых приборах	135
Литература	150

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

Отдельные типовые схемы содержат сменные элементы, что позволяет более оперативно решать конкретные задачи формирования и преобразования импульсов тех или иных длительностей.

Для всех схем приводятся конкретные данные как по параметрам, так и по режимам.

Электрические параметры типовых схем на транзисторах обеспечиваются при значениях β и I_{k0} , оговоренных в соответствующих технических условиях.

Типы импульсных трансформаторов и их технические характеристики приведены в справочнике «Трансформаторы», изд. 6. МРТП, 1956.

1-1. Мультивибраторы

Мультивибраторы чрезвычайно широко применяются в импульсной технике для генерирования прямоугольных импульсов определенной длительности, деления частоты, переключения электрических цепей, для осуществления переменной задержки импульсов, а также для других целей.

В настоящем параграфе рассмотрены автоколебательные и ждущие мультивибраторы на электронных лампах и транзисторах.

1. Автоколебательные мультивибраторы

Мультивибратор, работающий в режиме автоколебаний, представляет собой двухкаскадный усилитель на сопротивлениях, в котором выход одного каскада определенным образом соединен со входом другого. В зависимости от способа подачи напряжения смещения на управляющие сетки ламп различают автоколебательные мультивибраторы с нулевым смещением (рис. 1-1) и мультивибраторы с положительным смещением (рис. 1-2). Принцип работы автоколебательных мультивибраторов достаточно полно освещен в [Л. 1, 3, 4], поэтому отметим только некоторые особенности рассматриваемых схем.

Схема мультивибратора с положительным смещением в сравнении со схемой с нулевым смещением позволяет существенно повысить стабильность частоты генерируемых колебаний при смене ламп. Период колебаний мультивибратора с положительным смещением при тех же значениях параметров схемы меньше, а частота

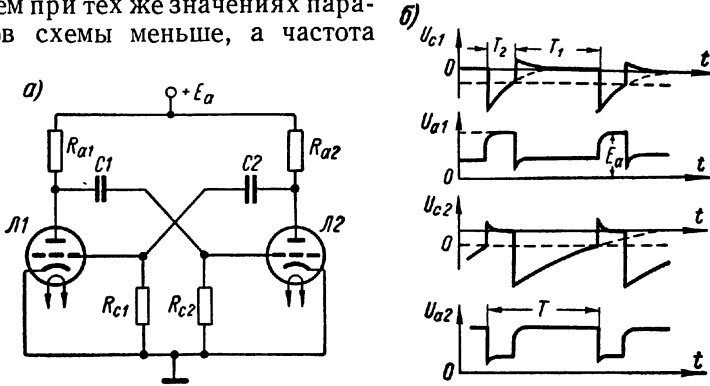


Рис. 1-1. Автоколебательный мультивибратор с нулевым смещением: а — принципиальная схема; б — временные диаграммы.

колебаний соответственно больше, чем у мультивибратора с нулевым смещением.

Принцип работы автоколебательного мультивибратора на транзисторах по существу ничем не отличается от принципа работы лампового. Временные диаграммы напряжений автоколебательного мультивибратора на транзисторах типа *p-n-p* отличаются от соответствующих временных диаграмм лампового мультивибратора тем, что они повернуты вокруг оси времени на 180° .

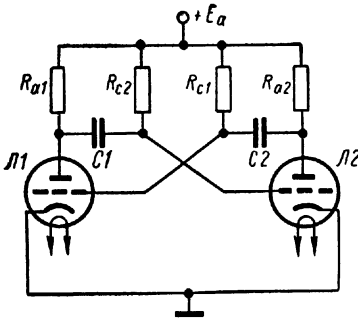


Рис. 1-2. Принципиальная схема автоколебательного мультивибратора с положительным смещением.

Из большого количества схем полупроводниковых автоколебательных мультивибраторов заслуживает предпочтения схема мультивибратора с отрицательными базами (рис. 1-3), поскольку такие мультивибраторы имеют напряженные отсекки транзистора, близкие к нулю, и момент его отпирания при разряде соответствующего конденсатора мультивибратора фиксируется неточно, а следовательно, стабильность частоты колебаний получается низкой.

В схемах с отрицательными базами этот недостаток устраняется. Рассмотрим типовые схемы автоколебательных мультивибраторов.

Рассмотрим типовые схемы автоколебательных мультивибраторов.

Схема автоколебательного мультивибратора на пальчиковой лампе предназначена для генерирования прямоугольных импульсов амплитудой более 70 в и частотой повторения до 12,5 кГц.

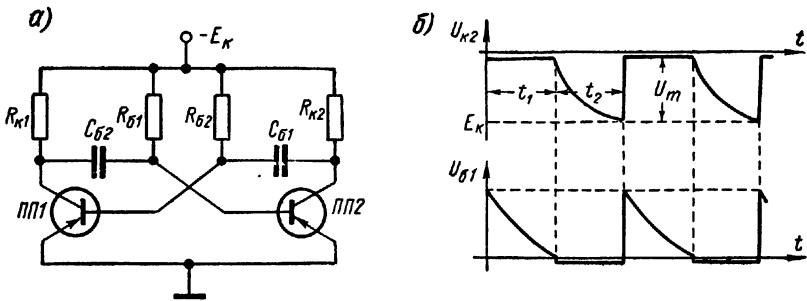


Рис. 1-3. Автоколебательный мультивибратор на транзисторах с отрицательными базами: а — принципиальная схема; б — временные диаграммы.

Принципиальная схема мультивибратора представлена на рис. 1-4, а перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-1.

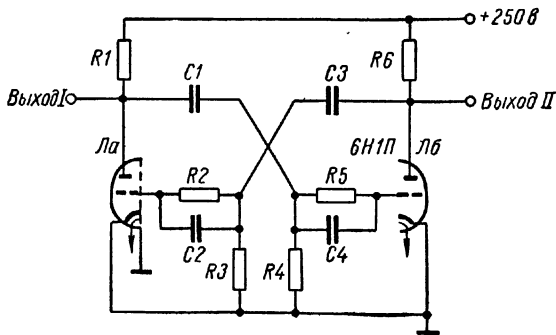


Рис. 1-4. Принципиальная схема автоколебательного мультивибратора.

Электрические характеристики мультивибратора, измеренные при активной нагрузке 50 ком и емкостной нагрузке 50 пф:

Амплитуда импульсов, в, не менее	70
Максимальная частота повторения импульсов, кГц	12,5
Длительность фронта импульсов, мксек, не более	2
Длительность спада импульсов, мксек, не более	0,5

Требуемая частота повторения импульсов обеспечивается включением в схему одинаковых формирующих конденсаторов C1 и C3

Таблица 1-1

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-1-4,7 ком-II	4,7 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,5-220 ком-II	220,0 »	1
<i>R3, R4</i>	» МЛТ-0,5-200 ком-II	200,0 »	2
<i>R5</i>	» МЛТ-0,5-220 ком-II	220,0 »	1
<i>R6</i>	» МЛТ-1-4,7 ком-II	4,7 »	1
<i>C1</i>	Конденсатор	Сменный	1
<i>C2</i>	Конденсатор КЛС-2-М-68±10%	68 пф	1
<i>C3</i>	Конденсатор	Сменный	1
<i>C4</i>	Конденсатор КЛС-2-М-68±10%	68 пф	1
<i>L</i>	Лампа 6Н1П	—	1

соответствующих номиналов. Зависимость частоты повторения импульсов от емкости конденсаторов *C1* и *C3* представлена на рис. 1-5.

Принципиальная схема другого автоколебательного мультивибратора выполнена на лампе 6Н16Б (рис. 1-6). Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-2.

Таблица 1-2

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-0,5-110 ком-II	110 ком	1
<i>R2, R3</i>	» МЛТ-0,5	Сменный	2
<i>R4</i>	» МЛТ-0,5-110 ком-II	110 ком	1
<i>C1, C2</i>	Конденсатор	Сменный	2
<i>L</i>	Лампа 6Н16Б	—	1

На рис. 1-7 представлена нагрузочная характеристика этого мультивибратора. Нагрузочная характеристика снята при следующих величинах сменных элементов: $R2 = R3 = 1 \text{ Мом}$, $C1 = C2 = 510 \text{ пф}$.

Период колебаний импульсов устанавливается величинами емкости *C1* и *C2* (рис. 1-8) и сопротивлений *R2* и *R3* (рис. 1-9).

Большой интерес представляет типовая схема автоколебательного мультивибратора на транзисторах (рис. 1-10). Этот мультивибратор предназначен для генерирования прямоугольных импульсов в диапазоне частот от 160 гц до 100 кгц. Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-3.

Таблица 1-3

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1—R6</i>	Сопротивление МЛТ-0,25	Сменный	6
<i>C1, C2</i>	Конденсатор	Сменный	2
<i>ПП1, ПП2</i>	Транзистор П16Б	—	2

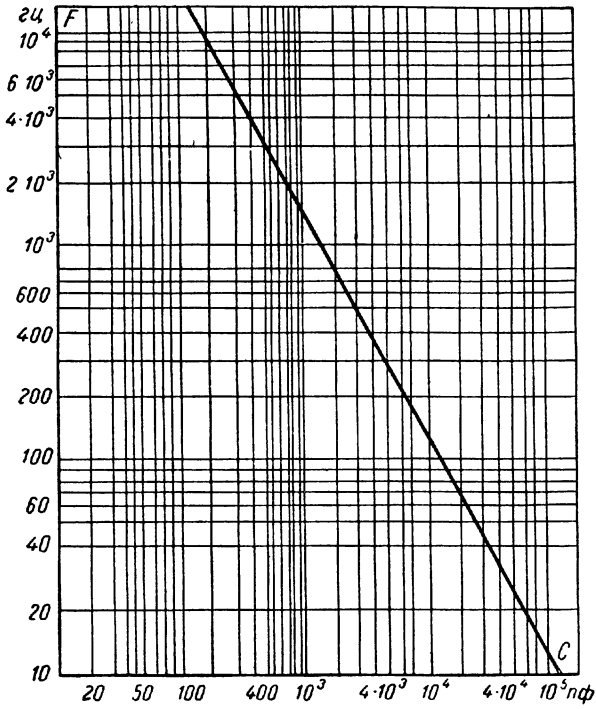


Рис. 1-5. Зависимость частоты повторения импульсов от емкости $C1$ и $C3$ (принципиальная схема 1-4).

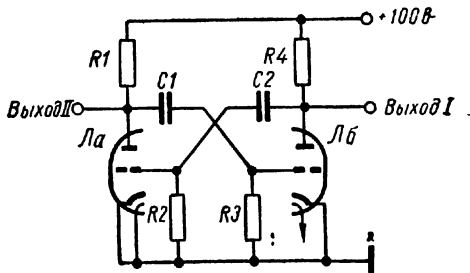


Рис. 1-6. Принципиальная схема автоколебательного мультивибратора.

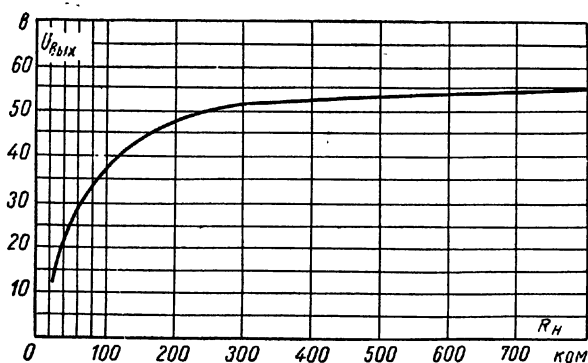


Рис. 1-7. Нагрузочная характеристика автоколебательного мультивибратора (принципиальная схема 1-6).

Рис. 1-8. Зависимость периода колебаний импульсов от емкостей $C1$ и $C2$ (принципиальная схема 1-6) при $R2 = R3 = R$.

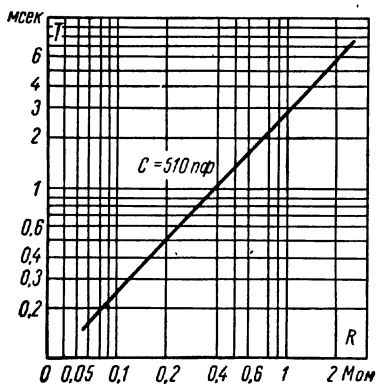
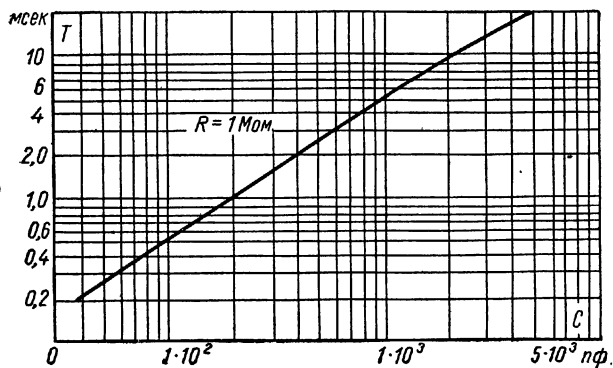


Рис. 1-9. Зависимость периода колебаний импульсов от сопротивлений $R2$ и $R3$ (принципиальная схема 1-6) при $C1 = C2 = C$.

Мультивибратор собран на транзисторах типа П16Б.

Выходные импульсы снимаются с коллектора транзистора ПП1.

Уменьшение влияния параметров транзисторов на частоту генерирования обеспечено выбором сопротивлений $R3$, $R4$, создающих насыщенный режим триодов. Мягкий режим самовозбуждения получен введением обратной связи с коллектора на базу каждого транзистора (сопротивления $R2$, $R5$).

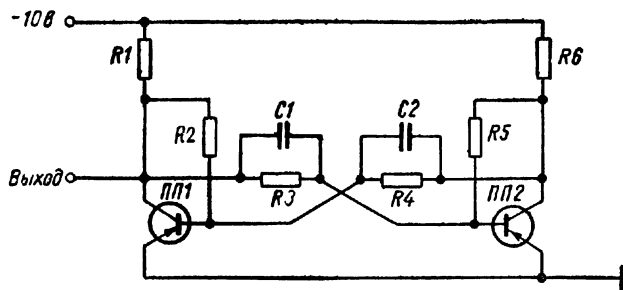


Рис. 1-10. Принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на транзисторах.

Для получения требуемой частоты повторения импульсов в схему включаются сменные элементы соответствующих номиналов: формирующие конденсаторы $C1$, $C2$ и сопротивления $R2$ — $R5$. Номинальные значения сменных элементов представлены в табл. 1-4.

Таблица 1-4

Частота генерирования импульсов, кГц ($\pm 15\%$)	Сопротивление, ком			Емкость, $C1$, $C2$, пф
	$R1$, $R6$	$R3$, $R4$	$R2$, $R5$	
0,16	1,6	24	75	103 300
0,25	1,6	24	33	110 000
0,4	1,6	24	36	65 000
0,6	1,6	24	30	51 000
1,0	1,6	24	30	31 000
1,6	1,6	24	30	20 000
2,5	1,6	24	33	11 300
4,0	1,6	24	33	7 360
6,0	1,6	24	33	5 000
10,0	1,6	24	30	3 300
16,0	1,6	24	33	1 930
25,0	0,560	47	4,3	5 490
40,0	0,560	47	4,3	4 050
60,0	0,560	47	4,3	2 760
100,0	0,560	—	4,3	1 830

Амплитуда импульсов на выходе мультивибратора не менее 7 в. Длительность фронта импульсов не более 1,5 мксек. Электрические характеристики измерены при активной нагрузке 10 ком и емкостной нагрузке 200 пф.

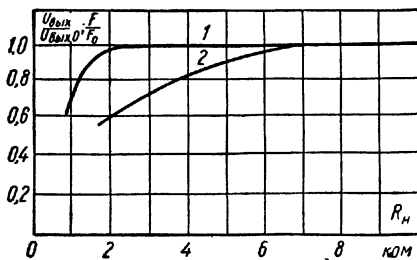


Рис. 1-11. Нагрузочные характеристики автоколебательного мультивибратора (принципиальная схема 1-10).

1 — характеристика $\frac{F}{F_0} = f(R_H)$; 2 — характеристика $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}0}} = f(R_H)$; F_0 и $U_{\text{ВЫХ}0}$ — соответственно частота повторения и амплитуда импульсов при $R_H = 10 \text{ ком}$ и $C_H = 200 \text{ пф}$.

На рис. 1-11 представлены нагрузочные характеристики мультивибратора, позволяющие оценивать относительные изменения амплитуды и частоты повторения импульсов на выходе мультивибратора от сопротивления нагрузки. Из графика видно, что для обеспечения постоянства амплитуды выходных импульсов целесообразно выбирать сопротивление нагрузки не менее 6—7 ком.

2. Ждущие мультивибраторы

Ждущие мультивибраторы, в отличие от автоколебательных, обладают одним устойчивым и одним неустойчивым состоянием равновесия. Переход схемы из устойчивого состояния в неустойчивое осуществляется под воздействием внешнего напряжения. В состоянии неустойчивого равновесия мультивибратор находится в течение некоторого времени, определяемого параметрами схемы, после чего автоматически скачком приходит в первоначальное состояние.

Принцип работы ждущего мультивибратора достаточно полно освещен [Л. 1, 2, 3, 4].

Наиболее распространенная схема ждущего мультивибратора на электронных лампах изображена на рис. 1-12. Она отличается от схемы автоколебательного мультивибратора с положительным смещением наличием сопротивления R_K в цепи катода, благодаря которому осуществляется запираение левого триода. Это же сопротивление служит для получения напряжения обратной связи, подаваемого на сетку лампы Л1.

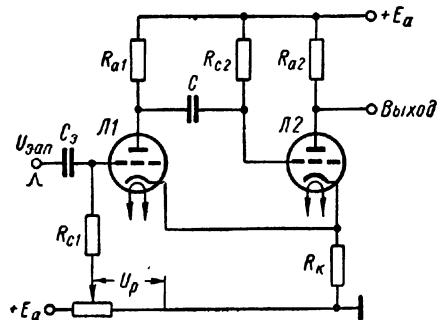


Рис. 1-12. Принципиальная схема ждущего мультивибратора с катодной связью.

Временные диаграммы этого мультивибратора представлены на рис. 1-13.

Регулировку длительности выходных импульсов мультивибратора можно осуществлять изменением емкости конденсатора C , сопротивлений R_{c2} и R_k и установкой напряжения U_p .

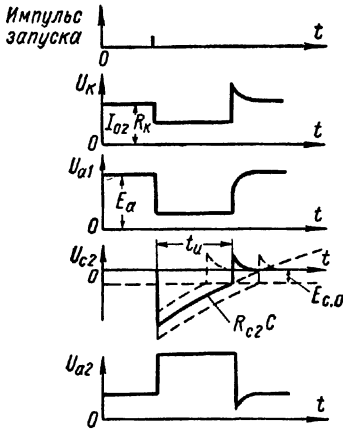


Рис. 1-13. Временные диаграммы ждущего мультивибратора с катодной связью.

Из схем ждущих мультивибраторов на транзисторах боль-

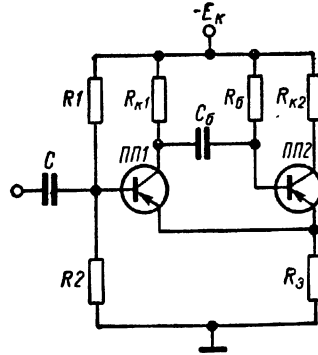


Рис. 1-14. Принципиальная схема ждущего мультивибратора на транзисторах с эмиттерной связью.

шое распространение получили схемы с эмиттерной связью (рис. 1-14), представляющие собой аналог лампового мультивибратора с катодной связью, и с коллекторно-базовыми связями.

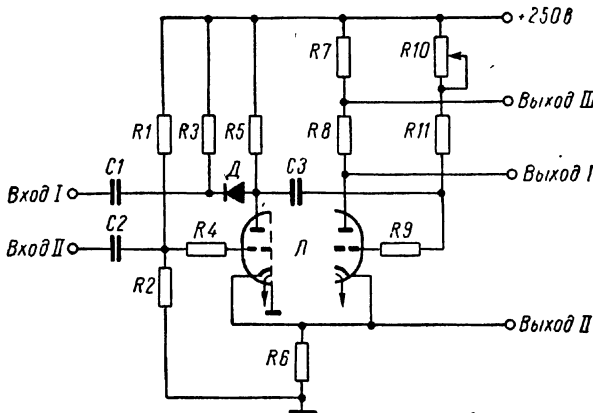


Рис. 1-15. Принципиальная схема ждущего мультивибратора.

Рассмотрим практические схемы ждущих мультивибраторов. Схема ждущего мультивибратора (рис. 1-15) предназначена для получения прямоугольных импульсов положительной и отри-

цательной полярности длительностью от 10 до 20 000 мксек. Перечень элементов принципиальной схемы этого мультивибратора приведен в табл. 1-5.

Таблица 1-5

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-1-470 ком-II . . .	470 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,5-47 ком-II . . .	47 »	1
<i>R3</i>	» МЛТ-0,5-510 ком-II . . .	510 »	1
<i>R4</i>	» МЛТ-0,5-100 ом-II . . .	100 ом	1
<i>R5</i>	» МЛТ-2	Сменный	1
<i>R6—R8</i>	» МЛТ-1	Сменный	3
<i>R9</i>	» МЛТ-0,5-100 ом-II . . .	100 ом	1
<i>R10</i>	» СПО	Сменный	1
<i>R11</i>	» МЛТ-0,5	Сменный	1
<i>C1, C2</i>	Конденсатор КЛС-2-К-750±10% . . .	750 пф	2
<i>C3</i>	Конденсатор	Сменный	1
<i>L</i>	Лампа 6Н1П	—	1
<i>D</i>	Диод Д2Ж	—	1

Мультивибратор собран на двойном триоде типа 6Н1П по схеме с катодной связью.

Запуск мультивибратора производится подачей положительных импульсов через разделительный конденсатор на вход *II*. Наличие разделительного диода *D* позволяет запускать мультивибратор отрицательными импульсами, подаваемыми на вход *I*.

С выходов *I* и *III* снимаются импульсы положительной полярности, причем амплитуда импульсов на выходе *III* равна примерно половине амплитуды импульсов на выходе *I*. С выхода *II* снимаются импульсы отрицательной полярности.

Для получения выходных импульсов требуемой длительности в схему включаются сменные элементы соответствующих номиналов: формирующий конденсатор *C3*, сопротивления *R5—R8* и *R10—R11*. Номинальные значения сменных элементов представлены в табл. 1-6. Остальные электрические характеристики имеют следующие величины:

	Разновидности схемы		
	1—13	14—26	27—39
Выход <i>I</i>:			
амплитуда импульсов, <i>v</i> , не менее	90,0	100,0	100,0
длительность фронта, мксек, не более	1,5	2,0	4,0
длительность спада, мксек, не более	1,0	1,5	3,0
Выход <i>II</i>:			
амплитуда импульсов, <i>v</i> , не менее	13,0	15,0	15,0
Вход <i>I</i>:			
амплитуда импульсов, <i>v</i>	25,0	25,0	25,0
длительность импульсов, мксек, не менее	0,5	0,5	0,5
минимальная частота следования, <i>гц</i>	4000,0	400,0	40,0

Таблица 1-6

Разновидность схемы	Длительность импульсов, мксек	Емкость СЗ, пф	Сопротивление, ком					
			R5	R6	R7	R8	R10	R11
1	10	51	10	2,4	3,3	3,3	330	680
2	12,5	62	10	2,4	3,3	3,3	330	680
3	16	82	10	2,4	3,3	3,3	330	680
4	20	100	10	2,4	3,3	3,3	330	680
5	25	130	10	2,4	3,3	3,3	330	680
6	40	200	10	2,4	3,3	3,3	330	680
7	50	240	10	2,4	3,3	3,3	330	680
8	63	330	10	2,4	3,3	3,3	330	680
9	80	390	10	2,4	3,3	3,3	330	680
10	100	510	10	2,4	3,3	3,3	330	680
11	125	620	10	2,4	3,3	3,3	330	680
12	160	820	10	2,4	3,3	3,3	330	680
13	200	1 000	10	2,4	3,3	3,3	330	680
14	100	200	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
15	125	270	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
16	160	330	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
17	200	430	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
18	250	510	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
19	400	820	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
20	500	1 000	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
21	630	1 300	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
22	800	1 600	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
23	1 000	2 200	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
24	1 250	2 400	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
25	1 600	3 300	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
26	2 000	3 900	15	3,3	4,7	4,7	680	1200
27	1 000	1 000	33	6,8	10	12	1000	2700
28	1 250	1 300	33	6,8	10	12	1000	2700
29	1 600	1 600	33	6,8	10	12	1000	2700
30	2 000	2 300	33	6,8	10	12	1000	2700
31	2 500	2 400	33	6,8	10	12	1000	2700
32	4 000	3 900	33	6,8	10	12	1000	2700
33	5 000	5 100	33	6,8	10	12	1000	2700
34	6 300	6 200	33	6,8	10	12	1000	2700
35	8 000	8 200	33	6,8	10	12	1000	2700
36	10 000	10 000	33	6,8	10	12	1000	2700
37	12 500	12 400	33	6,8	10	12	1000	2700
38	16 000	15 900	33	6,8	10	12	1000	2700
39	20 000	20 000	33	6,8	10	12	1000	2700

Примечание. При смене ламп длительность импульсов устанавливается сопротивлением R_{10} , которое позволяет производить регулировку длительности в пределах $\pm 15\%$.

Параметры мультивибратора измерены при активной нагрузке 100 ком и емкостной нагрузке 50 пф.

Ждущий мультивибратор, собранный на двойном триоде 6Н16Б по схеме с катодной связью (рис. 1-16), может формировать импульсы положительной и отрицательной полярности длительностью от 10 до 2500 мксек. Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-7.

Импульс положительной полярности снимается с анода ЛБ (выход I), импульс отрицательной полярности — с катодной нагрузки (выход II). Запуск мультивибратора может быть произведе-

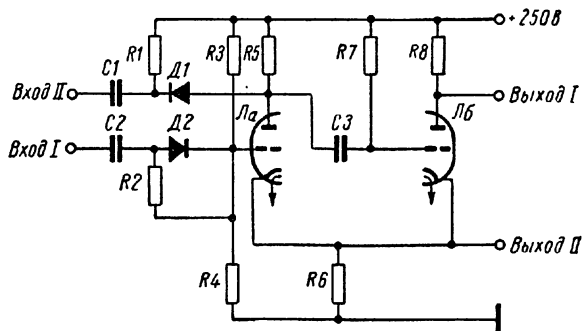


Рис. 1-16. Принципиальная схема ждущего мультивибратора.

ден положительными импульсами, подаваемыми на сетку ЛА (вход I), или отрицательными импульсами, подаваемыми на анод Ла (вход II). Запуск через диоды уменьшает влияние изменения параметров запускающих импульсов на длительность выходных импульсов.

Таблица 1-7

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,25-75 ком-II . .	75 ком	1
R2	» МЛТ-0,25-180 ком-II . .	180 »	1
R3	» МЛТ-0,5	Сменный	1
R4	» МЛТ-0,5-240 ком-II . .	240 ком	1
R5	» МЛТ-1-39 ком-II	39 »	1
R6	» МЛТ-2-13 ком-I	13 »	1
R7	» МЛТ-0,5	Сменный	1
R8	» МЛТ-2-8,2 ком-1	8,2 ком	1
C1	Конденсатор ФТ-600-510-II	510 пф	1
C2	» КТК-1а-Д-51-II	51 »	1
C3	»	Сменный	1
Л	Лампа 6Н16Б	—	1
Д1, Д2	Диод Д104А	—	2

Так же как и в предыдущей схеме, в зависимости от требуемого значения длительности выходных импульсов в схему включаются сменные элементы соответствующих номиналов: формирующие — конденсатор $C3$ и сопротивление $R7$ — и сопротивление делителя $R3$. Номинальные значения сменных элементов представлены в табл. 1-8.

Таблица 1-8

Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования, кГц	Сопротивление, ком		Емкость $C3$, пф	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования, кГц	Сопротивление, ком		Емкость $C3$, пф
		$R3$	$R7$				$R3$	$R7$	
10	30	300	520	51	200	3,5	330	1910	270
12	25	300	510	62	250	2,8	330	1780	360
16	19	300	510	82	300	2,3	330	1980	390
20	17	300	530	100	400	1,7	330	1820	560
25	15	300	510	130	500	1,4	330	1980	620
30	14	330	1780	43	630	1,1	330	1980	820
40	13	330	1820	56	800	0,88	330	1860	1100
50	12	330	1510	75	1000	0,7	330	1980	1300
63	9,5	330	1980	82	1250	0,55	330	2000	1600
80	7,5	330	1850	110	1600	0,44	330	1850	2200
100	7,0	330	1980	130	2000	0,35	330	2120	2400
125	5,5	330	1780	180	2500	0,28	330	1950	3300
160	4,4	330	1850	220					

Мультивибратор имеет следующие электрические характеристики:

Выходные импульсы:

амплитуда положительных импульсов, v , не менее	60
» отрицательных » »	50
длительность фронта и спада положительных импульсов, мксек, не более	2
длительность фронта и спада отрицательных импульсов, мксек, соответственно не более	4 и 3

Входные импульсы:

амплитуда положительных импульсов, v	25—60
» отрицательных » »	40—100
минимальная длительность » мксек	0,3

Входные и выходные сопротивления, ком:

$R_{вх I}$	200
$R_{вх II}$	30
$R_{вых I}$	8,2
$R_{вых II}$	13

Параметры мультивибратора измерены при активной нагрузке $R_{н I} = 100 \text{ ком}$, $R_{н II} = 150 \text{ ком}$ и емкостной нагрузке 50 пф.

При подаче пониженного анодного напряжения $+150 \text{ в}$ амплитуда и длительность выходных импульсов уменьшаются соответственно на 50 и 15%; при этом рекомендуется параллельно сопротивлению $R4$ подключить дополнительное сопротивление 560 ком.

При изменении сопротивления нагрузки амплитуда выходных импульсов меняется в соответствии с нагрузочной характеристикой (рис. 1-17).

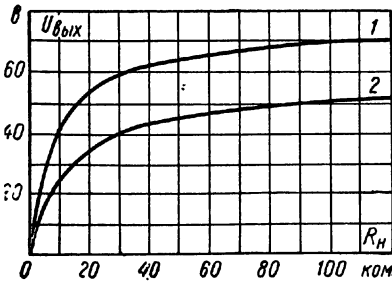


Рис. 1-17. Нагрузочные характеристики ждущего мультивибратора (принципиальная схема 1-16).

1 — для выхода I; 2 — для выхода II.

В тех случаях, когда требуется получить импульсы с большой крутизной фронта и спада, можно рекомендовать схему с коррекцией по высокой частоте. Принципиальная схема такого ждущего мультивибратора отличается от предыдущей только включением последовательно с сопротивлением $R8$ высокочастотного корректирующего дросселя и изменением номиналов некоторых сопротивлений (табл. 1-9).

В зависимости от требуемой длительности выходных импульсов в схему включаются сменные элементы соответствующих номиналов: формирующие — конденсатор $C3$ и сопротивление $R7$ — и сопротивление делителя $R4$. Номинальные значения сменных элементов представлены в табл. 1-10.

Таблица 1-9

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление МЛТ-0,25-91 ком-II	91 ком	1
$R2$	» МЛТ-0,25-200 ком-II	200 »	1
$R3$	» МЛТ-0,5-330 ком-II	330 »	1
$R4$	» МЛТ-0,5	Сменный	1
$R6$	» МЛТ-1-4,3 ком-I	4,3 ком	1
$R8$	» МЛТ-1-3,9 ком-I	3,9 »	1
Dp	Дроссель высокочастотный Д-01-125	125 мкгн	1

Таблица 1-10

Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования, кГц	Сопротивление, ком		Емкость $C3$, пф	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования, кГц	Сопротивление, ком		Емкость $C3$, пф
		$R4$	$R7$				$R4$	$R7$	
4	30	110	400	24	25	24	110	730	82
5	30	110	500	24	30	17,5	110	550	130
6	30	110	480	30	40	14	110	630	150
8	30	110	580	33	50	12,5	100	780	150
10	30	110	630	39	63	10,5	100	980	150
12	30	110	610	47	80	9	100	1220	150
16	30	110	680	56	100	7,5	100	1510	150
20	28	110	630	75					

Электрические характеристики показывают, что введением корректирующего дросселя и некоторым изменением режима схемы можно существенно улучшить фронт и спад выходных импульсов:

Выходные импульсы:

амплитуда положительных импульсов, в, не менее	30
амплитуда отрицательных импульсов, в, не менее	25
длительность фронта и спада положительных импульсов, мксек, не более	0,5
длительность фронта и спада отрицательных импульсов, мксек, не более	1

Входные и выходные сопротивления схемы, ком:

$R_{вх I}$	80
$R_{вх II}$	30
$R_{вых I}$	3,9
$R_{вых II}$	4,3

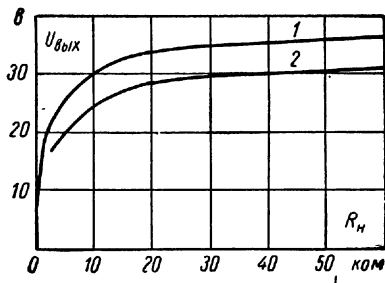


Рис. 1-18. Нагрузочные характеристики ждущего мультивибратора с высокочастотной коррекцией (модификация принципиальной схемы 1-16).

1 — для выхода I; 2 — для выхода II.

Остальные электрические характеристики те же, что и у предыдущего мультивибратора (рис. 1-16).

Параметры мультивибратора измерены при активной нагрузке $R_{н I} = 50 \text{ ком}$, $R_{н II} = 100 \text{ ком}$ и емкостной нагрузке 50 пф .

При подаче пониженного анодного напряжения $+120 \text{ в}$ амплитуда и длительность выходных импульсов уменьшаются соответ-

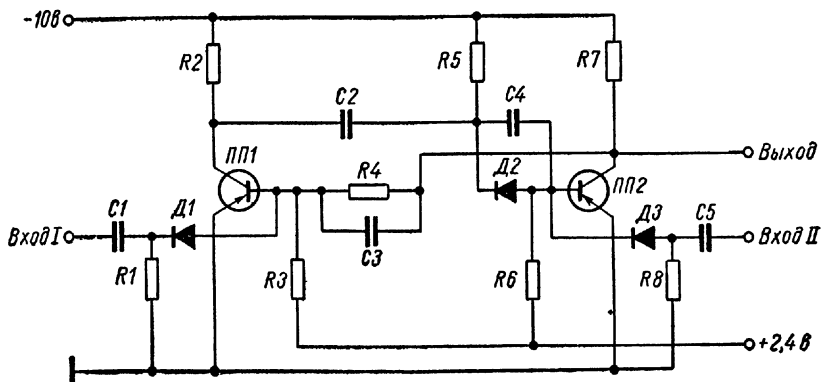


Рис. 1-19. Принципиальная схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.

венно на 50 и 15%; при этом необходимо параллельно сопротивлению $R4$ подключить дополнительное сопротивление 300 ком .

При изменении сопротивления нагрузки амплитуда выходных импульсов меняется в соответствии с нагрузочной характеристикой (рис. 1-18).

Ждущий мультивибратор, принципиальная схема которого приведена на рис. 1-19, собран на двух транзисторах типа П16Б и П403 по схеме с коллекторно-базовыми связями. Мультивибратор позволяет формировать импульсы отрицательной полярности длительностью от 10 до 40 мксек. Запуск мультивибратора может быть произведен как импульсами отрицательной полярности, подаваемыми на вход *I*, так и импульсами положительной полярности, подаваемыми на вход *II*. Для уменьшения влияния запускающих

Таблица 1-11

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-0,25-30 ком-II	30,0 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,25-2,2 ком-II	2,2 »	1
<i>R3—R5</i>	» МЛТ-0,25-15 ком-II	15,0 »	3
<i>R6</i>	» МЛТ-0,25-30 ком-II	30,0 »	1
<i>R7</i>	» МЛТ-0,25-1,8 ком-I	1,8 »	1
<i>R8</i>	» МЛТ-0,25-30 ком-II	30,0 »	1
<i>C1</i>	Конденсатор КЛС-2К-1300 ± 20% . .	1300 пф	1
<i>C2</i>	»	Сменный	1
<i>C3</i>	» КЛС-2-М-100 ± 10%	100 пф	1
<i>C4</i>	» КЛС-2-М-56 ± 10%	56 »	1
<i>C5</i>	» КЛС-2-М-300 ± 10%	300 »	1
<i>D1—D3</i>	Диод Д9В	—	3
<i>ПП1</i>	Транзистор П16Б	—	1
<i>ПП2</i>	Транзистор П403	—	1

импульсов на длительность выходных импульсов запуск схемы осуществляется через диоды. Для повышения стабильности длительности выходных импульсов при смене транзисторов включен диод *D2*, а база транзистора *ПП2* через сопротивление *R6* подключена к источнику смещения +2,4 в.

Таблица 1-12

Длительность выходных импульсов, мксек (±12%)	Максимальная частота следования, кГц	Емкость <i>C2</i> , пф
10	20,0	950
12	20,0	1130
16	20,0	1500
20	20,0	1930
25	20,0	2380
30	16,5	2880
40	12,5	3810

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-11.

Применение транзистора П403 позволяет увеличить крутизну фронтов выходных импульсов.

Для получения выходных импульсов требуемой длительности в схему включается формирующий конденсатор *C2* соответствующего номинала (табл. 1-12).

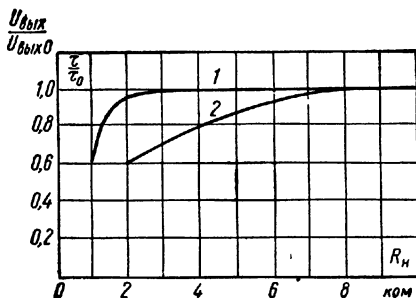
Мультивибратор имеет следующие электрические характеристики, измеренные при активной нагрузке 10 ком и емкостной нагрузке 200 пф:

Выходные импульсы:	
амплитуда импульсов, в, не менее	7
длительность фронта и спада импульсов, мксек, не более	1,5
Входные импульсы:	
минимальная амплитуда импульсов положительной полярности, в	3 ± 1,5
минимальная амплитуда импульсов отрицательной полярности, в	2,5 ± 1,5
длительность импульсов, мксек, не менее	0,3

На рис. 1-20 приведены нагрузочные характеристики ждущего мультивибратора (принципиальная схема рис. 1-19), устанавли-

Рис. 1-20. Нагрузочные характеристики ждущего мультивибратора (принципиальная схема 1-19).

1 — характеристика $\frac{\tau}{\tau_0} = f(R_H)$;
 2 — характеристика $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}0}} = f(R_H)$; τ_0 и $U_{\text{ВЫХ}0}$ — соответственно длительность и амплитуда импульсов при $R_H = 10 \text{ ком}$ и $C_H = 200 \text{ пф}$.



вающие зависимость относительного изменения амплитуды и длительности импульсов на выходе от сопротивления нагрузки.

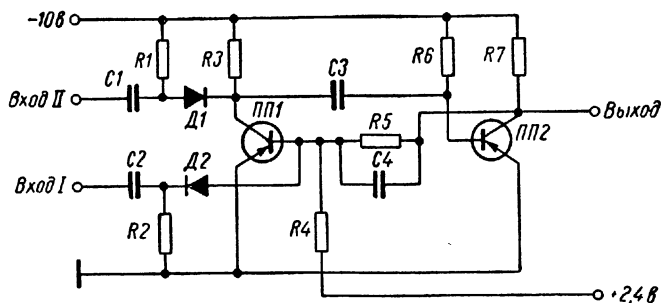


Рис. 1-21. Принципиальная схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.

Для получения импульсов длительностью более 40 мксек можно рекомендовать другой ждущий мультивибратор, принципиальная схема которого приведена на рис. 1-21. Предлагаемая схема позволяет формировать импульсы отрицательной полярности длительностью от 50 до 2500 мксек.

Мультивибратор собран на транзисторах П16Б по схеме с коллекторно-базовыми связями. Запуск мультивибратора может быть осуществлен подачей отрицательных импульсов на вход *I* или положительных импульсов на вход *II*.

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-13.

Таблица 1-13

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1, R2</i>	Сопротивление МЛТ-0,25-30 ком-II . . .	30,0 ком	2
<i>R3</i>	» МЛТ-0,25-2,2 ком-II . . .	2,2 »	1
<i>R4—R6</i>	» МЛТ-0,25	Сменный	3
<i>R7</i>	» МЛТ-0,25-1,8 ком-II . . .	1,8 ком	1
<i>C1</i>	Конденсатор КЛС	Сменный	1
<i>C2</i>	» КЛС-2-К-1300±20% . . .	1300 пф	1
<i>C3</i>	»	Сменный	1
<i>C4</i>	» КЛС-2-Д-430±10% . . .	430 пф	1
<i>D1, D2</i>	Диод Д9В	—	2
<i>ПП1, ПП2</i>	Транзистор П16Б	—	2

Для получения выходных импульсов требуемой длительности в схему включаются сменные элементы соответствующих номиналов: конденсаторы *C1* и *C3* и сопротивления *R4—R6*. Номинальные значения сменных элементов представлены в табл. 1-14.

Таблица 1-14

Длительность выходных импульсов, мксек (±12%)	Максимальная частота следования, кГц	Сопротивление, ком		Емкость, пф	
		<i>R4, R5</i>	<i>R6</i>	<i>C1</i>	<i>C3</i>
50	10,0	22	47	620	1 640
60	8,3	22	47	620	2 060
80	6,2	22	47	510	2 630
100	5,0	22	47	510	3 300
125	4,0	22	47	510	4 100
160	3,1	22	47	510	5 250
200	2,5	22	47	430	6 530
250	2,0	22	47	430	8 170
300	1,6	22	47	430	9 820
400	1,25	30	47	430	13 000
500	1,0	30	47	360	16 370
630	0,8	30	47	360	20 600
800	0,6	30	47	360	26 180
1000	0,5	30	47	360	32 760
1250	0,4	30	47	330	40 950
1600	0,3	30	47	330	52 500
2000	0,25	30	47	330	66 800
2500	0,2	30	56	330	70 000

Длительность фронта и спада выходных импульсов длительностью до 800 мксек — не более 2,5 мксек; выше 800 мксек — не более 3,5 мксек. Остальные входные и выходные электрические параметры ничем не отличаются от параметров ждущего мультивибратора рис. 1-19. Характеристики ждущего мультивибратора в зависимости от величины сопротивления нагрузки приведены на рис. 1-20.

1-2. Триггеры

Области применения триггеров чрезвычайно разнообразны. Триггеры используются в цифровых математических машинах, для счета частиц или электрических сигналов, для безынерционного включения или выключения различных устройств и для других целей.

В обширной практике применения триггеров нашли распространение схемы как с анодно-сеточными связями (рис. 1-22), так и с катодной связью (рис. 1-23). Принцип работы таких схем достаточно полно освещен в литературе [Л. 2, 5, 6]. Напомним только те общие положения, которыми целесообразно руководствоваться при выборе схемы триггера, чтобы учесть факторы, влияющие на работу схемы и ее параметры.

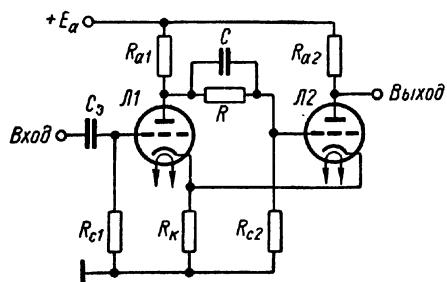


Рис. 1-23. Принципиальная схема триггера с катодной связью.

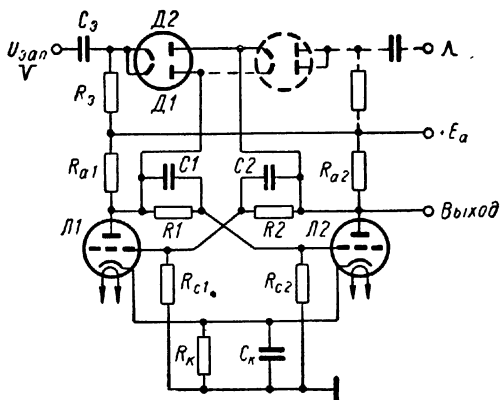


Рис. 1-22. Принципиальная схема триггера с анодно-сеточными связями с запуском через диоды.

1. Скорость опрокидывания триггера определяет крутизну нарастания и спада выходного напряжения, т. е. степень приближения формы выходного напряжения к прямоугольной. Для быстрого опрокидывания триггера необходимо, чтобы электронные лампы обладали большой крутизной характеристики.

При этом обеспечивается большой коэффициент усиления устройства, а значит, и интенсивное развитие лавинообразных процессов в триггере.

2. Межэлектродные емкости ламп и емкости монтажа и внешней цепи (паразитные емкости схемы) должны быть возможно меньшими. Желательно также, чтобы лампы имели небольшой

потенциал запирания. Наиболее подходящими типами ламп являются пентоды 6Ж1П, 6Ж4, 6П9. Если от триггера не требуется очень большой скорости опрокидывания, то целесообразно применять двойные триоды типа 6Н8С, 6Н9С, 6Н1П, 6Н16Б и т. д.

3. Запуск триггера может осуществляться от импульсов чередующейся полярности и одной полярности, от одного или двух отдельных источников. Чувствительность схемы к запускающим напряжениям различной полярности неодинакова: триггер оказывается более чувствительным к импульсам отрицательной полярности. Если спусковым устройством должно срабатывать от импульсов одной полярности, поступающих от одного источника, то запускающие импульсы подаются через разделительные конденсаторы одновременно на сетки или аноды обеих ламп. Такой запуск иногда называют счетным.

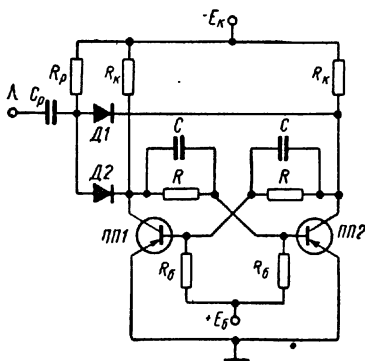


Рис. 1-24. Принципиальная схема триггера на транзисторах с коллекторным запуском.

