

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР  
МОСКОВСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ СВЯЗИ

Б.П. ХРОМОЙ

РАСЧЕТ СХЕМ  
АПЕРТУРНЫХ КОРРЕКТОРОВ

Москва 1965

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР  
Московский электротехнический институт связи

---

Б.П. Хромой

РАСЧЕТ СХЕМ АПЕРТУРНЫХ КОРРЕКТОРОВ

Учебное пособие по курсовому и дипломному  
проектированию по курсу "Телевидение"

У Т В Е Р Ж Д Е Н О  
Ученым Советом института в качестве  
учебного пособия для студентов

Редакционно-издательский отдел ВЗЭИС  
Москва 1965



## ПРЕДИСЛОВИЕ

Очень часто в состав телевизионного канала вводятся устройства апертурной коррекции, которые позволяют заметно повысить четкость телевизионного изображения. В настоящее время используются два метода апертурной коррекции: метод коррекции апертурных искажений с помощью разностного сигнала и метод дифференциальной апертурной коррекции. Оба метода апертурной коррекции, хотя и строятся на разных принципах, обеспечивают примерно одинаковый конечный результат.

В данной брошюре, являющейся пособием по курсовому и дипломному проектированию, рассматриваются особенности и методы расчета схем апертурных корректоров. Наибольшее внимание уделено методу дифференциальной апертурной коррекции. Это объясняется тем, что расчет схем дифференциальных апертурных корректоров более сложен, чем расчет схем разностной апертурной коррекции. Рассмотрение теории работы апертурных корректоров и методов расчета иллюстрируются примерами расчетов отдельных схем корректоров. В случае проектирования апертурных корректоров по особым техническим требованиям, невыполнимым в рассмотренных практических схемах, следует воспользоваться общей теорией, изложенной в главе П.

Автор выражает глубокую благодарность д-ру техн. наук профессору Катаеву С.И., канд. техн. наук доц. Самойлову и инженеру Стрижевскому Н.З. за ряд полезных советов.

## I. ВОЗНИКНОВЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Одним из наиболее существенных качественных показателей телевизионного изображения является его четкость, которая характеризует качество воспроизведения мелких деталей. В телевидении различают два вида четкости: по вертикали и по горизонтали. Такое разделение делается потому, что в связи со строчной структурой раstra воспроизведение мелких деталей по вертикали и по горизонтали зависит от разных факторов. Так, например, четкость по вертикали определяется числом строк разложения и качеством чересстрочной развертки.

Четкость по горизонтали (вдоль строки) зависит от полосы частот телевизионного канала и от так называемых апертурных искажений.

Термин апертурные искажения произошел от латинского слова "aperture", что означает отверстие. Первоначально под словом "aperture" понимали отверстие, с помощью которого в оптико-механических системах телевидения (например, диск Нипкова) выделялся передаваемый элемент изображения. С развитием электронного телевидения под термином "апертурные искажения" стали понимать искажения телевизионного сигнала, обусловленные конечными размерами диаметра развортывающего пятна. Механизм возникновения апертурных искажений подробно исследован в фундаментальных работах проф. Я.А.Рыфтина (Л. I, 2, 3 и др.).

Возникновение апертурных искажений поясняется на рис. I.

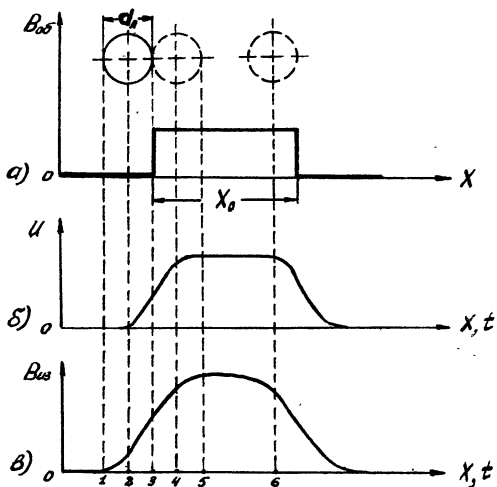


Рис. 1. Возникновение апертурных искажений

- а) Изменение яркости передаваемого объекта.
- б) Форма видеосигнала на выходе передающей трубки.
- в) Изменение яркости на экране приемной трубки.

Предположим, что разворачивается участок изображения, яркость которого вдоль строки изменяется как показано на рис. 1а. Рассмотрим случай, когда  $d_l$  - диаметр луча меньше толщины полосы  $X_0$ .

Как видно из рис. 1б образование сигнала начнется в передающей трубке в тот момент времени, когда луч достигнет координаты 2 и его правый край войдет в соприкосновение с разворачиваемым элементом.

По мере перемещения луча на поверхность разворачиваемой полоски  $X_0$  будет происходить нарастание сигнала. Закон нарастания сигнала  $U$  (рис. 1б) определяется формой попереч-

ного сечения луча и зависимостью распределения плотности электронов в плоскости поперечного сечения. Сигнал  $U$  достигнет максимального значения, когда центр разворачивающегося луча достигнет координаты 4. Далее сигнал остается постоянным до тех пор, пока луч не пересечет правую границу полоски. После того, как электронный луч достигнет координаты 6, сигнал начнет плавно уменьшаться до нуля.

На рис. 1б видно, что из-за конечных размеров считывающего луча крутой перепад яркости в передаваемом изображении воспроизводится плавным нарастанием сигнала, причем длительность фронта нарастания определяется временем прохода лучом расстояния 2-4, равного диаметру луча.

Изменение яркости свечения экрана кинескопа, управляемого полученным сигналом (рис. 1в), начнется в тот момент, когда разворачивающийся луч достигнет координаты 2, но так как луч в данный момент времени занимает площадь, ограниченную координатами 1-3, нарастание яркости начнется с координаты 1. При дальнейшем движении луча яркость экрана будет возрастать и достигнет своего максимального значения, когда центр луча достигнет координаты 5.

Результурующая кривая изменения яркости вдоль строки показана на рис. 1 в, из которого видно, что из-за конечных размеров считывающего луча протяженность перехода от черного к белому равна расстоянию 1-5, т.е. удвоенному диаметру луча. При построении графика на рис. 1в предполагалось, что передающая и приемная трубки имеют одинаковые относительные размеры поперечного сечения луча.