Наиболее широкое применение нашли диодные схемы запуска, с помощью которых устраняется связь между спусковым устройством и цепью запуска (см. рис. 1-22). Диоды автоматически подключают запускающие импульсы отрицательной полярности к сетке открытой лампы. При запуске триггера положительными импульсами необходимо изменить полярность включения диодов.

Триггеры на транзисторах по своим схемам и принципу действия подобны триггерам на электронных лампах. В электронных устройствах получили распространение полупроводниковые триггеры на транзисторах с коллекторно-базовыми связями; эти триггеры аналогичны ламповым триггерам с анодно-сеточными связями.

Для запуска триггера широко используется схема коллекторного запуска (рис. 1-24). В том случае, когда необходимо исключить попадание запускающих импульсов непосредственно на вход последующего каскада, связанного с коллекторами транзисторов триггера, применяется базовая схема запуска (рис. 1-25).

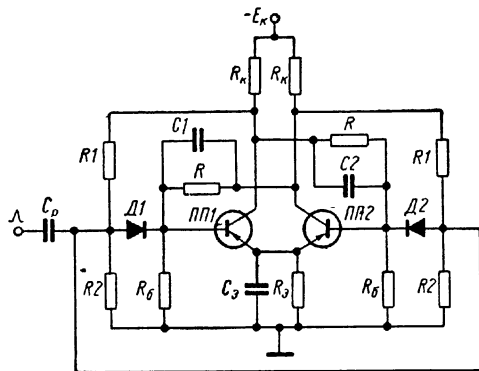


Рис. 1-25. Принципиальная схема триггера на транзисторах с базовым запуском.

Рассмотрим типовые схемы триггеров.

Низкочастотный триггер (рис. 1-26) собран на лампе 6Н16Б и состоит из двух усилительных каскадов с положительными анодно-сеточными связями. Запуск триггера осуществляется как одиночными импульсами, так и импульсами с частотой следования до 250 кГц. Запускающие импульсы отрицательной полярности подаются на аноды триодов через диоды Д104А. Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-15.

Электрические характеристики триггера:

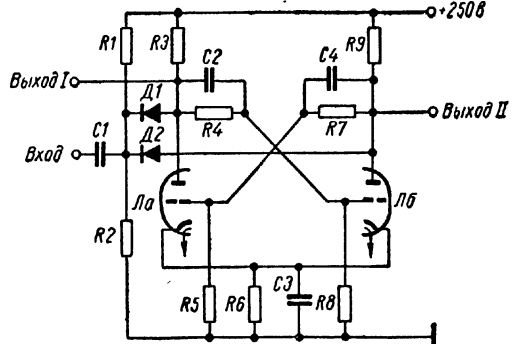


Рис. 1-26. Принципиальная схема лампового низкочастотного триггера.

Выходные импульсы:

амплитуда импульсов, в,	
при $E_a = +250$ в, не менее	80
при $E_a = +150$ в, не менее	50
длительность положительного перепада напряжения, мксек,	
не более	2,5
длительность отрицательного перепада напряжения, мксек,	
не более	0,5

Входные импульсы:

максимальная частота следования, кГц	250
минимальная амплитуда импульсов, в	35
максимальная амплитуда импульсов, в	130
длительность импульсов, мксек, не менее	0,4
длительность фронта импульсов, мксек, не более	0,2

Таблица 1-15

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,5-16 ком-I . .	16 ком	1
R2	» МЛТ-1-100 ком-I . .	100 »	1
R3	» МЛТ-2-15 ком-I . .	15 »	1
R4	» МЛТ-0,5-91 ком-I . .	91 »	1
R5	» МЛТ-0,5-68 ком-I . .	68 »	1
R6	» МЛТ-1-5,6 ком-I . .	5,6 »	1
R7	» МЛТ-0,5-91 ком-I . .	91 »	1
R8	» МЛТ-0,5-68 ком-II . .	68 »	1
R9	» МЛТ-2-15 ком-I . .	15 »	1
C1	Конденсатор КТК-1а-Д-180-II . .	180 пф	1
C2	» КТК-1а-М-30-I . .	30 »	1
C3	» БГМТ-2а-400-0,01-II . .	0,01 мкф	1
C4	» КТК-1а-М-30-I . .	30 пф	1
Л	Лампа 6Н16Б	—	1
Д1, Д2	Диод Д104А	—	2

Рекомендуемые величины активной и емкостной нагрузок:
 $R_n \geq 70 \text{ ком}$, $C_n \leq 50 \text{ пф}$.

На рис. 1-27 приведена нагрузочная характеристика этого триггера. Наличие такой характеристики позволяет определить

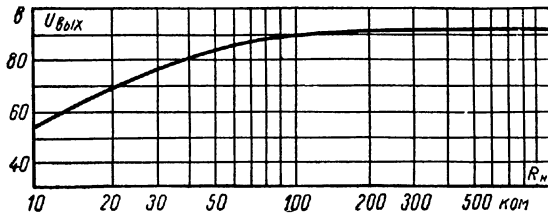


Рис. 1-27. Нагрузочная характеристика низкочастотного триггера (принципиальная схема 1-26).

амплитуду выходных импульсов в зависимости от величины сопротивления нагрузки.

В качестве транзисторного низкочастотного триггера можно рекомендовать типовую схему, собранную на транзисторах типа

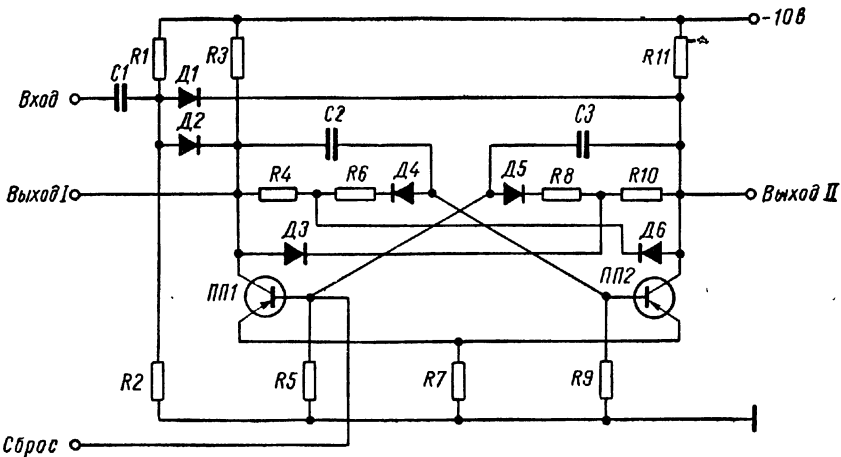


Рис. 1-28. Принципиальная схема транзисторного низкочастотного триггера.

П16Б (рис. 1-28). Триггер состоит из двух усилительных каскадов с взаимными положительными коллекторно-базовыми связями. В цепях обратной связи включены диоды $D4$ и $D5$, предотвращающие пробой переходов эмиттер — база транзисторов. Диоды $D3$ и $D6$ служат для создания нелинейной обратной связи, позволяющей вывести транзисторы из режима насыщения. Запуск триггера

осуществляется как одиночными импульсами, так и импульсами с частотой следования до 300 кГц. Запускающие импульсы подаются на коллекторы транзисторов через диоды Д1 и Д2. Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-16.

Таблица 1-16

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,25-43 ком-II	43,0 ком	1
R2	» МЛТ-0,25-30 ком-II	30,0 »	1
R3	» МЛТ-0,25-2 ком-II	2,0 »	1
R4	» МЛТ-0,25-4,7 ком-II	4,7 »	1
R5	» МЛТ-0,25-620 ом-I	620 ом	1
R6	» МЛТ-0,25-430 ом-I	430 »	1
R7	» УЛМ-0,12-33 ом-I	33 »	1
R8	» МЛТ-0,25-430 ом-I	430 »	1
R9	» МЛТ-0,25-620 ом-I	620 »	1
R10	» МЛТ-0,25-4,7 ком-II	4,7 ком	1
R11	» МЛТ-0,25-2 ком-II	2,0 »	1
C1	Конденсатор КЛС-2-М-200±10%	200 пф	1
C2, C3	» КЛС-2-Д-360±5%	360 »	2
Д1—Д6	Диод Д9В	—	6
ПП1, ПП2	Транзистор П16Б	—	2

Триггер имеет следующие электрические характеристики:

Выходные импульсы:

амплитуда импульсов, в, не менее	5
длительность положительного перепада напряжения, мксек, не более	0,4
длительность отрицательного перепада напряжения, мксек, не более	1,5

Входные импульсы:

максимальная частота следования, кГц	300
минимальная амплитуда импульсов, в	2,5±1,0
длительность фронта импульсов, мксек, не более	0,3

Рекомендуемые величины активной и емкостной нагрузок:
 $R_n \geq 5 \text{ ком}$, $C_n \leq 50 \text{ пф}$.

Зависимость амплитуды выходных импульсов от величины сопротивления нагрузки при частоте следования входных импульсов 300 кГц приведена на рис. 1-29.

Схему низкочастотного триггера, приведенную на рис. 1-28, можно несколько модифицировать. Если изменить режим работы транзисторов в этой схеме согласно табл. 1-17, то отпадает необходимость в диодах (Д4, Д5). Некоторым недостатком такой модификации является снижение максимальной частоты следования импульсов до 100 кГц и увеличение длительностей положительного

и отрицательного перепадов напряжений соответственно до 1 и 2 мксек. К числу достоинств модифицированной схемы следует отнести облегченный режим работы в сравнении со схемой рис. 1-28 и более благоприятную нагрузочную характеристику (рис. 1-30).

В практике часто требуется применение спусковых устройств с высокой разрешающей способностью. Рекомендуемая схема высокочастотного триггера (рис. 1-31) срабатывает от импульсов с частотой следования до 1 Мгц.

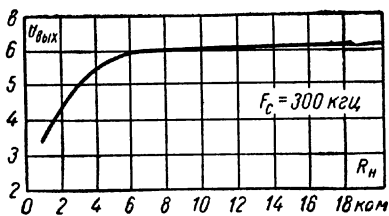


Рис. 1-29. Нагрузочная характеристика низкочастотного триггера (принципиальная схема 1-28).

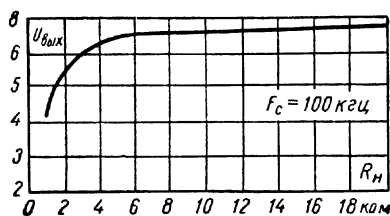


Рис. 1-30. Нагрузочная характеристика модифицированного низкочастотного триггера (принципиальная схема 1-28).

Триггер собран на лампе 6Н16Б и состоит из двух усилительных каскадов с положительными анодно-сеточными связями. Запуск триггера осуществляется как одиночными импульсами, так и импульсами с максимальной частотой следования.

Таблица 1-17

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Спротивление МЛТ-0,25-5,6 ком-II .	5,6 ком	1
R2	» МЛТ-0,25-30 ком-II . . .	30,0 »	1
R3	» МЛТ-0,25-1,2 ком-II . . .	1,2 »	1
R4	» МЛТ-0,25-10 ком-II . . .	10,0 »	1
R5	» МЛТ-0,25-8,2 ком-I . . .	8,2 »	1
R6	» МЛТ-0,25-4,7 ком-I . . .	4,7 »	1
R7	» МЛТ-0,25-200 ом-I . . .	200 ом	1
R8	» МЛТ-0,25-4,7 ком-I . . .	4,7 ком	1
R9	» МЛТ-0,25-8,2 ком-I . . .	8,2 »	1
R10	» МЛТ-0,25-10 ком-II . . .	10,0 »	1
R11	» МЛТ-0,25-1,2 ком-II . . .	1,2 »	1
C1	Конденсатор КЛС-2-Д-360±10% . . .	360 пф	1
C2, C3	» КЛС-2-Д-510±5% . . .	510 »	2
Д1—Д3, Д6	Диод Д9В	—	4
ПП1, ПП2	Транзистор П16Б	—	2

Запускающие импульсы отрицательной полярности подаются на сетки триодов через диоды Д104А (вход III). Триггер имеет дополнительные входы I и II, предназначенные для подачи сигнала сброса.

Помимо основных выходов II и IV, с которых снимаются импульсы с амплитудой 50 в, триггер имеет дополнительные выходы I и III, позволяющие снимать импульсы с амплитудой 80 в при частоте следования запускающих импульсов до 250 кГц.

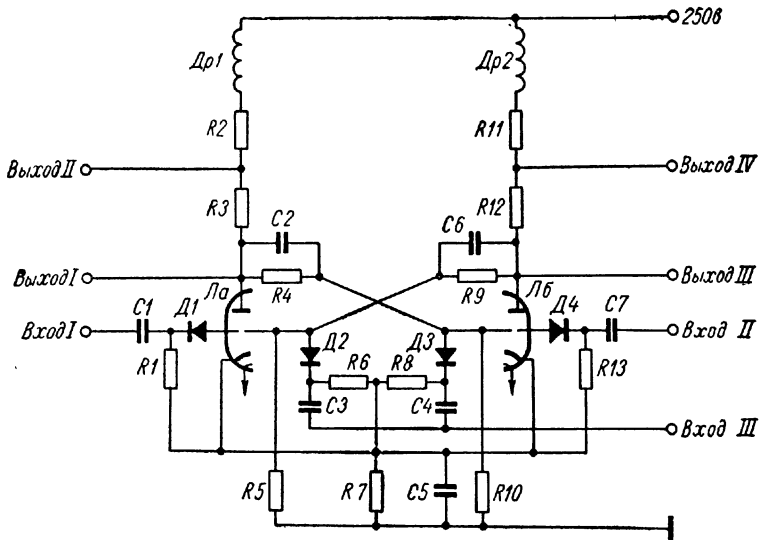


Рис. 1-31. Принципиальная схема лампового высокочастотного триггера.

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-18. Электрические характеристики этого триггера:

	Выходы	
	I, III	II, IV
Выходные импульсы:		
напряжение источника анодного питания E_a , в	250/150	250/150
амплитуда, в, не менее	80/50	50/30
длительность положительного перепада напряжения, мксек, не более	2,5	1,2
длительность отрицательного перепада напряжения, мксек, не более	0,8	0,8
Входные импульсы:		
максимальная частота следования, кГц	250	1000
минимальная амплитуда, в	25	25
максимальная амплитуда, в	60	60
длительность, мксек, не менее	0,4	0,4
длительность фронта, мксек, не более	0,2	0,2

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,25-24 ком-I . . .	24,0 ком	1
R2, R3	» МЛТ-1-5,6 ком-I	5,6 »	2
R4	» МЛТ-0,25-150 ком-I	150,0 »	1
R5	» МЛТ-0,25-56 ком-I	56,0 »	1
R6	» МЛТ-0,25-8,2 ком-I	8,2 »	1
R7	» МЛТ-1-5,6 ком-I	5,6 »	1
R8	» МЛТ-0,25-8,2 ком-I	8,2 »	1
R9	» МЛТ-0,25-150 ком-I	150,0 »	1
R10	» МЛТ-0,25-56 ком-I	56,0 »	1
R11, R12	» МЛТ-1-5,6 ком-I	5,6 »	2
R13	» МЛТ-0,25-24 ком-I	24,0 »	1
C1	Конденсатор КЛС-3-Д-100±5%	100 пф	1
C2	» КДМ-а-Р-10±20%-3Б	10 »	1
C3, C4	» КЛС-3-Д-100±5%	100 »	2
C5	» КЛС-2-А-10000	10 000 »	1
C6	» КДМ-а-Р-10±20%-3Б	10 »	1
C7	» КЛС-3-Д-100±5%	100 »	1
Л	Лампа 6Н16Б	—	1
Др1, Др2	Дроссель высокочастотный Д-0,1-500	500 мкГн	2
Д1—Д4	Диод Д104А	—	4

Рекомендуемые величины активной и емкостной нагрузок:
 $R_n \geq 70 \text{ ком}$, $C_n \leq 50 \text{ пф}$.

При изменении сопротивления нагрузки амплитуда выходных импульсов меняется в соответствии с нагрузочными характеристиками (рис. 1-32).

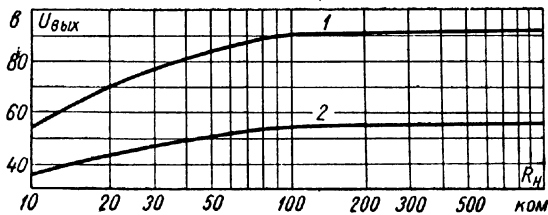


Рис. 1-32. Нагрузочные характеристики высокочастотного триггера (принципиальная схема 1-31).

1 — для выходов I и III; 2 — для выходов II и IV.

В качестве высокочастотного триггера, выполненного на транзисторах, можно рекомендовать схему, представленную на рис. 1-33. Триггер собран на транзисторах типа П403. Он состоит из двух усилительных каскадов с положительными коллекторно-базовыми связями. В цепях обратной связи включены диоды Д4 и Д5, предотвращающие пробой переходов эмиттер — база тран-

зисторов. Диоды *Д3* и *Д6* служат для создания нелинейной обратной связи, позволяющей вывести транзисторы из режима насыщения. Запуск триггера осуществляется импульсами положительной полярности через диоды *Д1* и *Д2*.

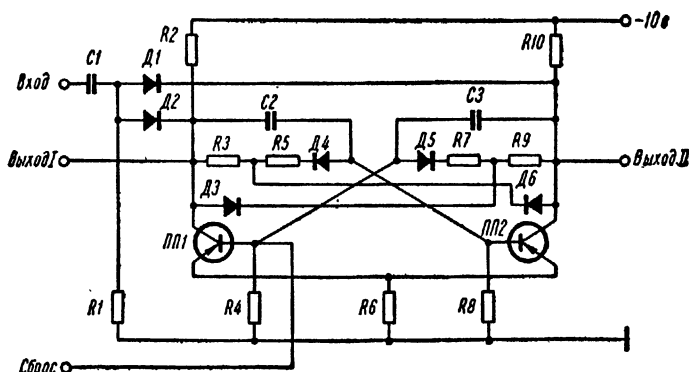


Рис. 1-33. Принципиальная схема транзисторного высокочастотного триггера.

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-19. Электрические характеристики этого триггера:

Выходные импульсы:		
амплитуда импульсов, <i>в</i> , не менее	6	
длительность положительного перепада напряжения, <i>мксек</i> , не более	0,1	
длительность отрицательного перепада напряжения, <i>мксек</i> , не более	0,3	
Входные импульсы:		
максимальная частота следования, <i>Мгц</i>	1,5	
минимальная амплитуда импульсов, <i>в</i>	3±2	
максимальная амплитуда импульсов, <i>в</i>	10	
длительность фронта импульсов, <i>мксек</i> , не более	0,3	

Таблица 1-19

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Соппротивление МЛТ-0,25-30 ком-II	30,0 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,25-1,2 ком-I	1,2 »	1
<i>R3</i>	» МЛТ-0,25-4,3 ком-II	4,3 »	1
<i>R4, R5</i>	» МЛТ-0,25-1,2 ком-I	1,2 »	2
<i>R6</i>	» УЛМ-0,12-33 ом-I	33 ом	1
<i>R7, R8</i>	» МЛТ-0,25-1,2 ком-I	1,2 ком	2
<i>R9</i>	» МЛТ-0,25-4,3 ком-II	4,3 »	1
<i>R10</i>	» МЛТ-0,25-1,2 ком-I	1,2 »	1
<i>C1</i>	Конденсатор КЛС-2-М-100±10%	100 пф	1
<i>C2, C3</i>	» КЛС-2-Д-56±5%	56 »	2
<i>Д1—Д6</i>	Диод Д9В	—	6
<i>ПП1, ПП2</i>	Транзистор П403	—	2

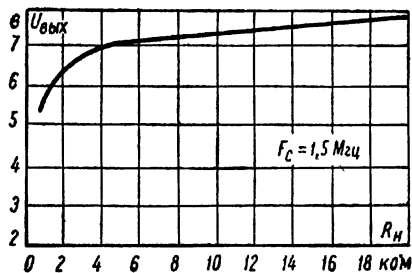


Рис. 1-34. Нагрузочная характеристика высокочастотного триггера (принципиальная схема 1-33).

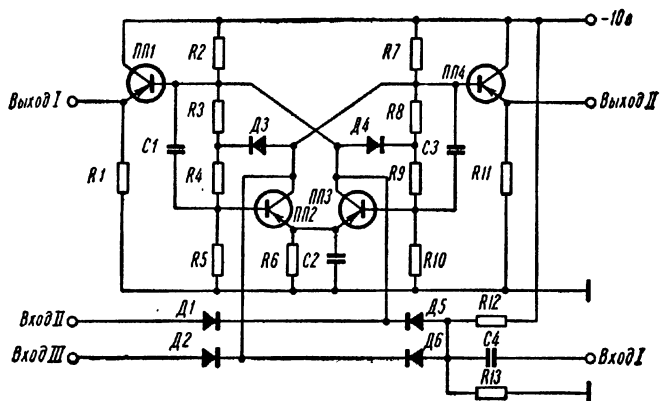


Рис. 1-35. Принципиальная схема высокочастотного триггера (модификация схемы 1-33).

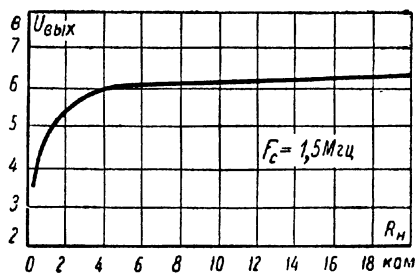


Рис. 1-36. Нагрузочная характеристика высокочастотного триггера (принципиальная схема 1-35).

Рекомендуемые величины активной и емкостной нагрузок:
 $R_n \geq 5 \text{ ком}$, $C_n \leq 50 \text{ пф}$.

Зависимость амплитуды выходных импульсов от сопротивления нагрузки при максимальной частоте следования входных импульсов приведена на рис. 1-34.

В качестве модификации схемы высокочастотного триггера (рис. 1-33) можно рекомендовать схему, приведенную на рис. 1-35 и имеющую такие же электрические характеристики, как и схема рис. 1-33. Некоторое различие наблюдается только в нагрузочных характеристиках (ср. рис. 1-34 и 1-36).

Триггер схемно отличается от предыдущего лишь наличием эмиттерных повторителей, обеспечивающих его работу на низкоомную нагрузку, и отсутствием диодов, служащих для предотвращения пробоя переходов эмиттер — база транзисторов, необходимость в которых отпадает ввиду использования высокоомных цепей обратной связи.

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-20.

Таблица 1-20

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,25-1 ком-II . .	1,0 ком	1
R2	» МЛТ-0,25-2 ком-I . .	2,0 »	1
R3	» МЛТ-0,25-8,2 ком-II . .	8,2 »	1
R4	» МЛТ-0,25-1,2 ком-II . .	1,2 »	1
R5	» МЛТ-0,25-4,7 ком-I . .	4,7 »	1
R6	» МЛТ-0,25-360 ом-I . .	360 ом	1
R7	» МЛТ-0,25-2 ком-I . .	2,0 ком	1
R8	» МЛТ-0,25-8,2 ком-II . .	8,2 »	1
R9	» МЛТ-0,25-1,2 ком-II . .	1,2 »	1
R10	» МЛТ-0,25-4,7 ком-I . .	4,7 »	1
R11	» МЛТ-0,25-1 ком-II . .	1,0 »	1
R12	» МЛТ-0,25-3 ком-II . .	3,0 »	1
R13	» МЛТ-0,25-30 ком-II . .	30,0 »	1
C1	Конденсатор КЛС-2-М-100±5%	100 пф	1
C2	» КЛС-2-А-10000	10 000 »	1
C3	» КЛС-2-М-100±5%	100 »	1
C4	» КЛС-2-М-200±10%	200 »	1
Д1—Д6	Диод Д9В	—	6
ПП1—ПП4	Транзистор П403	—	4

1-3. Блокинг-генераторы

Блокинг-генераторы чрезвычайно широко применяются в радиотехнической аппаратуре для генерирования импульсов, деления частоты следования импульсов, коммутации электрических цепей; кроме того, они используются в счетчиках импульсов; в синхронизаторах телевизионных приемников и т. д.

1. Автоколебательный блокинг-генератор

Теория и принцип работы автоколебательных блокинг-генераторов изложены в [Л. 1, 3].

Схемы блокинг-генераторов различаются главным образом местом включения конденсатора C и сопротивления R_c . В зависимости от этого различают несколько разновидностей схем бло-

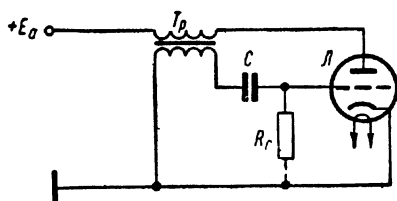


Рис. 1-37. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора с нулевым смещением.

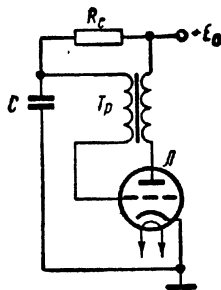


Рис. 1-38. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора с положительным смещением.

кинг-генераторов: схема с нулевым смещением (рис. 1-37) и схема с положительным смещением (рис. 1-38). Достоинством последней схемы является то, что стабильность ее частоты не ухудшается при смене лампы. Однако нестабильность частоты при

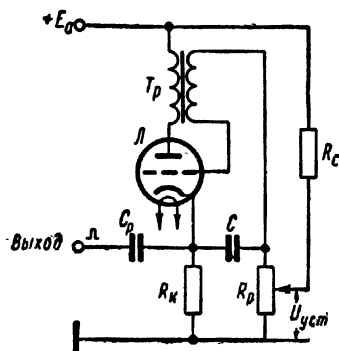


Рис. 1-39. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора с регулировкой частоты повторения импульсов.

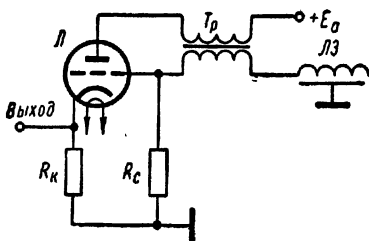


Рис. 1-40. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора с линией задержки в цепи сетки.

изменении напряжения источника питания в этой схеме практически не лучше, чем в схеме с нулевым смещением.

В процессе работы блокинг-генератора генерируются кратковременные импульсы: на аноде — отрицательной полярности, на сетке — положительной.

Длительность выходных импульсов зависит от скорости заряда конденсатора, которая определяется постоянной времени $R_{с-к}C$. Изменяя емкость конденсатора C , можно регулировать длительность импульсов.

Регулировка частоты повторения импульсов может осуществляться не только изменением постоянной времени $R_{с}C$, но и изменением напряжения в цепи сетки. Схема блокинг-генератора, в котором используется такой принцип регулировки, представлена на рис. 1-39.

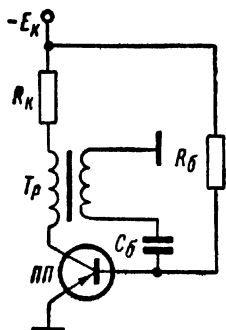


Рис. 1-41. Принципиальная схема блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью и базовым конденсатором.

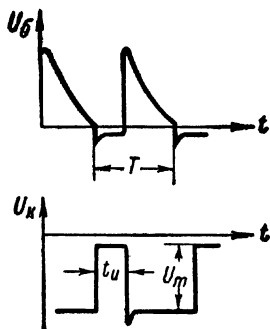


Рис. 1-42. Временные диаграммы блокинг-генератора (принципиальная схема 1-41).

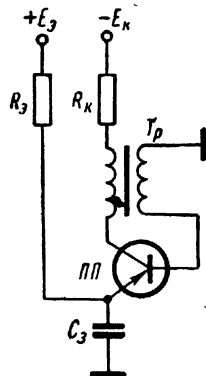


Рис. 1-43. Принципиальная схема блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью и эмиттерным конденсатором.

В практике используются также блокинг-генераторы, у которых длительность импульсов фиксируется линией задержки с волновым сопротивлением, равным сопротивлению участка сетка — катод открытой лампы (рис. 1-40).

Принцип работы транзисторного блокинг-генератора по существу не отличается от принципа работы лампового блокинг-генератора. Некоторые особенности работы заключаются в том, что длительность фронтов импульсов в основном определяется инерционными свойствами транзисторов и мало зависит от параметров схемы, а во время формирования коротких импульсов значительную роль может сыграть эффект накопления неосновных носителей. Из существующих разновидностей блокинг-генераторов на транзисторах наиболее широкое распространение получили блокинг-генератор с коллекторно-базовой обратной связью и базовым конденсатором (рис. 1-41) и блокинг-генератор с коллекторно-базовой обратной связью и эмиттерным конденсатором (рис. 1-43). Графики, приведенные на рис. 1-42 и 1-44, достаточно наглядно иллюстрируют процессы, происходящие в указанных блокинг-генераторах.

Рассмотрим некоторые типовые схемы автоколебательных блокинг-генераторов, которые можно рекомендовать для широкого применения в практике.

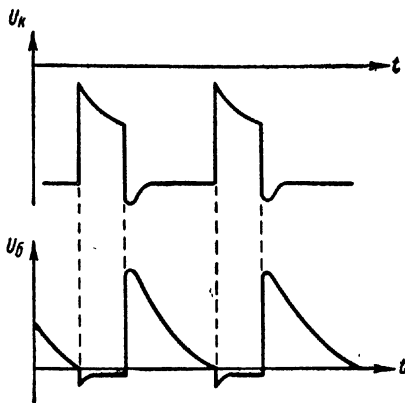


Рис. 1-44. Временные диаграммы блокинг-генератора (принципиальная схема 1-43).

совместно со схемой блокинг-генератора, так и отдельно. В первом случае на катодный повторитель подаются импульсы с выхода блокинг-генератора, во втором — от любого источника импульсов.

На правой половине триода собран блокинг-генератор с анодно-сеточной связью.

Для использования катодного повторителя в качестве запускающего каскада анод катодного повторителя соединяется с анодом блокинг-генератора, а между выходом катодного повторителя и корпусом подключается конденсатор емкостью $0,025-0,05$ мкф.

Блокинг-генератор надежно синхронизируется при подаче на анод лампы импульсов отрицательной полярности с амплитудой $U_{вх} = 45$ в и длительностью $0,4 \pm \pm 0,1$ мксек через цепочку RC ($R = 5,6$ ком, $C = 0,01$ мкф) при соотношении синхронизирующей и генерируемой частот $F_{синхр} = (1,4 \div 1,5) F_{ген}$.

Автоколебательный блокинг-генератор с катодным повторителем (рис. 1-45), собранный на двойном триоде 6Н16Б, предназначен для генерирования импульсов положительной и отрицательной полярности в режимах автоколебаний и синхронизации, а также для передачи импульсов положительной полярности длительностью от 0,4 до 250 мксек.

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-21.

На левой половине триода собран катодный повторитель, который может работать как

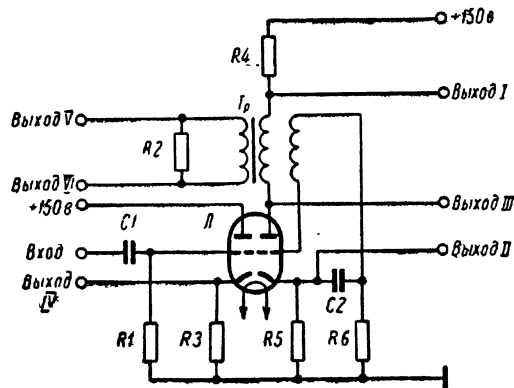


Рис. 1-45. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора с катодным повторителем.

Таблица 1-21

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-0,25-470 ком-I . .	470,0 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,25-13 ком-I	13,0 »	1
<i>R3</i>	» МЛТ-1-3,3 ком-I	3,3 »	1
<i>R4, R5</i>	» МЛТ-0,5-240 ом-I	240 ом	2
<i>R6</i>	» МЛТ-0,5	Сменный	1
<i>C1</i>	Конденсатор БГМТ-2а-400-0,01-II	0,01 мкф	1
<i>C2</i>	» КЛС-2	Сменный	1
<i>L</i>	Лампа 6Н16Б	—	1
<i>Tr</i>	Трансформатор импульсный ГХ4.720.024	—	1

Электрические характеристики выходных импульсов автоколебательного блокинг-генератора зависят от величины сменных элементов. Для получения требуемой частоты повторения и длительности импульсов в схему включаются формирующий конденсатор *C2* и разрядное сопротивление *R6* соответствующих номиналов (табл. 1-22).

Таблица 1-22

Разрядное сопротивление <i>R6, ком</i>	Формирующая емкость <i>C2, пф</i>	Генерируемая частота, кГц ($\pm 25\%$)	Выход <i>V</i>			Выходы <i>I, II</i>		Коэффициент передачи катодного повторителя, не менее
			Длительность, мксек		Амплитуда импульсов, в, не менее	Амплитуда импульсов, в, не менее		
			импульсов (± 25)	фронта и спада импульсов, не более				
12,1	82	160,0	-0,6	0,4	60	15	0,5	
21,0	82	100,0	0,6	0,4	60	15	0,5	
17,3	270	60,0	1,0	0,4	60	15	0,5	
27,0	270	40,0	1,0	0,4	60	15	0,5	
45,0	270	25,0	1,0	0,4	60	15	0,5	
72,0	270	16,0	1,0	0,4	60	15	0,5	
115,0	270	10,0	1,0	0,4	60	15	0,7	
200,0	270	6,0	1,0	0,4	60	15	0,7	
310,0	270	4,0	1,0	0,4	60	15	0,7	
450,0	270	2,5	1,0	0,4	60	15	0,7	
720,0	270	1,6	1,0	0,4	60	15	0,7	
1130,0	270	1,0	1,0	0,4	60	15	0,7	
1920,0	270	0,6	1,0	0,4	60	15	0,7	
2820,0	270	0,4	1,0	0,4	60	15	0,7	
1980,0	750	0,25	1,6	0,4	60	15	0,7	
3080,0	750	0,16	1,6	0,4	60	15	0,7	

Примечание. Параметры блокинг-генератора на выходе *V* измерены при активной нагрузке 3 ком.

Характеристики выходных цепей приведены в табл. 1-23.

Таблица 1-23

Номер выхода	Форма снимаемого импульса	Выходное сопротивление, ом	Допустимая емкость нагрузки, пф
I	Отрицательной полярности без обратного выброса	240	200
II	Положительной полярности без обратного выброса	240	200
III	Отрицательной полярности с обратным выбросом	600	50
IV	Положительной полярности	200	200
V	Положительной полярности с обратным выбросом	600	50
VI	Отрицательной полярности с обратным выбросом	600	50

Другой типовой автоколебательный блокинг-генератор (рис. 1-46) предназначен для генерирования импульсов положительной и отрицательной полярности в режимах автоколебаний и

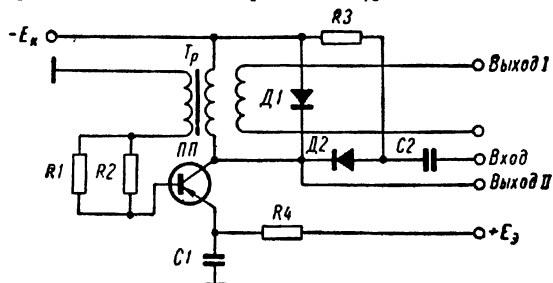


Рис. 1-46. Принципиальная схема автоколебательного блокинг-генератора на транзисторе.

синхронизации в диапазоне частот от 160 гц до 10 кгц. В качестве усилительного элемента используется транзистор П16Б. Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-24.

Таблица 1-24

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1^*, R2^*$	Сопротивление МЛТ-0,25-100 ом-I . .	100 ом	2
$R3$	» МЛТ-0,25-12 ком-II . .	12 ком	1
$R4$	» МЛТ-0,25	Сменный	1
$C1$	Конденсатор	Сменный	1
$C2$	» КЛС-2-К-1800±10% . .	1800 пф	1
Tr	Трансформатор импульсный ГХ4.720.045	—	1
$D1, D2$	Диод Д9В	—	2
$ПП$	Транзистор П16Б	—	1

* Для генерирования частот до 400 гц не ставятся.

Блокинг-генератор выполнен по схеме с коллекторно-базовой обратной связью и формирующим конденсатором, включенным в цепь эмиттера транзистора.

Сопrotивления $R1$ и $R2$, включенные в цепь базы транзистора, уменьшают разброс длительности генерируемых импульсов при смене транзисторов. На малых частотах эти сопротивления ставить нецелесообразно, так как они ухудшают условия возбуждения блокинг-генератора.

В режиме синхронизации входные импульсы подаются на коллектор транзистора через дифференцирующую цепочку и разделительный диод $D2$. Режим синхронизации блокинг-генератора осуществляется подачей импульсов положительной полярности амплитудой не менее 6 в и длительностью не менее $0,5$ мксек при соотношении синхронизирующей и генерируемой частот $F_{\text{синхр}} = (1,5 \div 1,6) F_{\text{ген}}$. Синхронизация может производиться импульсами отрицательной или положительной полярности, подаваемыми на выходную обмотку трансформатора через соответствующую разделительную цепь.

Питание блокинг-генератора осуществляется от источников $E_k = -10$ в и $E_s = +10$ в.

Для получения требуемой частоты повторения и длительности импульсов в схему включаются формирующий конденсатор $C1$ и разрядное сопротивление $R4$ соответствующих номиналов (табл.1-25).

Таблица 1-25

Емкость конденсатора $C1$, мкф	Сопротивление R_4 , ком	Генерируемая частота, гц ($\pm 25\%$)	Выход I					Выход II
			Амплитуда импульса, в, не менее	Длительность, мксек			Спад вершины импульса, %, не более	
				импульс ($\pm 25\%$)	фронта импульса не более	спада импульса не более		
0,45	61,0	160	2,4	12,0	0,6	0,5	30	8,0
0,45	42,0	250	2,4	12,0	0,6	0,5	30	8,0
0,45	26,0	400	2,4	12,0	0,6	0,5	30	8,0
0,20	35,0	630	2,4	10,0	0,6	0,5	30	8,0
0,20	21,6	1 000	2,4	10,0	0,6	0,5	30	8,0
0,20	13,6	1 600	2,4	10,0	0,6	0,5	30	8,0
0,20	8,8	2 500	2,4	10,0	0,6	0,5	30	8,0
0,20	5,4	4 000	2,4	10,0	0,6	0,5	30	8,0
0,20	3,3	6 300	2,4	10,0	0,6	0,5	30	8,0
0,05	7,4	10 000	2,4	5,0	0,6	0,5	30	8,0

Примечание. Параметры блокинг-генератора измерены: на выходе I — при активной нагрузке 200 ом и емкостной нагрузке 200 пф при генерируемых частотах до 250 гц и соответственно 100 ом и 200 пф при генерируемых частотах выше 250 гц; на выходе II — при активной нагрузке 3 ком и емкостной нагрузке 50 пф.

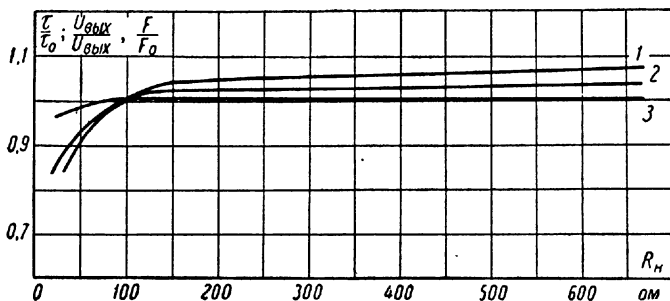


Рис. 1-47. Зависимость относительного изменения длительности, амплитуды и частоты повторения импульсов на выходе I блокинг-генератора (принципиальная схема 1-46) от сопротивления нагрузки.

1 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от R_N ; 2 — зависимость $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}0}}$ от R_N ; 3 — зависимость $\frac{F}{F_0}$ от R_N ; τ_0 , $U_{\text{ВЫХ}0}$ и F_0 — соответственно длительность, амплитуда и частота импульсов при $R_N = 100$ ом; $C_N = 200$ пф на выходе I и $R_N = 3$ ком, $C_N = 50$ пф на выходе II.

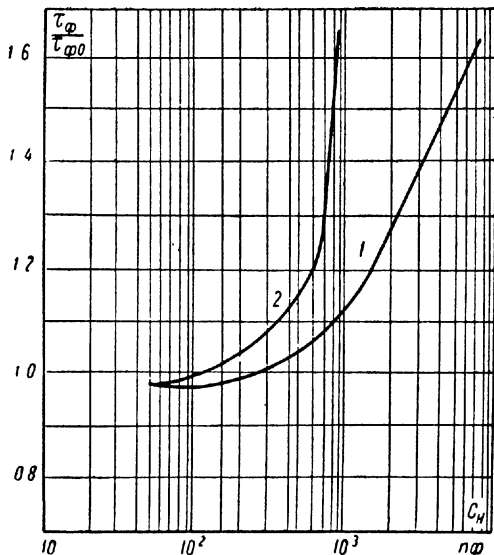


Рис. 1-48. Зависимость относительного изменения длительности фронта импульсов на выходе I блокинг-генератора (принципиальная схема 1-46) от емкостной нагрузки.

1 — зависимость $\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{\phi 0}}$ от $C_{N I}$;

2 — зависимость $\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{\phi 0}}$ от $C_{N II}$;

$\tau_{\phi 0}$ — длительность фронта импульсов при $R_N = 100$ ом, $C_N = 200$ пф на выходе I и $R_N = 3$ ком, $C_N = 50$ пф на выходе II.

Для более полной оценки достоинств предлагаемой схемы на рис. 1-47 приведены зависимости относительного изменения длительности, амплитуды и частоты повторения выходных импульсов от сопротивления нагрузки. Зависимость относительного изменения длительности фронта импульсов от емкости нагрузки приведена на рис. 1-48.

В описанном автоколебательном блокинг-генераторе можно получить более высокие генерируемые частоты (от 16 до 160 кГц), если вместо транзистора П16Б поставить транзистор П402 или П403 и в связи с этим несколько изменить режим схемы согласно данным табл. 1-26.

Таблица 1-26

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1, R2</i>	Сопротивление МЛТ-0,25-150 ом-I . . .	150 ом	2
<i>R3</i>	» МЛТ-0,25-6,8 ком-II . . .	6,8 ком	1
<i>R4</i>	» МЛТ-0,25	Сменный	1
<i>C1</i>	Конденсатор	Сменный	1
<i>C2</i>	» КЛС-2-К-330±10%	330 пф	1
<i>Tr</i>	Трансформатор импульсный		
	ГХ4.720.041	—	1
<i>D1, D2</i>	Диод Д9В	—	2
<i>ПП</i>	Транзистор П402	—	1

Напряжение источников питания рекомендуется устанавливать равным 8 в. Так же как и в предыдущей схеме, для получения требуемой частоты повторения и длительности импульсов в схему включаются формирующий конденсатор *C1* и разрядное сопротивление *R4* соответствующих номиналов (табл. 1-27).

Таблица 1-27

Сопротивление <i>R_н</i> , ком	Емкость конденсатора <i>C1</i> , пф	Генерируемая частота, кГц (±25%)	Выход I				Выход II
			Амплитуда импульсов, в, не менее	Длительность, мксек		Спад вершины импульсов, %, не более	Амплитуда импульсов, в, не менее
				импульсов, в (±25%)	фронта и спада импульсов, не более		
25,0	8400	16	1,8	1,0	0,15	30	5,0
16,8	8400	25	1,8	1,0	0,15	30	5,0
10,4	8400	40	1,8	1,0	0,15	30	5,0
6,3	8400	63	1,8	1,0	0,15	30	5,0
10,7	3100	100	1,6	0,4	0,15	30	5,0
6,3	3100	160	1,6	0,4	0,15	30	5,0

Примечание. Параметры блокинг-генератора измерены: на выходе I — при активной нагрузке 100 ом и емкостной нагрузке 200 пф, на выходе II — соответственно 3 ком и 50 пф.

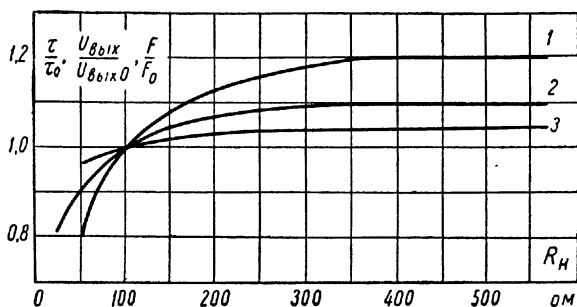


Рис. 1-49. Зависимость относительного изменения длительности, амплитуды и частоты повторения импульсов на выходе I блокинг-генератора (модификация принципиальной схемы 1-46) от сопротивления нагрузки.

1 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от R_H ; 2 — зависимость $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}0}}$ от R_H ;
 3 — зависимость $\frac{F}{F_0}$ от R_H ; τ_0 , $U_{\text{вых}}$ и F_0 — соответственно длительность, амплитуда и частота импульсов при $R_H = 100 \text{ ом}$, $C_H = 200 \text{ пф}$ на выходе I и $R_H = 3 \text{ ком}$, $C_H = 50 \text{ пф}$ на выходе II.

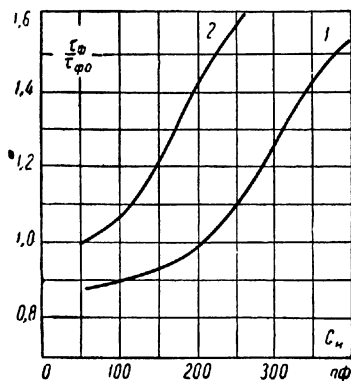


Рис. 1-50. Зависимость относительного изменения длительности фронта импульсов на выходе I блокинг-генератора (модификация принципиальной схемы 1-46) от емкостной нагрузки.

1 — зависимость $\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{\phi 0}}$ от $C_{H I}$;
 2 — зависимость $\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{\phi 0}}$ от $C_{H II}$;
 $\tau_{\phi 0}$ — длительность фронта импульсов при $R_H = 100 \text{ ом}$, $C_H = 200 \text{ пф}$ на выходе I и $R_H = 3 \text{ ком}$, $C_H = 50 \text{ пф}$ на выходе II.

На рис. 1-49 и 1-50 приведены зависимости относительного изменения длительности, амплитуды и частоты импульсов на выходе I от активной и емкостной нагрузок.

2. Ждущий блокинг-генератор

В практике часто используются блокинг-генераторы в заторможенном режиме, когда на сетку лампы от внешнего источника подается постоянное отрицательное смещение, абсолютная величина

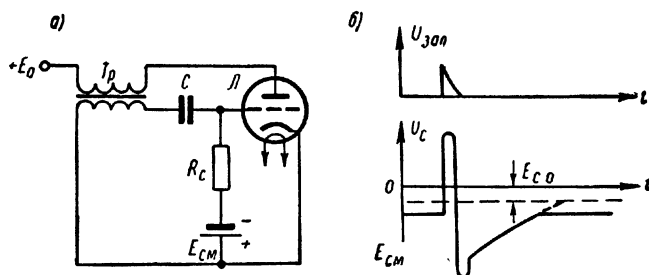


Рис. 1-51. Ждущий блокинг-генератор на электронной лампе: а — принципиальная схема; б — временные диаграммы.

которого больше величины напряжения отпирания лампы. Такие блокинг-генераторы получили наименование «ждущих».

На рис. 1-51 приведены принципиальная схема ждущего блокинг-генератора и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы, происходящие в нем.

По такому же принципу строится схема ждущего блокинг-генератора на транзисторе (рис. 1-52), где заторможенный режим работы получается путем включения в цепь эмиттера или базы транзистора источника запирающего напряжения соответствующей полярности. Запирающее напряжение может подаваться как от отдельного источника, так и от источника коллекторного питания.

Рассмотрим типовые схемы ждущих блокинг-генераторов.

Блокинг-генератор, принципиальная схема которого приведена на рис. 1-53, предназначен для формирования прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности длительностью от 0,25 до 12,5 мксек при частоте следования до 10 кГц.

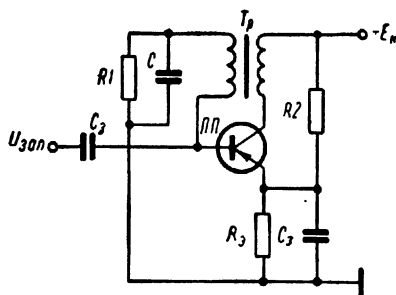


Рис. 1-52. Принципиальная схема ждущего блокинг-генератора на транзисторе.

Запуск блокинг-генератора производится импульсами положительной полярности через разделительный конденсатор $C1$. Перечень элементов принципиальной схемы блокинг-генератора приведен в табл. 1-28.

Для получения выходных импульсов требуемой длительности в схему включаются формирующий конденсатор $C2$ соответствующего номинала и импульсный трансформатор нужного типа (табл. 1-29).

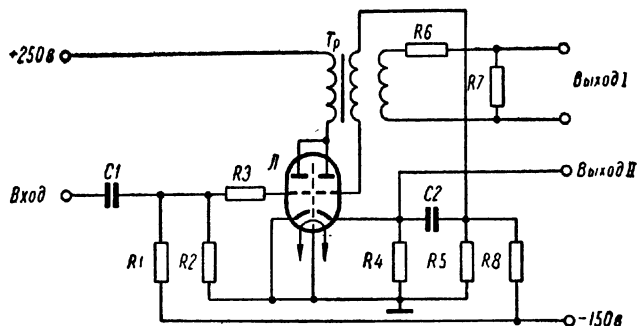


Рис. 1-53. Принципиальная схема ждущего блокинг-генератора.

При частоте следования 10 кГц длительность импульсов уменьшается примерно на 30% по сравнению с величинами, приведенными в табл. 1-29.

Для сохранения постоянства амплитуды выходных импульсов в этом случае необходимо амплитуду импульсов запуска увеличить на 15—20%.

Таблица 1-28

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление МЛТ-0,5-1 Мом-II . .	1 Мом	1
$R2$	» МЛТ-0,5-100 ком-II . .	100,0 ком	1
$R3$	» МЛТ-0,5-1 ком-II . .	1,0 »	1
$R4, R5$	» МЛТ-0,5	Сменный	2
$R6$	» МЛТ-0,5-100 ом-II . .	100 ом	1
$R7$	» МЛТ-0,5-2,2 ком-II . .	2,2 ком	1
$R8$	» МЛТ-0,5	Сменный	1
$C1$	Конденсатор КЛС-2-К-750 ± 10% . .	750 пф	1
$C2$	»	Сменный	1
Tr	Трансформатор импульсный	Сменный	1
$Л$	Лампа	Сменная	1

Таблица 1-29

Разновидность схемы	Длительность импульсов на выходе, мксек ($\pm 15\%$)		Емкость $C2, \text{ пф}$	Сопротивление, ком			Тип	
	I	II		R4	R5	R8	трансформатора	лампы
1	0,25	0,28	1 000	0,22	10,0	100	ГХ4.720.028	6Н1П
2	0,40	0,43	3 300	0,22	10,0	100		
3	0,60	0,63	50 000	0,22	10,0	100		
4	1,00	1,10	2 000	0,22	10,0	100		
5	1,25	1,35	3 000	0,22	10,0	100		
6	1,60	1,70	4 700	0,22	10,0	100		
7	2,00	2,00	6 200	0,22	10,0	100		
8	2,50	2,50	10 000	0,22	10,0	100		
9	4,00	5,00	5 100 *	0,10	3,3	22	ГХ4.720.029	6Н6П
10	6,30	8,00	10 000 *	0,10	3,3	22		
11	10,00	12,00	20 000 *	0,10	3,3	22		
12	12,50	15,00	30 000 *	0,10	3,3	22		

* В разновидностях схемы 9-12 конденсатор $C2$, в отличие от включения, показанного на рис. 1-53, подключается параллельно сопротивлению $R5$.

Электрические характеристики блокинг-генератора, измеренные на выходе I при активной нагрузке 1 ком и емкостной нагрузке 50 пф, на выходе II при активной нагрузке 150 ом, таковы:

	Разновидности схемы		
	1—3	4—8	9—12
Выход I:			
амплитуда импульсов, в, не менее	50	70	90
длительность фронта импульсов, мксек, не более	0,15	0,2	0,3
длительность спада импульсов, мксек, не более	0,15	0,4	0,1
Выход II:			
амплитуда импульсов, в, не менее	40	40	30
длительность фронта импульсов, мксек, не более	0,1	0,15	0,2
Вход:			
амплитуда импульсов, в	25	25	25
длительность импульсов, мксек	0,2	0,2	0,2
частота следования импульсов, кГц	3,3	3,3	3,3

Ждущий блокинг-генератор, собранный на двойном триоде 6Н16Б (рис. 1-54), предназначен для формирования прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности длительностью от 0,4 до 10 мксек. На левой половине триода собран усилитель запускающих импульсов, исключающий взаимное влияние блокинг-генератора и предыдущего каскада. Сопротивление $R2$ в сеточной цепи предназначено для ограничения сеточного тока при больших амплитудах запускающих импульсов. Сопротивле-

ние R_4 в цепи катода усилителя ограничивает ток триода при отсутствии отрицательного напряжения смещения. На правой половине триода собран собственно ждущий блокинг-генератор.

Входные импульсы положительной полярности подаются на сетку лампы, отрицательной полярности — на анод.

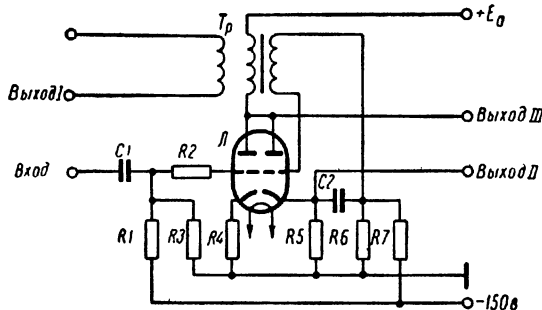


Рис. 1-54. Принципиальная схема ждущего блокинг-генератора.

С выхода I блокинг-генератора снимаются импульсы положительной или отрицательной полярности, с выхода II — импульсы положительной полярности без обратного выброса и с выхода III — импульсы отрицательной полярности.

Перечень элементов принципиальной схемы блокинг-генератора приведен в табл. 1-30.

Таблица 1-30

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R_1	Сопротивление МЛТ-0,25-1,2 Мом-II	1,2 Мом	1
R_2	» МЛТ-0,25-2 ком-II	2,0 ком	1
R_3	» МЛТ-0,25-120 ком-II	120,0 »	1
R_4	» МЛТ-0,25-100 ом-II	100 ом	1
R_5	» МЛТ-1	Сменный	1
R_6	» МЛТ-1-5,1 ком-I	5,1 ком	1
R_7	» МЛТ-1-36 ком-I	36,0 »	1
C_1	Конденсатор КЛС-3-Л-51 ± 10%	51 пф	1
C_2	» КЛС-3-Л-51 ± 10%	Сменный	1
L	Лампа 6Н16Б	—	1
T_p	Трансформатор импульсный	Сменный	1

Для получения импульсов требуемой длительности в схему включаются формирующий конденсатор C_2 соответствующего номинала и импульсный трансформатор нужного типа. Величину катодного сопротивления R_5 выбирают, исходя из условия постоянства амплитуды выходных импульсов в заданном диапазоне их длительностей (табл. 1-31). В этой же таблице приведены электрические характеристики блокинг-генератора.

Таблица I-31

Равновядность схем	Выход I				Выход II				Выход			Емкость конденсатора С2, мф	Катодное сопротивление R _к , ом	Тип импульсного трансформатора	
	Длительность, мксек		Длительность, мксек		Длительность, мксек		Длительность, мксек		Амплитуда импульсов, в	Диапазон амплитуд, в	Максимальная частота следования, кГц				
	импульсов (±25%)	фронта импульсов не более	спад импульсов не более	Амплитуда импульсов, в	импульсов не менее	Амплитуда импульсов, в	импульсов, в	Амплитуда импульсов, в							
1	0,40	0,15	0,2	130	0,35	0,15	0,2	50	20—40	0,4—10	10	1 000	0	ГХ4.720.022	
2	0,45	0,15	0,2	100	0,55	0,15	0,2	50	20—40	0,4—10	10	2 000	0		
3	0,65	0,15	0,2	100	0,9	0,15	0,2	50	20—40	0,4—10	10	4 300	0		
4	1,0	0,15	0,2	130	0,9	0,15	0,2	50	20—40	0,4—10	10	100	0		
5	1,1	0,15	0,2	100	1,5	0,15	0,2	50	20—40	0,4—10	4	9 100	0		
6	1,6	0,6	0,6	85	1,4	1,2	0,6	50	20—80	0,4—10	10	820	0		
7	1,4	0,6	0,6	130	2,3	1,2	0,6	50	20—80	0,4—10	10	1 800	0		
8	2,5	0,6	0,6	130	3,7	1,2	0,6	50	20—80	0,4—10	4	5 100	0		ГХ4.720.024
9	3,7	0,6	0,6	100	5,6	1,2	1,2	50	20—80	0,4—10	3	10 000	0		
10	6,0	0,6	0,7	100	9,0	1,2	1,2	35	20—80	0,4—10	3	25 000	0		
10	9,0	0,6	0,7	50	0,9	0,6	0,6	20	20—80	0,4—10	50	300	200		

Примечания: 1. Параметры блокинг-генератора измерены: на выходе I — при активной нагрузке I ком и емкостной нагрузке 50 пф; на выходе II — соответственно 620 ом и 200 пф.

2. Выходные сопротивления схемы имеют следующие значения: R_{вых I} = 600 ом; R_{вых II} = 200 ом; R_{вых III} = 600 ом.

Питание разновидностей схемы 1—8 осуществляется от анодного источника +250 в, а разновидностей схем 9—10 — от источника +150 в.

Нагрузочные характеристики блокинг-генератора приведены на рис. 1-55 и 1-56.

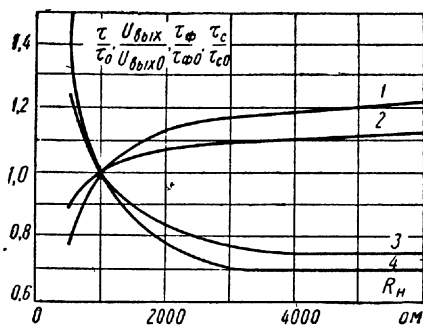


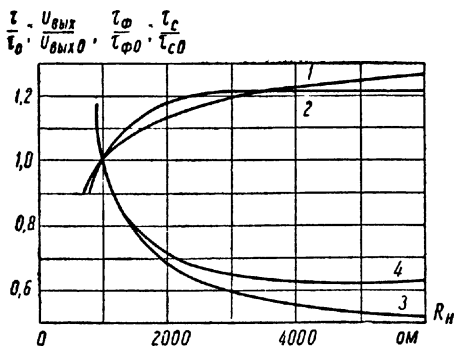
Рис. 1-55. Нагрузочные характеристики ждущего блокинг-генератора с трансформатором ГХ4.720.022 (принципиальная схема 1-54).

1 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от R_H ; 2 — зависимость $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}0}}$ от R_H ; 3 — зависимость $\frac{\tau_{\Phi}}{\tau_{\Phi 0}}$ от R_H ; 4 — зависимость $\frac{\tau_c}{\tau_{c 0}}$ от R_H ; $\tau_0, U_{\text{ВЫХ}0}, \tau_{\Phi 0}, \tau_{c 0}$ — соответственно длительность импульсов, амплитуда, длительность фронта и спада импульсов, снимаемых с выходной обмотки импульсного трансформатора при $R_H = 1 \text{ ком.}$

В качестве типового ждущего блокинг-генератора на транзисторах можно рекомендовать устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 1-57. Этот блокинг-генератор, собранный на транзисторах П403, предназначен для формирования прямоугольных импульсов длительностью от 0,25 до 10 мксек.

Рис. 1-56. Нагрузочные характеристики ждущего блокинг-генератора с трансформатором ГХ4.720.024 (принципиальная схема 1-54).

1 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от R_H ; 2 — зависимость $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}0}}$ от R_H ; 3 — зависимость $\frac{\tau_{\Phi}}{\tau_{\Phi 0}}$ от R_H ; 4 — зависимость $\frac{\tau_c}{\tau_{c 0}}$ от R_H ; $\tau_0, U_{\text{ВЫХ}0}, \tau_{\Phi 0}, \tau_{c 0}$ — соответственно длительность импульсов, амплитуда, длительности фронта и спада импульсов, снимаемых с выходной обмотки импульсного трансформатора при $R_H = 1 \text{ ком.}$



На транзисторе ПП1 собран усилитель запускающих импульсов, а на транзисторе ПП2 — собственно ждущий блокинг-генератор.

Импульсы отрицательной полярности подаются на вход I, а импульсы положительной полярности — на вход II. Для исключения взаимного влияния блокинг-генератора и предыдущих цепей

запускающие импульсы на входе дифференцируются. Выходные импульсы снимаются с коллектора транзистора ПП2 (выход I) и с выходной обмотки трансформатора (выход II). Сопротивление R7 уменьшает влияние изменения температуры окружающей среды на параметры выходных импульсов.

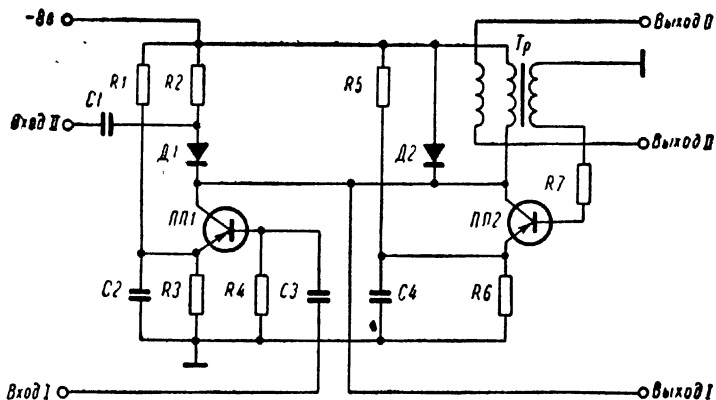


Рис. 1-57. Принципиальная схема ждущего блокинг-генератора на транзисторах.

Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-32.

Для получения выходных импульсов требуемой длительности в схему включаются формирующий конденсатор соответствующего номинала и импульсный трансформатор нужного типа

Таблица 1-32

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,25	Сменный	1
R2	» МЛТ-0,25-10 ком-II	10,0 ком	1
R3	» МЛТ-0,25-4,7 ком-II	4,7 »	1
R4	» МЛТ-0,25-10 ком-II	10,0 »	1
R5, R6	» МЛТ-0,25	Сменный	2
R7	» МЛТ-0,25-130 ом-I	130 ом	1
C1—C3	Конденсатор КЛС-3-К-560±10%	560 пф	3
C4	»	Сменный	1
Tr	Трансформатор импульсный	Сменный	1
Д1, Д2	Диод Д9В	—	2
ПП1, ПП2	Транзистор П403	—	2

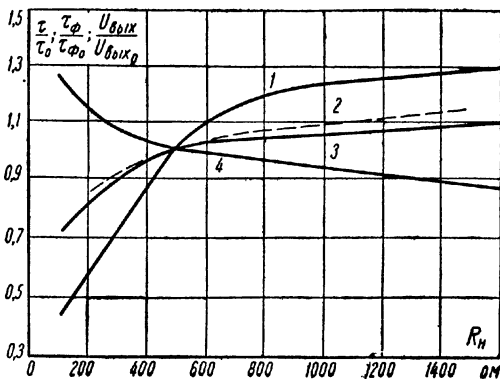


Рис. 1-58. Зависимость относительного изменения длительности, амплитуды импульсов и длительности фронта импульсов на выходе II ждущего блокинг-генератора (принципиальная схема 1-57) от сопротивления нагрузки.

1 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от R_H при использовании трансформатора ГХ4.720.044; 2 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от R_H при использовании

трансформатора ГХ4.720.042; 3 — зависимость $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}0}}$ от R_H ; 4 — зависи-

мость $\frac{\tau_{\text{ф}}}{\tau_{\text{ф}0}}$ от R_H ; τ_0 , $U_{\text{вых}0}$, $\tau_{\text{ф}0}$ — соответственно длительность, амплитуда и длительность фронта импульсов при $R_H = 10 \text{ ком}$, $C_H = 50 \text{ пф}$ на выходе I и $R_H = 500 \text{ ом}$, $C_H = 200 \text{ пф}$ на выходе II.

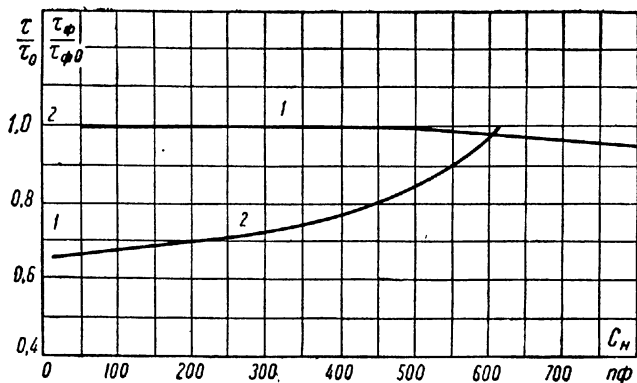


Рис. 1-59. Зависимость относительного изменения длительности импульсов и длительности фронта импульсов на выходе II ждущего блокинг-генератора (принципиальная схема 1-57) от емкостной нагрузки.

1 — зависимость $\frac{\tau}{\tau_0}$ от C_H ; 2 — зависимость $\frac{\tau_{\text{ф}}}{\tau_{\text{ф}0}}$ от C_H ; $\tau_{\text{ф}0}$, τ_0 — соответственно длительность фронта и длительность импульсов при $R_H = 10 \text{ ком}$, $C_H = 50 \text{ пф}$ на выходе I; $R_H = 500 \text{ ом}$, $C_H = 200 \text{ пф}$ на выходе II.

(табл. 1-33). Остальные электрические характеристики блокинг-генератора имеют следующие величины:

Вход I:	
минимальная амплитуда импульсов, <i>в</i>	2±1
длительность импульсов, <i>мксек</i> , не менее	0,3
Вход II:	
минимальная амплитуда импульсов, <i>в</i>	3±1,5
длительность импульсов, <i>мксек</i> , не менее	0,3
Выходы I и II:	
амплитуда импульсов, <i>в</i> , не менее	5
длительность фронта и спада импульсов, <i>мксек</i> , не более	0.15

Параметры блокинг-генератора измерены при активной нагрузке 500 *ом* и емкостной нагрузке 200 *пф*, подключенных к выходной обмотке импульсного трансформатора, и при активной нагрузке 10 *ком*, подключенной к коллектору ПП2.

Таблица 1-33

Длительность импульсов, <i>мксек</i> ($\pm 15\%$)	Частота следования, <i>кГц</i>	Сопротивление, <i>ком</i>			Емкость <i>C4</i> , <i>пф</i>	Тип импульсного трансформатора
		<i>R1</i>	<i>R5</i>	<i>R6</i>		
0,25	150	100	100	1,0	2 250	} ГХ4.720.042
0,4	100	100	100	1,0	3 500	
0,6	60	100	100	1,0	5 500	
1,0	35	100	100	1,0	10 800	
1,6	30	30	30	0,27	11 900	
2,5	25	30	30	0,27	23 300	
3,0	20	30	30	0,27	30 000	} ГХ4.720.044
4,0	18	30	10	0,1	40 000	
6,0	15	30	10	0,1	90 000	
10,0	10	30	10	0,1	290 000	

Для более полной оценки ждущего блокинг-генератора на рис. 1-58 и 1-59 представлены зависимости относительного изменения длительности и амплитуды импульсов, а также длительности фронта импульсов на выходе II от активной и емкостной нагрузок.

1-4. Фантастроны

Схема фантастрона нашла широкое распространение в радиолокационной и радионавигационной аппаратуре. Это можно объяснить тем, что с помощью сравнительно несложной схемы фантастрона можно, во-первых, формировать прямоугольные импульсы положительной и отрицательной полярности, импульсы с линейнопадающей амплитудой с высокой стабильностью по длительности, а во-вторых, получить высокостабильную (с точностью 0,1—0,3%) временную задержку. При этом временная задержка может регулироваться в достаточно широких пределах.

Принцип работы фантастрона и процессы, происходящие в нем, достаточно подробно освещены в [Л. 1, 3, 5]. Однако для большей полноты сведений и последовательности изложения кратко остановимся на них.

На рис. 1-60 представлена принципиальная схема фантастрона, а на рис. 1-61 — графики напряжений, иллюстрирующие процессы, происходящие в фантастроне.

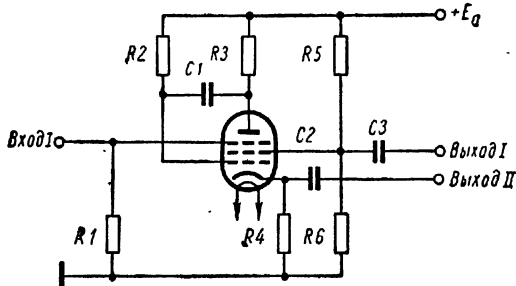


Рис. 1-60. Принципиальная схема фантастрона.

В дальнейшем наступает рабочий цикл: конденсатор $C1$ начинает разряжаться через сеточную и анодную цепи. Постепенно лампа переходит в режим насыщения по анодному току. Напряжение на управляющей сетке возрастает. Ток экранной сетки быстро растет, лампа запирается. Напряжение на аноде после запираения лампы начинает возрастать, конденсатор $C1$ и паразитные емкости заряжаются до начальной величины, и схема приходит в исходное состояние.

Анализ принципиальной схемы фантастрона позволяет определить основные параметры схемы, влияющие на ее работу, и соответственно сформулировать требования, которым они должны удовлетворять при разработке практических устройств. Требования эти сводятся к следующему.

1. Электронная лампа по возможности должна иметь:

- а) большое внутреннее сопротивление;
- б) большую крутизну анодного тока по первой и третьей сеткам;
- в) большую мощность рассеяния, допускаемую второй сеткой;
- г) малую величину запирающего напряжения третьей сетки.

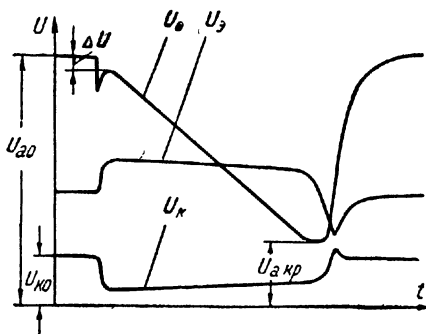


Рис. 1-61. Графики напряжений, иллюстрирующие процессы, происходящие в фантастроне.

Таким образом, в фантастроне могут быть применены электронные лампы типа 6Ж2П, 6Ж2Б, 6А2П и т. п., так как они отвечают в известной степени поставленным выше требованиям.

2. Величина анодной нагрузки R_a определяется допустимым временем восстановления схемы, так как через сопротивление R_a заряжаются конденсатор $C1$ и паразитные емкости C_n в схеме без катодного повторителя или только C_n в схеме с катодным повторителем. Величину сопротивления R_a не рекомендуется брать слишком малой, так как при этом будет ухудшаться линейность рабочей характеристики фантастрона. Однако при большой величине R_a уменьшается значение анодного тока и, следовательно, сильно падает крутизна анодно-сеточной характеристики лампы.

Исходя из этих соображений, величину анодной нагрузки R_a обычно устанавливают в пределах 0,5—3 ком.

3. Питание всех цепей фантастрона целесообразно осуществлять от общего источника. Изменение напряжения экранной сетки в довольно широких пределах почти не влияет на основные характеристики фантастрона. Основное влияние на характеристики оказывает анодное напряжение. Поэтому при проектировании схемы фантастрона необходимо обращать внимание на стабильность анодного напряжения.

4. Линейность рабочей характеристики является одним из основных показателей работы фантастрона как элемента временной задержки. Чтобы обеспечить линейность рабочей характеристики, необходимо соблюдать следующие основные требования:

а) длительность запускающих импульсов должна быть не более 1—1,5 мксек; увеличение длительности ведет к росту времени срыва, а следовательно, к ухудшению линейности;

б) амплитуда запускающих импульсов должна быть не более 20—25 в; повышение амплитуды приводит к росту нелинейности.

5. Схемы запуска фантастрона могут быть различными. Запуск отрицательными импульсами на анод и на управляющую сетку должен осуществляться через диод. Достоинство такой схемы состоит в том, что на время рабочего хода диод блокирует фантастрон от случайных импульсов в цепи запуска, т. е. цепь запуска не влияет на работу фантастрона.

Схема запуска положительными импульсами на третью сетку не требует обязательного введения блокирующего диода. После запуска фантастрона напряжение на третьей сетке становится положительным, а крутизна анодного тока по третьей сетке заметно падает. Поэтому случайное появление импульсов в цепи запуска не сможет изменить режима работы фантастрона.

Рассмотрим типовые схемы фантастронов.

Фантастрон, схема которого представлена на рис. 1-62, собран на лампе 6Ж2Б. Запуск схемы производится отрицательными

импульсами на анод лампы Л2 через диод типа 6Д6А. Возможна также замена этих типов диодов полупроводниковыми диодами

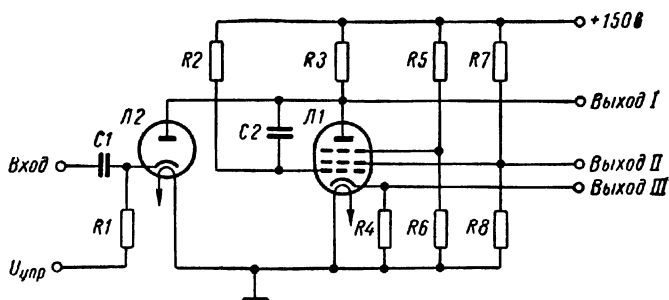


Рис. 1-62. Принципиальная схема фантастрона с запуском через диод 6Д6А.

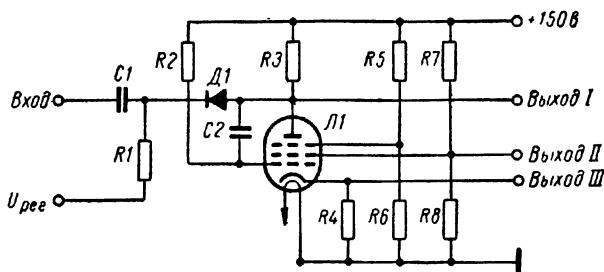


Рис. 1-63. Принципиальная схема фантастрона с запуском через диод Д101А.

типа Д101 или Д104 (рис. 1-63). Перечень элементов принципиальных схем 1-62 и 1-63 приведен в табл. 1-34.

Таблица 1-34

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-2-10 ком-I	10,0 ком	1
R2	» ПТ-1-МН-1,6 Мом-I	1600,0 »	1
R3	» МЛТ-0,5-470 ком-I	470,0 »	1
R4	» МЛТ-0,5-6,8 ком-I	6,8 »	1
R5	» МЛТ-0,5-200 ком-I	200,0 »	1
R6	» МЛТ-0,5-12 ком-I	12,0 »	1
R7	» МЛТ-0,5-22 ком-I	22,0 »	1
R8	» МЛТ-0,5-27 ком-I	27,0 »	1
C1	Конденсатор КС-1-500-0-200-II	200 пф	1
C2	»	Сменный	1
Л1	Лампа 6Ж2Б	—	1
Л2 *	Лампа 6Д6А	—	1
Д1 **	Диод Д104А	—	1

* Для принципиальной схемы 1-62.

** Для принципиальной схемы 1-63.

Положительные импульсы снимаются с выхода *II*, а отрицательные — с выхода *III*. Импульсы с линейно-падающей амплитудой (пилообразные) снимаются с анода лампы *Л1* (выход *I*).

Скачкообразное изменение длительности выходных импульсов достигается сменным конденсатором *C2*, стоящим в цепи обратной связи.

Плавное изменение длительности выходных импульсов в пределах диапазона, определяемого величиной *C2*, достигается изменением регулирующего напряжения. Рекомендуемая величина регулирующего напряжения от —30 до —150 в.

Электрические характеристики фантастрона:

Выход <i>I</i> :	
амплитуда пилообразного напряжения, в,	
не менее	30
не более	90
Выходы <i>II</i> и <i>III</i> :	
амплитуда импульса, в, не менее	20
длительность фронта импульса, мксек, не более	2
» спада импульса, мксек, не более	5
Вход:	
минимальная амплитуда, в	20
» длительность, мксек	0,4

Номинальные значения емкости сменного конденсатора *C2* и зависимость длительности импульсов на выходе *II* и выходе *III* от величины его емкости представлены в табл. 1-35. Данные приведены для регулирующего напряжения 100 в.

Таблица 1-35

Номинальное значение емкости <i>C2</i> , пф	Длительность импульсов, мксек (±10%)	Максимальная частота следования импульсов, кГц (±10%)	Номинальное значение емкости <i>C2</i> , пф	Длительность импульсов, мксек (±10%)	Максимальная частота следования импульсов, кГц (±10%)
51	25	15,4	2 000	1 000	0,53
82	40	11,1	3 300	1 600	0,35
130	63	7,5	5 100	2 500	0,23
200	100	5,26	8 200	4 000	0,15
330	160	3,34	13 000	6 300	0,09
510	250	2,18	20 000	10 000	0,055
820	400	1,43	33 000	16 000	0,034
1300	630	0,89			

Зависимости изменения длительности импульсов на *II* и *III* выходах при изменении регулирующего напряжения в пределах поддиапазона каждого номинала *C2* представлены на графиках рис. 1-64 и 1-65. Пользуясь этими графиками, можно по требуемой длительности выходного импульса и при заданной величине конденсатора *C2* установить необходимую величину регулирующего напряжения.

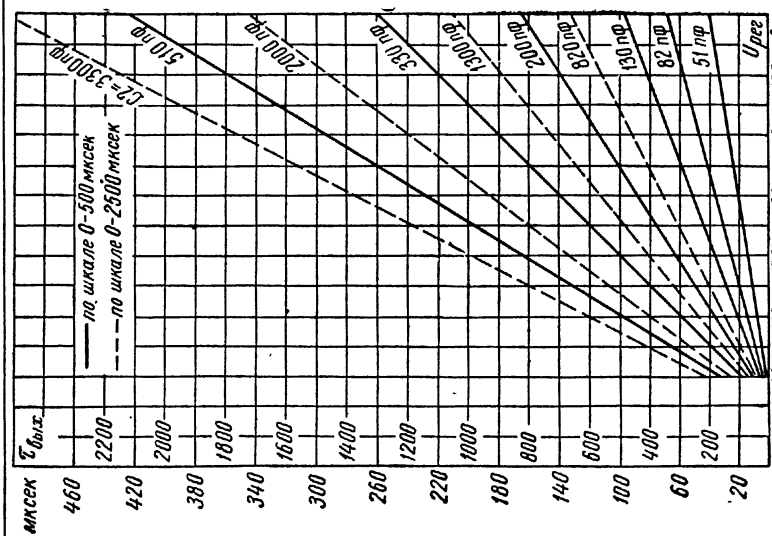


Рис. 1-64. Зависимость длительности импульсов от регулирующего напряжения фангастропа (принципиальные схемы 1-62 и 1-63).

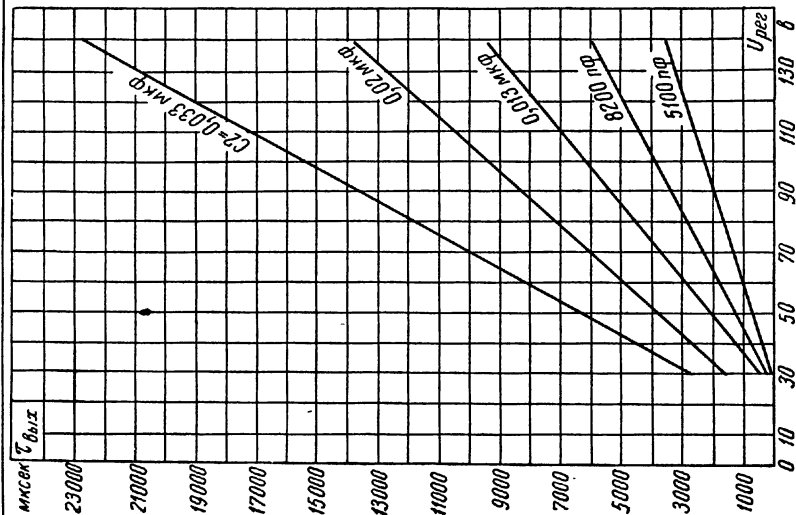


Рис. 1-65. Зависимость длительности импульсов от регулирующего напряжения фангастропа (принципиальные схемы 1-62 и 1-63).

Модификациями принципиальных схем 1-62 и 1-63 являются схемы фантастроны, представленные на рис. 1-66 и 1-67. Введение

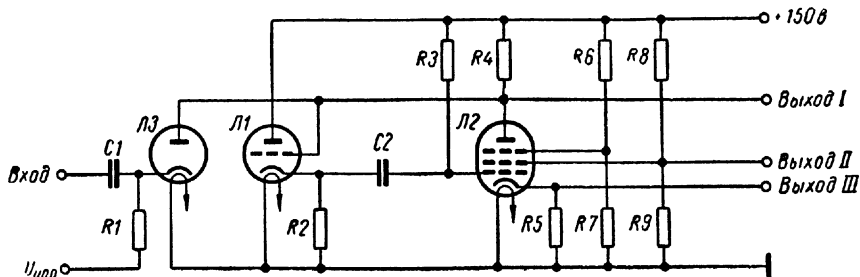


Рис. 1-66. Принципиальная схема фантастроны с запуском через диод 6Д6А.

в эти схемы дополнительного триода 6С6Б позволяет, во-первых, повысить разрешающую способность фантастронов, а во-вторых, еще больше развязать вход их от выходов.

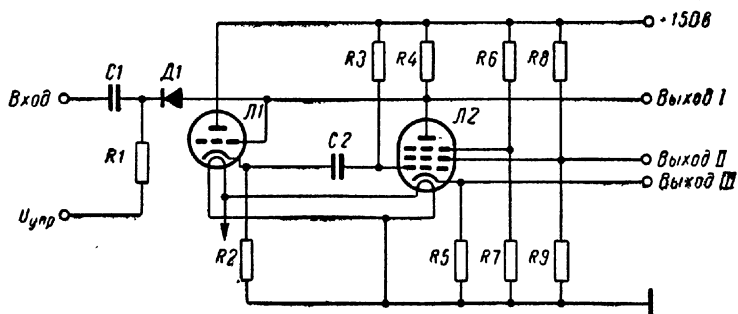


Рис. 1-67. Принципиальная схема фантастроны с запуском через диод Д104А.

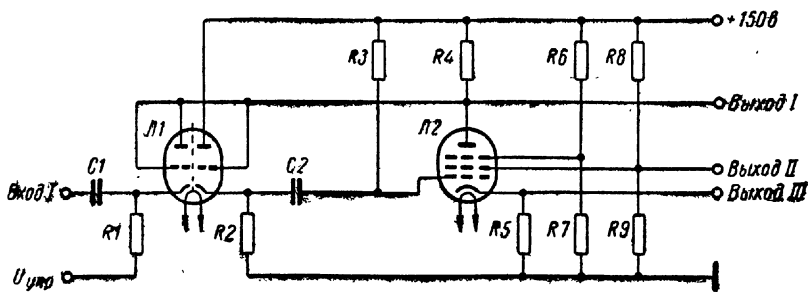


Рис. 1-67а. Принципиальная схема фантастроны на лампе 6Н16Б.

Вместо запускающего диода 6Д6А (Д104А) и триода 6С6Б, возможно применение в схеме одного двойного триода типа 6Н16Б, левая половина которого используется в диодном включении, а правая работает как обычный триод (рис. 1-67а).

Перечень элементов принципиальных схем 1-66 и 1-67, 1,67а приведен в табл. 1-36.

Таблица 1-36

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-2-10 ком-I . . .	10,0 ком	1
R2	» МЛТ-0,5-68 ком-I . . .	68,0 »	1
R3	» ПТ-1-МН-1 Мом-I . . .	1000,0 »	1
R4	» МЛТ-0,5-470 ком-I . . .	470,0 »	1
R5	» МЛТ-0,5-5,1 ком-I . . .	5,1 »	1
R6	» МЛТ-0,5-200 ком-I . . .	200,0 »	1
R7	» МЛТ-0,5-12 ком-I . . .	12,0 »	1
R8	» МЛТ-2-22 ком-I . . .	22,0 »	1
R9	» МЛТ-0,5-27 ком-I . . .	27,0 »	1
C1	Конденсатор КС-1-500-0-360-II . . .	360 пф	1
C2	»	Сменный	1
Л1	Лампа 6С6Б	—	1
Л2	Лампа 6Ж2Б	—	1
Л3 *	Лампа 6Д6А	—	1
Л3 **	Лампа 6Н16Б	—	1
Д1 ***	Диод Д104А	—	1

- * Для принципиальной схемы 1-66.
- ** Для принципиальной схемы 1-67а.
- *** Для принципиальной схемы 1-67.

Так же как и в принципиальных схемах 1-62 и 1-63, положительный импульс снимается с выхода II, отрицательный — с выхода III, а пилообразные импульсы — либо с катода лампы Л1, либо с выхода I.

Амплитуда регулирующего напряжения подается от общего источника питания и регулируется в пределах 30—150 в. Условия запуска схем аналогичны соответствующим условиям для принципиальных схем 1-62 и 1-63.

Таблица 1-37

Номинальное значение емкости C2, пф	Длительность импульсов, мксек (±10%)	Максимальная частота следования импульсов, кГц (±10%)	Номинальное значение емкости C2, пф	Длительность импульсов, мксек (±10%)	Максимальная частота следования импульсов, кГц (±10%)
51	25	15,44	2 000	1 000	0,96
82	40	11,11	3 300	1 600	0,61
130	63	8,89	5 100	2 500	0,39
200	100	6,67	8 200	4 000	0,25
330	160	4,77	13 000	6 300	0,16
510	250	3,33	20 000	10 000	0,10
820	400	2,22	33 000	16 000	0,06
1300	630	1,47			

Изменяя величину емкости конденсатора обратной связи C_2 , можно получить ряд поддиапазонов длительностей выходных импульсов. Номинальные значения емкости конденсатора C_2 приведены в табл. 1-37 (для $U_{рег} = 100$ в). Остальные электрические данные те же, что и для принципиальных схем 1-62 и 1-63.

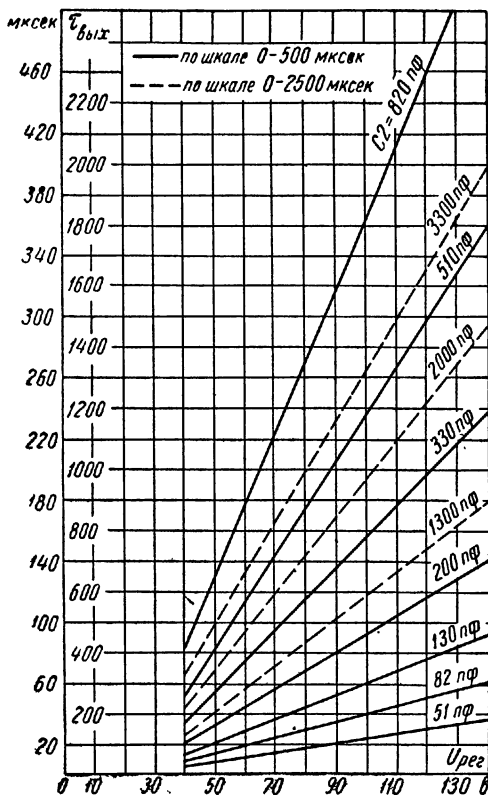


Рис. 1-68. Зависимость длительности выходного импульса от регулирующего напряжения фантастрона (принципиальные схемы 1-66, 1-67, 1-67а).

Рис. 1-68 и 1-69 иллюстрируют зависимость длительности выходного импульса от регулирующего напряжения при различных значениях емкости конденсатора C_2 . Зная заданную величину длительности импульса, по этим графикам можно найти требуемые величины емкости C_2 и регулирующего напряжения.

Нагрузочные характеристики для II и III выходов фантастрона (для всех перечисленных принципиальных схем) приведены

соответственно на рис. 1-70 и 1-71. Характеристики сняты при емкостной нагрузке не более 50 пф. Анализ этих характеристик показывает, что величина сопротивления нагрузки для III выхода менее критична, чем для II выхода. Поэтому для получения оптимальных амплитудных значений на выходе II целесообразно сопротивление нагрузки брать не менее 1 ком.

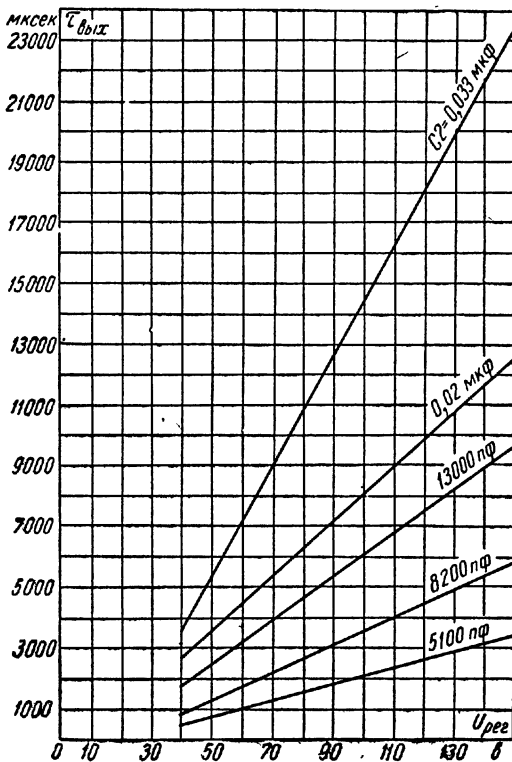


Рис. 1-69. Зависимость длительности выходного импульса от регулирующего напряжения фантастроны (принципиальные схемы 1-66, 1-67, 1-67а).

Выше было указано, что запуск фантастроны может быть осуществлен подачей положительных импульсов на третью сетку. Принципиальная схема такого фантастроны изображена на рис. 1-72. Пилообразное напряжение снимается с анода лампы Л1 (выход I), положительные и отрицательные импульсы — соответственно с выхода II и выхода III. Перечень элементов принципиальной схемы приведен в табл. 1-38.

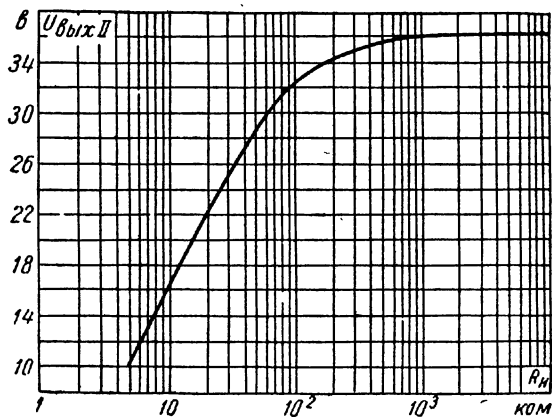


Рис. 1-70. Нагрузочная характеристика для выхода II фантастропа (принципиальные схемы 1-62, 1-63, 1-66, 1-67, 1-67а).

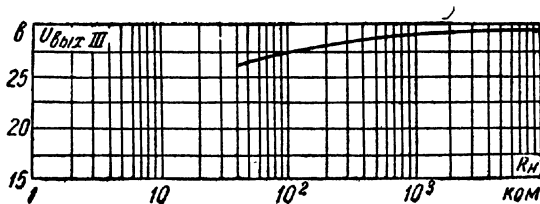


Рис. 1-71. Нагрузочная характеристика для выхода III фантастропа (принципиальные схемы 1-62, 1-63, 1-66, 1-67, 1-67а).

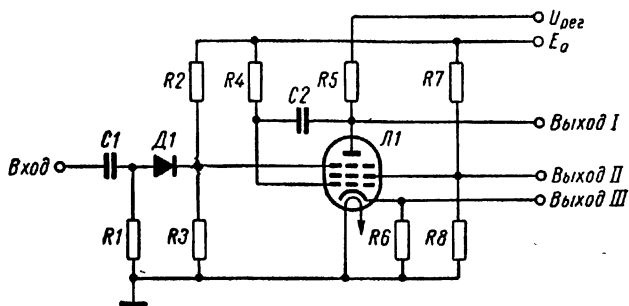


Рис. 1-72. Принципиальная схема фантастропа.