В случае передачи изображения, состоящего из ряда чередующихся белых и черных полос, график распределения яркости вдоль строки будет иметь вид, показанный на рис. 2а; сигнал, образуемый при развертке этого изображения лучом с диаметром  $d'_l$ , изображен на рис. 2б. Как видно из рис. 2б, если диаметр луча  $d'_l$  равен ширине  $\chi_2$  (наиболее узкой

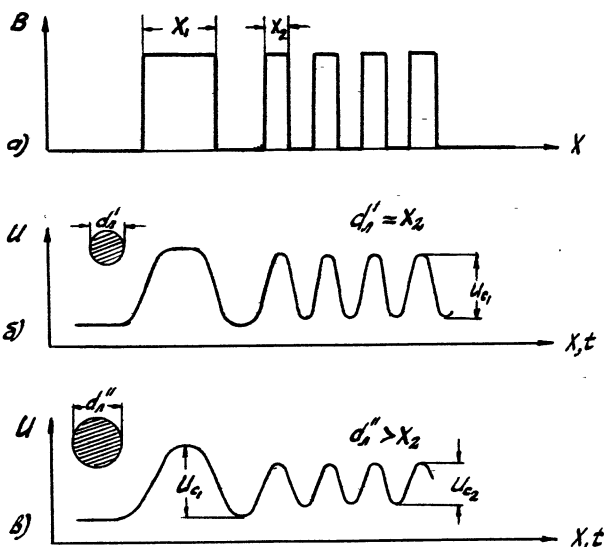


Рис. 2. Воспроизведение мелких деталей изображения

- а) Распределение яркости передаваемого объекта.
- б) Форма видеосигнала при диаметре развертывающего пятна передающей трубки  $d_n'$ .
- в) Форма видеосигнала при диаметре пятна  $d_n'' > d_n'$ .

из полос) размах сигнала, образуемый при развертке полос шириной  $x_2$  равен размаху сигнала от полоски  $x_1$  большей ширины, т.е. для всех деталей изображения сигнал имеет сто-процентную модуляцию.

При  $d_n'' > x_2$  (рис.2в) в случае развертки мелких деталей изображения ( $x_2$ ) луч, находясь в центре белой или черной полоски, захватывает одновременно соседние участки изображения что приводит к уменьшению размаха сигнала. Так, например при



развертке крупной детали изображения размером  $\chi_1$  сигнал  $U_{c1}$  имеет ту же величину, как на рис. 2б, в то время как размах сигнала от мелких деталей изображения  $\chi_2$  имеет значительно меньшую величину ( $U_{c2}$ ).

При дальнейшем увеличении диаметра луча или уменьшения ширины полосы  $\chi_2$  глубина модуляции сигнала от мелких деталей будет уменьшаться до нуля. В этом случае все мелкие полосы на экране приемника сольются в равномерный серый фон.

Уменьшение размаха сигнала, образующегося при развертке мелких деталей изображения вследствие конечного диаметра развертывающего луча, принято называть апертурными искажениями.

Характер и глубина апертурных искажений зависит от формы считывающего луча, а также распределения плотности электронов по площади его поперечного сечения. Обычно плотность электронного пучка (количество электронов прошедших через  $1 \text{ мм}^2$  поперечного сечения) максимальна в центре пучка и постепенно уменьшается к краю. Закон изменения плотности электронного пучка в плоскости поперечного сечения достаточно точно аппроксимируется следующим выражением.

$$j(x, y) = j_0 e^{-\left[\left(\frac{x}{z}\right)^2 + \left(\frac{y}{z}\right)^2\right]}, \quad (I)$$

где  $j_0$  — плотность электронов в центре луча,  
 $z$  — расстояние от центра луча до точки, в которой плотность электронов уменьшается до значения  $1/e = 0,367$ .

Графически зависимость (I) изображена на рис. 3а. В связи с тем, что кривая распределения плотности электронов симметрична относительно оси  $j$ , часто ограничиваются рассмотрением зависимости плотности электронов в функции одной перемен-

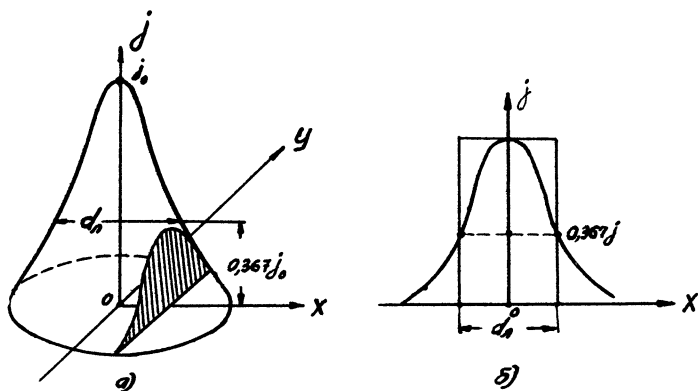


Рис. 3. Закон изменения плотности электронного пучка

- а) В координатной системе  $x y j$  .  
 б) В координатной системе  $x 0 j$  .

ной. Так, если ограничиться значениями функции (I) при  $y = 0$  (т.е. рассматривать функцию в плоскости  $x 0 j$ ), то выражение (I) упрощается

$$j(x) = j_0 e^{-\left(\frac{x}{z}\right)^2} . \quad (I^I)$$

Величина  $z$  служит для определения эффективного диаметра луча ( $d_{\text{эфф}} = 2z$ ). Графически зависимость (I<sup>I</sup>) представлена на рис. 3б.

Введение понятия эффективного диаметра луча позволяет при расчетах считать плотность электронов в луче постоянной. При этом реальная кривая распределения плотности электронов заменяется идеализированной кривой, у которой плотность электронов остается неизменной и равной  $j_0$ , при всех значениях  $x < |z|$  (рис. 3б). При таком выборе  $z$  площадь, огра-

ниченная кривой  $j = \dot{\psi}(x)$  и осью X, оказывается приблизительно равной площади прямоугольника, т.е. ток реального луча оказывается равным току идеализованного луча. Расчет показывает, что погрешность, которая получается при такой замене не превышает 12%.