Таблица 1-38

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-2-150 ком-I . . .	150,0 ком	1
R2	» МЛТ-0,5-200 ком-I . . .	200,0 »	1
R3	» МЛТ-0,5-12 ком-I . . .	12,0 »	1
R4	» МЛТ-1-1 Мом-I . . .	1000,0 »	1
R5	» МЛТ-0,5-470 ком-I . . .	470,0 »	1
R6	» МЛТ-0,5-6,8 ком-I . . .	6,8 »	1
R7	» МЛТ-2-20 ком-I . . .	20,0 »	1
R8	» МЛТ-0,5-27 ком-I . . .	27,0 »	1
C1	Конденсатор КС-1-500-0-360-II . . .	360 пф	1
C2	»	Сменный	1
Л1	Лампа 6Ж2Б	—	1
Д1	Диод Д104А	—	1

Аналогично рассмотренным выше схемам фантастропа можно, изменяя значение емкости $C2$, получить ряд диапазонов длительностей импульсов на выходах II и III (табл. 1-39; данные сняты

Таблица 1-39

Номинальное значение емкости $C2$, пф	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования импульсов, кГц ($\pm 10\%$)	Номинальное значение емкости $C2$, пф	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования импульсов, кГц ($\pm 10\%$)
51	25	6,25			
82	40	3,84	2 000	1 000	0,145
130	63	2,16	3 300	1 600	0,104
200	100	1,37	5 100	2 500	0,57
330	160	0,87	18 200	4 000	0,036
510	250	0,57	13 000	6 300	0,025
820	400	0,35	20 000	10 000	0,015
1300	630	0,28	33 000	16 000	0,010

при $U_{\text{рег}} = 100$ в). Регулирующее напряжение подается от общего источника питания через сопротивление $R5$ на анод лампы $Л1$. Наличие в схеме диода Д104А надежно развязывает фантастрон от входной цепи. Однако схема устойчиво работает и при отсутствии диода Д104А.

Фантастрон имеет следующие основные электрические характеристики:

Выход I:

амплитуда пилообразного напряжения, в,	
не менее	40
не более	120

Выходы II и III:

амплитуда импульсов, в, не менее	30
длительность импульсов, не менее	См. табл. 1-39
» фронта, мксек, не более	6
» спада, мксек, не более	5
минимальная амплитуда, в	25
» длительность импульсов, мксек	0,5

На рис. 1-73 и 1-74 представлены графики изменения длительности импульсов в зависимости от регулирующего напряжения для принципиальной схемы фантастрона рис. 1-72. Так же как и в предыдущих схемах, по этим графикам очень удобно устано-

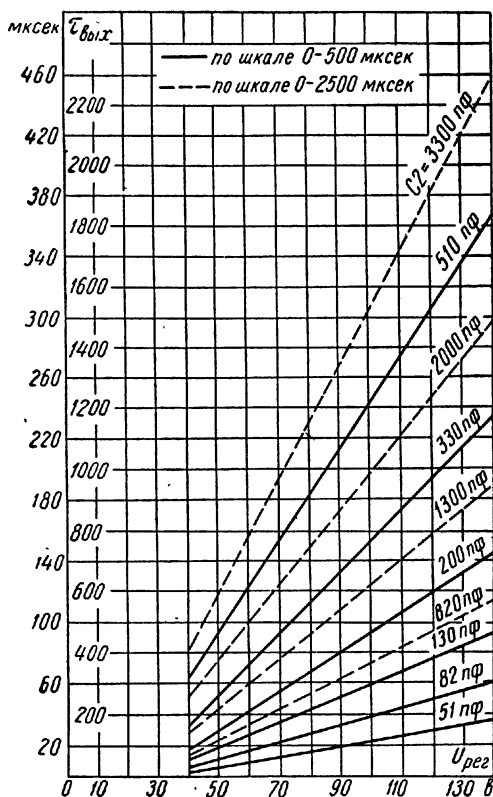


Рис. 1-73. Зависимость длительности импульсов от регулирующего напряжения (принципиальная схема 1-72).

вить необходимую взаимосвязь между требуемой длительностью импульса, номинальным значением емкости C_2 и регулирующим напряжением.

Нагрузочная характеристика для II и III выходов приведена на рис. 1-75, емкость нагрузки 50 нФ. Анализ этой характеристики показывает, что изменение выходного напряжения от сопротивления нагрузки на входе II такое же, как и на входе III. Минимальное требуемое значение сопротивления нагрузки для этого варианта схемы может быть менее 1 ком (до 700 ом).

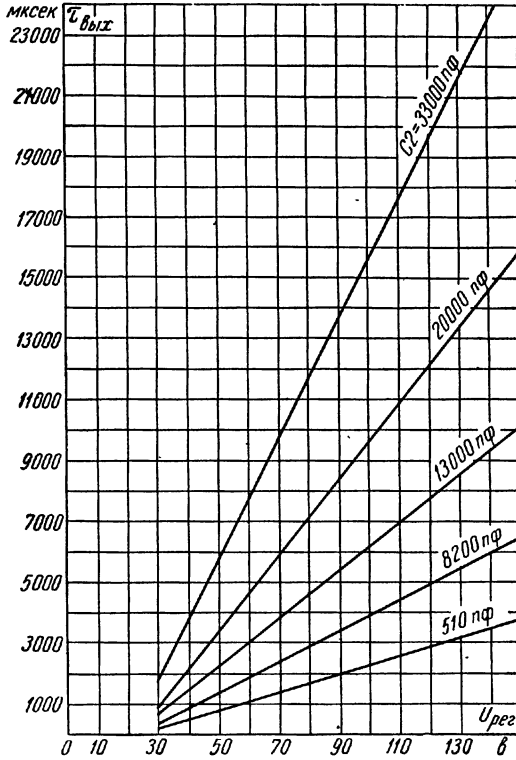


Рис. 1-74. Зависимость длительности импульсов от регулирующего напряжения (принципиальная схема 1-72).

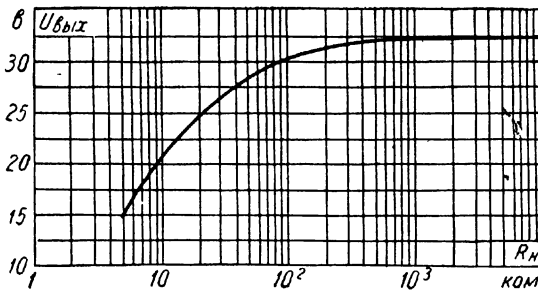


Рис. 1-75. Нагрузочная характеристика принципиальной схемы 1-72 фантастрона.

1-5. Генераторы пилообразных импульсов

Генераторы пилообразных импульсов (ГПИ) широко применяются в схемах разверток индикаторных устройств радиолокационных станций. Кроме того, пилообразные импульсы, вырабатываемые этими генераторами, используются в схемах плавно регулируемой временной задержки и в качестве развертывающих напряжений

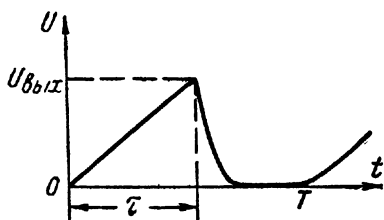


Рис. 1-76. Форма напряжения, вырабатываемого генератором пилообразных импульсов (ГПИ).

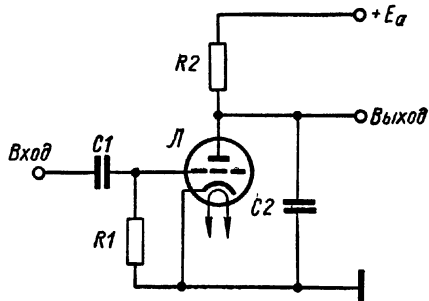


Рис. 1-77. Принципиальная схема ГПИ с зарядом конденсатора через активное сопротивление.

в осциллографах, телевизорах и т. п. ГПИ достаточно полно освещены в [Л. 1, 2, 3, 5, 7].

В основе принципа действия ГПИ лежат зарядно-разрядные процессы в цепях различного вида.

Форма пилообразного напряжения (рис. 1-76) характеризуется рядом параметров, основными из которых являются амплитуда пилообразного напряжения, длительность импульса, частота следования импульсов и коэффициент нелинейности.

Рассмотрим кратко простейшие схемы ГПИ.

На рис. 1-77 представлена схема ГПИ, предназначенного для получения положительных пилообразных импульсов.

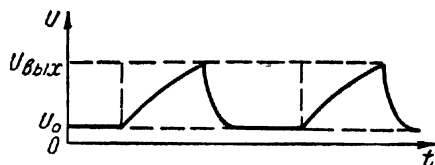


Рис. 1-78. Временные диаграммы к схеме 1-77.

Отрицательный импульс, подаваемый на входе зарядной лампы Л, запирает ее, благодаря чему конденсатор С2 заряжается от источника постоянного напряжения E_a через сопротивление R_2 . В момент окончания входного импульса лампа отпирается, и происходит быстрый разряд конденсатора С2 через лампу до остаточного напряжения заряда U_0 (рис. 1-78).

Длительность импульса определяется величиной сопротивления R_2 . Обычно R_2 выбирается около 1 Мом. Изменяя величину R_2 в ту или другую сторону, можно в небольших пределах регулировать длительность пилообразных импульсов.

Недостатком таких схем является сравнительно большой коэффициент нелинейности, который увеличивается с ростом коэффициента использования напряжения источника питания.

Аналогично выглядит схема ГПИ, предназначенного для получения пилообразного напряжения отрицательной полярности (рис. 1-79 и 1-80). Здесь, напротив, используется разряд конденсатора $C2$ через сопротивление $R2$.

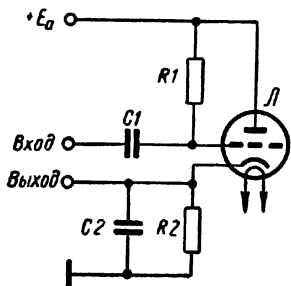


Рис. 1-79. Принципиальная схема ГПИ с разрядом конденсатора через активное сопротивление.

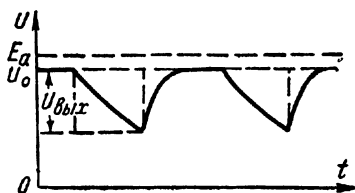


Рис. 1-80. Временные диаграммы к схеме 1-79.

При разработке подобных схем следует учитывать, что уменьшение величины C при пропорциональном увеличении R снижает мощность, потребляемую устройством, напряжение U_0 на конденсаторе и время разряда конденсатора.

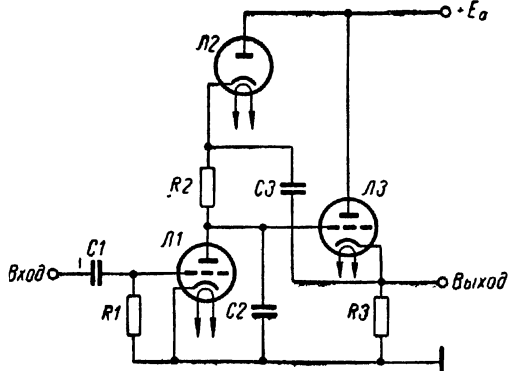


Рис. 1-81. Принципиальная схема ГПИ с положительной обратной связью.

Однако рассмотренные схемы находят сравнительно небольшое применение. Чаще используются схемы генераторов пилообразных импульсов, в которых применяется положительная обратная связь по напряжению (рис. 1-81). Достоинством таких схем является возможность получения пилообразного напряжения с высокой степенью линейности.

Физические процессы, происходящие в этих ГПИ, подробно описаны в [Л. 1, 2]. Рассмотрим только практические требования к элементам схем, позволяющие выбрать оптимальный режим их работы.

1. Электронные лампы $Л1$ и $Л2$ должны иметь по возможности меньшее внутреннее сопротивление. Это позволит уменьшить постоянную времени заряда конденсатора $C2$. Лампа катодного повторителя $Л3$ должна иметь большую крутизну анодно-сеточ-

ной характеристики, так как это способствует значительному приближению коэффициента передачи напряжения к единице и уменьшает выходное сопротивление каскада.

2. При выборе сопротивления R_2 необходимо руководствоваться требованиями, которые определены для R_2 в ГПИ с зарядом конденсатора через активное сопротивление (см. рис. 1-77). Уменьшение величины емкости C_3 позволяет в свою очередь снизить величину емкости C_2 , т. е. обеспечить более высокую стабильность скорости нарастания пилообразного напряжения.

3. Оптимальное значение величины R_3 определяется соотношением $R_3 \approx (2 \div 2,5) R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление лампы ЛЗ. Если $R_3 > 2,5 R_i$, то работа лампы происходит в нелинейной части ее характеристики. При правильно выбранном значении R_3 коэффициент передачи напряжения достаточно близок к единице.

4. Величина емкости C_2 определяет, с одной стороны, линейность выходного импульса, а с другой — стабильность скорости нарастания пилообразного напряжения. Для удовлетворения первого

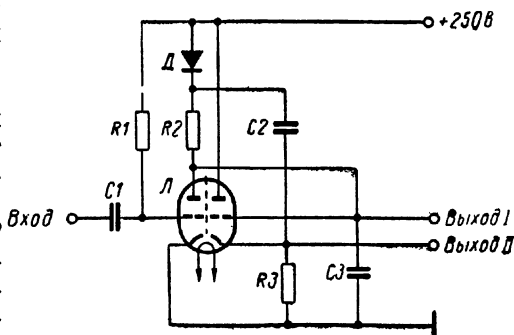


Рис. 1-82. Принципиальная схема лампового ГПИ с положительной обратной связью.

условия необходимо, чтобы емкость C_2 была значительно больше емкости C_3 . Для удовлетворения второго условия, т. е. для получения более высокой стабильности скорости нарастания пилообразного напряжения, емкость C_2 целесообразно выбирать минимальной, чтобы за время паузы между импульсами запуска она полнее зарядилась. Поэтому при выборе величины C_2 , как правило, приходится частично жертвовать либо линейностью, либо стабильностью пилообразного импульса.

Рассмотрим типовые схемы генераторов пилообразных импульсов.

Генератор пилообразных импульсов (рис. 1-82) предназначен для формирования импульсов линейно-нарастающего напряжения длительностью от 10 до 3000 мксек. В качестве преобразователя-формирователя применен двойной триод 6Н16Б. Левая половина триода служит разрядной лампой конденсатора C_3 . Правая половина используется как катодный повторитель. Для восстановления исходного напряжения на конденсаторе используется диод типа Д104А. Возможно также применение лампового диода типа 6Д6А, как это показано на принципиальной схеме 1-81.

ГПИ работает следующим образом. При подаче на вход прямоугольного импульса отрицательной полярности разрядная лампа запирается и конденсатор *C3* начинает заряжаться. Возрастание напряжения на аноде разрядной лампы передается через катодный повторитель, конденсатор *C2* и диод Д104А. Благодаря наличию положительной обратной связи по напряжению ток, протекающий через сопротивление *R2*, практически сохраняет постоянное значение, что обеспечивает повышение линейности заряда конденсатора *C3*, а следовательно, и линейности выходного пилообразного напряжения. В момент окончания запускающего импульса в схеме восстанавливается исходный режим.

Таблица 1-40

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-0,5-1,2 Мом-I . . .	1,2 Мом	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,5	Сменный	1
<i>R3</i>	» МЛТ-2-20 ком-I	20 ком	1
<i>C1</i>	Конденсатор БГМТ-2а-400-0,05-II . . .	0,05 мкф	1
<i>C2</i>	» БГМТ-2а-400-0,05-II	0,05 »	1
<i>C3</i>	» КС-1-500-0-750-II	750 пф	1
<i>Л</i>	Лампа 6Н16Б	—	1
<i>Д</i>	Диод Д104А	—	1

Перечень элементов принципиальной схемы ГПИ рис. 1-82 приведен в табл. 1-40, а основные электрические характеристики его имеют следующие величины:

Амплитуда входных импульсов, <i>v</i> , не менее	25
Амплитуда выходных импульсов, <i>v</i> , не менее	90
Коэффициент нелинейности, %, не более	5
Сопротивление нагрузки выхода <i>II</i> , ом	240

Таблица 1-41

Номинальное значение сопротивления <i>R2</i>	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования, кГц ($\pm 10\%$)	Номинальное значение сопротивления <i>R2</i>	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования, кГц ($\pm 10\%$)
24 ком	10	10,5	360 ком	180	2,3
30 »	14	9,6	510 »	250	2,0
36 »	18	8,6	750 »	350	1,55
47 »	22	7,5	910 »	450	1,35
56 »	26	6,5	1,2 Мом	610	1,14
75 »	38	5,2	1,5 »	750	0,85
90 »	40	5,0	2,0 »	1000	0,70
120 »	55	4,6	2,4 »	1250	0,56
150 »	70	3,8	3,6 »	2000	0,35
240 »	100	3,5	4,7 »	3000	0,25

Для обеспечения широкого диапазона длительностей импульсов пилообразного напряжения в схеме применен сменный элемент — зарядное сопротивление R_2 . В табл. 1-41 приведена зависимость длительности выходных импульсов ГПИ от величины зарядного сопротивления R_2 .

Генераторы пилообразных импульсов на полупроводниковых приборах проектируются аналогично. Принципиальные схемы

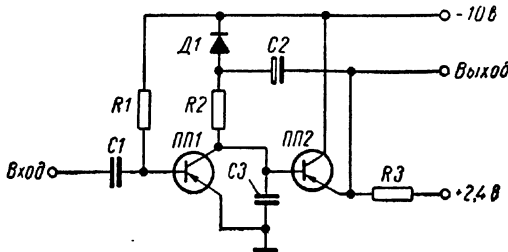


Рис. 1-83. Принципиальная схема ГПИ на транзисторах типа $p-n-p$.

таких генераторов, предназначенных для формирования импульсов линейно-падающего или линейно-возрастающего напряжения длительностью от 20 до 3500 мксек, приведены на рис. 1-83 и 1-84.

Генератор пилообразных импульсов может быть собран как на транзисторах типа $p-n-p$ (П13, П14, П15 и П16), так и на тран-

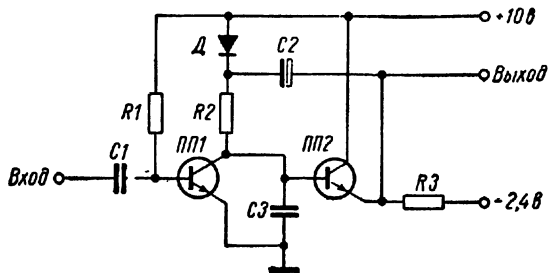


Рис. 1-84. Принципиальная схема ГПИ на транзисторах типа $n-p-n$.

зисторах типа $n-p-n$ (например, П11 и т. п.). Примером применения транзисторов типа $p-n-p$ может служить принципиальная схема 1-83, а типа $n-p-n$ — схема 1-84. В первом случае запуск схемы осуществляется импульсом положительной полярности, а во втором — отрицательной. При подаче на вход импульса, полярность которого зависит от типа транзистора, зарядный транзистор ПП1 запирается, и тогда начинается заряд емкости C_3 . Возрастание напряжения на его коллекторе передается через эмиттерный повторитель (в качестве которого используется тран-

зистор *ПП2*) и конденсатор *С2* на диод *Д104А*. Наличие емкостной обратной связи способствует тому, что ток, протекающий через сопротивление *R2*, сохраняет постоянное значение и тем обеспечивает постоянство линейности заряда емкости *С3*. По окончании действия запускающего импульса схема приходит в исходное состояние: конденсатор *С3* быстро разряжается через открытый транзистор *ПП1*; напряжение на выходе схемы резко снижается, вызывая отпирание диода *Д104А*; конденсатор *С2* подзаряжается от источника питания до своего исходного напряжения.

Принципиальная схема ГПИ, собранная на транзисторах типа *p-n-p* (см. рис. 1-83), позволяет получить на выходе импульс линейно-падающего напряжения, а принципиальная схема ГПИ, собранная на транзисторах типа *n-p-n* (см. рис. 1-84), — импульс линейно-возрастающего напряжения. Перечень элементов обеих принципиальных схем представлен в табл. 1-42.

Таблица 1-42

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-0,25-56 ком-II . . .	56 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,25-16 ком-II . . .	16 »	1
<i>R3</i>	» МЛТ-0,25-1,5 ком-II . . .	1,5 »	1
<i>C1</i>	Конденсатор	Сменный	1
<i>C2</i>	» ЭТО-1-70-10±10%	10 мкф	1
<i>C3</i>	»	Сменный	
<i>ПП1</i>	Транзистор П16Б *	—	1
<i>ПП2</i>	» П16Б *	—	1
<i>Д1</i>	Диод Д104А	—	1

* Для принципиальной схемы ГПИ (рис. 1-84) применены транзисторы типа П11.

Описанные схемы ГПИ имеют следующие основные электрические характеристики:

Амплитуда входных импульсов, <i>в</i>	от 1 до 4
Амплитуда выходных импульсов, <i>в</i>	от 5 до 8
Коэффициент нелинейности выходных импульсов, % , не более	5
Сопротивление нагрузки, ком	3
Емкость нагрузки, пф	200

В качестве регулирующих элементов, позволяющих получать ряд длительностей выходных импульсов, используются емкости *С1* и *С3*. Зависимость длительности импульсов пилообразного напряжения от номинальных значений емкостей *С1* и *С3* представлена в табл. 1-43.

Таблица 1-43

Номинальное значение емкости $C1$, пф	Номинальное значение емкости $C3$, пф	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования импульсов, кГц ($\pm 10\%$)	Номинальное значение емкости $C1$, пф	Номинальное значение емкости $C3$, пф	Длительность выходных импульсов, мксек ($\pm 10\%$)	Максимальная частота следования импульсов, кГц ($\pm 10\%$)
2 100	2 100	20	19,0	20 000	30 000	300	1,6
3 300	3 000	30	6,0	20 000	40 000	400	1,4
5 100	4 000	40	5,0	50 000	50 000	500	1,2
5 100	5 100	50	4,4	80 000	65 000	630	1,0
5 100	6 200	63	3,8	80 000	80 000	800	0,8
10 000	8 100	80	3,6	80 000	100 000	1000	0,6
13 300	10 000	100	3,4	100 000	125 000	1250	0,4
13 300	12 100	125	2,6	200 000	150 000	1600	0,3
13 300	16 000	160	2,4	200 000	200 000	2000	0,15
20 000	20 000	200	2,2	200 000	250 000	2500	0,1
20 000	25 000	250	2,0	250 000	350 000	3500	0,05

Таким образом, меняя номинальные значения емкостей $C1$ и $C3$, можно получать длительности выходных импульсов от 20 до 3500 мксек.

1-6. Смесители видеосигналов

При использовании импульсных устройств часто бывает необходимо получить сумму двух сигналов и более. Схемы, позволяющие производить эти преобразования, называются смесителями. Ламповые схемы смесителей широко распространены в супергетеродинных приемниках, а полупроводниковые — в логических схемах счетно-решающих устройств. Кроме того, смесители можно использовать в схемах формирования ступенчатых напряжений. Вопросы теории смесителей достаточно полно отражены в [Л. 2, 3].

Принцип работы обычного смесителя очень прост: на отдельные входы преобразующего устройства подаются два видеопульса, а на выходе получается суммарный видеосигнал (рис. 1-85).

В импульсной технике и счетно-решающих устройствах наиболее распространены диодные смесители. При своей простоте диодные смесители имеют перед электронными смесителями с управляющими сетками преимущество, заключающееся в том, что на высоких частотах у них меньшая величина коэффициента шума.

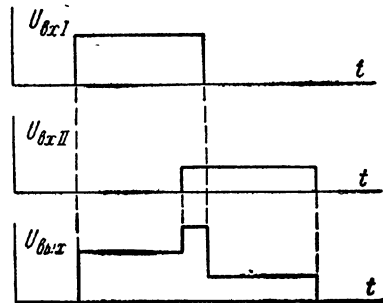


Рис. 1-85. Форма импульсов на входе и выходе смесителя.

Рассмотрим типовые схемы диодных смесителей.

Смеситель видеоимпульсов на два входа предназначен для работы в логических схемах счетно-решающих устройств. На рис. 1-86 представлена схема для отрицательных входных импульсов, а на рис. 1-87 — схема для положительных импульсов. Перечень элементов обеих принципиальных схем приведен в табл. 1-44.

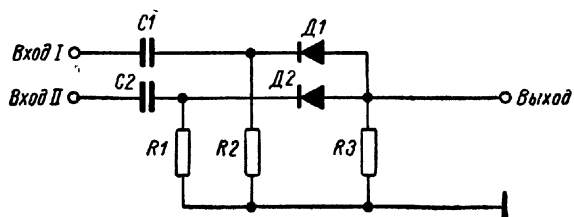


Рис. 1-86. Принципиальная схема диодного смесителя отрицательных видеоимпульсов на два входа.

Входные импульсы подаются на вход I и вход II, выходной импульс снимается с сопротивления R3. Если по тем или иным условиям требуется иметь связь по постоянному току между

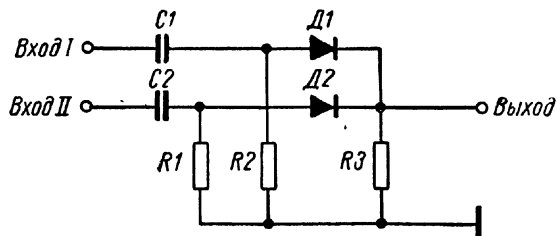


Рис. 1-87. Принципиальная схема диодного смесителя положительных видеоимпульсов на два входа.

входом и выходом, то входные импульсы подаются непосредственно на диоды Д9Е, минуя конденсаторы C1—C2. Применение диодов исключает взаимную связь между параллельными входными цепями.

Таблица 1-44

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1—R3	Сопротивление УЛМ-0,12-10 ком-II	10 ком	3
C1—C2	Конденсатор МБМ-160-0,1-II	0,1 мкф	2
Д1—Д2	Диод Д9Е	—	2

Схемы смесителей импульсов на три входа выглядят аналогично. На рис. 1-88 и 1-89 показаны соответственно принципиальные схемы смесителей на три входа для отрицательных и положительных импульсов, а в табл. 1-45 — перечень элементов, входящих в них.

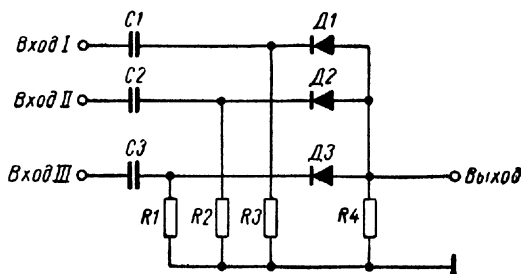


Рис. 1-88. Принципиальная схема диодного смесителя отрицательных видеоимпульсов на три входа.

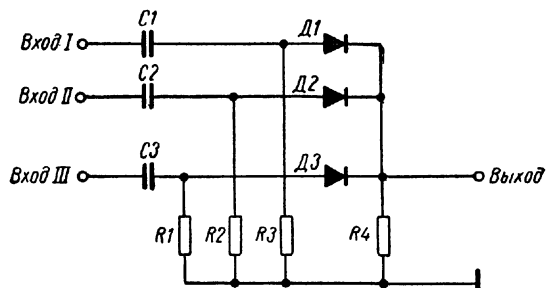


Рис. 1-89. Принципиальная схема диодного смесителя положительных видеоимпульсов на три входа.

Принципиальные схемы 1-86—1-89 имеют следующие основные электрические характеристики:

Максимальная амплитуда на входах I, II, III, в	25,00
Длительность импульсов, мксек, не менее	0,50
» фронта импульсов, мксек, не более	0,10
» спада импульсов, мксек, не более	0,10
Коэффициент передачи не менее	0,95
Время восстановления схемы, мксек	1,00

Таблица 1-45

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1—R4	Сопротивление УЛМ-0,12-10 ком-II	10 ком	4
C1—C3	Конденсаторы МБМ-160-0,1-II	0,1 мкф	3
D1—D3	Диод Д9Е	—	3

Амплитудная характеристика рассматриваемых смесителей (рис. 1-90) снята при частоте следования 10 кГц, активной нагрузке 100 ком и емкостной нагрузке 50 пф.

Анализ амплитудной характеристики подтверждает практически линейную зависимость между входным и выходным сигналами. Однако, учитывая некоторую нелинейность в нижнем участке характеристики, можно рекомендовать минимальную амплитуду входного сигнала 5 в.

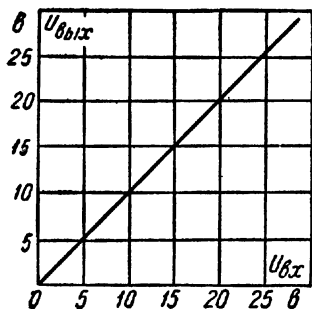


Рис. 1-90. Амплитудная характеристика диодного смесителя видеоимпульсов (принципиальные схемы 1-86—1-89).

Нагрузочная характеристика рассматриваемых смесителей приведена на рис. 1-91. При сопротивлении нагрузки около 1 ком величина выходного сигнала составляет только половину входного. Начиная приблизительно с 10 ком, сопротивление нагрузки практически не сказывается на выходном сигнале. Поэтому величину 10 ком можно рекомендовать в качестве исходной.

Диодно-транзисторный смеситель видеоимпульсов является дальнейшей модификацией диодных смесителей. Он отличается тем, что обычная диодная часть смесителя нагружена на эмиттерный повторитель, который служит, во-первых, для усиления видеоимпульсов, а во-вторых, развязывает

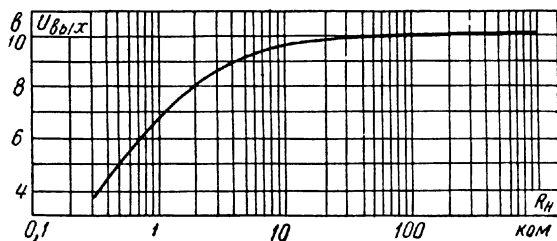


Рис. 1-91. Нагрузочная характеристика диодного смесителя видеоимпульсов (принципиальные схемы 1-86—1-89).

входные и выходные цепи. Логическая операция, так же как и в схемах 1-86—1-89, осуществляется в диодной части. Принципиальные схемы диодно-транзисторного смесителя для отрицательных и положительных входных видеоимпульсов показаны на рис. 1-92—1-95, перечень элементов для принципиальных схем 1-92 и 1-93 приведен в табл. 1-46, а для принципиальных схем 1-94 и 1-95 — в табл. 1-47.

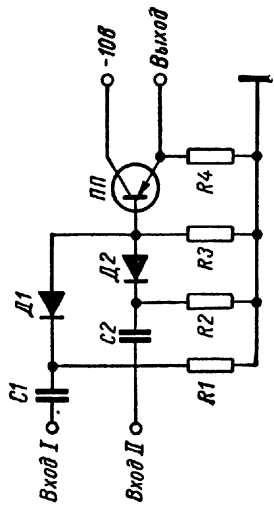


Рис. 1-92. Принципиальная схема диодно-транзисторного смесителя отрицательных видеопульсов на два входа.

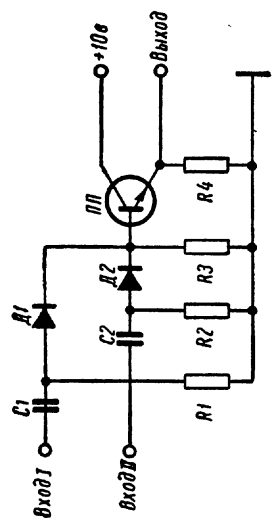


Рис. 1-93. Принципиальная схема диодно-транзисторного смесителя положительных видеопульсов на два входа.

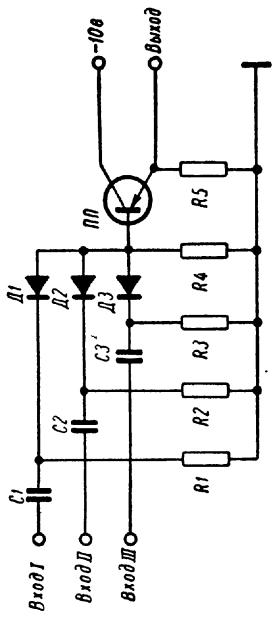


Рис. 1-94. Принципиальная схема диодно-транзисторного смесителя отрицательных видеопульсов на три входа.

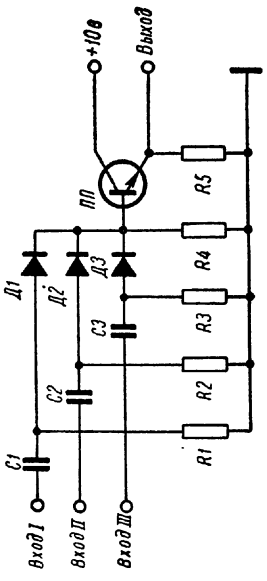


Рис. 1-95. Принципиальная схема диодно-транзисторного смесителя положительных видеопульсов на три входа.

Таблица 1-46

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1—R3</i>	Сопротивление УЛМ-0,12-10 ком-II .	10 ком	3
<i>R4</i>	» УЛМ-0,12-620 ом-II .	620 ом	1
<i>C1—C2</i>	Конденсатор МБМ-160-0,1-II	0,1 мкф	2
<i>D1—D2</i>	Диод Д9Е	—	3
<i>ПП *</i>	Транзистор П403	—	1

* Для принципиальной схемы 1-93 вместо транзистора П403 включается транзистор П11.

Таблица 1-47

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1—R4</i>	Сопротивление УЛМ-0,12-10 ком-II .	10 ком	4
<i>R5</i>	» УЛМ-0,12-620 ом-II .	620 ом	1
<i>C1—C3</i>	Конденсатор МБМ-160-0,1-II	0,1 мкф	3
<i>D1—D3</i>	Диод Д9Е	—	3
<i>ПП *</i>	Транзистор П403	—	1

* Для принципиальной схемы 1-95 вместо транзистора П403 включается транзистор П11.

Входной сигнал, поступая на один из диодов, проходит через него, запирает остальные диоды и поступает на эмиттерный повторитель. При поступлении сигналов на второй (и третий) диод на суммирующем сопротивлении *R3* (*R4*) происходит смешение сигналов в один результирующий, который и поступает на вход эмиттерного повторителя.

Выходной сигнал снимается с сопротивления нагрузки *R4* (*R5*). Необходимо отметить, что включение транзистора по схеме эмиттерного повторителя оставляет фазу входного сигнала неизменной. Электрические характеристики смесителей, снятые при активной нагрузке на выходе 500 ом и емкостной нагрузке 200 пф, таковы:

Максимальная амплитуда импульсов на входе, <i>v</i>	6,0
Длительность импульсов, <i>мксек</i> , не менее	0,5
» фронта импульсов на выходе, <i>мксек</i> , не более	0,2
Длительность спада импульсов на выходе, <i>мксек</i> , не более	0,5
Коэффициент передачи	0,8

Амплитудная характеристика для этих смесителей снята при тех же параметрах нагрузки и приведена на рис. 1-96. Она имеет линейный характер до момента, когда входной сигнал перегру-

жает схему. Такой величиной входного сигнала, судя по характеристике, является 8—9 в. Однако, чтобы не допустить перехода смесителя в критический режим, максимальная амплитуда входного сигнала не должна превышать 6—7 в.

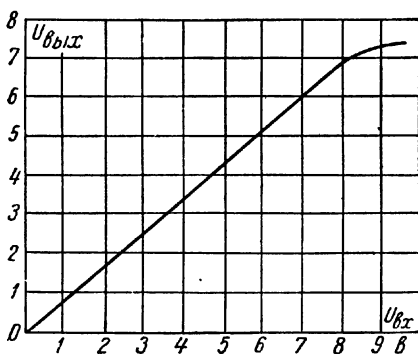


Рис. 1-96. Амплитудная характеристика диодно-транзисторного смесителя видеосигналов (принципиальные схемы 1-92—1-95).

Из нагрузочной характеристики смесителей (рис. 1-97) видно, что оптимальная величина сопротивления нагрузки

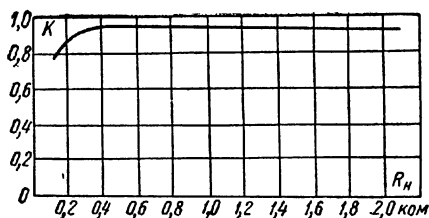


Рис. 1-97. Нагрузочная характеристика диодно-транзисторного смесителя видеосигналов (принципиальные схемы 1-92—1-95).

составляет 400—600 ом, так как при ней обеспечивается максимальная величина выходного сигнала. При $R_n < 400$ ом амплитуда на выходе начинает быстро падать. При $R_n > 600$ ом амплитудное значение выходного сигнала уменьшается незначительно, достигая при $R_n = (2 \div 2,2)$ ком 0,9 величины входного сигнала.

1-7. Схемы совпадений (Временные селекторы)

Схемы совпадений широко применяются в многоканальной радиосвязи, в радиолокации, в системах опознавания, для устранения или ослабления помех, а также в счетно-решающих устройствах и устройствах автоматического слежения. Принцип работы схемы совпадений поясняется рис. 1-98 и 1-99.

В исходном состоянии электронная лампа заперта, так как первая и вторая сетки находятся под отрицательным потенциалом. При одновременной подаче на обе сетки импульсов положительной полярности, амплитуды которых превышают соответствующие напряжения смещения, лампа отпирается и на нагрузке появляется импульс отрицательной полярности, который может быть

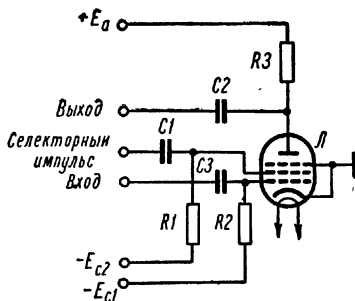
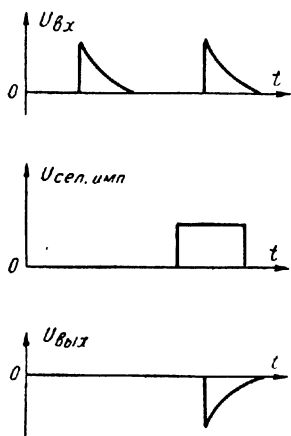


Рис. 1-98. Схема совпадений на электронной лампе.

передан в другие цепи. При подаче импульсов только на один вход лампа не открывается и выходного импульса не образуется. В свою очередь появление только одного селекторного импульса



не сможет отпереть лампу, что исключает ложное срабатывание схемы совпадений от действия селекторного импульса.

Лампа может быть заперта и по антидинатронной сетке. При этом необходимая для отпирания лампы амплитуда селекторного импульса будет значительно меньше.

Рассмотрим типовые схемы временных селекторов.

Рис. 1-99. Временные диаграммы напряжений на входе и выходе схемы совпадений.

1. Временные селекторы на электронных лампах

Схема временного селектора (рис. 1-100) собрана на лампе 6Ж2Б и предназначена для работы в логических схемах счетно-решающих устройств.

Запуск схемы осуществляется подачей импульсов на управляющую и антидинатронную сетки. Отрицательное смещение на

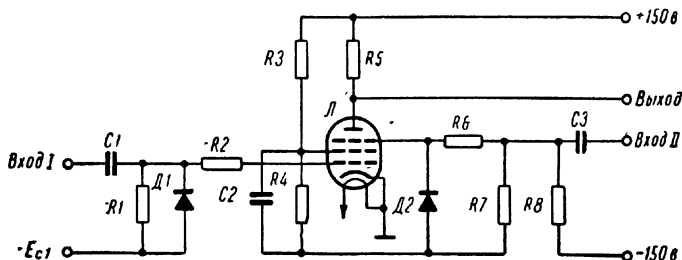


Рис. 1-100. Принципиальная схема лампового временного селектора.

сетках рекомендуется устанавливать равным амплитуде входного сигнала. При одновременном появлении на I и II входах положительных импульсов лампа отпирается и на нагрузке (выход) схемы появляется импульс совпадения отрицательной полярности. Для того чтобы входные импульсы не превышали по амплитуде напряжения смещения, в цепь антидинатронной сетки вклю-

чен параллельный диодный ограничитель. В схему введен сменный элемент — сопротивление $R5$. Повышение величины этого сопротивления позволяет получить большую амплитуду выходного напряжения. Схема допускает работу и в режиме антисопадений. В этом случае напряжение смещения на антидинаatronную сетку не подается.

Перечень элементов принципиальной схемы 1-100 временного селектора приведен в табл. 1-48.

Таблица 1-48

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление МЛТ-0,5-220 ком-II	220,0 ком	1
$R2$	» МЛТ-0,5-6,2 ком-II	6,2 »	1
$R3$	» МЛТ-0,5-24 ком-II	24,0 »	1
$R4$	» МЛТ-0,5-120 ком-II	120,0 »	1
$R5$	»	Сменный	1
$R6$	» МЛТ-0,5-6,2 ком-II	6,2 ком	1
$R7$	» МЛТ-0,5-47 ком-II	47,0 »	1
$R8$	» МЛТ-0,5-680 ком-II	680,0 »	1
$C1$	Конденсатор БГМТ-2а-400-0,01-II	0,01 мкф	1
$C2$	» БГМТ-2а-400-0,05-II	0,05 »	1
$C3$	» БГМТ-2а-400-0,01-II	0,01 »	1
$L1$	Лампа 6Ж2Б	—	1
$D1—D2$	Диод Д101А *	—	2

* Вместо диода Д101А можно применять диод Д103. При этом величина входного сигнала не должна превышать 10—25 в.

В зависимости от величины сопротивления $R5$ схема имеет следующие основные электрические характеристики:

	Для $R5=1,8$ ком	Для $R5=3,9$ ком
Амплитуда входных импульсов на первой сетке, в	4—80	4—80
Амплитуда входных импульсов на третьей сетке, в	10—80	10—80
Длительность импульса на первой и третьей сетках, мксек	0,4±10	0,4±10
Входное сопротивление, ком	3	2
Амплитуда выходных импульсов, в	20	35
Минимальное разрешающее время, мксек	0,1	0,2
Максимальное уменьшение выходного напряжения при селектировании во времени, %	10	10

На рис. 1-101 и 1-102 приведены соответственно амплитудные и нагрузочные характеристики. Сравнение двух характеристик, снятых при различных значениях сопротивления анодной на-

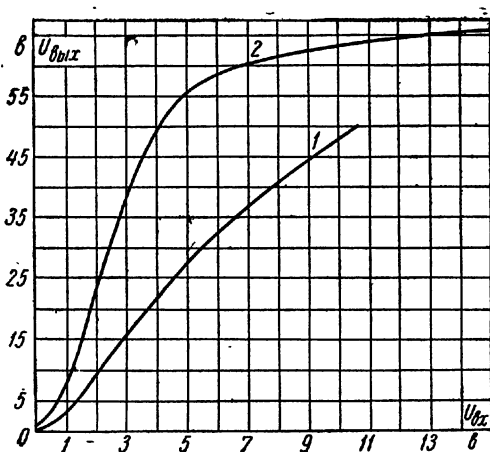


Рис. 1-101. Амплитудные характеристики временного селектора (принципиальная схема 1-100).

1 — при $R_5 = 1,8 \text{ ком}$; 2 — при $R_5 = 3,9 \text{ ком}$;
 $U_{\text{вх II}} = 10 \text{ в}$; $F_c = 10 \text{ кГц}$; $\tau_{\text{вх I}} = \tau_{\text{вх II}} = 2 \text{ мксек}$.

грузки R_5 , показывает, что при одном и том же значении входного сигнала величина выходного напряжения в случае, когда $R_5 = 3,9 \text{ ком}$, больше (почти в два раза).

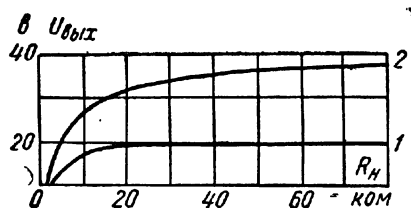


Рис. 1-102. Нагрузочные характеристики временного селектора (принципиальная схема 1-100).

1 — при $R_5 = 1,8 \text{ ком}$; 2 — при $R_5 = 3,9 \text{ ком}$.

Из нагрузочной характеристики видно, что для вариантов $R_5 = 1,8 \text{ ком}$ с ростом сопротивления нагрузки, начиная от 20 ком , величина выходного сигнала изменяется очень незначительно. И наоборот, при значениях менее 20 ком амплитуда выходного сигнала резко падает. При $R_5 = 3,9 \text{ ком}$ для обеспечения нормальной работы схемы требуется сопротивление нагрузки брать значительно большим (около $70\text{--}80 \text{ ком}$).

На рис. 1-103 приведена временная характеристика описанного временного селектора, снятая при частоте следования импульсов 10 кГц . По этой характеристике можно судить, насколько временной сдвиг между входным и селектирующим сигналами влияет на амплитуду выходного сигнала.

В аналогичной схеме временного селектора (рис. 1-104) используется лампа 6Ж10Б. Для обеспечения постоянства режима схемы при изменении скважности входных импульсов в цепях первой и третьей сеток применена привязка по уровню снизу. Для общей стабилизации работы схемы в цепь второй сетки введена отрицательная обратная связь по току. Перечень элементов принципиальной схемы этого временного селектора приведен в табл. 1-49.

В некоторых случаях требуется расширить полосу пропускания за счет некоторого уменьшения амплитуды выходного сигнала. Принципиальная схема такого временного селектора отличается от предыдущей только введением цепочки коррекции

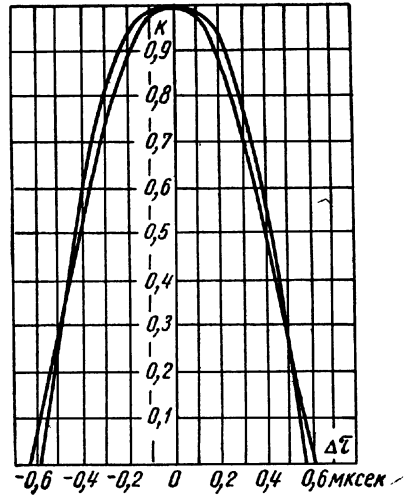


Рис. 1-103. Временная характеристика временного селектора (принципиальная схема 1-100).

$$k = \frac{U}{U_0}; U_0 - \text{амплитуда выходного сигнала при } \Delta\tau = 0.$$

амплитудно-частотной характеристики (рис. 1-105). В этой схеме сопротивление $R3$ выбирается равным $2,2 \text{ ком}$, а величина индуктивности корректирующего дросселя — около 50 мкгн . Остальные элементы такие же, что и в предыдущей схеме временного селектора.

Таблица 1-49

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление МЛТ-0,5-820 ком-II	820 ком	1
$R2$	» МЛТ-0,5-3 ком-II	3 »	1
$R3$	» МЛТ-0,5-10 ком-II	10 »	1
$R4$	» МЛТ-0,5-820 ком-II	820 »	1
$C1$	Конденсатор БГМТ-2а-400-0,05-II	0,01 мкф	1
$C2$	» БГМТ-2а-400-0,05-II	0,05 »	1
L	Лампа 6Ж10Б	—	1
$D1-D2$	Диод Д101А *	—	2

* Можно применять диоды Д102, Д103 и Д104А.

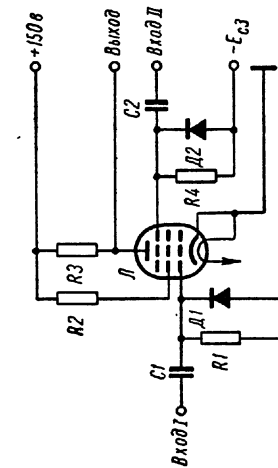


Рис. 1-104. Принципиальная схема лампы-вого временного селектора.

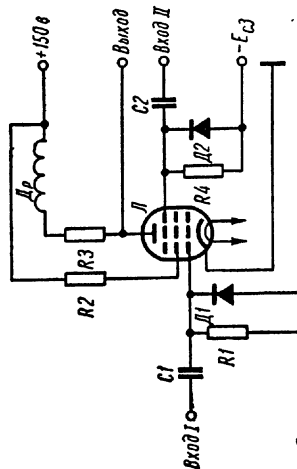


Рис. 1-105. Принципиальная схема временного селектора с коррекцией амплитудно-частотной характеристики.

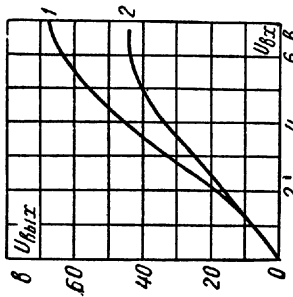


Рис. 1-106. Амплитудные характеристики временных селекторов (принципиальные схемы 1-104 и 1-105).

1 — для схемы 1-104; 2 — для схемы 1-105.

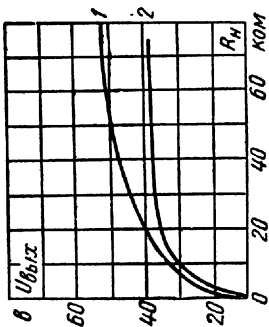


Рис. 1-107. Нагрузочные характеристики временных селекторов.

1 — для схемы 1-104; 2 — для схемы 1-105.

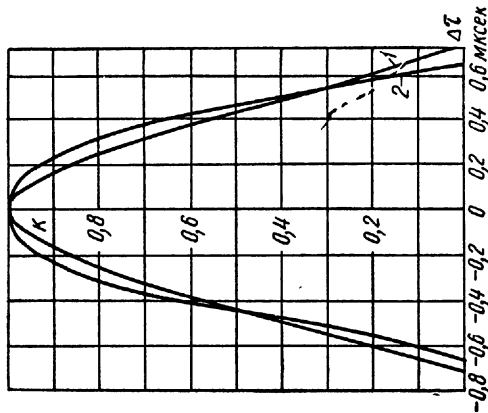


Рис. 1-108. Временные характеристики временных селекторов.

1 — для схемы 1-104; 2 — для схемы 1-105.

Электрические характеристики обеих схем таковы:

Амплитуда импульса на входе I и входе II, в	5—50
Длительность импульса на входе I, мксек	2—50
» » » » II, мксек:	
для схемы 1-104	2—500
» » 1-105	0,2—500
Максимальное уменьшение выходного напряжения при селектировании во времени, %	10
Амплитуда выходных импульсов, в, не менее:	
для схемы 1-104	50
» » 1-105	20
Минимальное разрешающее время, мксек:	
для схемы 1-104	0,5
» » 1-105	0,15

На рис. 1-106 и 1-107 приведены соответственно амплитудные и нагрузочные характеристики, позволяющие устанавливать оптимальные соотношения между входным и выходным сигналами и выбирать оптимальную величину сопротивления нагрузки. На рис. 1-108 приведены временные характеристики обеих схем. С их помощью удобно определять коэффициент усиления селектора в зависимости от сдвига во времени импульсов на входе I и входе II.

2. Транзисторные временные селекторы

Диодно-транзисторные временные селекторы предназначены для временного селектирования двух или трех однополярных импульсов. Принципиальные схемы диодно-транзисторных временных селекторов для положительных входных импульсов представлены на рис. 1-109 и 1-110, а для отрицательных входных импульсов — на рис. 1-111 и 1-112. Перечень элементов для принципиальных схем 1-109 и 1-111 приведен в табл. 1-50, а для принципиальных схем 1-110 и 1-112 — в табл. 1-51.

Таблица 1-50

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,5-4,7 ком	4,7 ком	1
R2	» МЛТ-0,5-620 ом-I	620 ом	1
R3	» МЛТ-0,5-6,2 ком-I	6,2 ком	1
C1—C2	Конденсатор КЛС-1-Н-33000±10%	33 000 пф	2
D1—D2	Диод Д9В	—	2
ПП	Транзистор П11 * или П403 **	—	1

* Для схемы 1-109.

** Для схемы 1-111.

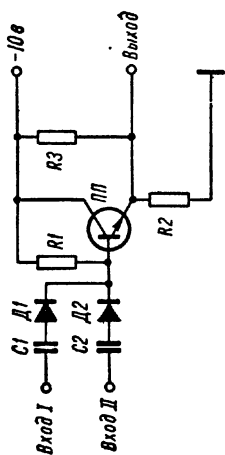


Рис. 1-109. Принципиальная схема диодно-транзисторного временного селектора положительных импульсов на два входа.

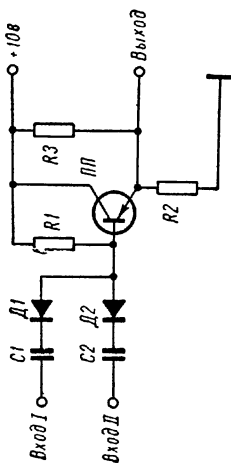


Рис. 1-111. Принципиальная схема диодно-транзисторного временного селектора отрицательных импульсов на два входа.

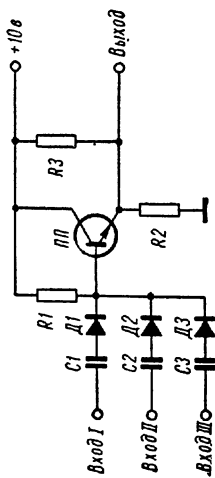


Рис. 1-110. Принципиальная схема диодно-транзисторного временного селектора положительных импульсов на три входа.

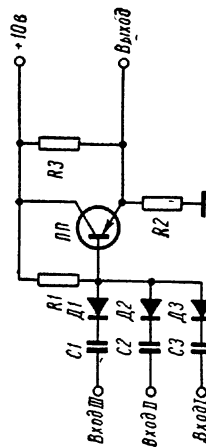


Рис. 1-112. Принципиальная схема диодно-транзисторного временного селектора отрицательных импульсов на три входа.

Таблица 1-51

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
<i>R1</i>	Сопротивление МЛТ-0,5-6,2 ком-I . .	6,2 ком	1
<i>R2</i>	» МЛТ-0,5-620 ом-I	620 ом	1
<i>R3</i>	» МЛТ-0,5-6,2 ком-I	6,2 ком	1
<i>C1—C3</i>	Конденсатор КЛС-1-Н-33000±10% . .	33 000 пф	3
<i>Д1—Д3</i>	Диод Д9Д	—	3
<i>ПП</i>	Транзистор П11 * или П403 **	—	1

* Для схемы 1-110.

** Для схемы 1-112.

Принцип работы всех четырех схем одинаков. Процесс селектирования осуществляется в диодной части схем. Транзисторная часть используется для усиления мощности и для развязки между входными и выходными цепями.

При отсутствии входных импульсов потенциал на выходе диодной части практически равен нулю. При одновременной подаче сигналов на все входы на выходе диодной части схемы появляется селекторный импульс.

Если амплитуды всех входных импульсов одинаковы, то селекторный импульс имеет ту же амплитуду, что и входные сигналы. Если входные импульсы имеют различные амплитуды, то величина выходного сигнала определяется меньшей из них. Недостатком таких схем является их малое входное сопротивление. Поэтому входные импульсы необходимо подавать через эмиттерные повторители. К недостаткам следует отнести также возможность получения ложного селекторного сигнала на выходе схемы. Для уменьшения величины ложного селекторного сигнала, который может возникнуть при отсутствии входного импульса хотя бы на одном из входов, в эмиттерную цепь транзисторной части схемы вводится при помощи делителя *R2* и *R3* некоторое запирающее напряжение. При этом амплитуда ложного сигнала снижается до 0,15—0,3 в. Применяя в диодной части схемы диоды типа Д9А—Д9Ж, величину ложного сигнала можно уменьшить еще на 20—25 %.

Схемы имеют следующие основные электрические характеристики:

Амплитуда входных импульсов, в, не более	6,00
Длительность входных импульсов, мксек:	
для схем 1-109 и 1-110 не менее	3,00
» » 1-111 и 1-112 » »	0,50
Ухудшение длительности фронта выходного импульса, мксек:	
для схем 1-109 и 1-110	0,20
» » 1-111 и 1-112	0,10

Ухудшение длительности спада выходного импульса, мксек:	
для схем 1-109 и 1-110	0,40
» » 1-111 и 1-112	0,15
Максимальный перепад плоской части выходных импульсов, %	15,0
Минимальное разрешающее время, мксек:	
для схем 1-109 и 1-110	0,35
» » 1-111 и 1-112	0,20
Коэффициент передачи напряжения при селектировании во времени, %, не менее	80
Отношение ложного сигнала на выходе к полезному выходному:	
для схемы 1-109 и 1-110 не более	10
» » 1-111 и 1-112 » » 	6

Величину ложного сигнала можно уменьшить за счет некоторого ухудшения коэффициента передачи напряжения. Для этого необходимо несколько уменьшить сопротивление $R3$. Снижая величину $R3$ с 6,2 до 4,7 ком, можно уменьшить амплитуду ложного сигнала почти вдвое, при этом потеря в коэффициенте пере-

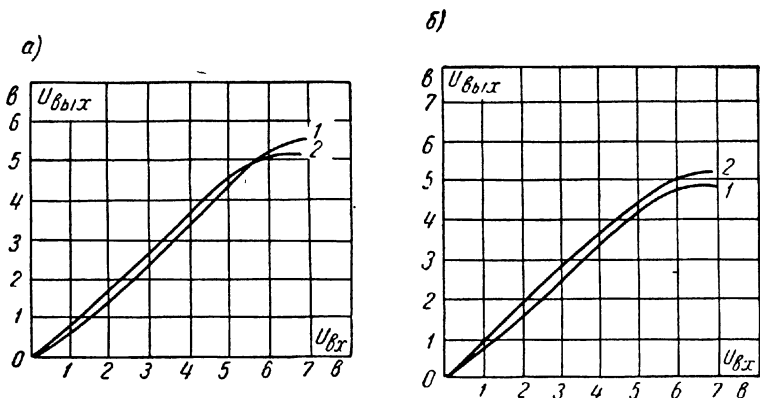


Рис. 1-113. Амплитудные характеристики диодно-транзисторных временных селекторов: а — для схем 1-104 и 1-110; б — для схем 1-111 и 1-112.

1 — при $R3 = 4,7$ ком; 2 — при $R3 = 6,2$ ком.

дачи напряжения при селектировании составит только 5% сравнительно с установленной ранее, т. е. коэффициент уменьшится до 75%. Дальнейшее уменьшение величины $R3$ нецелесообразно, так как хотя при этом и будет уменьшаться амплитуда ложного сигнала, но вместе с тем будет резко падать коэффициент передачи напряжения.

Для более исчерпывающей оценки достоинств схем и правильного выбора необходимых электрических параметров на рис. 1-113, 1-114, и 1-115 приводятся их амплитудные, нагрузочные и временные характеристики.

Амплитудная характеристика для всех схем практически линейна до $U_{вх} = 6$ в. Небольшие расхождения в характеристиках при различных значениях $R3$ объясняются, как было отмечено выше, уменьшением коэффициента передачи напряжения за счет выигрыша в ослаблении ложного сигнала.

Из нагрузочной характеристики (рис. 1-114) видно, что уже при $R_n \geq 600$ ом влияние нагрузки практически не сказывается на выходном сигнале временного селектора. Поэтому при выборе сопротивления нагрузки необходимо учитывать, что оно должно быть не менее 500—600 ом.

Временная характеристика показывает, что относительный сдвиг по времени между $\tau_{вхI}$ и $\tau_{вхII}$ для схем 1-111 и 1-112 в значительно меньшей степени сказывается на амплитуде выходного сигнала, чем для схем 1-109 и 1-110.

Транзисторные временные селекторы, принципиальные схемы которых приведены на рис. 1-116 и 1-117, предназначены для временной селекции двух однополярных импульсов (отрицательных длительностью более 0,5 мксек и положительных — более 2 мксек при амплитуде входных импульсов до 6 в). Перечень элементов, входящих в схемы, приведен в табл. 1-52.

Таблица 1-52

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление УЛМ-0,12-1 ком-II . . .	1,0 ком	1
$R2$	» УЛМ-0,12-800 ком-II . . .	800,0 »	1
$R3$	» УЛМ-0,12-560 ом-II . . .	560 ом	1
$R4$	» МЛТ-0,5-2,4 ком-II . . .	2,4 ком	1
$R5$	» УЛМ-0,12-1,0 ком-II . . .	1,0 »	1
$C1-C2$	Конденсатор МБМ-160-0,05-II . . .	0,05 мкф	2
ПП1—ПП2	Транзистор П403 * или П11 ** . . .	—	2

* Для схемы 1-117.

** Для схемы 1-116.

Импульсы одинаковой полярности подаются на вход I и вход II. Только при одновременной подаче этих сигналов на выходе схемы появляется селекторный импульс. Несомненное достоинство схемы заключается в том, что транзисторы выполняют роль не только ключей временного селектора, но и одновременно усиливают селектируемые сигналы. Как недостаток можно отметить малую величину сопротивления каждого входа схемы. Поэтому необходимо входные импульсы подавать через эмиттерные повторители. Для запираания схемы в эмиттерную цепь обоих триодов при помощи делителя, состоящего из сопротивлений $R2$ и

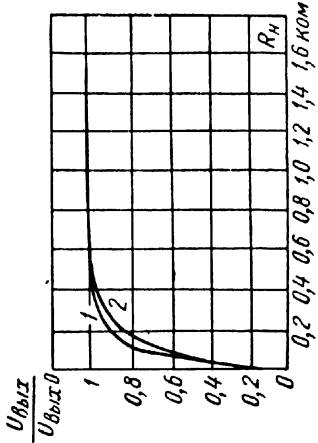


Рис. 1-114. Нагрузочные характеристики диодно-транзисторных временных селекторов.

1 — для схем 1-109 и 1-110; 2 — для схем 1-111 и 1-112.

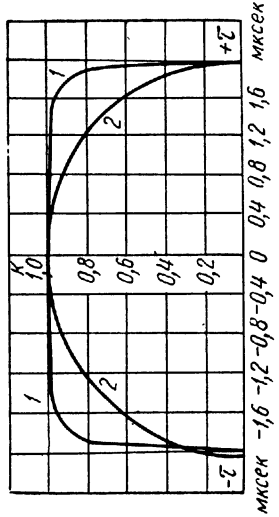


Рис. 1-115. Временные характеристики диодно-транзисторных временных селекторов.

1 — для схем 1-111 и 1-112; 2 — для схем 1-109 и 1-110; $k = \frac{U'}{U_0}$; U_0 — амплитуда выходного сигнала при $\tau = 0$.

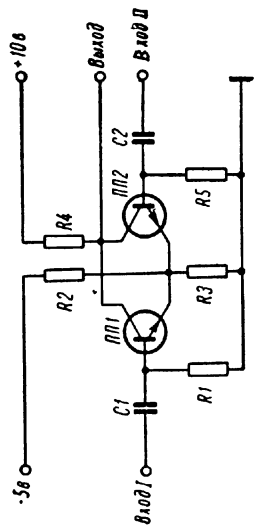


Рис. 1-116. Принципиальная схема транзисторного временного селектора для положительных импульсов.

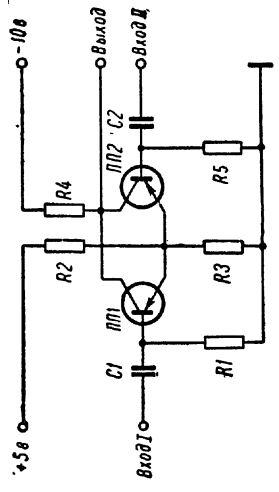


Рис. 1-117. Принципиальная схема транзисторного временного селектора для отрицательных импульсов.

R_3 , подается некоторое запирающее напряжение. Потребность в отдельном источнике напряжения смещения также является недостатком схемы временного селектора.

Схемы временного селектора имеют следующие основные электрические характеристики:

Максимальная амплитуда входных импульсов, в	6,00
Длительность входных импульсов, мксек :	
для схемы 1-117 не менее	2,00
» » 1-116 » »	0,50
Ухудшение длительности фронта выходного импульса, мксек :	
для схемы 1-117	0,40
» » 1-116	0,10
Ухудшение длительности спада выходного импульса, мксек :	
для схемы 1-117	0,75
» » 1-116	0,15
Минимальное разрешающее время, мксек :	
для схемы 1-117	0,60
» » 1-116	0,20
Амплитуда выходных импульсов, в , не более	9,00
Амплитуда ложного сигнала, в :	
для схемы 1-117	0,15
» » 1-116	0,10
Сопrotивление каждого входа схемы, ом	100,00

На рис. 1-118 приведены амплитудные, а на рис. 1-119 и 1-120 — соответственно нагрузочные и временные характеристики.

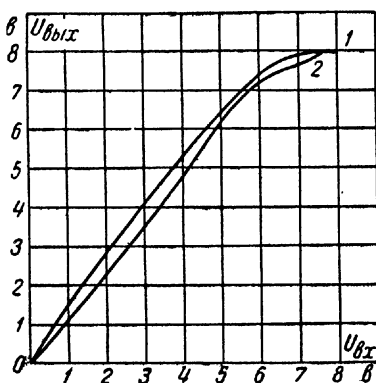


Рис. 1-118. Амплитудные характеристики транзисторных временных селекторов.

1 — для схемы 1-117; 2 — для схемы 1-116.

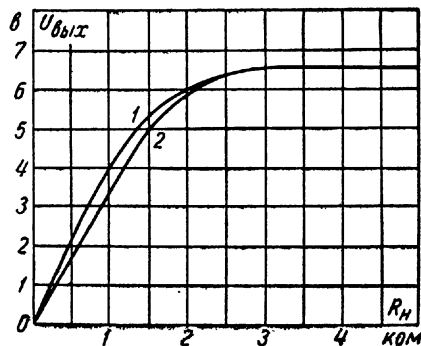


Рис. 1-119. Нагрузочные характеристики транзисторных временных селекторов.

1 — для схемы 1-117; 2 — для схемы 1-116.

Амплитудная характеристика, устанавливающая зависимость между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$, практически линейна до максимального значения $U_{\text{вх}} \approx 6 \text{ в}$.

Нагрузочная характеристика позволяет оценить влияние сопротивления нагрузки на амплитуду выходного сигнала. Как видно из характеристики, для обеспечения нормальной работы

временного селектора сопротивление нагрузки должно быть не менее 2—2,5 ком.

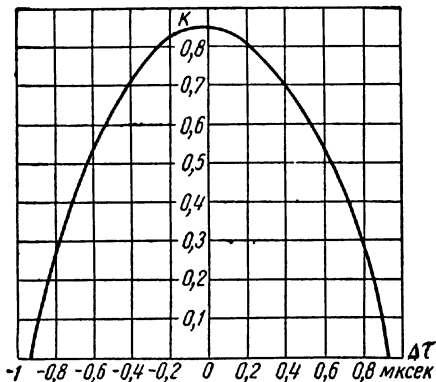


Рис. 1-120. Временная характеристика транзисторных временных селекторов (принципиальные схемы 1-116 и 1-117).

Временная характеристика дает представление о влиянии временного сдвига между входным и селектирующим импульсами на величину выходного сигнала. Из характеристики видно, что уже при $\Delta\tau = 0,6$ мксек амплитуда выходного сигнала составляет только половину своего максимального значения. Поэтому желательно, чтобы временной сдвиг был по возможности минимальным (около $\pm 0,2$ мксек).

1-8. Повторители импульсных напряжений

Повторители импульсных напряжений нашли применение в тех случаях, когда требуется согласование высокоомного выхода одного импульсного устройства с низкоомным входом другого. Теория и принцип работы повторителей достаточно подробно рассмотрены в [Л. 1, 2, 3].

В зависимости от преобразовательного элемента различают катодные и эмиттерные повторители. Как в тех, так и в других величина выходного сопротивления обратно пропорциональна крутизне преобразователя, т. е. не превышает нескольких сотен омов. Такое малое выходное сопротивление определяет большую крутизну фронта выходного импульса повторителя. Коэффициент усиления повторителей всегда меньше 1. Другим важным свойством повторителей является малая величина входной емкости. Учитывая это, повторители можно рекомендовать также в тех случаях, когда требуется значительно снизить влияние емкостной нагрузки на источник импульсного напряжения.

Рассмотрим типовые схемы повторителей импульсных напряжений.

1. Катодные повторители

Рекомендуемые катодные повторители предназначены для согласования высокоомной и низкоомной нагрузок импульсных устройств, работающих в диапазоне импульсов длительностью

от 0,4 до 2000 мксек. Принципиальная схема катодного повторителя для положительных импульсов приведена на рис. 1-121.

Катодный повторитель собран на лампе серии «дробь». В цепи катода включено сопротивление $R3$, с которого снимается входной сигнал. Если катодный повторитель используется еще и в качестве ограничителя, то в сеточную цепь необходимо подать напряжение отрицательного смещения $E_{см}$, обеспечивающее ограничение выходных импульсов. Перечень элементов принципиальной схемы катодного повторителя приведен в табл. 1-53. Для получения различных выходных параметров катодного повторителя введены два сменных элемента: сопротивление $R3$ и лампа L . Номинальные значения сменных элементов и соответствующие им выходные параметры даны в табл. 1-54.

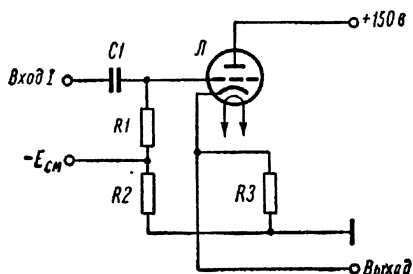


Рис. 1-121. Принципиальная схема катодного повторителя для положительных импульсов.

Таблица 1-53

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление МЛТ-0,5-470 ком-I	470 ком	1
$R2$	Сопротивление	Сменное	1
$C1$	Конденсатор БГМТ-2а-400-0,1-II	0,01 мкф	1
L	Лампа	Сменная	1

Таблица 1-54

Номинальное значение сопротивления $R3$, ком	Максимальная амплитуда входящих импульсов, в	Коэффициент передачи напряжения	Полоса пропускания при $C_H = 50$ пф, Мгц	Выходное сопротивление, ом, не более	Тип электронной лампы
0,43	6,5	0,60	10,0	100	6С6Б
1,20	14,0	0,75	6,5	100	
2,40	25,0	0,80	4,0	200	
4,30	40,0	0,80	3,0	200	
10,00	60,0	0,85	1,5	700	
0,43	7,0	0,55	10,0	100	6Н16Б
1,20	15,0	0,70	7,0	100	
2,40	30,0	0,80	4,0	250	
4,30	50,0	0,85	3,0	250	
10,00	65,0	0,85	1,5	750	

Необходимо учитывать, что при подаче на вход повторителя положительных импульсов, амплитуда которых превышает максимально допустимые значения, повторитель начинает работать с сеточными токами и вносит существенные искажения в форму импульса. Входное сопротивление повторителя укладывается в диапазон 370—600 ком. Его амплитудная характеристика в диапазоне, ограниченном максимально допустимыми величинами входных импульсов, линейна.

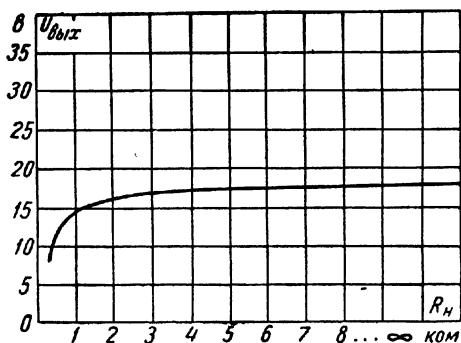


Рис. 1-122. Нагрузочная характеристика катодного повторителя (принципиальная схема 1-121).

Характеристика для входного сигнала с амплитудой 20 в. Очевидно, что уже при сопротивлении нагрузки более 3 ком амплитуда выходных импульсов не зависит от последней.

Схема другого катодного повторителя для отрицательных импульсов (рис. 1-123) отличается от предыдущей лишь способом подачи автоматического смещения. Перечень элементов этой принципиальной схемы представлен в табл. 1-55.

Для получения различных выходных параметров в схему катодного повторителя, как это видно из таблицы, устанавливаются сменные элементы R_2 , R_3 и L (табл. 1-56).

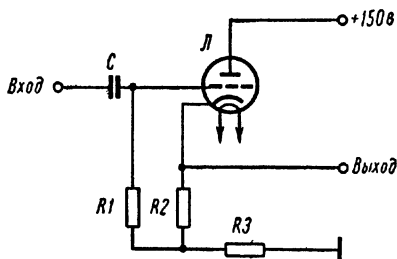


Рис. 1-123. Принципиальная схема катодного повторителя для отрицательных импульсов.

Таблица 1-55

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R_1	Сопротивление МЛТ-0,5-470 ком-II	470 ком	1
R_2	Сопротивление	Сменное	1
R_3	Сопротивление	»	1
C	Конденсатор БГМТ-2а-400-0,01-II	0,01 мкф	1
L	Лампа	Сменная	1

Таблица 1-56

Номинальное значение сопротивления, ком		Максимальная амплитуда входного импульса, в	Коэффициент передачи напряжения	Входное сопротивление, Мом, не более	Выходное сопротивление, ом, не более	Тип электронной лампы
R2	R3					
430	0,43	10	0,60	0,3—0,5	200—450	6С6Б
430	1,20	16	0,65	0,5—1,0	200—450	
390	2,40	22	0,75	0,8—1,0	200—450	
390	4,30	29	0,85	1,4—2,3	200—450	
160	10,00	65	0,90	2,5—4,5	200—450	
430	0,43	9	0,60	0,2—0,5	150—300	6Н16Б
430	1,20	14	0,65	0,4—1,2	150—300	
390	2,40	18	0,75	0,7—2,1	150—300	
390	4,30	25	0,85	1,3—3,6	150—300	
160	10,00	60	0,90	6,5—7,0	150—300	

На рис. 1-124 приведена нагрузочная характеристика катодного повторителя при уровне входного сигнала 40 в. Наличие такой характеристики позволяет выбрать оптимальный режим для трансформации импульсов.

2. Эмиттерные повторители

Эмиттерный повторитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 1-125, предназначен для передачи отрицательных импульсов длительностью от 0,25 до 2500 мксек и для согласования высокоомной и низкоомной нагрузок. Повторитель собран на транзисторе П11. Перечень элементов принципиальной схемы представлен в табл. 1-57.

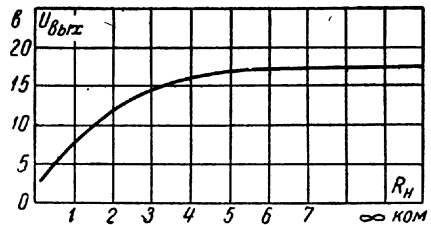


Рис. 1-124. Нагрузочная характеристика катодного повторителя (принципиальная схема 1-123).

Таблица 1-57

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление МЛТ-0,25-56 ком-I . . .	56,0 ком	1
R2	» МЛТ-0,25-4,7 ком-I . . .	4,7 »	1
R3	» МЛТ-0,25-620 ом-I . . .	620 ом	1
C1	Конденсатор	Сменный	1
П11	Транзистор П11	—	1

Для обеспечения указанного диапазона длительностей импульсов емкость сменного конденсатора $C1$ устанавливается в соответствии с табл. 1-58.

Таблица 1-58

Длительность передаваемых импульсов, мксек	Частота повторения, гц	Номинал емкости $C1$
0,25—1,0	1500	540 пф
1,0—5,0	1500	3 300 »
5,0—10	1500	10 000 »
10—50	1500	33 000 »
50—100	2000	0,05 мксф
100—200	1200	0,10 »
200—2500	80	10,00 »

Эмиттерный повторитель устойчиво работает при напряжении питания -10 в ($\pm 10\%$) и коэффициенте пульсации последнего не более 10% . Электрические характеристики повторителя таковы:

- Максимальная амплитуда импульсов на входе, в 6,0
- Входное сопротивление, ком 0,1
- Коэффициент передачи не менее 0,8
- Растягивание фронта импульсов, мксек, не более 0,15
- » спада импульсов, мксек, не более 0,15
- Коэффициент нелинейности амплитудной характеристики, % 10

Для определения правильного режима схемы на рис. 1-126 представлена зависимость относительного изменения входного сопротивления от сопротивления нагрузки.

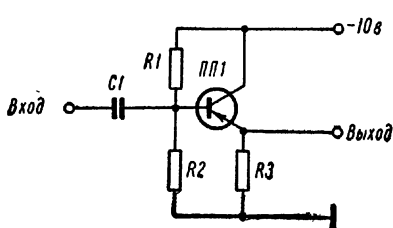


Рис. 1-125. Принципиальная схема эмиттерного повторителя для отрицательных импульсов.

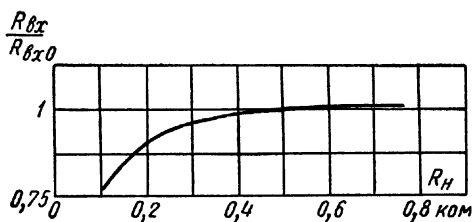
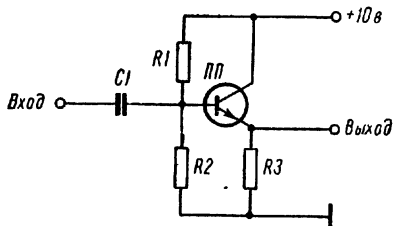


Рис. 1-126. Зависимость относительного изменения входного сопротивления от сопротивления нагрузки. $R_{вх0}$ — сопротивление при $R_n = 500$ ом (для схемы 1-125).

Несомненный интерес представляет другая схема эмиттерного повторителя (рис. 1-127), позволяющая передавать импульсы положительной и отрицательной полярности. Перечень элементов этой схемы приведен в табл. 1-59.

При наличии ряда сменных элементов можно создать множество разнообразных вариантов схем, удовлетворяющих различным требованиям. Сменный конденсатор $C1$ позволяет получить различные диапазоны длительностей трансформируемых импульсов (см. табл. 1-58).

Рис. 1-127. Принципиальная схема эмиттерного повторителя для положительных и отрицательных импульсов.



В зависимости от амплитуды и полярности передаваемых импульсов выбирают тип транзистора и величины сопротивлений $R1$, $R2$, $R3$ (табл. 1-60).

Таблица 1-59

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
$R1$	Сопротивление МЛТ-0,25	Сменное	1
$R2$	» МЛТ-0,25	»	1
$R3$	» МЛТ-0,25	»	1
$C1$	Конденсатор	Сменный	1
$ПП$	Транзистор	»	1

Таблица 1-60

Транзистор	Максимальная амплитуда импульса на входе, в	Входное сопротивление, ком	Полярность импульсов	Сопротивления, ком		
				$R1$	$R2$	$R3$
П16Б	2,5	4,2		6,2	10,0	620
	6,0	6,2		56,0	10,0	1000
	2,0	5,0		11,0	15,0	1000
П403	2,0	4,3		4,7	10,0	1000
	6,0	3,8		56,0	4,7	620
	7,0	6,6		56,0	10,0	1000
	1,5	2,8		11,0	15,0	1000

Схемы довольно устойчиво работают при напряжениях источника питания $+10$ в ($\pm 10\%$) и коэффициенте пульсации питающего напряжения не более 10% .

Электрические характеристики повторителя следующие:

Растягивание фронта импульса, мксек, не более	0,15
» спада » » » »	0,15
Коэффициент передачи не менее	0,8
» нелинейности амплитудной характеристики, %, менее	10

Для определения правильного режима схемы на рис. 1-128 представлена зависимость относительного изменения входного сопротивления от сопротивления нагрузки.

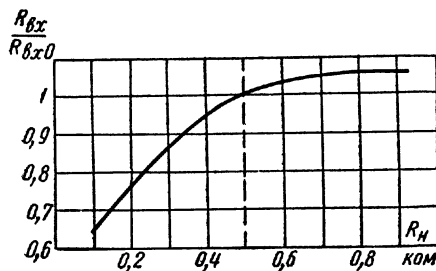


Рис. 1-128. Зависимость относительного изменения входного сопротивления от сопротивления нагрузки. $R_{вх0}$ — сопротивление при $R_n = 500$ ом (для схемы 1-127).

Эмиттерный повторитель, принципиальная схема которого

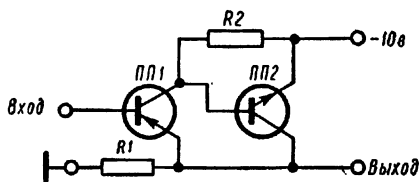


Рис. 1-129. Принципиальная схема эмиттерного повторителя с использованием двух транзисторов типа $p-n-p$ и $n-p-n$.

представлена на рис. 1-129, благодаря сочетанию транзисторов с $p-n-p$ - и $n-p-n$ -переходами позволяет получить при высокоомном входе низкоомный выход схемы. Перечень элементов принципиальной схемы приводится в табл. 1-61.

Схема работает при напряжении питания -10 в ($\pm 10\%$).

Таблица 1-61

Позиционное обозначение	Наименование и тип	Номинал	Количество
R1	Сопротивление УЛМ-0,12-6,6 ком-II	6,8 ком	1
R2	» МЛТ-0,5-2 ком-II	2,0 »	1
ПП1	Транзистор П14	—	1
ПП2	» П102	—	1

Электрические характеристики повторителя следующие:

Входное сопротивление, <i>ком</i> , не более	50,0
Выходное сопротивление, <i>ком</i> , не более	1;0
Длительность выходных импульсов, <i>мксек</i>	4—10
Максимальная амплитуда импульсов на входе, <i>в</i>	8,0
Полярность входных импульсов	Отрицательная
Затягивание фронта выходных импульсов, <i>мксек</i> , не более	0,5
Затягивание спада выходных импульсов, <i>мксек</i> , не более	3,0

Две последние характеристики эмиттерного повторителя свидетельствуют о том, что он может быть применен лишь в тех случаях, когда не требуется обеспечения повышенной крутизны передаваемого импульса.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

В этой главе рассмотрены некоторые типовые схемы усилителей низкой частоты, усилителей промежуточной частоты и видеоусилителей. Приведено несколько проверенных на практике схем усилителей постоянного тока, которые также могут быть рекомендованы в качестве типовых.

Поскольку некоторые из описанных устройств работают совместно с катодными (эмиттерными) повторителями, ограничителями и фазоинверторами, типовые схемы последних также включены в настоящую главу.

В тех случаях, когда описываемые устройства состоят из большого количества элементов, спецификация их показана непосредственно на принципиальных схемах.

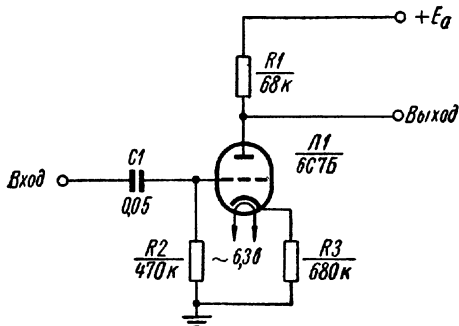
2-1. Усилители низкой частоты

Теория усилителей низкой частоты подробно освещена в [Л. 3, 4, 8]. Из большого количества разработанных схем авторы предлагают четыре типовые схемы однокаскадных и двухкаскадных усилителей.

1. Однокаскадные усилители низкой частоты

Ламповый однокаскадный усилитель низкой частоты, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-1, предназначен для предварительного усиления синусоидального напряжения низкой частоты в диапазоне от 20 *гц* до 100 *кгц*.

Усилитель собран на лампе 6С7Б по реостатной схеме с отрицательной обратной связью по току, осуществляемой включением нешунтируемого сопротивления $R3$ в катодную цепь. Отрицательная обратная связь позволяет уменьшить коэффициент нелинейных искажений благодаря сужению рабочего участка анодно-сеточной характеристики лампы.



Отсутствие емкости, шунтирующей катодное сопротивление

Рис. 2-1. Принципиальная схема лампового однокаскадного усилителя низкой частоты.

ление, в схеме усилителя низкой частоты хотя и уменьшает коэффициент усиления, однако улучшает частотную характеристику усилителя.

Усилитель имеет:

Напряжение источников анодного питания, в ($\pm 10\%$)	+250	+150
Потребляемую мощность, вт	0,55	0,09

Электрические характеристики его таковы:

Напряжение источника питания, в	250	150
Входное напряжение, в	0,006—0,9	0,006—0,9
Коэффициент усиления не менее	25	20
» нелинейных искажений, %	5	10
Полоса пропускания, гц	20—100 000	20—100 000
Нелинейность амплитудной характеристики, %	5	5
Напряжение наводок (измерено при заземленном входе), в	0,015	0,015
Сопротивление нагрузки, ком	400	400

Усилитель может быть использован также для усиления сигналов, частота которых меньше 20 гц; при этом входной сигнал подается на сетку лампы через переходную емкость более 0,05 мкф. Нагрузочная характеристика усилителя приведена на рис. 2-2.

Другой типовой однокаскадный усилитель низкой частоты, принципиальная схема которого дана на рис. 2-3, предназначен для предварительного усиления синусоидального напряжения низкой частоты в диапазоне от 50 гц до 10 кгц.

Усилитель собран на транзисторе П16А по схеме с общим эмиттером с автоматическим смещением по току и напряжению. Схема обеспечивает высокую степень стабилизации коэффициента

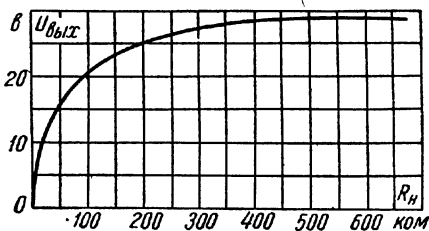


Рис. 2-2. Нагрузочная характеристика усилителя при входном напряжении $U_{вх} = 0,9$ в (принципиальная схема 2-1).

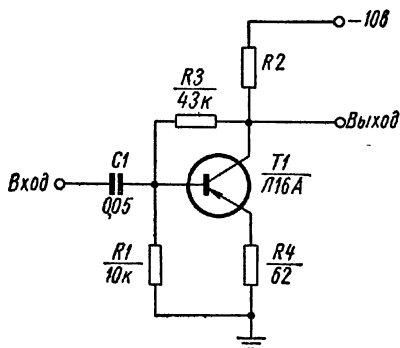


Рис. 2-3. Принципиальная схема транзисторного однокаскадного усилителя низкой частоты.

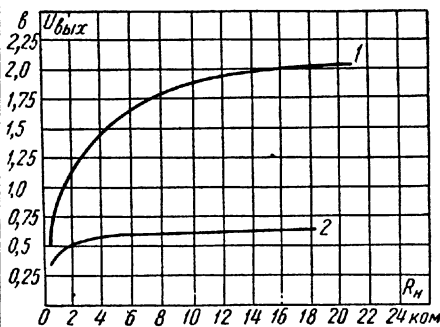


Рис. 2-4. Нагрузочные характеристики усилителя при входном напряжении $U_{вх} = 0,1$ в (принципиальная схема 2-3).

1 — при $R_2 = 1,8$ ком; 2 — при $R_2 = 510$ ком.

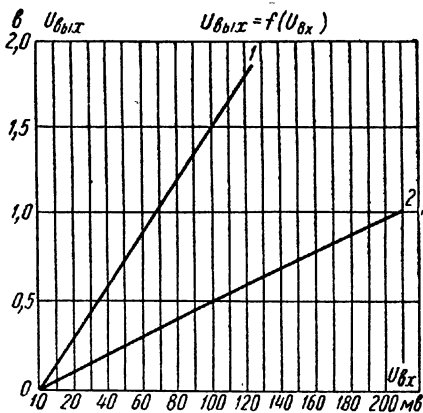


Рис. 2-5. Амплитудные характеристики усилителя (принципиальная схема 2-3).

1 — при $R_H = 5$ ком; 2 — при $R_H = 2$ ком.

усиления. Для расширения полосы пропускания в сторону низких частот, вплоть до граничной частоты 20 *гц*, входной сигнал подается через конденсатор *C1* емкостью 10 *мкф*.

В зависимости от требований к сопротивлению нагрузки применяют одну из двух разновидностей схемы. Они отличаются только номинальными значениями сопротивления *R2* в коллекторной цепи:

Номинальное значение сопротивления <i>R2</i> , <i>ком</i> :	
при сопротивлении нагрузки 5 <i>ком</i>	1,80
» » » 2 »	0,51
Входное напряжение, <i>в</i> , не более	0,10
Коэффициент усиления:	
при сопротивлении нагрузки 5 <i>ком</i> не менее	15
» » » 2 » » » »	5
Коэффициент нелинейных искажений, %, не более	5
Полоса пропускания, <i>гц</i>	50—10 000
Нелинейность амплитудной характеристики, %, не более	5

Нагрузочные характеристики усилителя приведены на рис. 2-4, амплитудные характеристики — на рис. 2-5.

Напряжение источника питания схемы — 10 *в* ($\pm 10\%$), а потребляемая мощность 0,047 *вт*.

2. Двухкаскадные усилители низкой частоты

Двухкаскадный усилитель низкой частоты, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-6, предназначен для предварительного усиления синусоидального напряжения низкой частоты от 40 *гц* до 50 *кгц*.

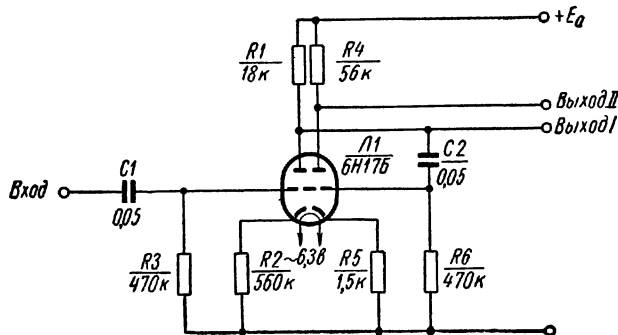


Рис. 2-6. Принципиальная схема лампового двухкаскадного усилителя низкой частоты.

Усилитель собран на лампе 6Н17Б по реостатной схеме с отрицательной обратной связью. Отрицательная обратная связь позволяет уменьшить коэффициент нелинейных искажений за счет сужения рабочего участка анодно-сеточной характеристики лампы. Связь между каскадами осуществляется через переходной конденсатор *C2*.

Электрические характеристики двухкаскадного усилителя низкой частоты следующие:

Напряжение источника питания, <i>в</i>	250	150
Входное напряжение, <i>в</i>	0,0025—0,08	0,0025—0,08
Коэффициент усиления не менее	200	150
» нелинейных искажений, %	5	15
Полоса пропускания, <i>гц</i>	40—50 000	40—50 000
Нелинейность амплитудной характеристики, %	5	5
Напряжение наводок (измерено при заземленном входе), <i>в</i>	0,05	0,05
Сопrotивление нагрузки, <i>ком</i>	470	470

Коэффициент усиления первого каскада 13, второго 15, а максимальное входное напряжение (амплитудное) 0,08 и 1,2 соответственно.

Нагрузочная характеристика усилителя изображена на рис. 2-7.

Напряжения источников анодного питания +250 и +150 *в* ($\pm 10\%$), а потребляемая усилителем мощность соответственно 1,0 и 0,3 *вт*.

Интересна типовая схема транзисторного двухкаскадного усилителя низкой частоты для предварительного усиления синусоидального напряжения низкой частоты от 50 *гц* до 100 *кгц*.

Усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-8, собран на транзисторах типа П16А по схеме с автоматическим смещением по току и напряжению. Схема обеспечивает высокую степень стабилизации коэффициента усиления. Для расширения полосы пропускания в сторону низких частот, вплоть до граничной частоты 20 *гц*, переходные конденсаторы *C1* и *C2* должны иметь емкость не менее 10 *мкф* каждый.

Электрические характеристики усилителя:

Входное напряжение, <i>мв</i> , не более	20
Коэффициент усиления не менее	70
» нелинейных искажений, %, не более	5
Полоса пропускания, <i>гц</i>	50—100 000
Нелинейность амплитудной характеристики, %, не более	5

Нагрузочная характеристика усилителя приведена на рис. 2-9, амплитудная характеристика — на рис. 2-10.

Напряжение источников питания —10 *в* ($\pm 10\%$), потребляемая мощность 0,066 *вт*.