Апертурные искажения, вносимые передающей трубкой, можно характеризовать зависимостью размаха сигнала от изображения мелких деталей  $i_M$  по отношению к размаху сигнала от изображения крупных  $i_K$ . Под крупными деталями понимаются все детали изображения, размеры которых значительно превышают диаметр развертывающего луча

$$\alpha_{пер} = \frac{i_M}{i_K} . \quad (2)$$

Апертурные искажения приемной трубки можно определить, как зависимость относительного уменьшения коэффициента модуляции яркости на экране кинескопа при воспроизведении синусоидального сигнала от частоты сигнала

$$\alpha_{пр} = \frac{m_M}{m_K} , \quad (3)$$

где  $m_K$  - коэффициент модуляции яркости при воспроизведении на экране кинескопа крупных деталей (низкая частота);

$m_M$  - коэффициент модуляции яркости при воспроизведении мелких деталей (высокая частота).

Графики, характеризующие апертурные искажения группы типовых приемных и передающих трубок, представлены на рис.4 и рис.5. Из рис.4 видно, что при уменьшении размеров деталей передаваемого изображения, а следовательно, увеличении частоты, сигнал передающей трубки резко уменьшается. Так, на пример, если воспроизводится пятьсот черных и пятьсот белых

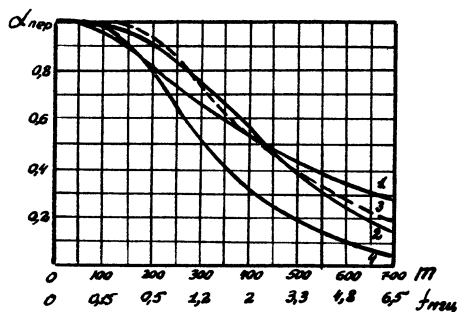


Рис. 4. Апертурные характеристики передающих трубок  
 1 - иконоскоп ЛИ-I, 2 - супериконоскоп ЛИ-7,  
 3 - суперортикон ЛИ-I7, 4 - видикон ЛИ-23.

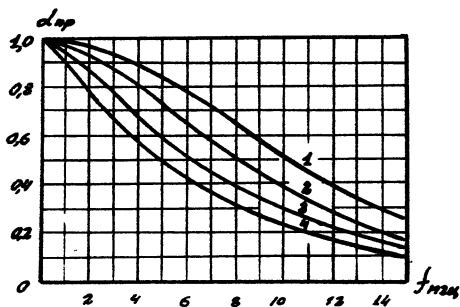


Рис. 5. Апертурные характеристики кинескопов  
 1 - кинескоп 43ЛК2Б, 2 - кинескоп 35ЛК2Б,  
 3 - кинескоп 23ЛК1Б, 4 - кинескоп 18ЛК5Б

полосок в одной строке, то уровень сигнала, получаемого с трубки супериконоскоп, уменьшается до 0,4 от своего максимального значения, а в трубке типа видикон до 0,2 от максимального значения.

Несколько в меньшей степени апертурные искажения свойственными кинескопам [14], особенно кинескопам с большим размером экрана (рис. 5).

Следует отметить, что апертурные искажения, создаваемые электронно-лучевыми трубками, зависят от соотношения между размерами раstra и диаметром развертывающего луча. По этой причине наибольшие искажения вносят приемные трубки с малыми размерами экрана. Это видно из рис. 5, где представлены частотные характеристики кинескопов разных типов.

При оценке апертурных искажений в телевизионном канале необходимо учитывать искажения создаваемые как передающей, так и приемной трубками. Общая характеристика определяется выражением

$$\alpha = \alpha_{\text{пер}} \cdot \alpha_{\text{пр}} , \quad (4)$$

т.е. произведением ординат кривых  $\alpha_{\text{пер}}$  и  $\alpha_{\text{пр}}$ .

Апертурные искажения аналогичны искажениям, которые вносят усилители, имеющие плановый спад частотной характеристики в области высоких частот. Однако в отличие от частотных искажений усилителя апертурные искажения не вносят фазовых сдвигов. В этом можно убедиться рассмотрев рис. 2а,б,в. При увеличении диаметра развертывающего луча уменьшается сигнал от изображения мелких деталей, однако положение максимумов и минимумов остается неизменным. Следует отметить, что в тех случаях, когда апертура луча несимметрична, возникают фазовые искажения. Величина фазовых искажений обычно невелика, и поэтому при проектировании корректоров их не учитывают.

## П. КОРРЕКЦИЯ АПЕРТУРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

### 1. Сущность способа

Коррекция апертурных искажений сводится к увеличению размаха высокочастотных компонент сигнала по сравнению с низкочастотными. Такую коррекцию можно осуществить, включив в тракт передачи корректирующий элемент, имеющий частотную характеристику, обратную апертурной характеристике, т.е. частотную характеристику с подъемом на высоких частотах.

Простейшей схемой апертурного корректора может служить каскад широкополосного усилителя с подъемом частотной характеристики в области высоких частот за счет высокочастотной коррекции. Главным недостатком такой схемы является нелинейность фазовой характеристики в рабочей полосе частот. Апертурные искажения не сопровождаются фазовыми сдвигами, и поэтому корректор апертурных искажений не должен совершенно вносить фазовых сдвигов или иметь линейную фазовую характеристику. Так как подъем характеристики в области высоких частот обычно сопровождается фазовыми искажениями, то схемы усилителей с высокочастотной коррекцией в качестве апертурных корректоров обычно не применяются.

Одним из наиболее совершенных методов апертурной коррекции является метод, основанный на применении дифференцирующих цепей, или как его еще называют метод "дифференциальной апертурной коррекции".

Метод дифференциальной апертурной коррекции был предложен в 1952 г. Г.В.Брауде (Л.5). Сущность этого метода

сводится к формированию из искаженного сигнала с помощью дифференцирующих цепей вспомогательного корректирующего сигнала и сложении (или вычитании) искаженного сигнала с корректирующим. Корректирующий сигнал должен иметь такую форму, чтобы после сложения с основным сигналом последний приобретал правильную форму.

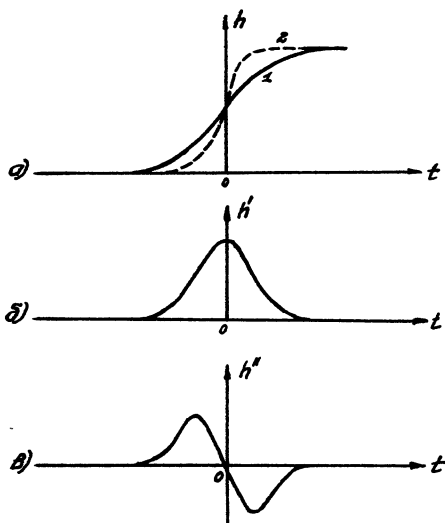


Рис. 6. Формирование корректирующего сигнала в схеме дифференциальной апертурной коррекции  
 а) Переходная характеристика системы.  
 б) Сигнал первой производной.  
 в) Сигнал второй производной.