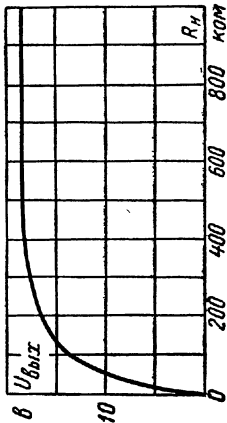


Рис. 2-7. Нагрузочная характеристика усилителя при входном напряжении $U_{вх} = 0,08$ в (принципиальная схема 2-6).

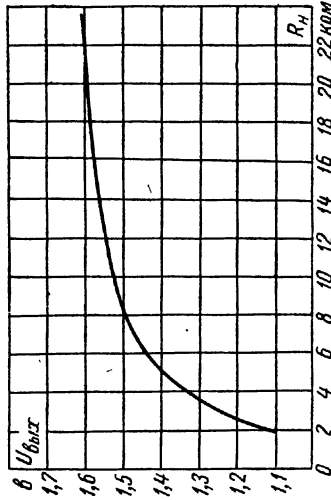


Рис. 2-9. Нагрузочная характеристика усилителя (принципиальная схема 2-8).

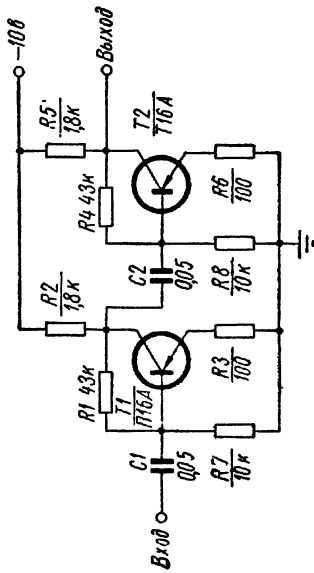


Рис. 2-8. Принципиальная схема двухкаскадного полупроводникового усилителя низкой частоты.

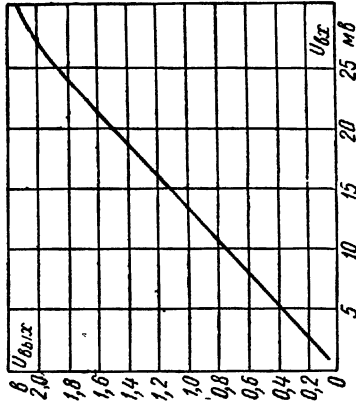


Рис. 2-10. Амплитудная характеристика усилителя (принципиальная схема 2-8).

2-2. Фазоинвертор

Разновидностью усилителя низкой частоты является фазоинвертор (рис. 2-11), представляющий собой двухкаскадный уси-

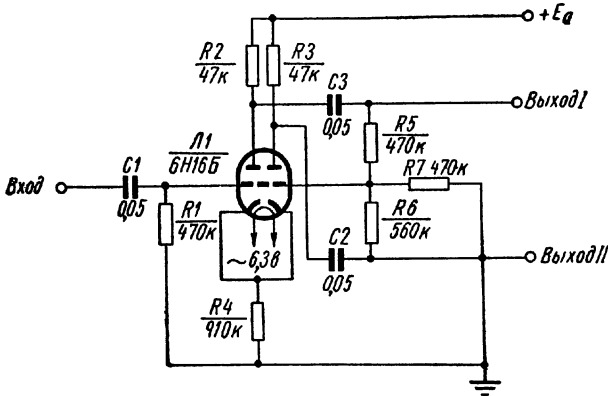


Рис. 2-11. Принципиальная схема фазоинвертора.

литель для получения двух симметричных переменных напряжений равной амплитуды и противоположной фазы.

Фазоинвертор собран на двойном триоде 6N16B по автобалансной схеме. Схема состоит из двух последовательно включен-

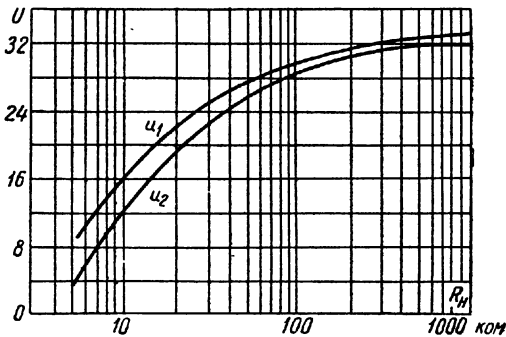


Рис. 2-12. Нагрузочная характеристика фазоинвертора.

ных усилительных каскадов на сопротивлениях. Второй каскад охвачен глубокой отрицательной обратной связью.

Особенность схемы — автоматическое балансирование амплитуд выходных напряжений плеч. Для стабилизации работы схемы при значительной асимметрии емкостных нагрузок плеч катодное сопротивление $R4$ шунтируется конденсатором 0,01 мкф.

Электрические характеристики фазоинвертора:

Амплитуда входного напряжения, v , не более	3
Коэффициент усиления не менее	10
Полоса пропускания, $гц$, не менее	50—50 000
Разбаланс выходных напряжений, %, не более	10
Коэффициент нелинейных искажений (определяется при $U_{вх} = 2 v$), %, не более	5
Коэффициент нелинейности амплитудной характеристики (определяется при $U_{вх} = 25 v$), %, не более	5

Нагрузочная характеристика фазоинвертора показана на рис. 2-12.

При снижении напряжения анодного питания до 150 v электрические характеристики фазоинвертора остаются без изменений.

2-3. Видеоусилители

Видеоусилители предназначены для усиления напряжения видеоимпульсов положительной или отрицательной полярности.

Видеоусилители должны воспроизводить широкий спектр частот с малыми частотными и фазовыми искажениями. Для компенсации частотных и фазовых искажений в области нижних частот в усилителях используются анодные корректирующие фильтры, которые позволяют уменьшить искажения плоской части импульса. Для компенсации искажений на верхних частотах применяются различные схемы высокочастотной коррекции. Наиболее распространена простая схема коррекции с одной катушкой индуктивности, включенной последовательно с сопротивлением анодной нагрузки. При высокочастотной коррекции можно сократить время нарастания импульсов при неизменном усилении.

Помимо простой схемы высокочастотной коррекции, существуют сложные схемы коррекции с двумя корректирующими индуктивностями и более, однако из-за трудности их расчета и налаживания они применяются значительно реже.

Рассмотрим некоторые широко распространенные типовые схемы видеоусилителей.

1. Однокаскадные видеоусилители

Ламповый однокаскадный видеоусилитель предназначен для усиления напряжения видеоимпульсов положительной и отрицательной полярности длительностью от 0,4 до 2000 $мксек$. Принципиальная схема видеоусилителя приведена на рис. 2-13.

При подаче на вход видеоусилителя импульса положительной (или отрицательной) полярности с выхода усилителя снимается усиленный импульс противоположной полярности.

В зависимости от требуемой полосы пропускания последовательно с анодной нагрузкой R_3 в схему включается корректирующий дроссель, номинальные значения индуктивности которого приведены в табл. 2-1.

Электрические характеристики этого видеосуилителя приведены в табл. 2-2 для двух режимов питания.

Таблица 2-1

Полоса пропускания, Мгц ($\pm 15\%$)	Сопротивление нагрузки R_3 , ком	Индуктивность корректирующего дросселя L , мкгн
2,5	5,6	—
1,6	9,1	—
1,0	22,0	—
4,0	5,6	160
6,0	3,3	40

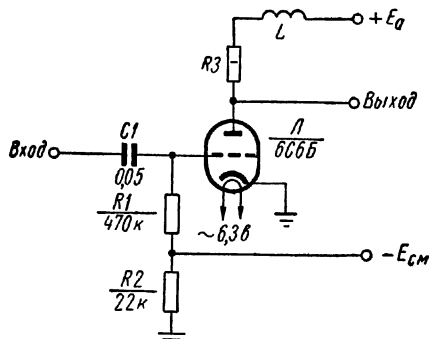


Рис. 2-13. Принципиальная схема лампового однокаскадного видеосуилителя (номинальные значения сопротивления нагрузки R_3 и корректирующего дросселя L указаны в табл. 2-1).

Нелинейность амплитудной характеристики для обоих режимов составляет 10%. Электрические характеристики измерены: при емкостной нагрузке 12 $nф$ и активной нагрузке 51 $ком$ для разновидностей 1, 4 и 5; 100 $ком$ для разновидности 2 и 150 $ком$

Таблица 2-2

Анодное напряжение, в	Режим питания		Разновидность схемы	Полоса пропускания, Мгц ($\pm 15\%$)	Коэффициент усиления ($\pm 15\%$) при подаче на вход импульсов	
	Напряжение смещения, в, для импульсов				положительной полярности при $U_{вх} = 5$ в	отрицательной полярности при $U_{вх} = 3$ в
	положительных	отрицательных				
+120 ($\pm 10\%$)	3,5	0	1	2,5	10	11
			2	1,6	12	13
			3	1,0	14	15
			4	4,0	10	11
			5	6,0	8	9
+150 ($\pm 10\%$)	5,0	0	1	2,5	12	—
			2	1,6	14	16
			3	1,0	16	19
			4	4,0	12	—
			5	6,0	9	—

для разновидности 3. При максимально допустимых колебаниях питающих напряжений отклонение коэффициента усиления и

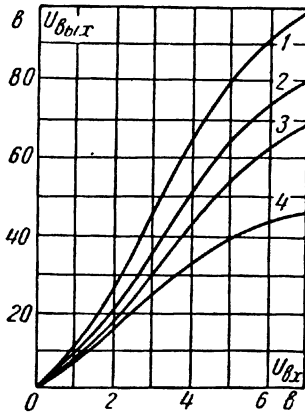


Рис. 2-14. Амплитудные характеристики видеоусилителя (принципиальная схема 2-13) при подаче на вход положительных импульсов.

1 — разновидность 3; 2 — разновидность 2; 3 — разновидность 1; 4 — разновидность 4; 5 — разновидность 5.

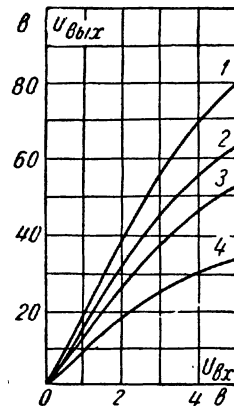


Рис. 2-15. Амплитудные характеристики видеоусилителя (принципиальная схема 2-13) при подаче на вход отрицательных импульсов.

1 — разновидность 3; 2 — разновидность 2; 3 — разновидность 1; 4 — разновидность 4; 5 — разновидность 5.

полосы пропускания составляет около 15%. Для работы на линейном участке характеристики лампы рекомендуется подавать

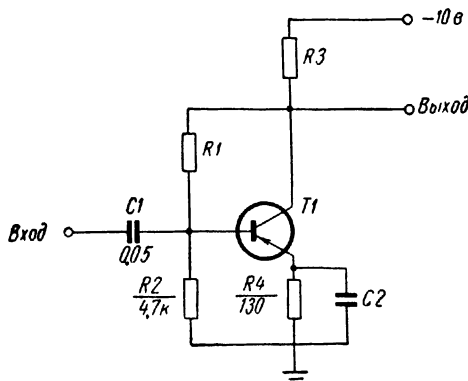


Рис. 2-16. Принципиальная схема однокаскадного полупроводникового видеоусилителя.

на вход усилителя положительные импульсы с амплитудой от 0,1 до 5 в и отрицательные импульсы с амплитудой от 0,1 до 3 в.

Амплитудные характеристики видеоусилителя приведены на рис. 2-14 и 2-15.

При подаче на вход видеоусилителя положительного импульса, амплитуда которого превышает 5 в, необходимо увеличить напряжение смещения так, чтобы $|E_{см}| \geq U_{вх}$. При этом видеоусилитель будет работать в режиме ограничения.

Видеоусилитель может быть использован также для усиления импульсов, длительность которых превышает 2000 мксек. В этом

случае входные импульсы подаются через переходной конденсатор емкостью более 0,05 мкф.

В качестве однокаскадного видеоусилителя на транзисторах можно рекомендовать видеоусилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-16. Этот однокаскадный видеоусилитель предназначен для усиления положительных, отрицательных и симметричных импульсных напряжений. Длительность усиливаемых импульсов для схем, собранных на транзисторах типа П16Б, более 5 мксек и для схем, собранных на транзисторах типа П403, более 10 мксек.

Видеоусилитель собран по схеме с общим эмиттером. В усилителе применена отрицательная обратная связь по току и по напряжению, повышающая стабильность его работы. Коррекция полосы пропускания осуществляется посредством конденсатора $C2$, подключаемого параллельно сопротивлению $R4$ в цепи эмиттера.

В зависимости от полярности усиливаемых импульсов и требуемой полосы пропускания различают шесть разновидностей схемы, отличающихся транзистором, сопротивлением $R1$ в цепи обратной связи и корректирующей емкостью $C2$ в цепи эмиттера. Номинальные значения этих элементов приведены в табл. 2-3, электрические характеристики — в табл. 2-4.

Таблица 2-3

Разновидность схемы	Полярность импульсов	Полоса пропускания, Мгц, не менее	Сопротивление обратной связи $R1$, ком	Корректирующая емкость $C2$, пф	Сопротивление в коллекторной цепи $R3$, ом	Тип транзистора
1		0,8	56,0	620	620	П16Б
2		0,8	20,0	620	620	
3		0,8	8,2	620	620	
4		16,0	56,0	160	750	П403
5		16,0	20,0	160	750	
6		16,0	8,2	160	750	

Таблица 2-4

Разновидность схемы	Длительность импульсов, мксек	Полоса пропускания, Мгц, не менее	Максимальная амплитуда входных сигналов, в
1	2—10	0,8	1,8
2	2—10	0,8	0,6
3	2—10	0,8	0,9
4	≤10	16,0	1,8
5	≤10	16,0	0,6
6	≤10	16,0	0,9

Коэффициент усиления всех шести разновидностей усилителя не менее 3. Спад плоской части импульса при максимальных длительностях не более 10%. Нелинейность амплитудной характеристики во всем диапазоне входных сигналов не более 10%.

Для усиления импульсов длительностью более 10 мксек через переходную емкость $C1$ должны подаваться входные импульсы такой величины, чтобы спад плоской части импульса не превосходил 10%.

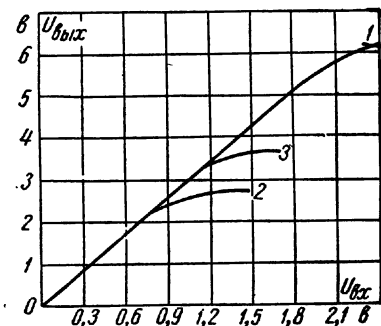


Рис. 2-17. Амплитудные характеристики видеоусилителей для разновидностей 1, 2 и 3 принципиальной схемы 2-16.

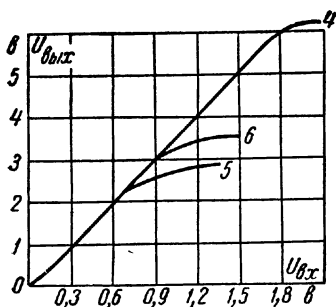


Рис. 2-18. Амплитудные характеристики видеоусилителей для разновидностей 4, 5 и 6 принципиальной схемы 2-16.

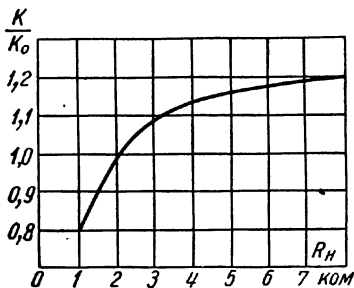


Рис. 2-19. Усредненная нагрузочная характеристика усилителя для принципиальной схемы 2-16. (Зависимость относительного изменения коэффициента усиления K от сопротивления нагрузки R_H).

Амплитудные характеристики усилителя приведены на рис. 2-17 и 2-18, а усредненная нагрузочная характеристика — на рис. 2-19.

2. Двухкаскадные видеоусилители

Двухкаскадный видеоусилитель (рис. 2-20) предназначен для усиления напряжения видеоимпульсов положительной и отрицательной полярности длительностью от 0,4 до 250 мксек. При подаче на вход видеоусилителя импульса положительной (или отрицательной) полярности с выхода усилителя снимается усиленный импульс той же полярности.

Схема видеоусилителя состоит из двух каскадов. Первый каскад собран на левой половине лампы 6Н16Б по реостатной

схеме с корректирующей индуктивностью в цепи анода, позволяющей расширить полосу пропускания в области высоких частот. Сопротивление $R2$ предназначено для создания автоматического смещения и отрицательной обратной связи, повышающей стабильность работы схемы. Второй каскад собран на правой половине лампы также по реостатной схеме. Электрическая связь между каскадами осуществляется через переходной конденсатор $C2$.

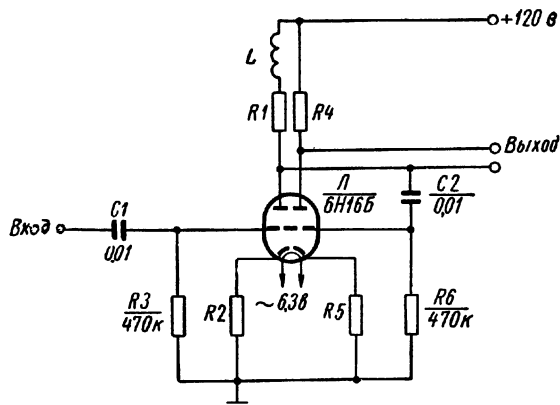


Рис. 2-20. Принципиальная схема лампового двухкаскадного видеусилителя.

В зависимости от заданной полосы пропускания и коэффициента усиления в схеме используются сопротивления и корректирующий дроссель с номинальными значениями:

	Разновидность схемы	
	1	2
Полоса пропускания, Мгц	1,7—2,3	0,8—1,2
Коэффициент усиления при подаче на вход импульсов		
положительной полярности	30—40	55—75
отрицательной »	38—52	63—86
Сопротивления, ком:		
$R2$	0,27	0,13
$R1$	2,70	3,30
$R5$	0,20	0,12
$R4$	4,70	11,00
Индуктивность, мкгн	315	400

Амплитудные характеристики разновидностей видеусилителя для положительных и отрицательных импульсов приведены на рис. 2-21 и 2-22.

Величина спада плоской части импульса не превышает 15% при $\tau_{\text{имп}} = 250$ мксек.

Коэффициент нелинейных искажений не превышает 15%. Номинальные значения активных и емкостных нагрузок для различных полос пропускания рекомендуются следующие:

Полоса пропускания, Мгц	1,7—2,3	0,8—1,2
Сопrotивление нагрузки $R_{\text{н}}$, ком, не менее	51	100
Емкостная нагрузка $C_{\text{н}}$, пф, не более	15	15

В качестве двухкаскадного видеоусилителя на транзисторах можно рекомендовать видеоусилитель, принципиальная схема

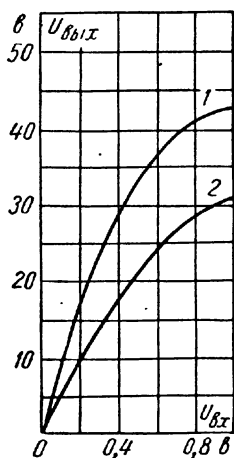


Рис. 2-21. Амплитудные характеристики видеоусилителя при подаче на вход отрицательных импульсов (для разновидностей 1 и 2).

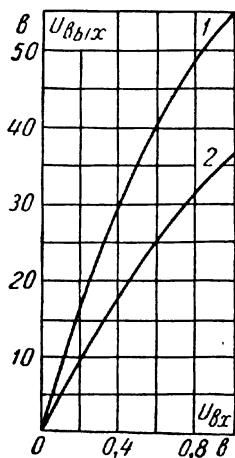


Рис. 2-22. Амплитудные характеристики видеоусилителя при подаче на вход отрицательных импульсов (для разновидностей 1 и 2).

которого приведена на рис. 2-23. Видеоусилитель собран на транзисторах типа П403 и предназначен для усиления напряжений видеоимпульсов положительной и отрицательной полярности длительностью от 0,25 до 10 мксек.

При подаче на вход видеоусилителя импульса положительной (или отрицательной) полярности с выхода усилителя снимается усиленный импульс той же полярности.

Схема видеоусилителя состоит из двух каскадов, собранных по схеме с общим эмиттером. В обоих каскадах применена отри-

пательная обратная связь по напряжению, обеспечивающая повышенную стабильность работы схемы; в первом каскаде применена также отрицательная обратная связь по току. Электрическая связь между каскадами осуществляется через переходной конден-

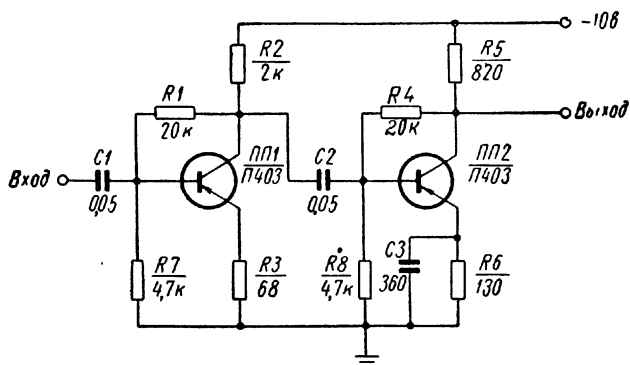
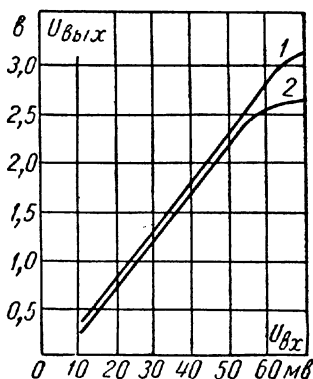


Рис. 2-23. Принципиальная схема двухкаскадного полупроводникового видеоусилителя.

сатор. Для усиления импульсов длительностью больше 10 мксек емкость переходных конденсаторов ($C1$ и $C2$) должна быть соответственно увеличена.

Рис. 2-24. Амплитудные характеристики усилителя (принципиальная схема 2-23) при $R_n = 2$ ком, $C_n = 10$ пф, $\tau = 5$ мксек и $F = 10$ кГц. 1 — для положительных импульсов; 2 — для отрицательных импульсов.



Электрические характеристики усилителя таковы:

Коэффициент усиления при подаче на вход импульсов:	
положительной полярности	45 ± 5
отрицательной »	40 ± 6
Полоса пропускания, МГц, не менее	8
Неравномерность частотной характеристики, дБ	± 3

Амплитудные характеристики усилителя приведены на рис. 2-24, частотная характеристика — на рис. 2-25, нагрузочная характеристика — на рис. 2-26.

Величина спада плоской части импульса не превышает 10% при $\tau_{\text{имп}} = 10$ мксек. Нелинейность амплитудной характеристики не больше 10%.

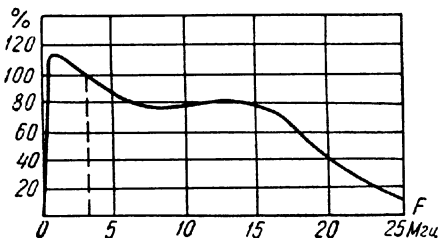


Рис. 2-25. Частотная характеристика усилителя (принципиальная схема 2-23) при $U_{\text{вх}} = 30$ мв, $R_{\text{н}} = 2$ ком и $C_{\text{н}} = 10$ пф.

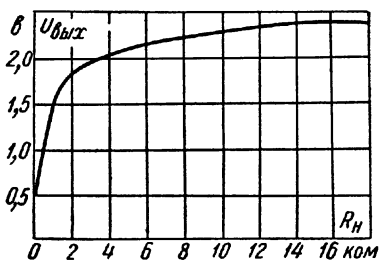


Рис. 2-26. Нагрузочная характеристика усилителя (принципиальная схема 2-23) при $U_{\text{вх}} = 40$ мв, $\tau = 5$ мксек и $F = 10$ кГц.

Общее потребление тока видеоусилителем не выше 8 ма при напряжении источника питания -10 в ($\pm 10\%$).

3. Трехкаскадный видеоусилитель

Усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-27, работает в полосе частот от 50 гц до 7 Мгц; коэффициент усиления $k_{\text{у}} = 50$.

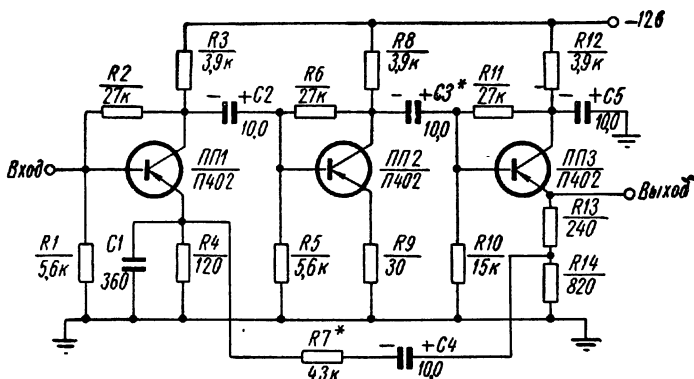


Рис. 2-27. Принципиальная схема трехкаскадного видеоусилителя на транзисторах (элементы схемы $C3^*$ и $R7^*$ подбираются при настройке).

Видеоусилитель состоит из двух усилительных каскадов и эмиттерного повторителя. Фаза сигнала на выходе усилителя совпадает с фазой сигнала на его входе. Напряжение отрицатель-

ной обратной связи снимается с части нагрузки эмиттерного повторителя и поступает на эмиттер первого усилительного каскада.

Искажения сигнала по низкой частоте, возникающие в усилителе, корректируются путем подбора сопротивления $R7$ в цепи обратной связи. При правильном подборе этого сопротивления искажения симметричного прямоугольного импульса на частоте 50 гц не превышают 5%. Коррекция усилителя по высокой частоте осуществляется подбором емкости $C1$.

Одним из достоинств схемы является малое выходное сопротивление (150 ом) и большое входное (на частоте 5 Мгц входное сопротивление равно 500 ом). Такое соотношение между входным и выходным сопротивлениями обеспечивает хорошие условия согласования усилителей с другими устройствами.

Нечувствительность усилителя к разбросу параметров элементов схемы, удобство и простота настройки наряду с высокими эксплуатационными данными позволяют рекомендовать эту схему в качестве типовой.

2-4. Усилители промежуточной частоты

Усилители промежуточной частоты широко применяются в различной радиоприемной, радиолокационной, телевизионной и другой подобной аппаратуре. Вопросы теории усилителей промежуточной частоты достаточно полно рассмотрены в [Л. 3, 4, 8].

1. Предварительный усилитель промежуточной частоты

Предварительный усилитель промежуточной частоты предназначен для усиления импульсов промежуточной частоты, полученных на выходе балансного преобразователя частоты с разнополярными выходами смесителей.

Усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-28 (вклейка), состоит из четырех каскадов усиления. Первые два каскада представляют собой малошумящее сочетание каскадов: триод с общим катодом — триод с общей сеткой. Третий и четвертый — обычные пентодные усилители промежуточной частоты, причем последний рассчитан на нагрузку 91 ом (волновое сопротивление кабеля, соединяющего предварительный усилитель промежуточной частоты с основным). Нагрузкой второго и двух последующих каскадов служат контуры, настроенные соответственно на 30 Мгц (индуктивность $L5$), на 24 Мгц (индуктивность $L6$) и на 36 Мгц (индуктивность $L7$). Индуктивность $L4$ входит в контур, связывающий цепь анода первой лампы и катода второй. Этот контур настроен на 30 Мгц и имеет широкую полосу пропускания, так как зашунтирован малым входным сопротивлением лампы с заземленной сеткой. В цепь сетки первой лампы включен полосовой фильтр, состоящий из индуктивностей $L1$ и

$L2$, емкости входных кабелей и смесителей, с одной стороны, и конденсаторов $C8$ и $C9$, входной емкости лампы и емкости монтажа, с другой. Перечисленные элементы составляют Г-образную схему замещения полосового фильтра с индуктивной связью между контурами.

Параметры входного фильтра выбраны так, чтобы обеспечить согласование смесителей с сеточной цепью первой лампы и получить минимальный коэффициент шума.

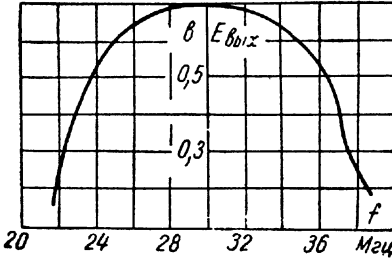


Рис. 2-29. Частотная характеристика предварительного усилителя промежуточной частоты.

Для уменьшения последнего емкость анод — сетка первой лампы нейтрализуется катушкой нейтрализации $L3$. Первой лампой служит пентод типа 6Ж5Б, включенный триодом. Остальные лампы усилителя — 6Ж1Б.

В схеме усилителя имеются вспомогательные элементы: фильтры в цепях постоянной составляющей смесителей, фильтры в цепях накала, анодно-экранных цепях и цепях управляющих сеток

ламп $L3$, $L4$. Усиление двух последних каскадов регулируется подачей на управляющие сетки ламп этих каскадов отрицательного управляющего напряжения.

Электрические характеристики усилителя таковы:

Средняя частота полосы пропускания, МГц	30 ± 1
Полоса пропускания, МГц, не менее	12
Коэффициент усиления, дБ, не менее	26
» шума усилителя, дБ, не более	2,3
Суммарное сопротивление смесителей, подключенных к входу усилителя, ом	200

Частотная характеристика усилителя представлена на рис. 2-29.

2. Главный усилитель промежуточной частоты с линейно-амплитудной характеристикой

Усилитель промежуточной частоты предназначен для усиления и детектирования сигналов, поступающих с выхода предварительного усилителя промежуточной частоты. Продетектированные сигналы подаются далее на вход видеусилителя.

В зависимости от полосы пропускания различают следующие разновидности типовых схем усилителей промежуточной частоты:

разновидность 1 —	полоса пропускания	2,0 МГц;
» 2 —	»	4,5 » ;
» 3 —	»	8,0 » ;
» 4 —	»	11,8 » .

Принципиальные схемы разновидностей усилителей приведены на рис. 2-30 (вклейка) и 2-31 (вклейка).

В разновидностях усилителей 1 и 2 использованы связи между каскадами на расстроенных «двойках» контуров; в разновидностях 3 и 4 — связи между каскадами на расстроенных «тройках» контуров.

Принципиальные схемы разновидностей усилителей 1 и 2 отличаются лишь параметрами полосового фильтра.

Первые шесть каскадов разновидностей 1 и 2 усилителей представляют собой широкополосную часть главного усилителя с полосой пропускания 6—8 Мгц. Такая полоса обеспечивается применением в качестве элементов связи между каскадами парно расстроенных контуров, образованных индуктивностями L_2 — L_7 и емкостями ламп и монтажа.

Контур L_2 , L_4 , L_6 настроены на частоту 24 Мгц, контуры L_3 , L_5 , L_7 — на частоту 26 Мгц. Последний каскад усилителя, собранный на L_7 , с помощью полосового фильтра формирует общую частотную характеристику усилителя. Полосовой фильтр нагружен на диодные детекторы D_1 и D_2 . Выходной сигнал усилителя снимается с нагрузки детектора. Чтобы повысить коэффициент передачи детектора, применено параллельное соединение двух детекторов типа Д103. Фильтр ($Dp7$, $Dp8$, $C31$, $C32$, $C33$) в цепи нагрузки детектора служит для ослабления связи цепей промежуточной частоты с выходом усилителя.

Все каскады усилителя, кроме последнего, допускают регулирование коэффициента усиления путем подачи на сетки соответствующих ламп отрицательного управляющего напряжения.

Четыре первых каскада рассчитаны на быстродействующую регулировку усиления в соответствии с малыми постоянными времени RC -фильтров в цепях сетки. Полное время открывания усилителя составляет около 0,1 мсек.

Для повышения стабильности работы в усилителях применено последовательное включение сопротивлений фильтров в анодно-экранных цепях ламп. Величины сопротивлений выбраны так, чтобы при установке в усилители ламп с крутизной характеристики, близкой к номинальной величине, усилитель имел коэффициент усиления 88—92 дб.

В разновидностях усилителя 3 и 4, в отличие от разновидностей 1 и 2, в качестве элементов связи между контурами используются две расстроенные «тройки» контуров и один контур (индуктивность L_7), настроенный на среднюю часть полосы пропускания. Контур «троек» настроен следующим образом: L_2 и L_5 на 34 Мгц, L_4 и L_6 на 26 Мгц, L_3 , L_7 и L_8 на 30 Мгц.

В разновидности усилителя 4, в отличие от разновидности 3, вместо ламп 6Ж1Б применены лампы 6Ж5Б, а контуры «троек» настроены соответственно на частоты 36, 24 и 30 Мгц.

В табл. 2-5 приведены электрические характеристики усилителей.

Таблица 2-5

Разновидность усилителя	Средняя частота полосы пропускания, Мгц	Полоса пропускания, Мгц	Коэффициент усиления, дб, не менее	Диапазон линейности амплитудной характеристики, в, не менее
1	$30 \pm 0,5$	$2,0 \pm 0,6$	83	5
2	$30 \pm 0,5$	$4,5 \pm 1,0$	80	5
3	$30 \pm 1,0$	$8,0 \pm 1,5$	80	4
4	$30 \pm 1,0$	$11,5 \pm 1,5$	80	3

Частотные характеристики усилителя показаны на рис. 2-32 и 2-33.

Схема усилителя промежуточной частоты (рис. 2-34) собрана на транзисторах типа П403. Так же как и в предыдущем случае, этот усилитель предназначен для усиления и детектирования сигналов, поступающих с преварительного усилителя промежуточной частоты.

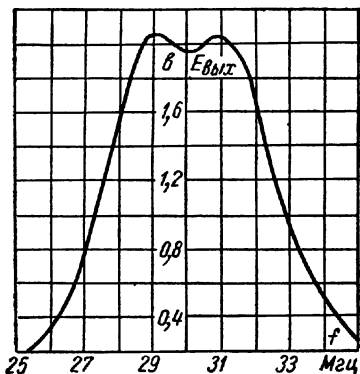


Рис. 2-32. Частотная характеристика усилителя, (разновидность 2).

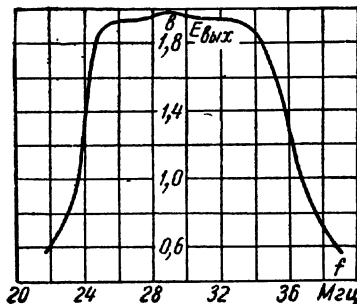


Рис. 2-33. Частотная характеристика усилителя (разновидность 4).

В зависимости от полосы пропускания различаются две разновидности главных усилителей: разновидность 1 с полосой пропускания 2 Мгц и разновидность 2 с полосой пропускания 4 Мгц.

Принципиальная схема главного усилителя промежуточной частоты может быть разбита на ряд элементов: элемент 1 — с полосой пропускания 10 Мгц, элемент 2 — с полосой пропускания 4 Мгц и элемент 3 — с полосой пропускания 2 Мгц.

Из элементов типа 1 путем их каскадного соединения набирается основная часть канала усиления, а элементы 2 и 3 при-

меняются в качестве оконечного каскада для формирования полосы пропускания усилителя и детектирования сигнала (в частности, на рис. 2-34 представлена принципиальная схема разновидности 2 усилителя).

Элемент 1 представляет собой двухкаскадный усилитель. Каскад с общей базой является основным, каскад с общим эмиттером — буферным, предназначенным для ослабления взаимного влияния элементов.

Нагрузкой основного каскада служит полосовой фильтр с емкостной связью, настроенный на 30 Мгц ($L1$, $Tr1$, $C3$, $C5$, $C6$, $R5$).

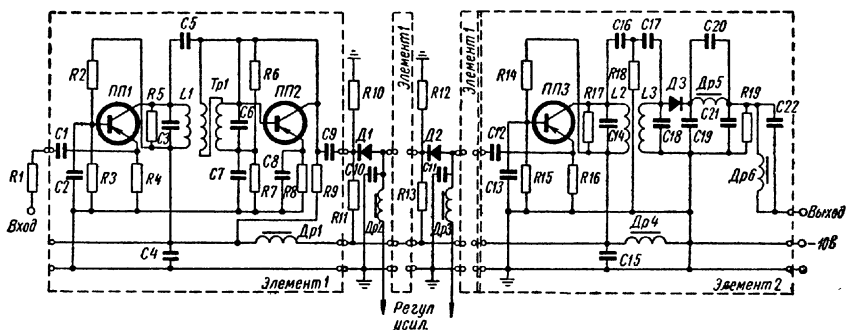


Рис. 2-34. Принципиальная схема главного усилителя промежуточной частоты на транзисторах.

Сопротивления $R4$ и $R8$ в эмиттерных цепях каскадов предназначены для термостабилизации режима работы триодов. Элемент 2 представляет собой однокаскадный усилитель с общей базой, нагруженный на полосовой фильтр $L2$, $L3$, $C14$, $C16$, $C17$, $C18$, $R17$, $R18$ и входное сопротивление детектора. Фильтр настроен на 30 Мгц. Настройка на требуемую полосу пропускания осуществляется полупеременным конденсатором $C17$.

Конденсаторы $C14$ и $C18$ служат для термостабилизации частотной характеристики элемента, а сопротивление $R16$ — для термостабилизации режима работы триода.

В качестве детектора применен диод Д9Ж, обладающий малым прямым и большим обратным сопротивлением на высоких частотах.

На выходе элемента включен фильтр-пробка, настроенный на промежуточную частоту. Сопротивление нагрузки детектора $R19$ включено между звеньями для демпфирования паразитных колебаний на частотах, близких к промежуточной.

Элемент 3 отличается от элемента 2 параметрами полосового фильтра.

В усилителе предусмотрена регулировка усиления второго и четвертого каскадов с помощью диодов $Д1$ и $Д2$.

Сопротивление $R1$ служит для согласования сопротивления кабеля РК-15б с входным сопротивлением элемента 1.

Электрические характеристики усилителей:

	Разновидности усилителя	
	1	2
Средняя частота полосы пропускания, $Mгц$	$30 \pm 0,5$	$30 \pm 0,5$
Полоса пропускания, $Mгц$	$2 \pm 0,6$	$4 \pm 1,0$
Коэффициент усиления, $дб$, не менее	80	80
Диапазон линейности амплитудной характеристики, $в$, не менее	1,5	1,5
Нелинейность амплитудной характеристики, $\%$, не более	20	20

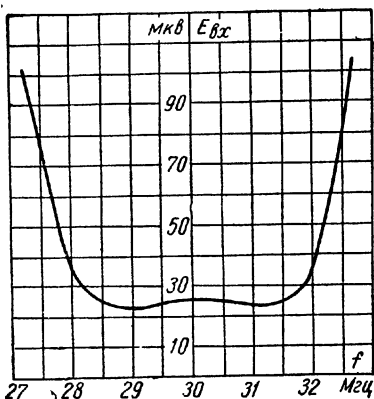


Рис. 2-35. Кривая избирательности усилителя (принципиальная схема 2-34). $U_{\text{вых}} = 0,7 \text{ в} = \text{const}$.

Кривая избирательности усилителя (принципиальная схема 2-34) приведена на рис. 2-35.

Напряжение питания элементов — 10 в ($\pm 5\%$), потребляемый ток не превышает 40 ма . Глубина регулировки усиления не менее 26 дб на регулируемый каскад.

Выходные сигналы усилителей — импульсы положительной полярности.

Входная емкость нагрузки, подключаемой к усилителю, не должна превышать $15\text{--}20 \text{ нф}$. Входное сопротивление усилителей на частоте 30 Мгц составляет 91 ом .

3. Усилитель промежуточной частоты с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой

Описываемый усилитель предназначен для усиления сигналов, поступающих на его вход с предварительного усилителя промежуточной частоты, и преобразования их по линейно-логарифмическому закону методом последовательного покаскадного детектирования.

В зависимости от полосы пропускания различаются три разновидности усилителей: разновидность 1 с полосой пропускания 2 Мгц , разновидность 2 с полосой пропускания $4,5 \text{ Мгц}$ и разновидность 3 с полосой пропускания 8 Мгц .

В принципиальных схемах усилителей (разновидности 1 и 2) в качестве элементов межкаскадной связи использованы полосовые фильтры, собранные по Т-образной схеме, и полосовой фильтр, собранный по П-образной схеме. Выходной сигнал усилителей снимается с катодного повторителя.

Выходной сигнал усилителя (разновидность 3) снимается с нагрузки детектора.

Усилители (разновидности 1 и 2) представляют собой семикаскадные усилители с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой, собранные на лампах типа 6Ж5Б (рис. 2-36, вклейка). Логарифмическая часть амплитудной характеристики формируется в результате катодного детектирования сигнала в каждом каскаде и сложения сигналов, полученных после детектирования на общей линии сложения.

Для увеличения точности логарифмирования каждый каскад, работающий на линию сложения, охвачен глубокой отрицательной обратной связью как по постоянному току, так и по видеоимпульсу. Для выбора рабочего смещения в цепях управляющих сеток каждого каскада стоят делители напряжения, с которых снимается положительное напряжение на управляющие сетки ламп.

Для устранения обратной связи по промежуточной частоте через паразитную емкость анод — третья сетка в цепях третьих сеток стоят корректирующие цепочки $R12, C12, R18, C16, R25, C28, R32, C22, R39, C34$ и $R46, C40$.

Принципиальные схемы усилителей (разновидности 1 и 2) отличаются только параметрами полосового фильтра ($L2, C4, R5, L3, L4, C7, R8$), определяющего полосу пропускания усилителей. Термокомпенсирующие конденсаторы $C4$ и $C7$ обеспечивают стабилизацию полосы пропускания и средней частоты настройки в диапазоне рабочих температур. Полосовой фильтр стоит в первом каскаде усилителей, а остальные каскады представляют собой широкополосную часть усилителя с полосой пропускания 6—8 Мгц.

Полосовой фильтр последнего каскада усилителя нагружен на диодные детекторы (двойной диод 6Х7Б), включенные таким образом, что с их нагрузок на выход поступают протектированные напряжения противоположных полярностей. Нагрузки детекторов соединены последовательно с нагрузкой линии сложения, поэтому на выход подается сумма всех трех напряжений.

Детектор, подающий на выход напряжение отрицательной полярности (противодетектор), заперт небольшим смещением. Минимальная величина этого смещения определяет минимальную величину линейного участка амплитудной характеристики и выбирается так, чтобы при отпирании противодетектора работа основного детектора происходила на линейной части его характеристики. Тогда при росте выходного сигнала в диапазоне, определяемом длиной квадратичного участка диодной характеристики, на выход будет поступать сумма двух разнополярных напряжений, одно из которых меняется по линейному, а другое — по квадратичному законам. Изменение результирующего напряжения происходит по закону, близкому к логарифмическому. При дальнейшем увеличении выходного сигнала амплитудная характеристика формируется уже за счет напряжения, поступаю-

щего с нагрузки линии сложения. Таким образом, применение схемы детектор — противодетектор дает возможность увеличить диапазон демпфирования до величины, равной коэффициенту усиления схемы.

Величина линейного участка амплитудной характеристики разновидностей усилителей 1 и 2 в зависимости от изменения сопротивления R_{51} может изменяться в диапазоне от 0,3 до 1 в. Если сопротивление равно 160 ком, длина линейного участка составляет 0,3 в, а диапазон логарифмирования 80—85 дб.

При уменьшении R_{51} до 82 ком длина линейного участка возрастает до 1 в,

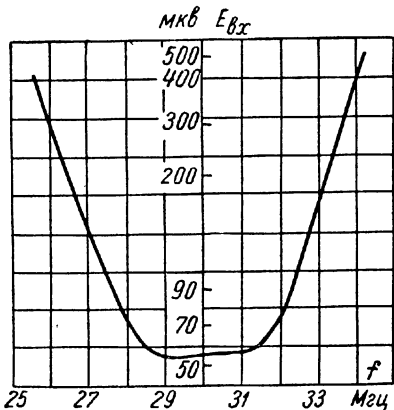


Рис. 2-38. Кривая избирательности усилителя (принципиальная схема 2-36, разновидность 2). $U_{\text{вых}} = 0,8 \text{ в} = \text{const}$.

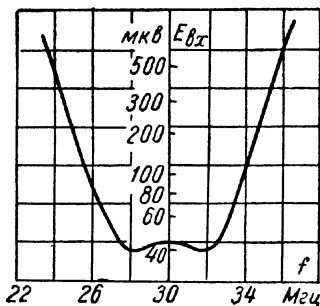


Рис. 2-39. Кривая избирательности усилителя (принципиальная схема 2-37, разновидность 3). $U_{\text{вых}} = 0,8 \text{ в} = \text{const}$.

а диапазон логарифмирования уменьшается до 70—75 дб.

На выходе усилителей включен фильтр ($Dp16$, $Dp17$, $C48$, $C50$, $C52$), служащий для ослабления связи цепей промежуточной частоты с последующими цепями, подключенными к выходу.

В усилителе (разновидность 3), принципиальная схема которого показана на рис. 2-37 (вклейка) в отличие от разновидностей 1 и 2, отсутствует полосовой фильтр. Во всех семи усилительных каскадах в качестве элементов связи используются широкополосные Т-образные полосовые фильтры.

Для получения такого же, как и в разновидностях 1 и 2, коэффициента усиления положительные напряжения, подаваемые на управляющие сетки, несколько увеличены по сравнению с соответствующими напряжениями в указанных разновидностях схемы; на выходе используется детектор.

Электрические характеристики усилителей приведены в табл. 2-6.

На рис. 2-38 и 2-39 приведены кривые избирательности усилителя.

Разновидность усилителя	Средняя частота полосы пропускания, Мгц	Полоса пропускания, Мгц	Коэффициент усиления, дб, не менее	Диапазон логарифмирования, дб, не менее	Крутизна логарифмической характеристики, в/дб, не менее	Неточность логарифмирования, %, не более
1	$30 \pm 0,5$	$2,0 \pm 0,6$	80	70	0,015	15
2	$30 \pm 0,5$	$4,5 \pm 1,0$	80	70	0,015	15
3	$30 \pm 1,0$	$8,0 \pm 1,5$	80	70	0,015	15

2-5. Повторители синусоидальных напряжений

1. Катодный повторитель

Катодный повторитель синусоидальных напряжений, собранный на лампе 6С6Б (рис. 2-40), предназначен для передачи синусоидальных колебаний с частотой от 40 гц до 100 кгц и для согласования высокоомной и низкоомной нагрузок.

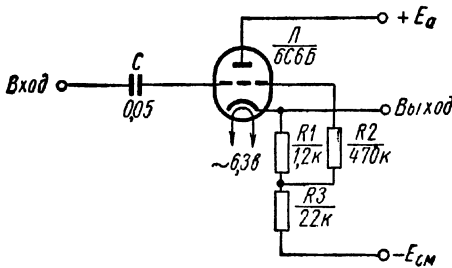


Рис. 2-40. Принципиальная схема катодного повторителя.

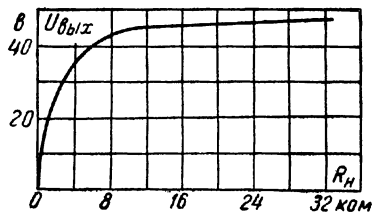


Рис. 2-41. Нагрузочная характеристика катодного повторителя при $U_{вх} = 50$ в.

Схема катодного повторителя представляет собой усилительный каскад на сопротивлениях с глубокой отрицательной обратной связью, большим входным и малым выходным сопротивлениями. Рабочая точка выбрана в средней части линейного участка анодно-сеточной характеристики. Для передачи напряжений с частотой ниже 40 гц входной сигнал подается через переходную емкость более 0,05 мкф.

Электрические характеристики катодного повторителя, измеренные при активной нагрузке 20 ком и емкостной нагрузке 300 пф, имеют величины:

Напряжение источника питания, в ($\pm 10\%$)	250	150
Максимальная амплитуда входного сигнала, в	50	50

Полоса пропускания, <i>гц</i>	40—100 000	40—100 000
Кoeffициент передачи не менее	0,85	0,70
» нелинейных искажений, %, не более	5	5
Выходное сопротивление, <i>ом</i>	250	300

На рис. 2-41 приведена нагрузочная характеристика катодного повторителя.

2. Эмиттерный повторитель

Эмиттерный повторитель синусоидальных напряжений, собранный на транзисторе П16Б (рис. 2-42), предназначен для передачи синусоидальных колебаний с частотой от 50 до 40 000 *гц* и согласования высокоомной и низкоомной нагрузок.

Схема эмиттерного повторителя представляет собой каскад усиления тока с глубокой отрицательной обратной связью, относительно большим входным и малым выходным сопротивлениями. Рабочая точка выбрана в средней части линейного участка выход-

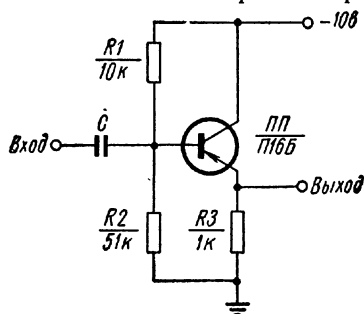


Рис. 2-42. Принципиальная схема эмиттерного повторителя.

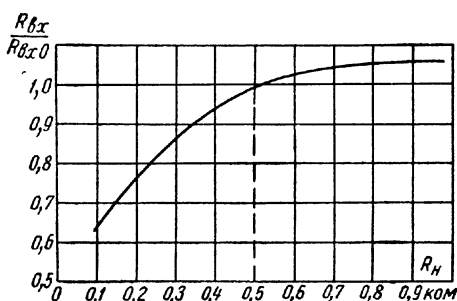


Рис. 2-43. Зависимость относительного изменения входного сопротивления эмиттерного повторителя от нагрузки; $R_{вх0}$ — входное сопротивление при $R_n = 500$ *ом*.

ной характеристики. Для расширения полосы пропускания в сторону низких частот, вплоть до граничной частоты 20 *гц*, необходимо входной сигнал подавать через переходной конденсатор $C1$ емкостью 10 *мкф*.

Электрические характеристики эмиттерного повторителя, измеренные при активной нагрузке 500 *ом* и емкостной нагрузке 1000 *нф*, таковы:

Максимальная амплитуда входного сигнала, <i>в</i> , не менее	2,0
Полоса пропускания, <i>гц</i>	50—40 000
Кoeffициент передачи не менее	0,85
Входное сопротивление, <i>ком</i> , не менее	6

Зависимость относительного изменения входного сопротивления от нагрузки эмиттерного повторителя приведена на рис. 2-43.

Мощность, потребляемая повторителем при напряжении источника питания 10 *в* ($\pm 10\%$), не превышает 71 *мвт*.

2-6. Усилители постоянного тока

1. Балансные усилители постоянного тока

Ламповый усилитель реагирует на разность входных сигналов. Выход усилителя одноконтный. Полярность выходного сигнала определяется знаком разности входных сигналов. Коэффициент усиления при $R_n = 0,47 \text{ Мом}$ равен 10.

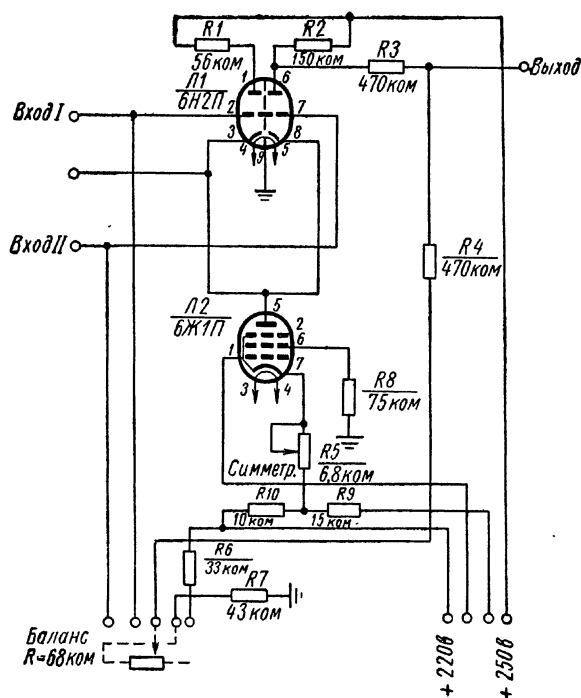


Рис. 2-44. Принципиальная схема лампового усилителя постоянного тока.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2-44. При одинаковом изменении входных напряжений в одном направлении в пределах от 0 до +30 в разбаланс усилителя на выходе не превышает 0,2 в.

Основное назначение схемы — усиление сигналов рассогласования для следящих систем с одноконтным входом. Токи, потребляемые по анодным цепям, не превышают 15 ма, а по накальным — не более 0,6 а.

Входной сигнал усилителя — двухтактное напряжение постоянного тока с начальным уровнем от +10 до +15 в. Максимальная величина сигнала для работы в линейной области +2 в.

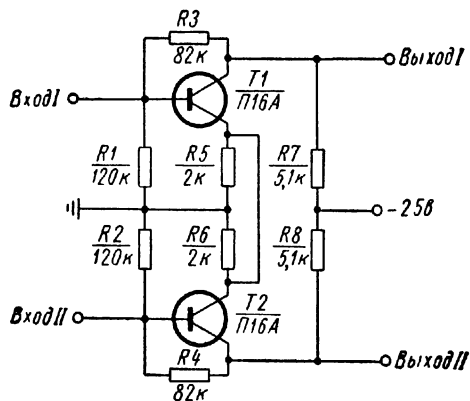


Рис. 2-45. Принципиальная схема полупроводникового усилителя постоянного тока.

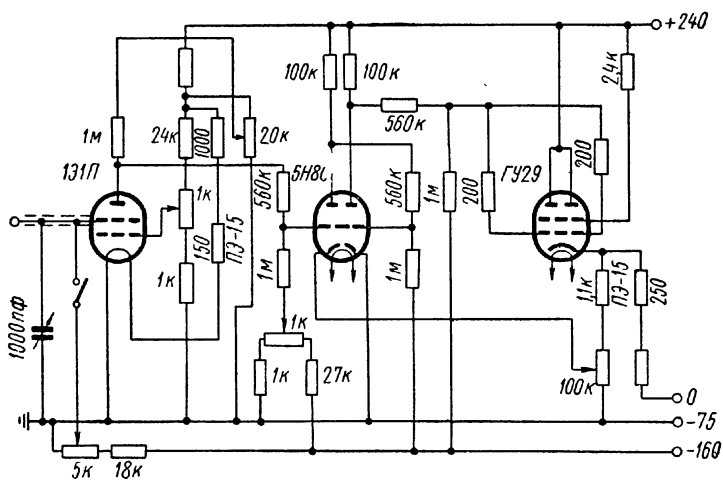


Рис. 2-46. Принципиальная схема линейного усилителя постоянного тока.

Пределы изменения напряжения выходного сигнала ± 20 в. Приведенные электрические параметры определены при нагрузке 470 ком.

Транзисторный усилитель предназначен для усиления напряжений постоянного тока и переменных напряжений низкой частоты до 1000 гц.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2-45. Входное напряжение усилителя 25—125 мв, коэффициент усиления (при $U_{вк} = 45$ мв) не менее 120, полоса пропускания 3000 гц. Напряжение питания усилителя — 25 в. Мощность, потребляемая схемой, 0,11 вт. Электрические характеристики усилителя сняты при сопротивлении источника сигнала 300 ом и сопротивлении нагрузки 20 ком.

2. Линейный усилитель постоянного тока

Усилитель постоянного тока *, принципиальная схема которого приведена на рис. 2-46, предназначен для регистрации быстропеременных процессов (например, быстроменяющихся давлений).

В состав усилителя входят электрометрический каскад, собранный на лампе 1Э1П, и трехкаскадный усилитель постоянного тока (лампы 6Н8С и ГУ29) с глубокой обратной связью.

Электрические характеристики усилителя:

Анодное напряжение, в	240
Напряжение смещения, в	160
Входное напряжение, достаточное для полной раскачки схемы, в	1
Стабильность (изменение выходного напряжения за 8 ч), %	+1
Выходной ток, ма	100

Усилитель практически свободен от дрейфа нуля, стабилен, имеет хорошую частотную характеристику.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ БЛОКОВ ПИТАНИЯ

Накопленный за последние годы опыт проектирования и эксплуатации выпрямителей и стабилизаторов напряжения позволяет сделать некоторые практические рекомендации по выбору их принципиальных схем. В главе рассмотрены выпрямители и стабилизаторы только на полупроводниковых вентилях и транзисторах. Следует учесть, что, несмотря на большую сложность процессов, происходящих в нелинейной схеме выпрямления, теория и расчет выпрямителей в настоящее время хорошо

* «Энергомашиностроение», 1959, № 9.

разработаны [Л. 9, 10, 13]. Это позволяет при описании выпрямителей ограничиться только рекомендациями по выбору полупроводниковых вентиляй и типовых схем выпрямления, не прилагая расчетных соотношений для силовых трансформаторов и сглаживающих фильтров.

В случае применения в выпрямителях и стабилизаторах напряжения полупроводниковых вентиляй и транзисторов следует всегда учитывать, что надежность работы этих устройств в основном определяется правильным выбором полупроводниковых приборов, режимом их работы, условиями окружающей среды, длительностью эксплуатации и характером работы аппаратуры.

3-1. Выпрямители на полупроводниковых приборах

В современных полупроводниковых выпрямителях широко используются вентили самых разнообразных типов: селеновые, меднозакисные (купроксные), титановые, германиевые и кремниевые. Сравнительный анализ свойств вентиляй показывает, что для каждого из них имеются определенные и наиболее целесообразные области применения.

Селеновые вентили применяют:

а) в выпрямителях, работающих в широком диапазоне выпрямленных напряжений и токов с 5—10-кратными кратковременными перегрузками;

б) для выпрямления переменного напряжения в цепях питания радиоприемников и телевизоров;

в) в высоковольтных выпрямителях, рассчитанных на выпрямленное напряжение 1—4 кВ при токе нагрузки до 0,2—0,3 а;

г) в низковольтных выпрямителях, предназначенных для питания аппаратуры на транзисторах.

В выпрямителях для питания анодных и экранных цепей приемно-усилительных ламп в радиоприемной и телевизионной аппаратуре целесообразно употреблять пакетные селеновые вентили. Отечественная промышленность выпускает пакетные селеновые вентили типов АВС-80-260 и АВС-120-270, рассчитанные на выпрямление переменных напряжений до 260 и 270 в при токах нагрузки до 80 и 120 ма соответственно.

Для питания цепей электронно-лучевых трубок, электронно-оптических преобразователей, различного вида накопителей и некоторых других устройств целесообразно пользоваться высоковольтными селеновыми вентилями.

Промышленность выпускает малогабаритные высоковольтные селеновые вентили серии «Ф» на выпрямленное напряжение от 1 до 5 кВ при токе нагрузки до 1,2 ма, работающие при температуре окружающей среды от —60 до +60° С. Вентили серии «Ф» можно соединять последовательно для получения более высоких напря-

жений при токе нагрузки, имеющем величину единиц и десятков микроампер.

Меднозакисные (купроксные) вентили имеют сравнительно устойчивые во времени характеристики. Они рассчитаны на работу при температуре от -25 до $+50^{\circ}\text{C}$. При температурах ниже -25°C вентили практически перестают функционировать, так как у них резко увеличивается сопротивление прямому току. Максимальная плотность тока их нагрузки составляет $50\text{--}100\text{ ма/см}^2$ при допустимом эффективном обратном напряжении $9\text{--}12\text{ в}$ на каждый вентиль. Коэффициент полезного действия у купроксных вентилях ниже, чем у селеновых, и составляет $55\text{--}60\%$. В нерабочем состоянии они не расформовываются и пригодны для выпрямления очень малых переменных напряжений (около 20 мв), благодаря чему широко применяются в измерительной технике.

Титановые вентили предназначены для работы в условиях повышенных температур ($+150^{\circ}\text{C}$ и выше). Их можно соединять последовательно без выравнивающих сопротивлений. Допустимая максимальная плотность тока для этих вентилях составляет примерно 125 ма/см^2 при допустимом обратном напряжении на каждый вентиль $8\text{--}12\text{ в}$. Титановые вентили можно рекомендовать для питания узлов и блоков радиоэлектронной аппаратуры разового действия.

Германиевые вентили выпускаются промышленностью в виде точечных и плоскостных диодов. Точечные германиевые диоды обычно применяются для выпрямления малых напряжений переменного тока и могут быть использованы для питания устройств весьма незначительной мощности (около $1\text{--}2\text{ вт}$). Германиевые плоскостные вентили рассчитаны на высокие рабочие напряжения и большие плотности тока. Коэффициент полезного действия плоскостных диодов достигает $95\text{--}97\%$. Основным недостатком германиевых плоскостных вентилях является ограниченный диапазон рабочих температур.

Экспериментально установлено, что пробой вентиля обычно наступает в тот момент, когда температура $p\text{-}n$ -перехода превышает температуру окружающей среды примерно на $10\text{--}12^{\circ}$. Интересно отметить, что это условие пробоя почти не зависит от температуры окружающей среды в широком диапазоне ее изменения. Предельной рабочей температурой германиевого $p\text{-}n$ -перехода является температура 75° . Таким образом, устойчивая работа германиевого плоскостного вентиля будет обеспечена только в том случае, если тепловые потери в диоде не будут создавать перегрева $p\text{-}n$ -перехода более чем на 10°C .

При проектировании выпрямителей на относительно большие выпрямленные напряжения и токи допускается последовательное и параллельное соединение отдельных германиевых вентилях.

Расчет необходимого количества вентилях производят, исходя из допустимого обратного напряжения на один диод. При этом необходимо учитывать также неравномерность распределения напряжения в зависимости от температуры окружающей среды.

Расчет последовательного соединения вентилях практически сводится к определению необходимого числа диодов при заданной температуре. Количество диодов определяется из формулы

$$N = nab, \quad (3-1)$$

где n — число вентилях в одной ветви;
 a — число параллельных ветвей в плече;
 b — число плеч выпрямителя.

Число вентилях в ветви определяется из выражения

$$n = \frac{cU_{\text{обр. раб}}}{U_{\text{макс. доп}}}, \quad (3-2)$$

где $U_{\text{обр. раб}}$ — рабочее обратное напряжение;
 $U_{\text{макс. доп}}$ — амплитудное значение допустимого обратного напряжения на диод при определенных температуре и токе;

c — коэффициент, учитывающий неравномерность распределения напряжения при последовательном соединении диодов.

При температуре $+20^\circ\text{C}$ коэффициент $c = 1,25$, а при температуре выше 50°C — соответственно $1,35$.

Величина рабочего обратного напряжения может быть найдена из формулы

$$U_{\text{обр. раб}} = pU_0, \quad (3-3)$$

где U_0 — выпрямленное напряжение;
 p — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления.

Значения коэффициента p для некоторых схем выпрямления таковы:

Для однополупериодной	3,1
» двухполупериодной со средней точкой	3,1
» мостовой	1,6
» трехфазной	2,1

Число параллельных ветвей в плече определяется из выражения

$$a = \frac{I_0}{I_{\text{доп}}}, \quad (3-4)$$

где I_0 — выпрямленный ток;
 $I_{\text{доп}}$ — допустимый ток на одну ветвь.

Для выравнивания напряжений последовательно соединенные диоды шунтируются сопротивлениями определенной величины.

Величины сопротивлений выбираются в зависимости от допустимого обратного напряжения на диод и коэффициента выпрямления последовательной цепочки вентиля [Л. 10].

Следует отметить, что использование в схеме выпрямления выравнивающих сопротивлений увеличивает обратный ток вентилей и потери выпрямителя в целом. Чтобы значение коэффициента выпрямления было удовлетворительным, величина выравнивающих сопротивлений должна приблизительно в 2—3 раза превышать обратное сопротивление диода.

При проектировании выпрямителей с плоскостными германиевыми и кремниевыми вентилями обычно применяются следующие схемы выпрямления: однополупериодную (рис. 3-1), двухполупериодную со средней точкой (рис. 3-2), однофазную мостовую (рис. 3-3), трехфазную (рис. 3-3а), схему умножения напряжения (рис. 3-4).

При выборе схемы выпрямления необходимо иметь в виду назначение выпрямителя (род нагрузки) и руководствоваться требованиями к мощности и допустимой степени пульсации выпрямленного напряжения.

В некоторых случаях при проектировании источников питания с мостовой схемой выпрямления можно использовать ее модификацию (рис. 3-5).

Исключение из схемы шунтирующих сопротивлений повышает коэффициент полезного действия выпрямителя, уменьшает размеры силового трансформатора и делает выпрямительную схему более надежной по сравнению с обычной мостовой схемой выпрямления.

Для применения в источниках питания малой и средней мощности отечественная промышленность выпускает пакетные наборы германиевых вентилях типов Д1001 (Д1001А), Д1002 (Д1002А), рассчитанные на токи нагрузки 100 и 300 *ма* соответственно.

Кремниевые вентили, как и германиевые, выпускаются в точечном и плоскостном выполнении. Точечные кремниевые диоды используются в основном для детектирования сигналов в диапазоне СВЧ. Кремниевые плоскостные вентили могут быть использованы:

а) в температуростойких выпрямителях средней мощности, рассчитанных на выпрямленное напряжение 100 *в* и более при токе нагрузки до 20 *а*;

б) в высоковольтных выпрямителях, рассчитанных на выпрямленное напряжение до 2к*в* и более при токе нагрузки до десятков миллиампер в широком диапазоне температур;

в) в мощных выпрямителях, рассчитанных на выпрямленное напряжение до 100 *в* и выше при токе нагрузки более 100 *а*.

Кремниевые плоскостные вентили имеют высокий коэффициент полезного действия (98—99%), большую допустимую плотность тока (до 80 *а/см²*), высокое рабочее напряжение и малые габариты.

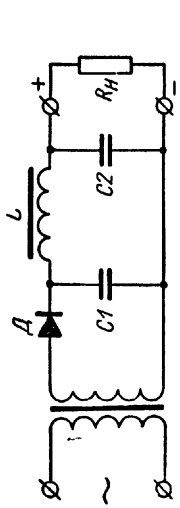


Рис. 3-1. Однополупериодная схема выпрямления.

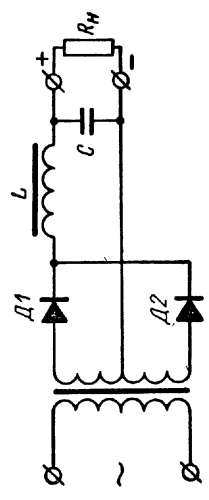


Рис. 3-2. Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой.

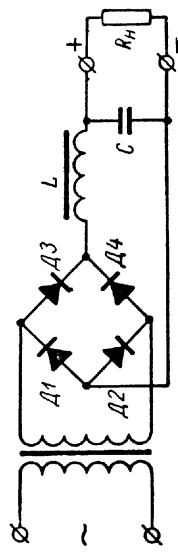


Рис. 3-3. Однофазная мостовая схема выпрямления.

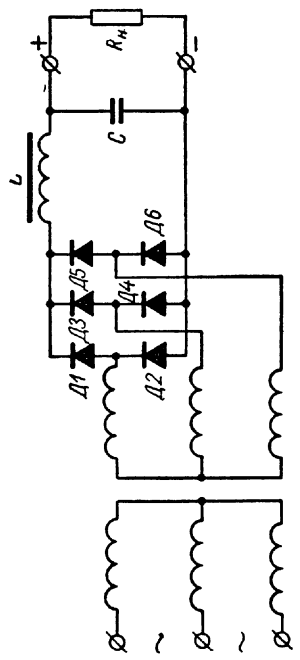


Рис. 3-3а. Трехфазная схема выпрямления.

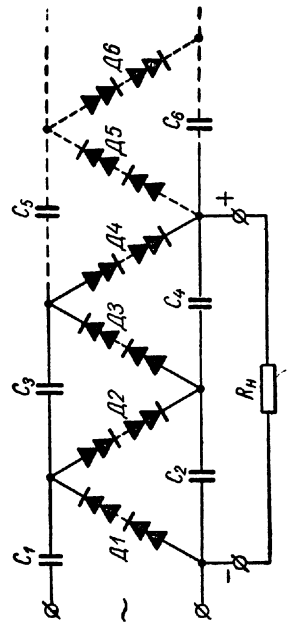


Рис. 3-4. Схема умножения напряжения.

ные размеры. Достоинством кремниевых плоскостных вентиляей является их высокая температуростойкость. Недостаток кремниевых вентиляей — значительная чувствительность к перегрузкам по току и напряжению.

Наибольшее распространение кремниевые диоды получили при работе в схемах удвоения напряжения и мостовых схемах выпрямления. В табл. 3-1 приведены режимы работы выпрямителей для этих случаев. В случае работы выпрямителя на индуктивную нагрузку и при температуре окружающей среды не выше 60° допускается увеличение выпрямленного тока на 30% по

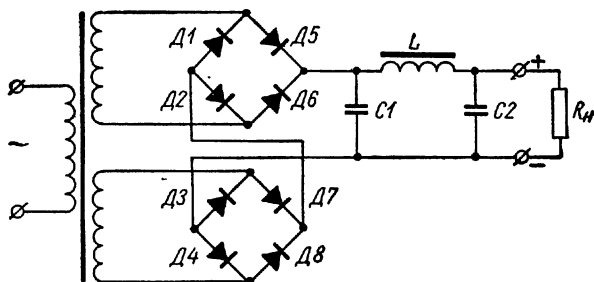


Рис. 3-5. Модификация мостовой двухполупериодной схемы выпрямления.

сравнению с величинами, приведенными в таблице. При работе кремниевых диодов на емкостную нагрузку значения выпрямленных токов для мостовых схем не должны превышать 250 *ма*. В противном случае получается перегрузка по току, и вентили выходят из строя.

Таблица 3-1

Наименование схемы	Диоды		Шунтирующее сопротивление, <i>Мом</i>	Эффективное максимальное переменное напряжение, <i>в</i>	Выпрямленный ток, <i>ма</i>	Выпрямленное напряжение, <i>в</i> , при нагрузке	
	тип	количество				индуктивной	емкостной
Удвоение напряжения	D203	4	0,15	140	200	—	280
	D204	4	0,24	210	200	—	420
	D205	4	0,27	280	200	—	560
	D204	6	0,22	315	200	—	630
	D205	8	0,24	420	200	—	840
	D205	8	0,27	560	200	—	1120
Мостовая	D202	4	—	70	400	58	80
	D203	4	—	140	400	116	160
	D204	4	—	210	400	178	240
	D205	4	—	280	400	237	320
	D204	8	0,24	420	400	355	480
	D205	8	0,27	560	400	475	640

В некоторых практических случаях может представить интерес включение двух выпрямителей и более на общую нагрузку (рис. 3-6). Как видно из схемы, первичные обмотки силовых трансформаторов выпрямителей соединяются последовательно, напряжение каждой вторичной обмотки поступает на соответствующую

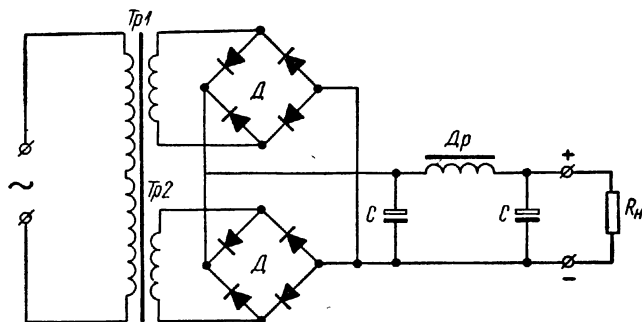


Рис. 3-6. Включение выпрямителей на общую нагрузку.

схему выпрямления. Отдельные выпрямители могут осуществляться по разным схемам выпрямления. Вследствие равенства токов первичных обмоток токи вторичных обмоток и токи вентилей каждой из схем выпрямления устанавливаются в соответствии с коэффициентом трансформации силовых трансформаторов.

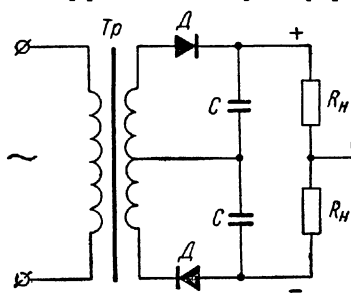


Рис. 3-7. Однополупериодная схема выпрямления с нулевым проводом.

Иногда на практике по условиям работы устройства не допускается заземление одного из полюсов выпрямителя. В этом случае выпрямитель работает на нагрузку с заземленной промежуточной точкой. При таких условиях работы в приведенных выше схемах выпрямления значительно увеличивается пульсация выпрямленного напряжения. Это объясняется возникновением дополнительной пульсации напряжения на нагрузке между полюсами выпрямителя и точкой заземления. Для уменьшения дополни-

тельной пульсации на практике часто применяют схемы с нулевым проводом. В качестве примера на рис. 3-7 приведена однополупериодная схема выпрямления с нулевым проводом. В этой схеме вторичная обмотка трансформатора состоит из двух симметрично расположенных обмоток.

Для эффективной работы схемы обе обмотки должны иметь одинаковые индуктивности рассеяния и емкости на землю. По приведенному принципу можно применять схемы однополупериодного

удвоения напряжения и двух полупериодные мостовые схемы. При соблюдении указанных условий уровень дополнительной пульсации можно снизить до 0,5% от величины выпрямленного напряжения.

3-2. Стабилизаторы напряжения постоянного тока на полупроводниковых приборах

Схемы полупроводниковых стабилизаторов постоянного напряжения, так же как и аналогичные схемы на электронных лампах, реализуют два основных метода стабилизации: параметрический и компенсационный [Л. 12, 14, 15].

Приведем краткую методику расчета параметрического стабилизатора постоянного напряжения на кремниевых стабилитронах. Схема такого стабилизатора представлена на рис. 3-8.

Из табл. 3-2 выбирают тип стабилитрона. При этом следует учитывать, что минимальное напряжение стабилизации стабилитрона должно быть больше заданного номинального выходного напряжения.

По вольтамперной характеристике стабилитрона определяются крайние значения токов I_{\min} , I_{\max} через стабилитрон, обеспечивающие заданные допустимые относительные изменения выходного напряжения $\pm \Delta U_0$ в процентах.

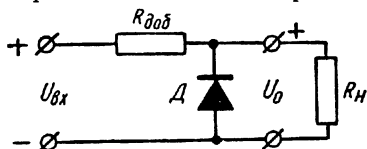


Рис. 3-8. Схема параметрического стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне.

Таблица 3-2

Тип стабилитрона	Напряжение стабилизации, в	Динамическое сопротивление, ом, при токе		Ток стабилизации, ма		Обратное сопротивление, Мом, при напряжении 1 в	Прямой ток, ма, при напряжении +1 в
		1 ма	5 ма	рабочий	наибольший при +50°С		
Д808	7—8,5	12	6	5	33	10	50
Д808А	7—8,5	12	6	5	33	250	50
Д809	8—9,5	18	10	5	29	10	50
Д809А	8—9,5	18	10	5	29	250	50
Д810	9—10,5	25	12	5	26	10	50
Д810А	9—10,5	25	12	5	26	250	50
Д811	10—12	30	15	5	23	10	50
Д811А	10—12	30	15	5	23	250	50
Д813	11,5—14	35	18	5	20	10	50
Д813А	11,5—14	35	18	5	20	250	50

Максимальное и минимальное значения входного напряжения определяются из выражений:

$$U_{\text{вх. макс}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{100} \right), \quad (3-5)$$

$$U_{\text{вх. мин}} = U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{100} \right). \quad (3-6)$$

Максимальное и минимальное значения выходного напряжения равны соответственно:

$$U_{0 \text{ макс}} = U_0 \left(1 + \frac{\Delta U_0}{100} \right), \quad (3-7)$$

$$U_{0 \text{ мин}} = U_0 \left(1 - \frac{\Delta U_0}{100} \right). \quad (3-8)$$

Максимальный ток через стабилитрон $I_{\text{макс}}$ протекает при наибольшем значении входного напряжения $U_{\text{вх. макс}}$ и наименьшем токе нагрузки $I_{\text{н. мин}}$. Напротив, минимальный ток через стабилитрон $I_{\text{мин}}$ течет при наименьшем значении входного напряжения $U_{\text{вх. мин}}$ и наибольшем токе нагрузки $I_{\text{н. макс}}$. Таким образом,

$$U_{\text{вх. макс}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{100} \right) = U_0 \left(1 + \frac{\Delta U_0}{100} \right) + R_{\text{доб}} (I_{\text{макс}} + I_{\text{н. мин}}); \quad (3-9)$$

$$U_{\text{вх. мин}} = U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{100} \right) = U_0 \left(1 - \frac{\Delta U_0}{100} \right) + R_{\text{доб}} (I_{\text{мин}} + I_{\text{н. макс}}). \quad (3-10)$$

Из формул (3-9) и (3-10) определяем величину добавочного сопротивления:

$$R_{\text{доб}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} - \Delta U_0}{(I_{\text{макс}} + I_{\text{н. мин}})(100 - \Delta U_{\text{вх}}) - (I_{\text{мин}} + I_{\text{н. макс}})(100 + \Delta U_{\text{вх}})}. \quad (3-11)$$

Определив величину $R_{\text{доб}}$, из выражения (3-9) или (3-10) легко найти номинальную величину входного напряжения. Сделаем это, воспользовавшись, например, выражением (3-9):

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_0 \left(1 + \frac{\Delta U_0}{100} \right) + R_{\text{доб}} (I_{\text{макс}} + I_{\text{н. мин}})}{1 + \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{100}}. \quad (3-12)$$

Выпрямитель, питающий стабилизатор, должен иметь величину выпрямленного напряжения, равную $U_{\text{вх}}$, и ток, равный

$I_{\text{макс}} + I_{\text{н. мин}}$. Так как величина добавочного сопротивления, очевидно, может иметь только положительные значения, при проектировании стабилизаторов напряжения необходимо выполнять условие, вытекающее из формулы (3-11):

$$(I_{\text{макс}} + I_{\text{н. мин}})(100 - \Delta U_{\text{вх}}) > (I_{\text{мин}} + I_{\text{н. макс}})(100 + \Delta U_{\text{вх}}). \quad (3-13)$$

Если это условие нарушается, то применяют каскадную схему включения стабилитронов (рис. 3-9). При этом минимальное напряжение стабилизации стабилитрона первого каскада должно быть больше максимального напряжения стабилизации стабилитрона второго каскада.

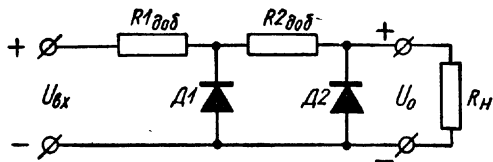


Рис. 3-9. Каскадное включение стабилитронов в параметрическом стабилизаторе.

Параметрические стабилизаторы напряжения, работающие в широком температурном диапазоне, требуют термокомпенсации. Простыми средствами осуществить термокомпенсацию можно только при постоянной нагрузке. В этом случае последовательно с сопротивлением нагрузки включается компенсирующее сопротивление с положительным температурным коэффициентом сопротивления. При повышении температуры увеличивается напряжение стабилизации, но одновременно с этим увеличивается величина компенсирующего сопротивления. В результате напряжение на нагрузке остается постоянным.

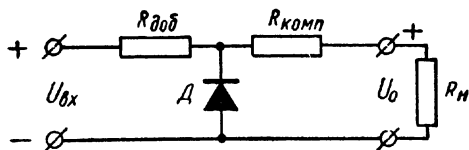


Рис. 3-10. Схема параметрического стабилизатора с термокомпенсацией.

Хорошим термокомпенсирующим сопротивлением является сопротивление, изготовленное из медной проволоки. Величина компенсирующего сопротивления определяется по формуле

$$R_{\text{т}} = \frac{\Theta}{\delta I_{\text{н}}}, \quad (3-14)$$

где Θ — температурный коэффициент напряжения стабилитрона;
 δ — температурный коэффициент сопротивления меди;
 $I_{\text{н}}$ — ток нагрузки.

Схема параметрического стабилизатора с термокомпенсацией приведена на рис. 3-10.

Для параметрической стабилизации напряжения особенно целесообразно применять мостовые схемы (рис. 3-11). Делитель, состоящий из сопротивлений $R2$ и $R3$, подбирается так, чтобы при изменении напряжения $U_{\text{вх}}$ падение напряжения на сопротивлении $R3$ изменялось одинаково с напряжением на кремние-

вом стабилитроне D . В этом случае выходное напряжение стабилизатора, представляющее разность этих напряжений, остается постоянным. Коэффициент стабилизации мостовой схемы определяется из выражения

$$K = \frac{\frac{R_{ст}}{R3 + R_{ст}} - \frac{R2}{R1 + R2}}{\frac{R_{дин}}{R3 + R_{дин}} - \frac{R2}{R1 + R2}}, \quad (3-15)$$

где $R_{ст}$ и $R_{дин}$ — соответственно статическое и динамическое сопротивление стабилитрона.

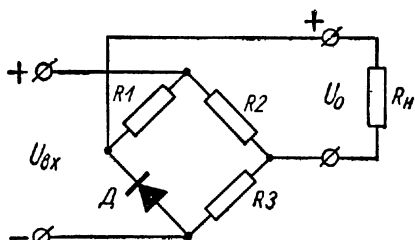


Рис. 3-11. Мостовая параметрическая схема стабилизации.

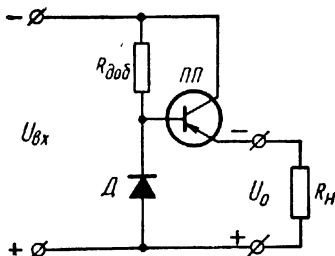


Рис. 3-12. Схема эмиттерного повторителя в качестве параметрического стабилизатора напряжения.

Иногда в качестве параметрического стабилизатора напряжения применяют эмиттерный повторитель, в базовую цепь которого включено стабильное опорное напряжение (рис. 3-12). Эмиттерный повторитель может работать с большими токами нагрузки, величина которых определяется значением коэффициента усиления β применяемого транзистора. Величина выходного напряжения примерно равна опорному напряжению.

Схемы параметрической стабилизации не всегда оправдывают себя на практике, так как они имеют сравнительно невысокий коэффициент стабилизации и сравнительно большое выходное сопротивление. Например, параметрический стабилизатор напряжения по схеме эмиттерного повторителя имеет коэффициент стабилизации 5—15, а выходное сопротивление около 10—20 ом.

Более высокие показатели имеют компенсационные стабилизаторы на транзисторах, схемы которых выглядят аналогично одноименным ламповым схемам (рис. 3-13). Регулирующий элемент целесообразно включать последовательно с нагрузкой. Для повышения коэффициента стабилизации схемы вводят отрицательную обратную связь: часть выходного напряжения подается на базу регулирующего транзистора.

Дальнейшего улучшения параметров стабилизатора можно добиться введением в цепи отрицательной обратной связи усилителя постоянного тока (рис. 3-14). Для получения высоких параметров стабилизации в усилителе постоянного тока необходимо применять транзисторы с большим коэффициентом усиления по току. Коэффициент стабилизации такой схемы достигает 50—100, выходное сопротивление стабилизатора лежит в пределах 0,2—3 ом. Как видно из рис. 3-14, схема стабилизатора состоит из следующих основных элементов: регулирующего $ПП1$, усилительного $ПП2$, источника опорного напряжения $U_{оп}$ и делителя напряжения $R2$ и $R3$. При увеличении входного напряжения $U_{вх}$ или уменьшении тока нагрузки I_n увеличится отрицательный

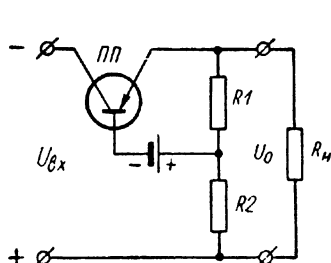


Рис. 3-13. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с отрицательной обратной связью.

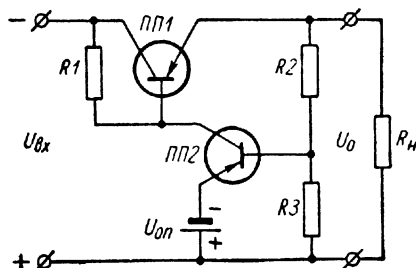


Рис. 3-14. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с усилительным каскадом в цепи обратной связи.

потенциал на базе транзистора $ПП2$. Это приведет к уменьшению сопротивления перехода эмиттер — коллектор триода, что в свою очередь вызовет увеличение тока коллектора транзистора $ПП2$. При этом за счет падения напряжения на сопротивлении $R1$ возрастет положительный потенциал на базе регулирующего транзистора $ПП1$. Увеличение положительного потенциала на базе регулирующего транзистора вызовет увеличение сопротивления перехода эмиттер — коллектор триода и падение напряжения на нем. В результате произойдет компенсация увеличения выходного напряжения до заданной величины. При уменьшении выходного напряжения U_0 схема работает в той же последовательности, причем сопротивление регулирующего элемента уменьшается и напряжение на выходе стабилизатора также остается практически постоянным.

Делитель напряжения $R2$ и $R3$ отбирает часть выходного напряжения U_0 для сравнения его с постоянным опорным напряжением. В качестве источника опорного напряжения применяются в основном кремниевые стабилитроны.

Регулирующий элемент $ПП1$ выполняет роль переменного сопротивления; он чувствителен к амплитуде и фазе управляющего напряжения. Фазовые соотношения напряжений на входе и вы-

ходе *ППИ* должны быть такими, чтобы обратная связь всегда оставалась отрицательной. Величина управляющего напряжения может быть определена из следующего выражения:

$$U_{61} = k(nU_0 - U_{оп}), \quad (3-16)$$

где U_{61} — управляющее напряжение на базе регулирующего транзистора;

k — коэффициент усиления усилителя постоянного тока.

Через регулирующий элемент *ППИ* протекает полный ток нагрузки стабилизатора.

При расчете регулирующего элемента всегда нужно иметь в виду следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} U_{э-к. макс} &\geq U_{вх. макс} - U_{0 мин}, \\ I_{к. макс} &\geq I_{н. макс}, \\ P_{к. макс} &\geq (U_{вх. макс} - U_0) I_{н. макс}, \end{aligned} \right\} \quad (3-17)$$

где $U_{э-к. макс}$ — максимальное значение напряжения между эмиттером и коллектором;

$I_{к. макс}$ — максимальное значение коллекторного тока;

$P_{к. макс}$ — максимальная мощность рассеяния коллекторного перехода;

$U_{вх. макс}$ — максимальное значение напряжения на входе стабилизатора;

U_0 — напряжение на выходе стабилизатора;

$I_{н. макс}$ — максимальное значение тока нагрузки.

Практически установлено, что для токов нагрузки до 0,4 а можно применять транзисторы типа П4 на радиаторе размером 50 × 30 × 10 мм с высотой ребер не менее 5 мм. При токах нагрузки до 2 а целесообразно применять транзисторы типа П210 на двухстороннем ребристом радиаторе размерами 100 × 100 × 50 мм и с высотой ребер до 20 мм. При токах нагрузки более 2 а следует использовать транзисторы типа П208 на двухстороннем ребристом радиаторе размерами 150 × 150 × 50 мм и с высотой ребер до 20 мм.

При расчете максимальной мощности рассеяния на коллекторном переходе регулирующего транзистора нужно также учитывать допустимое напряжение между коллектором и эмиттером триода, которое определяется условиями изменения напряжения питающей сети от номинального значения, перекосом фаз в трехфазных схемах выпрямления и разбросом величины напряжения выпрямителя от его номинального значения. Допустимое напряжение между коллектором и эмиттером триода не должно превышать 60 в.

Если требуемые напряжения или токи превышают максимально допустимые значения для транзистора данного типа, то можно

применять последовательное или параллельное включение регулирующих транзисторов. В настоящее время при построении регулирующего элемента большое распространение получила схема составного транзистора (рис. 3-15). Отметим практически наиболее важные преимущества некоторых сочетаний составных транзисторов:

1) при помощи составных транзисторов, соединенных по схеме с общей базой, можно получить устойчивый коэффициент усиления по току α , близкий к единице, и очень большое усиление мощности;

2) составные транзисторы обеспечивают очень большое входное сопротивление (около 200—300 *Мом*) и соответственно этому очень малый входной ток, причем одновременно можно получить очень малые значения выходного сопротивления;

3) при помощи составных транзисторов можно получить, напротив, очень малое входное и очень высокое выходное сопротивление.

Недостатком составных транзисторов является их большая температурная нестабильность, обычно превышающая нестабильность входящих в схемное сочетание отдельных транзисторов. Однако при правильной температурной компенсации этот недостаток легко устраняется и не препятствует применению составных транзисторов в различных схемах.

Недостаток схем стабилизации, построенных по такому принципу, — трудность получения очень низких выходных стабилизированных напряжений. Это объясняется тем, что абсолютная величина выходного напряжения не может быть меньше опорного напряжения. Так как в качестве источника опорного напряжения обычно используются кремниевые стабилитроны типов Д808—Д813, такие схемы обеспечивают минимальное стабилизированное выходное напряжение не ниже 7,5—8 в.

Для уменьшения влияния температурных изменений на работу стабилизатора в схему его обычно вводятся термокомпенсирующие элементы. Рассмотрим некоторые наиболее часто применяемые методы компенсации температурного дрейфа.

На рис. 3-16 приведена схема стабилизатора, в которой температурная компенсация осуществляется при помощи компенсирующих диодов. Компенсирующий диод *Д2* включается в прямом направлении в верхнее плечо измерительного делителя и, имея при таком включении отрицательный температурный коэффициент, компенсирует положительный температурный коэффициент схемы. С ростом температуры за счет действия компенсирующего диода увеличивается ток базы транзистора *ПП2*, что приводит к уменьшению выходного напряжения. Подбирая определенное

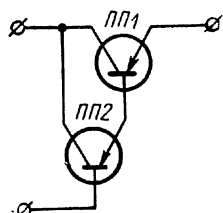


Рис. 3-15. Схема составного транзистора.

количество компенсирующих диодов, можно получить высокую степень термокомпенсации.

Этот метод компенсации температурного дрейфа дает хорошие результаты стабилизации в интервале рабочих температур до $+50^{\circ}\text{C}$. Некоторый недостаток данного метода состоит в необходимости применения большого количества компенсирующих диодов при высоких стабилизируемых напряжениях, так как величина изменения напряжения на диоде, включенном в прямом направлении, в 3—5 раз меньше изменения напряжения на стабилитроне, включенном в обратном направлении.

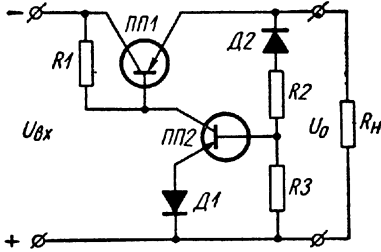


Рис. 3-16. Схема компенсационного стабилизатора с компенсацией температурного дрейфа при помощи компенсирующих диодов.

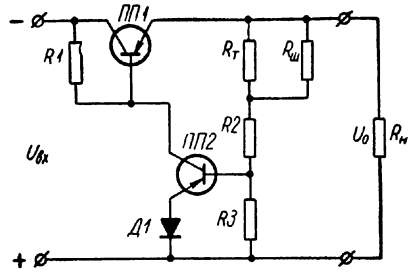


Рис. 3-17. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с температурной компенсацией на термосопротивлениях.

Другой часто применяемый метод термокомпенсации основан на температурных свойствах термосопротивлений (рис. 3-17). Изменение напряжения на сопротивлении R_3 нижнего плеча делителя составляет

$$\Delta U = \Delta U_{\text{оп}} - \Delta U_{9-6}, \quad (3-18)$$

где $\Delta U_{\text{оп}}$ — изменение напряжения на опорном элементе при изменении температуры на 1°C ;

ΔU_{9-6} — изменение напряжения на переходе эмиттер — база при изменении температуры на 1°C .

Таким образом, для осуществления термокомпенсации при изменении температуры на Δt° необходимо уменьшить напряжение на сопротивлении R_2 верхнего плеча делителя на величину $\Delta U \Delta t^{\circ}$. При этом полагаем, что температурные зависимости опорного напряжения и напряжения перехода эмиттер — база усилительного транзистора имеют линейный характер. В этом случае для уменьшения напряжения на сопротивлении R_2 верхнего плеча делителя необходимо включить в это плечо термокомпенсирующее сопротивление, величина которого вычисляется из следующего выражения:

$$R_T = \frac{U_1 - \Delta U \Delta t^{\circ}}{I_1}, \quad (3-19)$$

где U_1 — напряжение на верхнем плече делителя при нормальных условиях окружающей среды;

I_1 — ток верхнего плеча делителя напряжения.