На рис. 6а изображена переходная характеристика системы

$h(t)$  (сплошная кривая 1) с апертурными искажениями. При дифференцировании сигнала с помощью специальных дифференцирующих электрических цепей получаем сигнал  $h'(t)$  (рис. 6б). Вторичное дифференцирование сигнала дает возможность получить сигнал  $h''(t)$ , который изображен на рис. 6в. Если сигнал  $h''(t)$  вычесть из сигнала 1 на рис. 6а, то полученный результирующий сигнал (пунктирная кривая 2) будет иметь более крутой фронт нарастания. Корректирующий и корректируемый сигналы должны быть при этом взяты в соответствующей пропорции.

Уменьшение времени нарастания переходной характеристики системы соответствует подъему ее частотной характеристики в области высоких частот. Производя дальнейшее дифференцирование и добавляя сигнал производных более высокого порядка в соответствующей пропорции и фазе к основному сигналу, можно получить более точную компенсацию апертурных искажений.

Расчет схем дифференциальных апертурных корректоров удобнее производить, исходя не из переходных, а из частотных характеристик системы. Поэтому целесообразно рассмотреть вопрос - как выглядит метод дифференциальной апертурной коррекции с точки зрения коррекции частотной характеристики.

Частотная характеристика системы с апертурными искажениями, вносимыми лучом с распределением плотности электронов, описываемым выражением (1), с достаточной для практики степенью точности может быть аппроксимирована функцией вида

$$\alpha = e^{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} . \quad (4)$$

В этом выражении  $\omega_0$  - частота, при которой амплитуда сигнала уменьшается в  $e$  раз, где  $e$  - основание натуральных логарифмов.

Для сравнения этих характеристик на рис. 7 изображена



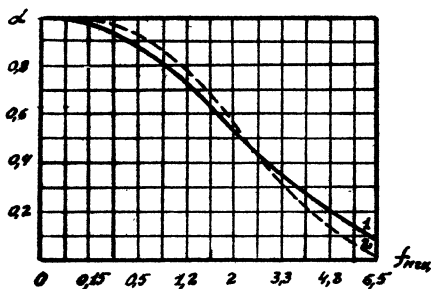


Рис. 7. Апертурная характеристика супериконоскопа и аппроксимирующая функция

1 - апертурная характеристика супериконоскопа,  
2 - функция  $\alpha = e^{-(\frac{\omega}{\omega_0})^2}$ .

экспериментальная апертурная характеристика супериконоскопа (1) и функция  $\alpha = e^{-(\frac{\omega}{\omega_0})^2}$  при  $\omega_0 = 2,5$  мГц (пунктирная кривая 2). Как видно из рис. 7 функция (4) достаточно точно аппроксимирует кривую апертурных искажений.

Выражение (4) может быть представлено в следующем виде

$$\alpha = \frac{1}{1 + a_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + a_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + a_3 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^6 + \dots}; \quad (5)$$

где  $a_1 = \frac{1}{1!}$ ;  $a_2 = \frac{1}{2!}$ ;  $a_3 = \frac{1}{3!}$  и т.д.

Частотная характеристика корректирующего устройства долж на быть обратной и определяться следующим выражением:

$$\alpha_1 = 1 + a_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + a_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \dots, \quad (6)$$

Дифференциальная апертурная коррекция сводится к синтезу частотной характеристики, описываемой выражением (6). Как видно из выражения (6) общая частотная характеристика  $\alpha_1 = f(\omega)$  может быть представлена, как сумма частотных характеристик

$$\alpha_1 \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 ; \quad \alpha_2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^4 \dots \quad \text{и т.д.}$$

Характеристики такого вида могут быть получены с помощью дифференцирующих цепей. Простейшая дифференцирующая цепочка типа RC изображена на рис. 8. Условия, которыми необходимо удовлетворить при выборе R и C, заключаются в том, чтобы выдерживалось соотношение  $\frac{1}{\omega T} \gg R$ . Действительно, при выполнении этого условия падение напряжения на сопротивлении R мало и можно считать, что ток в цепи  $i \cong C \frac{dU_{вх}}{dt}$ , где  $U_{вх}$  - входное напряжение. Напряжение на выходе  $U_{вых} = iR$ , или подставив значение  $i$  получим

$$U_{вых} \cong RC \frac{dU_{вх}}{dt}, \quad (7)$$

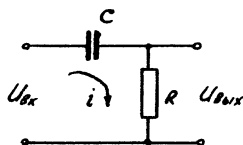


Рис. 8. Простейшая дифференцирующая цепочка

т.е. напряжение на выходе схемы определяется как производная напряжения на его входе.

Частотная характеристика однозвенной дифференцирующей цепи определяется выражением

$$A_1(\omega) = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (8)$$

Графически эта зависимость представлена на рис. 9а.

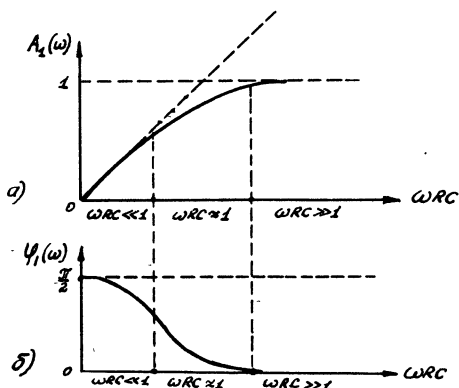


Рис. 9. Частотная и фазовая характеристики простейшей дифференцирующей цепи

- а) Частотная характеристика.
- б) Фазовая.

Для сравнения на этом же рисунке изображена пунктирной линией частотная характеристика  $A_1'(\omega) = \omega RC$  идеальной дифференцирующей цепи. Наибольшее приближение реальной кривой  $A_1(\omega)$  к идеальной  $A_1'(\omega)$  наблюдается в случае, когда  $\omega RC \ll 1$ .