При весьма большом токе в измерительном делителе, когда ток его нижнего плеча значительно больше базового тока триода $ПП2$, термокомпенсирующее сопротивление с достаточной точностью можно определить из выражения

$$R_T = \frac{(U_1 - \Delta U \Delta t^\circ) R_3}{U_1 + \Delta U \Delta t^\circ}, \quad (3-20)$$

где R_3 — сопротивление нижнего плеча делителя напряжения.

Для линеаризации характеристики термосопротивления шунтируется постоянным сопротивлением $R_{ш}$, номинальная величина которого не зависит от воздействия температуры.

Наиболее эффективным методом температурной компенсации является метод прямой компенсации величины опорного напряжения. В этом случае (рис. 3-18) компенсирующие диоды включаются непосредственно в цепь опорного элемента. Количество их следует определять, исходя из допустимой величины ухода выходного напряжения от номинального значения.

В качестве термокомпенсирующих диодов наиболее целесообразно применять германиевые диоды типа Д7.

При использовании на практике рассмотренных методов термокомпенсации необходимо учитывать следующее:

а) в схемах стабилизаторов с термокомпенсацией лучше применять стабилитроны типа Д808, так как эти кремниевые диоды по сравнению с другими типами стабилитронов имеют наименьший температурный уход обратного напряжения и наименьший разброс параметров;

б) при использовании в качестве компенсирующего элемента термосопротивления для улучшения стабилизации желательно подбирать термосопротивления с минимальным термическим коэффициентом, благодаря чему температурная зависимость компенсирующего сопротивления получается более пологой;

в) постоянные сопротивления, входящие в измерительный делитель напряжения, следует выполнять проволочными, что позволит практически исключить температурное влияние этих сопротивлений на выходное стабилизированное напряжение.

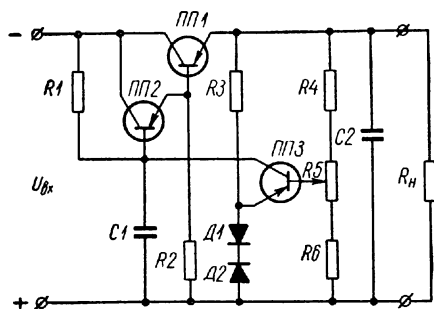


Рис. 3-18. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с температурной компенсацией опорного напряжения.

Рассмотрим несколько разновидностей схем полупроводниковых стабилизаторов напряжения, которые находят широкое применение в практической работе.

Приведенные на рис. 3-19—3-23 схемы полупроводниковых стабилизаторов построены по одному и тому же принципу компенсационной стабилизации выходного напряжения при последовательном включении регулирующего элемента с сопротивлением нагрузки. В качестве регулирующего элемента в схемах стабилизации применяется составной транзистор, собранный из транзисторов типа П4Д и П14 или П16. Усилитель постоянного тока в каждой схеме работает на транзисторе типа П13. Источником опорного напряжения являются стабилитроны типа Д808, включенные в цепь эмиттера усилителя постоянного тока. Для устранения возможной генерации на низкой частоте базы усилительного и составного транзисторов конденсаторы $C1$ соединены между собой. Для увеличения стабильности выходного напряжения в приведенных схемах применяется прямая связь с входа стабилизатора на базу усилительного транзистора.

Прямая связь осуществляется при помощи сопротивлений $R1$ и $R2$. Для уменьшения дрейфа выходного напряжения в цепи эмиттера усилительных транзисторов последовательно с кремниевыми стабилитронами типа Д808, включенными в обратном направлении, используется стабилитрон того же типа, но включенный в прямом направлении. В измерительном делителе напряжения применяются сопротивления с малым значением температурного коэффициента. Основные эксплуатационные данные разновидностей схем стабилизаторов постоянного напряжения приведены в табл. 3-3.

Таблица 3-3

Разновидность схемы, рис.	Напряжение, в		Ток нагрузки $I_{н'}$ ма	Коэффициент пульсации выходного напряжения k , %	Стабильность выходного напряжения при измене- нии напряжения сети на 100%, %	Выходное сопротивле- ние R_{i_0} , ом
	входное $\pm U_{вх}$	выходное $\pm U_0$				
3-19	14	6,3	300	0,05	0,3	1
3-20	21	12,6	300	0,05	0,3	1
3-21	28	27,0	250	0,05	0,3	1
3-22	50	40,0	250	0,05	0,3	1
3-23	78	60,0	200	0,05	0,3	1

Для стабилизации очень малых по величине напряжений обычно применяются полупроводниковые стабилизаторы без источника внутреннего опорного напряжения. На рис. 3-24 приведена

Рис. 3-19. Типовая схема полупроводникового стабилизатора на выходное напряжение 6,3 в и ток нагрузки 0,3 а.

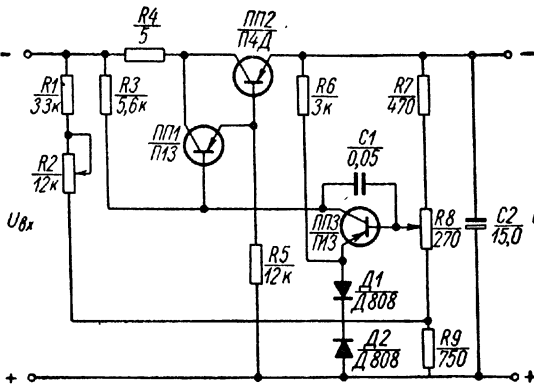
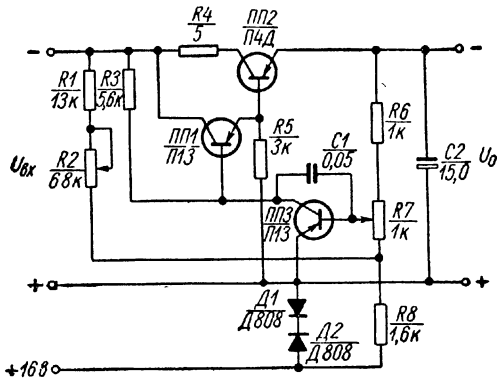
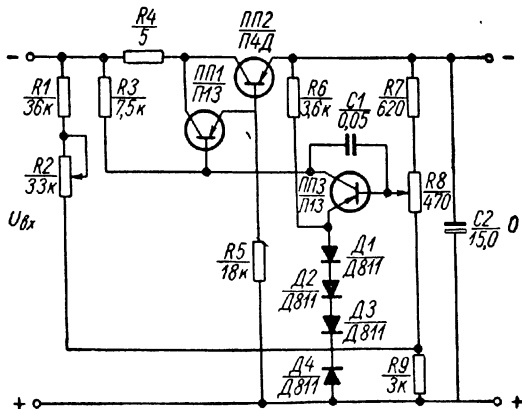


Рис. 3-20. Типовая схема полупроводникового стабилизатора на выходное напряжение 12,6 в и ток нагрузки 0,3 а.

Рис. 3-21. Схема полупроводникового стабилизатора на выходное напряжение 27 в и ток нагрузки 0,25 а.



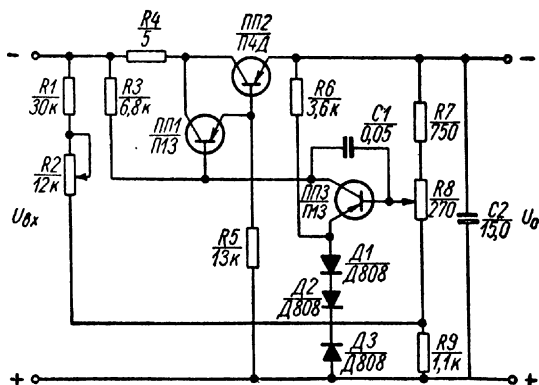


Рис. 3-22. Схема полупроводникового стабилизатора на выходное напряжение 40 в и ток нагрузки 0,25 а.

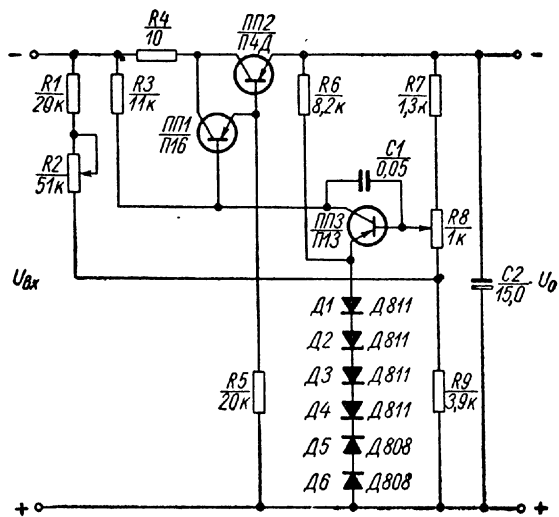


Рис. 3-23. Схема полупроводникового стабилизатора на выходное напряжение 60 в и ток нагрузки 0,2 а.

схема стабилизатора напряжения, позволяющая получить выходное стабилизированное напряжение в диапазоне от 0 до 10 в.

Для сглаживания пульсаций опорного напряжения в цепи параметрической стабилизации напряжения употребляется сглаживающий фильтр, состоящий из конденсаторов $C2$, $C3$ и добавочного сопротивления стабилитрона $R3$. Эта схема стабилиза-

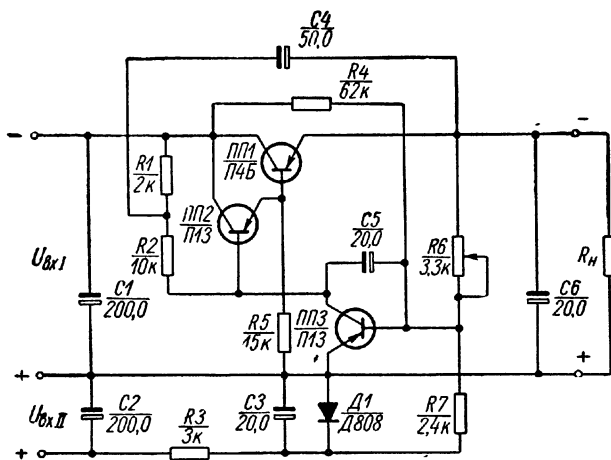


Рис. 3-24. Схема полупроводникового стабилизатора низких напряжений.

тора напряжения при $U_{вх I} = 17$ в и $U_{вх II} = 45$ в обеспечивает следующие эксплуатационные параметры:

Выходное стабилизированное напряжение, в	0—10
Ток нагрузки, ма, не более	100
Коэффициент стабилизации, %	200
» пульсации выходного напряжения, %	0,05
Выходное сопротивление, ом	0,2

Для получения в схемах компенсационных полупроводниковых стабилизаторов высокой стабильности выходного напряжения (0,01% и выше) приходится использовать несколько каскадов усилителей постоянного тока. На рис. 3-25 приведена схема полупроводникового стабилизатора напряжения, которая при изменении напряжения сети от номинального значения на $\pm 10\%$ и вариации тока нагрузки от нуля до максимальной величины обеспечивает стабильность выходного напряжения более 0,01%. Такая стабильность в значительной степени определяется жесткой термокомпенсацией первого каскада усилителя постоянного тока (ПП5), а следовательно, и всего стабилизатора в целом.

Схема рис. 3-25 при входном напряжении $U_{вх} = 15 \text{ в}$ ($\pm 10\%$) и изменении тока нагрузки от 0 до 500 *ма* обеспечивает следующие эксплуатационные параметры:

Выходное стабилизированное напряжение, <i>в</i>	10
Ток нагрузки, <i>ма</i> , не более	500
Стабильность выходного напряжения, %	0,003
Выходное сопротивление, <i>ом</i>	$0,5 \cdot 10^{-2}$

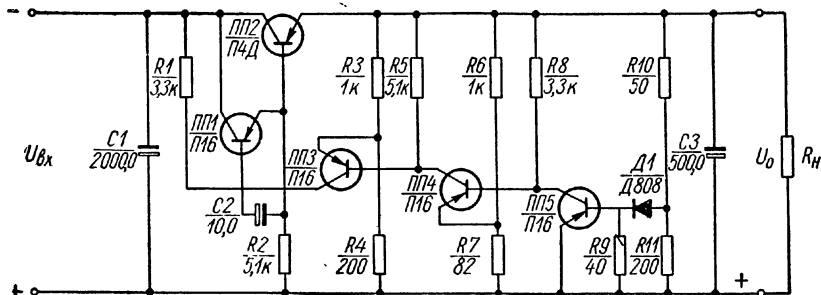


Рис. 3-25. Схема полупроводникового стабилизатора напряжений с многокаскадным усилителем постоянного тока.

В заключение приведем схему мощного стабилизатора напряжения на транзисторах, которая широко применяется на практике. Схема (рис. 3-26) состоит из основного выпрямителя, собран-

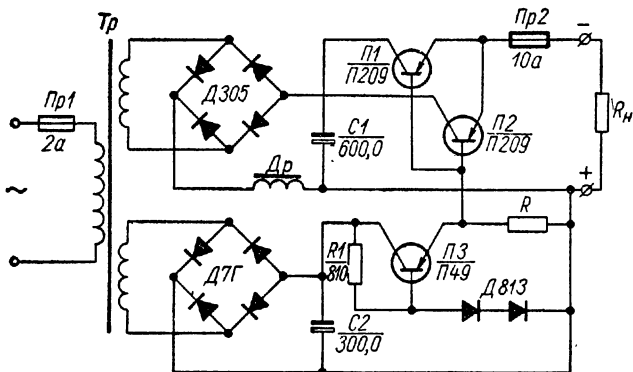


Рис. 3-26. Схема мощного стабилизатора напряжения.

ного на диодах Д305, вспомогательного выпрямителя, дроссельного фильтра, регулирующего транзистора и вспомогательного стабилизатора. Вспомогательный стабилизатор напряжения, работающий на транзисторе П4Д, выполняет роль источника опорного напряжения для основного стабилизатора. Дроссель фильтра Др предохраняет транзисторы П209 от бросков тока при включении и выключении стабилизатора, а также при отключении от стабилизатора нагрузки. Необходимость во вспомогательном опорном

стабилизаторе вызвана тем, что максимальный ток стабилизатора ограничен током стабилитронов. Маломощные стабилитроны типов Д808 — Д813 не могут обеспечить построение схем мощных стабилизаторов. Поэтому наиболее эффективным способом является включение в качестве опорного источника вспомогательного стабилизированного выпрямителя. При этом следует отметить, что мощность опорного источника в этом случае может быть легко увеличена включением в цепь управления дополнительного транзистора. Схема 3-26 имеет следующие параметры:

Выходное стабилизированное напряжение, <i>v</i>	25
Ток нагрузки, <i>a</i>	7
Коэффициент стабилизации при изменении напряжения сети на (+10) ÷ (−15) %	30
Напряжение пульсаций на выходе, <i>mv</i>	12
Выходное сопротивление, <i>ом</i>	$6 \cdot 10^{-2}$



ЛИТЕРАТУРА

1. Кривицкий Б. Х., Элементы и устройства импульсной техники Изд. «Советское радио», 1960.
 2. Иццоки Я. С., Импульсная техника, Изд. «Советское радио», 1949.
 3. Герасимов С. М., Мичулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, Гостехиздат, 1961.
 4. Кризе С. Н., Усилительные устройства, Связьиздат, 1958.
 5. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, Изд. «Советское радио», 1959.
 6. Цыпкин Я. З.; Теория импульсных систем, 1959.
 7. Козырев А. В., Петрович Н. Т., Генерирование и преобразование электрических импульсов, Изд. «Советское радио», 1954.
 8. Лурье О. Б., Усилители видеочастоты, Изд. «Советское радио», 1961
 9. Иоффе А. Ф., Полупроводники и их применение, Изд. АН СССР 1956.
 10. Рогинский В. Ю., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1957.
 11. Горн Л. С., Хазанов Б. И., Транзисторы в радиометрической аппаратуре, Госатомиздат, 1961.
 12. Мазель К. Б., Стабилизаторы напряжения и тока, Госэнергоиздат, 1955.
 13. Соминский М. С., Полупроводники и их применение, Госэнергоиздат, 1955.
 14. Веденеев Г. М., Вершин В. Е., Кремниевые стабилизаторы. Госэнергоиздат, 1961.
 15. Гольд्रेер И. Г., Стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1957.
-

*Макушев Эраст Иванович
Поппэ Эргард Иванович
Глаговский Борис Аронович*

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ

М.—Л., издательство «Энергия», 1964 г.
150 стр. с рис. Тематический план 1964 г. № 307.

Редактор *И. Г. Райскин*
Технический редактор *О. С. Житникова*

Сдано в производство 20/II 1964 г.
Подписано к печ. 28/V 1964 г. М-41592. Печ. л. 9,5.
Уч.-изд. л. 9,4. Бум. л. 5,12. Формат 60×90¹/₁₆.
Тираж 24 000. Цена 47 коп. Заказ 1758.

Ленинградская типография № 6
Главполиграфпрома Государственного комитета
Совета Министров СССР по печати.
Ленинград, ул. Моисеенко, д. 10.

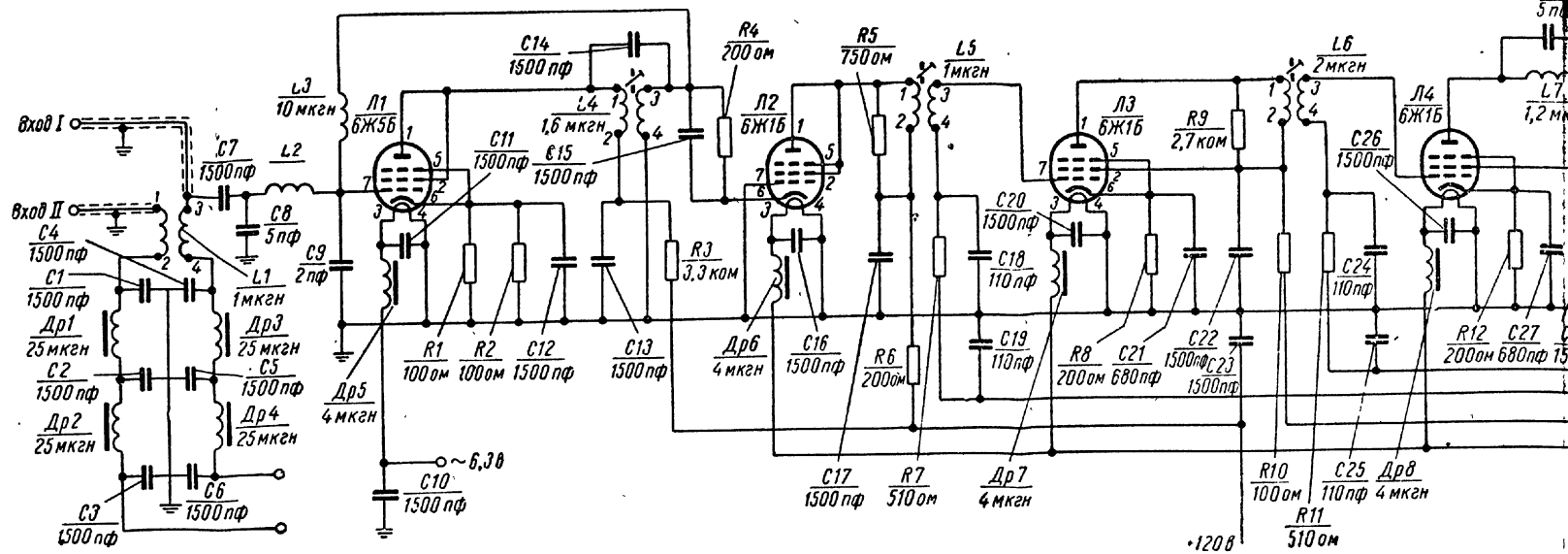


Рис. 2-28. Принципиальная схема предварительного усилителя промежуточной частоты. Сопротивление $R3$ типа МЛТ-1; остальные сопротивления

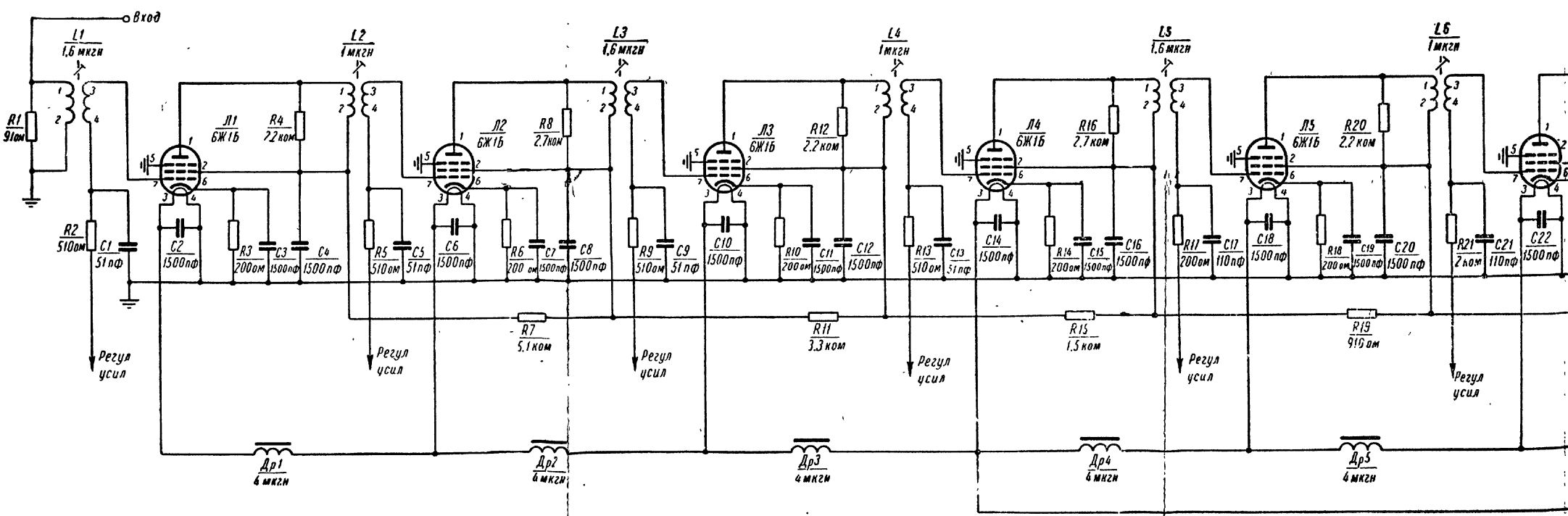


Рис. 2-30. Принципиальная схема главного усилителя промежуточной частоты (разновидности 1 и 2). Сопротивление $R1$ типа УЛМ-0,12; остальные

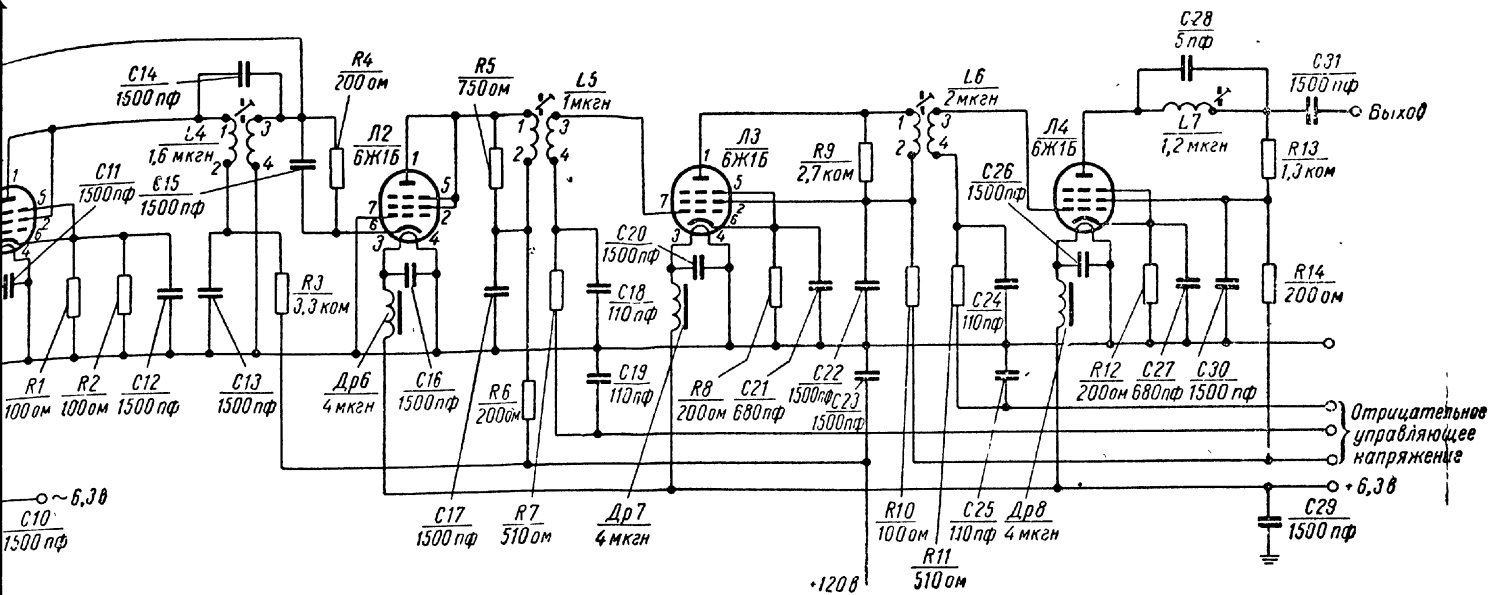


Схема предварительного усилителя промежуточной частоты. Сопротивление R3 типа МЛТ-1; остальные сопротивления типа МЛТ-0,25.

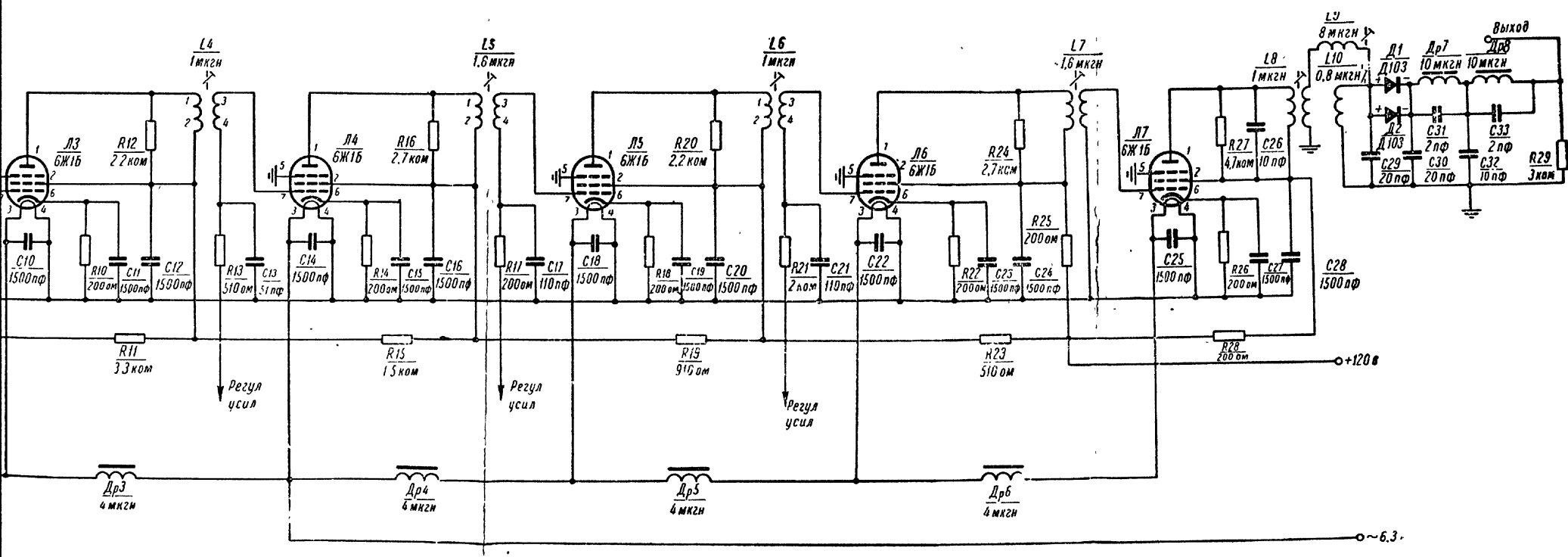


Схема главного усилителя промежуточной частоты (разновидности 1 и 2). Сопротивление R1 типа УЛМ-0,12; остальные сопротивления типа МЛТ-0,25.

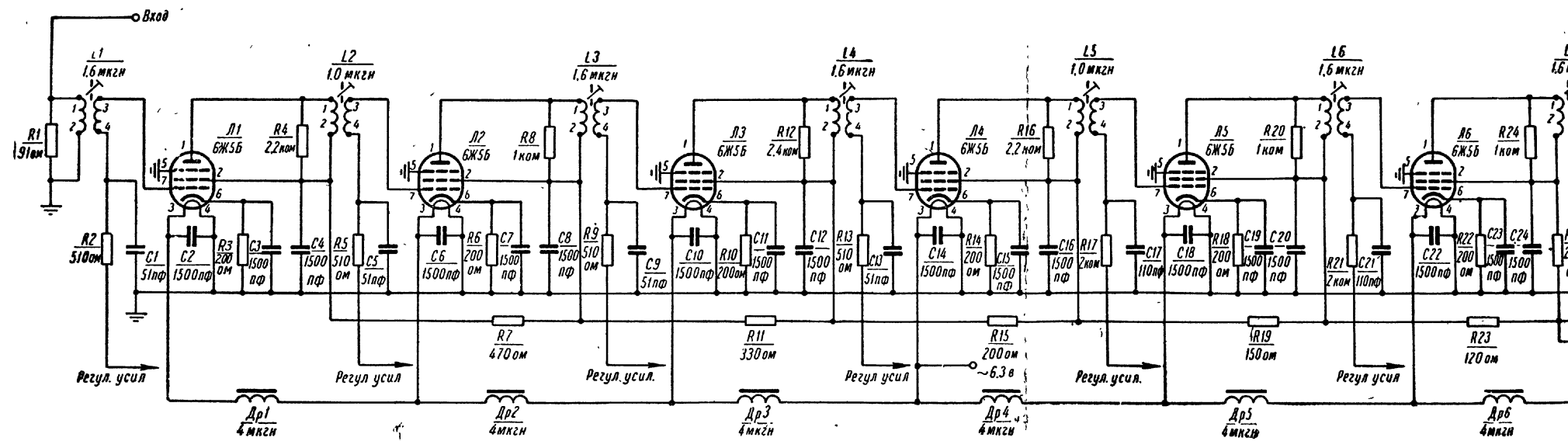
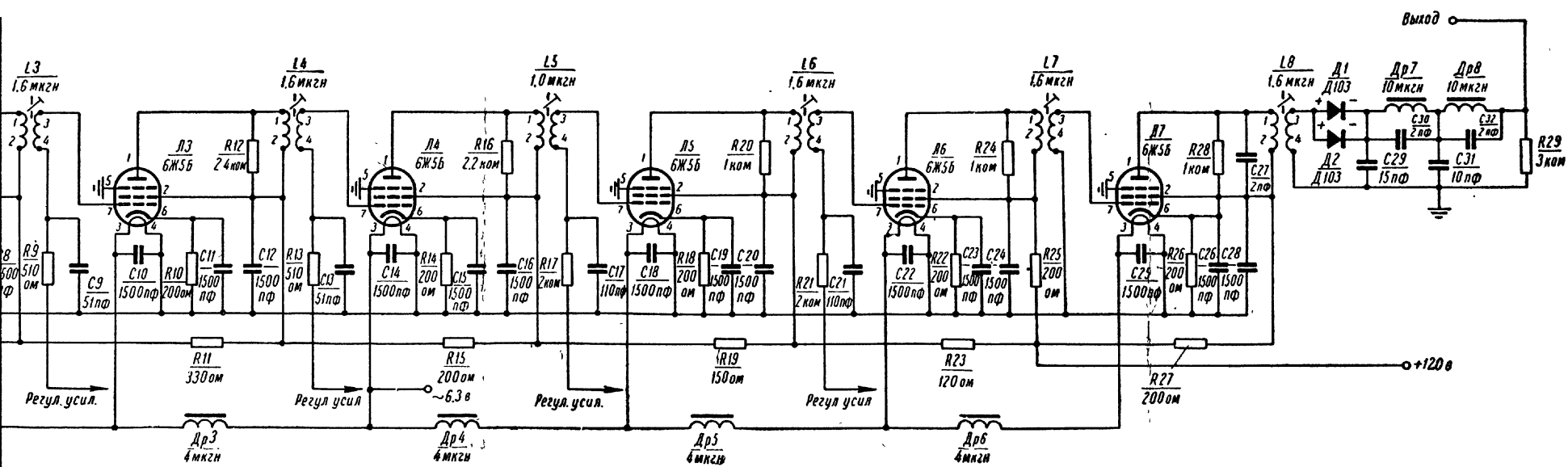


Рис. 2-31. Принципиальная схема главного усилителя промежуточной частоты (разновидности 3 и 4). Сопротивление $R1$ типа УЛМ-0,12; сопротивления $R7, R11, R15, R19, R8-R10, R12-R14, R16-R18, R20-R22, R24-R26, R28, R29$ типа МЛТ-0,25.



промежуточной частоты (разновидности 3 и 4). Сопротивление $R1$ типа УЛМ-0,12; сопротивления $R7, R11, R15, R19, R23, R27$ типа МЛТ-0,5; сопротивления $R2-R6, R8-R10, R12-R14, R16-R18, R20-R22, R24-R26, R28, R29$ типа МЛТ-0,25.

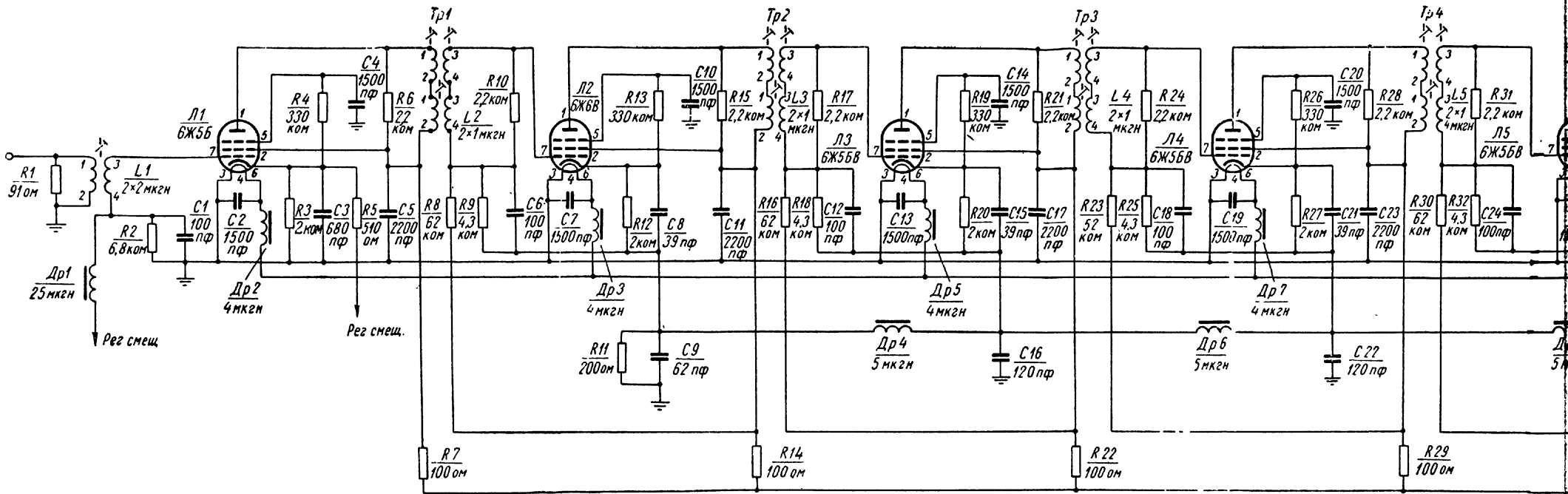
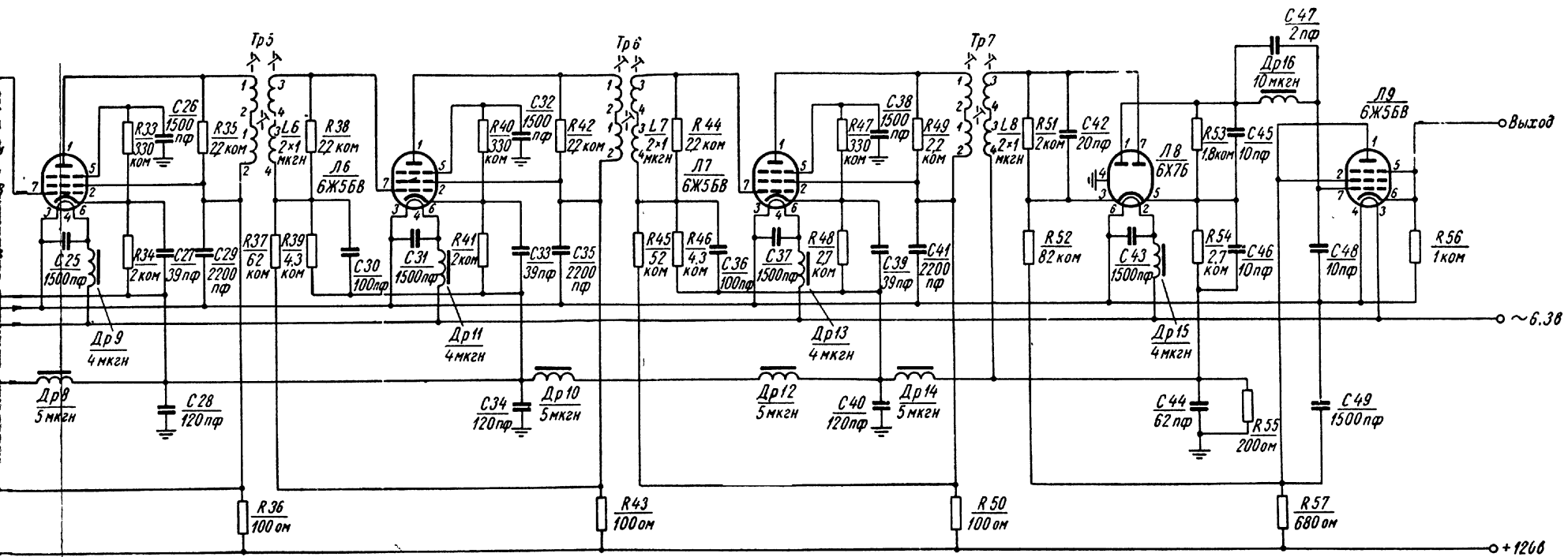


Рис. 2-36. Принципиальная схема усилителей промежуточной частоты с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой (разновидности 1 и 2). Сопротивления: R1 типа УЛМ-0,12; R2—R6, R37, R43, R44, R50, R52 типа МЛТ-0,5; R11, R55 типа МЛТ-1. Трансформаторы Tr1—Tr6: провсд ПЭВ-2; Ø 0,06; n₁ = n₂ = 19 виткам; намотка рядовая вплотную



$R6, R9, R10, R12-R14, R17-R21, R24-R28, R31-R35, R38-R42, R45-R49, R51, R53, R54, R56, R57$ типа МЛТ-0,25; $R7, R8, R15, R16, R22, R23, R29, R30, R36,$
гтную ($L = 1,6 \div 2,5$ мкГн; $Q = 60$). Трансформатор $Tr7$: провод ПЭВ-2; $\varnothing 0,1$; $n_1 = n_2 = 12$ виткам; намотка рядовая вплотную ($L = 1 \div 2,5$ мкГн; $Q = 60$).

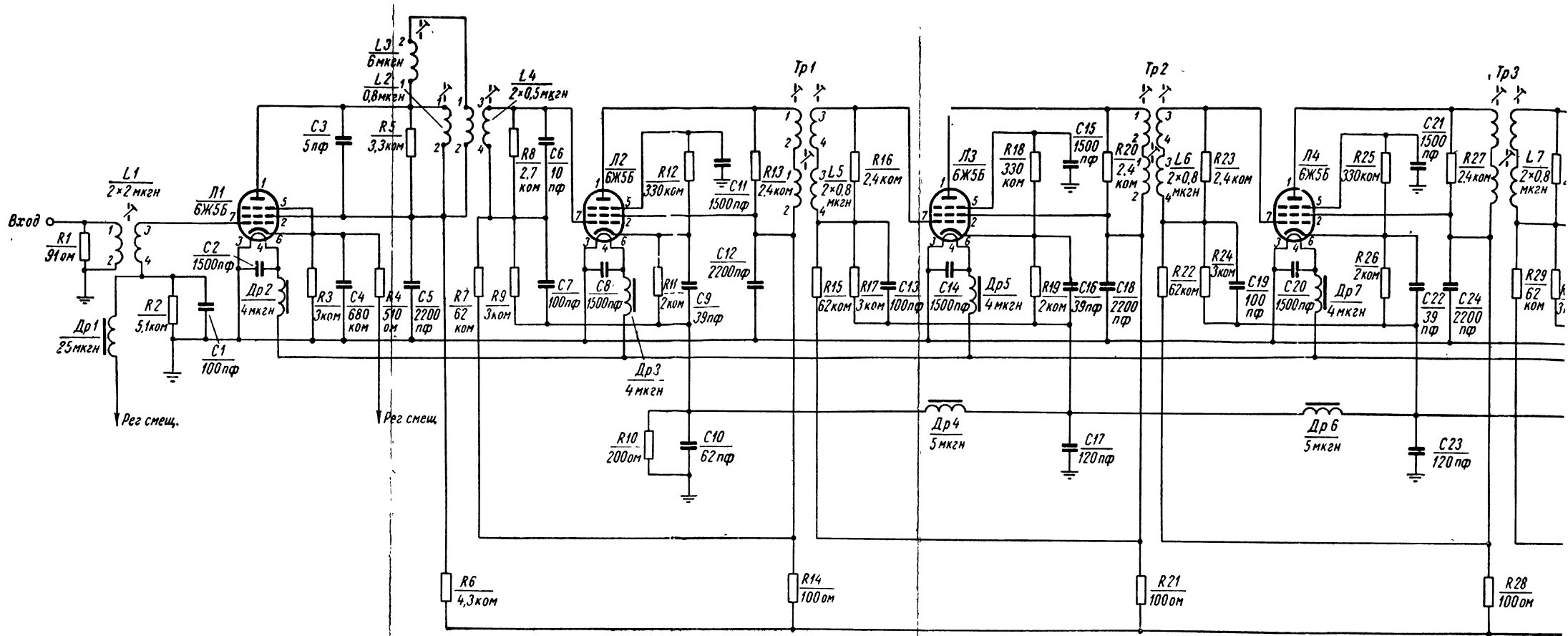
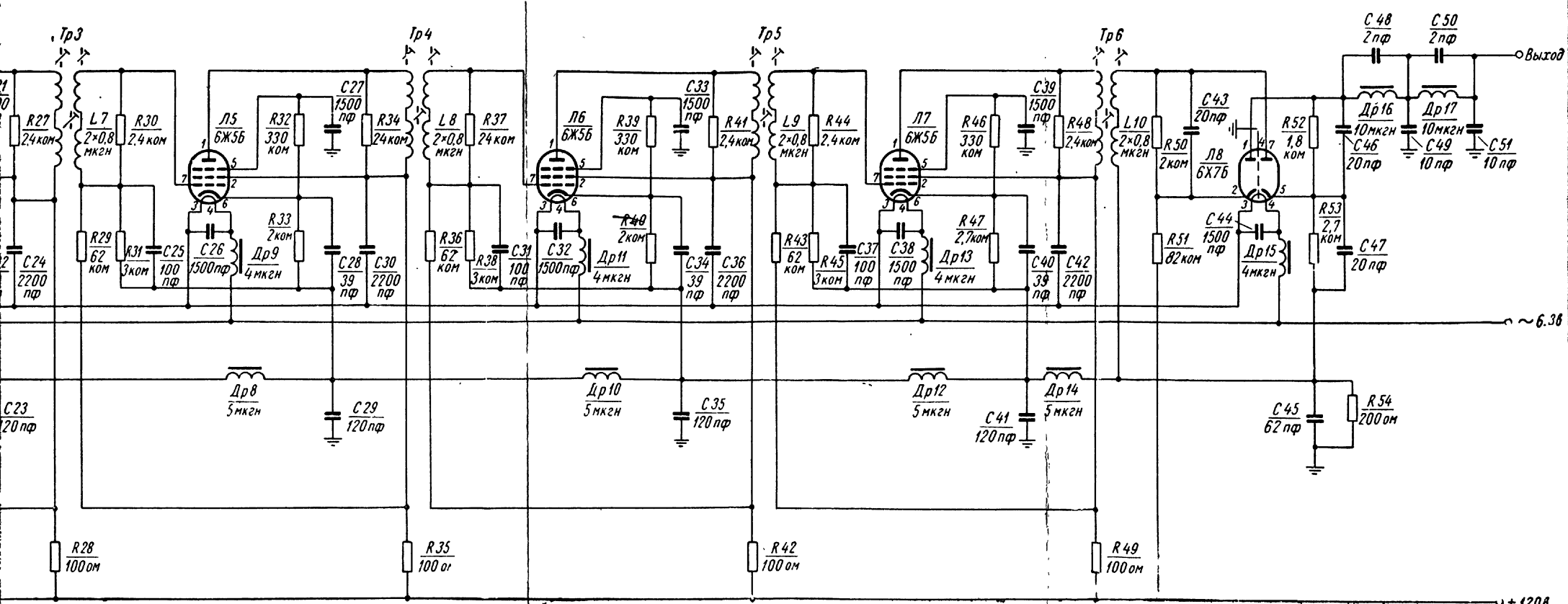


Рис. 2-37. Принципиальная схема усилителя промежуточной частоты с линейно-л



оты с линейно-логарифмической амплитудной характеристикой (разновидность 3).

Цена 47 коп.