На рис. 9б изображена фазовая характеристика дифференцирующей цепи. Аналитически эта характеристика записывается следующим образом

$$\varphi_1(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \omega RC . \quad (9)$$

Фазовая характеристика идеальной дифференцирующей цепи изображена на рис. 9б пунктиром. Идеальная цепь обеспечивает сдвиг фаз между входным и выходным сигналом  $\frac{\pi}{2}$  на всех частотах. На рис. 9а и б видно, что реальная дифференцирующая цепочка близка к идеальной при выполнении условия  $\omega RC \ll 1$ . При этом знаменатель выражения (8) весьма мало отличается от единицы и можно считать, что частотная характеристика однозвенной дифференцирующей цепи определяется выражением

$$A_1(\omega) \cong RC\omega , \quad (10)$$

а фазовая  $\varphi_1(\omega) = \frac{\pi}{2}$  .

Общая частотная характеристика двух каскадно включенных дифференцирующих цепей может быть определена перемножением соответствующих ординат частотных характеристик обеих цепей. В случае, когда цепи состояются из одинаковых величин  $RC$  частотная характеристика двухзвенной цепи запишется следующим образом

$$A_2(\omega) = - \frac{R_1^2 C_1^2 \omega^2}{1 + (\omega R_1 C_1)^2} . \quad (11)$$

Знак минус говорит о том, что сигнал на выходе двухзвенной дифференцирующей цепи сдвинут по фазе относительно входного на  $180^\circ$ . При выборе элементов цепи  $RC$  из условия  $\omega RC \ll 1$  выражение (11) принимает вид

$$A_2(\omega) = - R_1^2 C_1^2 \omega^2 , \quad (12)$$

а фазовая

$$\varphi_2(\omega) = \mathcal{I}. \quad (I3)$$

Из сопоставления выражения (I2) со вторым членом ряда (6) видно, что частотная характеристика двойной дифференцирующей цепи соответствует второму члену ряда, причем

$$-C_1^2 R_1^2 = \frac{a_1}{\omega_0^2}. \quad (I4)$$

Аналогичным путем можно показать, что дифференцирующая цепь, состоящая из четырех однозвенных цепочек имеет частотную характеристику

$$A_3(\omega) = C_2^4 R_2^4 \omega^4, \quad (I5)$$

а дифференцирующая цепь из шести звеньев

$$A_4(\omega) = (-C_3^6 R_3^6) \omega^6. \quad (I6)$$

Коэффициенты перед  $\omega^4$  и  $\omega^6$  в выражении (I6),  $C_2^4 R_2^4$  и  $(-C_3^6 R_3^6)$  соответствуют коэффициентам  $\frac{a_2}{\omega_0^4}$  и  $\frac{a_3}{\omega_0^6}$  в выражении (6).

Таким образом, дифференцирующие цепи могут быть использованы для синтеза частотной характеристики, определяемой выражением (6). Для этого, во-первых, необходимо соответствующим образом выбрать параметры цепей RC и осуществить поворот фазы на  $180^\circ$  сигналов, поступающих с выхода некоторых дифференцирующих цепей, так как коэффициенты перед  $\omega$ , например, при получении второй и шестой производной имеют отрицательный знак.

Принципиальная схема апертурного корректора с добавлением в основной сигнал второй и четвертой производной коррек-

тируемого сигнала изображена на рис. 10. Для упрощения схемы из нее исключены источники питания анодных и сеточных цепей.

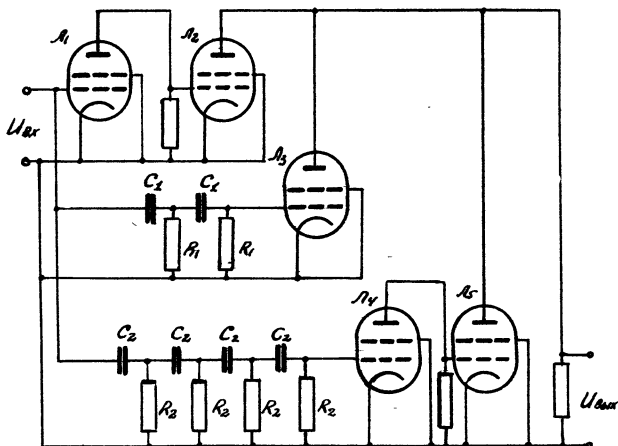


Рис. 10. Упрощенная принципиальная схема дифференциального апертурного корректора с добавлением корректирующего сигнала второй и четвертой производной

Как видно из рис.10, корректируемый сигнал  $U_{вх}$  поступает на вход двухкаскадного усилителя на лампы  $Л_1$  и  $Л_2$ . На аноде второго каскада получаем сигнал

$$U_0 = k U_{вх} ,$$

где  $k$  - коэффициент усилителя. Заметим, что двухкаскадный усилитель не изменяет фазу сигнала. Одновременно сигнал  $U_{вх}$

поступает в каналы второй и четвертой производной. В канале второй производной сигнал дважды дифференцируется цепью ( $C_1 R_1$ ) и усиливается, причем усилитель ( $L_3$ ) поворачивает фазу на  $180^\circ$ . Напряжение, образующееся на аноде  $L_3$

$$U_1 = U_{вх} (-K_1) (-R_1^2 C_1^2 \omega^2) = U_{вх} \cdot K_1 R_1^2 C_1^2 \omega^2, \quad (I7)$$

где  $(-K_1)$  - коэффициент усиления усилителя ( $L_3$ ) с учетом поворота фазы сигнала, а  $(-R_1^2 C_1^2 \omega^2)$  - коэффициент передачи двойной дифференцирующей цепи (см. I2). Как видно из выражения (I7), напряжение  $U_1$  пропорционально квадрату частоты.

В канале четвертой производной сигнал  $U_{вх}$  четыре раза дифференцируется и усиливается двухкаскадным усилителем ( $L_4, L_5$ ). Сигнал на аноде  $L_5$

$$U_2 = U_{вх} K_2 C_2^4 R_2^4 \omega^4. \quad (I8)$$

В данном случае  $K_2$  - коэффициент усиления усилителя на лампах  $L_4$  и  $L_5$  берется со знаком плюс, поскольку двухкаскадный усилитель не переворачивает фазы. Напряжение  $U_2$  пропорционально четвертой степени частоты. Напряжение основного сигнала  $U_0$  складывается с напряжением корректирующих сигналов  $U_1$  и  $U_2$  на общей анодной нагрузке. В результате выходное напряжение является суммой остальных напряжений

$$U_{вых} = U_0 + U_1 + U_2 = U_{вх} K_0 + U_{вх} K_1 R_1^2 C_1^2 \omega^2 + U_{вх} K_2 C_2^4 \omega^4 + \dots (I9)$$

В случае, когда имеется большее количество корректирующих каналов в выражение (I9) войдут составляющие, пропорциональные шестой степени частоты, восьмой и т.д.

Коэффициент усиления схемы

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K_0 + K_1 C_1^2 R_1^2 \omega^2 + K_2 C_2^4 R_2^4 \omega^4 + \dots \quad (20)$$

Поделив выражение (20) на  $K_0$  получим коэффициент частотных искажений

$$A(\omega) = 1 + \frac{K_1}{K_0} C_1^2 R_1^2 \omega^2 + \frac{K_2}{K_0} C_2^4 R_2^4 \omega^4 + \dots \quad (21)$$

Для получения точной коррекции коэффициенты перед  $\omega^2$  и  $\omega^4$  в выражении (21) должны быть равны соответствующим коэффициентам в выражении (6), т.е.

$$\frac{K_1}{K_0} C_1^2 R_1^2 = \frac{a_1}{\omega_0^2}; \quad \frac{K_2}{K_0} C_2^4 R_2^4 = \frac{a_2}{\omega_0^4}.$$

Исходя из этих условий необходимо осуществить выбор коэффициентов усиления ( $K_1$  и  $K_2$ ) корректирующих каналов.

## 2. Двухкаскадная дифференцирующая цепь

В схеме, представленной на рис. 10, в качестве дифференцирующих используются цепи типа RC. Правильная работа схемы обеспечивается лишь в том случае, когда дифференцирующие цепочки не вносят фазовых искажений. Как было показано выше необходимым условием отсутствия фазовых искажений является неравенство  $\omega RC \ll 1$ .

Для выполнения этого условия необходимо выбирать возможные малые значения величин  $R$  и  $C$ . Однако уменьшение постоянной времени  $RC$  приводит к резкому уменьшению напряжения на выходе дифференцирующей цепи. Особенно заметно будет уменьшаться напряжение на выходе цепей, с помощью которых осуществляется многократное дифференцирование сигнала. Из выражения (17) следует, что напряжение второй производной про-



порционально квадрату постоянной времени дифференцирующей цепи, а напряжение в канале четвертой производной (18) пропорционально четвертой степени. Уменьшение сигнала на выходе дифференцирующих цепей приводит к необходимости увеличения усиления каналов, вырабатывающих корректирующие сигналы или соответствующему уменьшению усиления основного канала. И то и другое мероприятие невыгодно с экономической точки зрения.

В связи с этим для цепей апертурной коррекции по данному методу применяются специальные двухкаскадные дифференцирующие цепочки, которые имеют в рабочей полосе частот линейные фазовые характеристики и достаточно высокий коэффициент передачи сигнала. В отличие от ранее рассмотренных дифференцирующих цепей эти цепи вносят некоторую задержку дифференцированного сигнала относительно основного, поэтому необходимая форма частотной характеристики корректора может быть получена лишь при соответствующем фазировании основного и корректирующих сигналов. Такое фазирование можно осуществить с помощью электромагнитных линий задержки.

В качестве двухкаскадной дифференцирующей цепочки, обладающей линейно-фазовой характеристикой, можно применить цепь, изображенную на рис. II. Основными элементами этой цепи являются индуктивность  $L$  и цепочка  $RC$ .  $C_1$  и  $C_2$  паразитные емкости, которые имеются на входе и выходе схемы. Емкость  $C_1$  есть сумма выходной емкости лампы, с анода которой снимается напряжение на дифференцирующую цепь и емкость монтажа, а емкость  $C_2$  равна сумме емкости монтажа и входной динамической емкости следующего каскада.

В данной схеме первую дифференцирующую цепь образует индуктивность  $L$  и внутреннее сопротивление источника сигнала, вторая дифференцирующая цепь включает в себя элементы  $C$  и  $R$ . Индуктивность  $L$  и емкости  $C_1$ ,  $C$  и  $C_2$  образуют колебательный контур. С приближением частоты входящего сигнала к частоте резонанса увеличивается коэффициент передачи цепи. При правильном выборе резонансной частоты

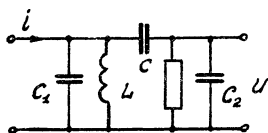


Рис. II. Двухкаскадная дифференцирующая цепь

можно добиться компенсации завала частотной характеристики цепи двойного дифференцирования в некоторой области верхних частот. При этом дифференцирующая цепь будет более широкополосной.

На практике нет необходимости применять дифференцирующие цепи с шириной полосы пропускания превышающей полосу частот занимаемую сигналом. Поэтому данная цепь рассчитывается на ту же ширину полосы, что и обычная дифференцирующая цепь RC, при этом можно увеличить постоянную времени и, следовательно, коэффициент передачи. При одинаковой полосе частот данная двухкаскадная дифференцирующая цепь имеет приблизительно в четыре раза больший коэффициент передачи, чем две последовательно величинные RC цепи.

Импеданс цепи двойного дифференцирования представляет собой отношение выходного напряжения к току  $i$ , поступающему на вход схемы, определяется выражением

$$\frac{U}{i} = \frac{-\omega^2 LRC}{1 - \omega^2 KR^2 C_1^2 (1+y) + j\omega RC_1 [(x+y)(1 - \omega^2 KR^2 C_1^2) - \omega^2 KR^2 C_1^2 xy]}, \quad (22)$$

где

$$x = \frac{C_2}{C_1}, \quad y = \frac{C}{C_1}, \quad k = \frac{L}{R^2 C_1}. \quad (23)$$

Выражение (22) определяет составляющую сигнала, пропорциональную квадрату частоты. Выражение при квадрате частоты — есть коэффициент двойного дифференцирования. Он аналогичен коэффициенту  $R^2 C^2$  при квадрате частоты (17), который был получен для простой дифференцирующей RC цепи. В отличие от ранее рассмотренного случая коэффициент двойного дифференцирования в выражении (22) зависит от частоты.

Если вычислить модуль из выражения (22) и затем отнести его к значению модуля при частоте  $\omega = 0$ , то получим модуль относительной величины коэффициента двойного дифференцирования

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{[1 + \omega^2 K R^2 C_1^2 (1+y)]^2 + \omega^2 R^2 C_1^2 [(x+y)(1 - \omega^2 K R^2 C_1^2 - \omega^2 K R^2 C_1^2 x y)]^2}}. \quad (24)$$

Фазовый сдвиг, вносимый цепью, может быть определен из выражения (22). Он равен

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \omega R C_1 \frac{(x+y) - K(x+y+xy)\omega^2 R^2 C_1^2}{1 - K(1+y)\omega^2 R^2 C_1^2}. \quad (25)$$

Время задержки двойной дифференцирующей цепи можно определить, вычислив начальный угловой коэффициент фазово-частотной характеристики при  $\omega = 0$ . Для этого необходимо вычислить производную по частоте от функции (25) и положить  $\omega = 0$ . Расчет показывает, что

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} \Big|_{\omega=0} = -R C_1 (x+y). \quad (26)$$

Как видно из выражений (24) и (25), модуль относительной величины коэффициента двойного дифференцирования, а также

величина фазового сдвига зависят от частоты. С другой стороны, мы знаем (21), что для получения требуемой формы частотной характеристики корректора необходимо, чтобы коэффициент при  $\omega^2$  был постоянной величиной, а фазово-частотная характеристика была линейна.

При правильном выборе параметров схемы можно добиться наименьшей зависимости относительно коэффициента двойного дифференцирования  $\alpha$  от частоты и наиболее линейной фазовой характеристики. Эти характеристики принято называть оптимальными. Расчет параметров цепи, при которых получается оптимальная частотная и оптимальная линейно-фазовая характеристики коэффициента двойного дифференцирования, может быть произведен по известному методу Г.А.Брауде (Л.7). Условия получения оптимальной частотной характеристики коэффициента двойного дифференцирования определяются системой уравнений, связывающих параметры схемы

$$\begin{cases} y^2 - 3(1+x)y - 3x = 0, \\ k = \frac{1}{2} \frac{(x+y)^2}{1+y}. \end{cases} \quad (27)$$

При этом выражение для модуля относительной величины коэффициента двойного дифференцирования принимает вид

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{1+k^2(x+y+xy)^2 R^6 C_1^6 \omega^6}}. \quad (28)$$

К сожалению, соотношения, которым должны быть подчинены параметры для получения оптимальной частотной характеристики не соответствуют условиям получения оптимальной линейно-фазовой характеристики. Поэтому соотношения (27) не являются наилуч-

шими с точки зрения линейности фазовой характеристики. Однако при подчинении параметров схемы условиям оптимальной частотной характеристики коэффициента двойного дифференцирования, получается достаточно линейная фазовая характеристика.

Схема коррекции апертурных искажений при помощи двух составляющих сигнала, пропорциональных второй и четвертой производной, представлена на рис. 12. В этой схеме используется описанная выше двухкаскадная дифференцирующая цепь и электромагнитные линии задержки.

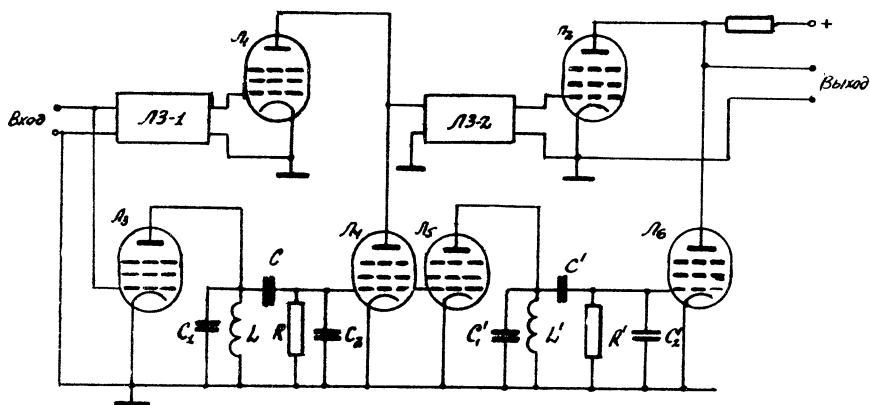


Рис. 12. Упрощенная принципиальная схема дифференциального корректора с двухкаскадными дифференцирующими цепями и линиями задержки

Основной сигнал поступает со входа схемы на сетку Л<sub>3</sub> и через линию задержки на сетку Л<sub>1</sub>. В анодную цепь Л<sub>3</sub> включена двухкаскадная дифференцирующая цепь, сигнал с выхода которой усиливается с помощью Л<sub>4</sub> и смешивается с сигналом, по-

ступающим с лампы  $L_1$ . Сумма основного сигнала и корректирующего сигнала, пропорционального второй производной, подается через вторую линию задержки (ЛЗ-2) на сетку  $L_2$ . С выхода первой дифференцирующей цепи сигнал второй производной поступает на сетку  $L_5$ , усиливается и поступает на вторую двухкаскадную дифференцирующую цепь. С выхода второй дифференцирующей цепи сигнал четвертой производной поступает на  $L_6$ , усиливается и замешивается в соответствующей пропорции в основной сигнал в общей анодной цепи  $L_2$  и  $L_6$ .

Таким образом, замешивание корректирующих сигналов, пропорциональных второй и четвертой степени частоты в данной схеме осуществляется в анодных цепях  $L_2$  и  $L_6$ . Алгебраическое суммирование этих сигналов произойдет лишь в том случае, если времена задержки ЛЗ-1 и ЛЗ-2 будут равны соответственно временам задержки, вносимым первой и второй дифференцирующей цепью. Время задержки двойной дифференцирующей цепи может быть определено из выражения (26). Таким образом,

$$\tau_{31} = \tau_{\partial_1} = -RC_1(x + y), \quad (29)$$

где  $\tau_{\partial_1}$  - время задержки первой дифференцирующей цепи, а  $\tau_{31}$  - время задержки ЛЗ-1.

Соответственно для второй дифференцирующей цепи можно записать

$$\tau_{32} = \tau_{\partial_2} = -R^1 C_1^1 (x' + y'). \quad (30)$$

Пример расчета двухкаскадной дифференцирующей цепи

Произведем расчет параметров дифференцирующей цепи для случая применения в корректоре лампы 6Ж5П. Для расчета воспользуемся соотношениями (23) и (27).

1. Определим величины емкости  $C_1$  и  $C_2$ .

Емкость  $C_1$  состоит из емкости анод-катод лампы  $L_3$  и емкости монтажа  $C_{M1}$ . Полагая, что емкость монтажа  $C_{M1} = 5 \text{ нф}$ , получим

$$C_1 = C_{ак} + C_{M1} = 2,5 + 5 = 7,5 \text{ нф},$$

где  $C_{ак} = 2,5 \text{ нф}$  - емкость анод-катод лампы 6Ж5П. Емкость  $C_2$  складывается из емкости монтажа и входной емкости лампы  $L_4$

$$C_2 = C_{ск} + C_{M2} = 1 + 5 = 6 \text{ нф}.$$

2. Определим параметр  $\chi = \frac{C_2}{C_1}$ . В нашем случае

$$\chi = \frac{C_2}{C_1} = \frac{6}{7,5} = 0,8.$$

3. Определив величину  $X$  из уравнения  $y^2 - 3(1-\chi)y - 3\chi = 0$  можно найти величину  $y$ . Подставив значения  $X$  в уравнение, получим

$$y^2 - 5,4y - 2,4 = 0.$$

Решение уравнения дает величину  $y = 5,8$ .

4. Зная  $y$  можно определить величину емкости  $C$ . Как следует из выражения (23).

$$C = C_1 \cdot y = 7,5 \cdot 5,8 = 43,5 \text{ нф}.$$

Величину емкости С округляем и выбираем равной 45 пф, что соответствует ближайшей стандартной величине.

5. Определим параметр К (27)

$$K = \frac{1}{2} \frac{(x+y)^2}{1+y} = \frac{1}{2} \frac{(0,8+5,8)^2}{1+5,8} = 3,2$$

6. Для определения величины R необходимо графически построить зависимость (28). Прежде всего упростим выражение (28).

Для этого подставим значения К, X, Y, которые были нами определены ранее.

Предварительно, для удобства расчета вычислим следующую величину:  $K^2(x+y+xy)^2 = 3,2^2(0,8+5,8+0,8 \cdot 5,8)^2 = 4290$ .

Обозначим  $RC_1\omega = \Delta$ , тогда выражение (28) примет вид:

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{1+K^2(x+y+xy)^2 R^6 C_1^6 \omega^6}} = \frac{1}{\sqrt{1+4290 \Delta^6}}.$$

Задаваясь значениями  $\Delta$ , определяем зависимость  $|\alpha| = f(\Delta)$ . Результаты расчета сводим в таблицу:

$\Delta$	0,1	0,15	0,2	0,23	0,25	0,27	0,3	0,35
$ \alpha $	1	0,99	0,962	0,91	0,88	0,83	0,74	0,547

Графически зависимость  $\alpha = f(\Delta)$  изображена на рис.13. Величину R выбираем из условий получения допустимого завала коэффициента двойного дифференцирования на граничной частоте. Допустим завал ( $\alpha$ ) на граничной частоте - 10%. Из графика (рис.13) находим величину, соответствующую  $\alpha = 0,9$  (Завал 10%). При  $\alpha = 0,9$  величины  $\Delta = 0,24$  (см.пунктирные линии). По введенным ранее обозначениям  $\Delta = RC_1\omega$ .



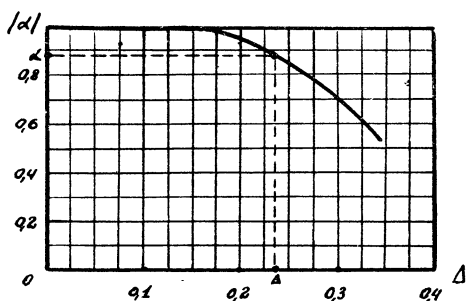


Рис. 13. К расчету двухкаскадной дифференцирующей цепи

В этом выражении  $\Delta = 0,24$  при  $\omega = \omega_{2p}$ . Поэтому величина  $R$  может быть определена из формулы

$$R = \frac{\Delta}{C_1 \omega_{2p}} = \frac{0,24}{C_1 \omega_{2p}} = \frac{0,24}{7,5 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^5} = 790 \text{ ом},$$

где

$$\omega_{2p} = 2\pi f_{2p}, \quad (f_{2p} = 6,5 \text{ мГц}).$$

7. Определим величину индуктивности  $L$  из выражения

$$K = \frac{L}{R^2 C}. \quad (23)$$

$$L = KR^2 C = 3,2 \cdot 790^2 \cdot 43,5 \cdot 10^{-12} = 90 \cdot 10^{-6} \text{ гн} = 90 \text{ мкн}.$$

8. Время задержки, которое вносит дифференцирующая цепь можно определить воспользовавшись выражением

$$\tau = RC_1(x + y) = 790 \cdot 7,5 (0,8 + 5,8) \cdot 10^{-12} \approx 0,04 \text{ мксек}.$$

### 3. Цепи одинарного дифференцирования

Кроме описанной выше двойной дифференцирующей цепи в апертурном корректоре могут применяться также одинарные дифференцирующие цепи. Для получения производной необходимого порядка цепи включаются последовательно. Существуют простые и сложные цепи одинарного дифференцирования. Изучение их мы начнем с простой цепи одинарного дифференцирования.

#### а) Простая цепь одинарного дифференцирования

Схема простой цепи, названная так потому, что в ее схему введен всего лишь один дополнительный элемент (2), приведена на рис.14. Если требования к точности дифференцирования на граничной частоте  $\omega_{gr}$ , т.е. к допустимому уменьшению модуля относительного коэффициента дифференцирования невелики, то схема, приведенная на рис.14, может быть упрощена путем исключения емкости  $C_T$  или одновременного исключения емкости  $C_T$  и  $L$ .

Определим модуль относительной величины коэффициента дифференцирования для данной схемы, для случая  $C_T = 0$ . Напряжение на выходе цепи может быть определено из выражения

$$U_{вых} = \frac{U_{вх}}{Z} \cdot Z_{аб}, \quad (31)$$

где  $Z$  - полное сопротивление цепи со стороны входных зажимов, а

$Z_{аб}$  - полное сопротивление цепи между точками а-б.

Величина этого сопротивления равна

$$Z_{об} = \frac{(z + j\omega L) \frac{1}{j\omega C_{Bx}}}{z + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_{Bx}}}, \quad (32)$$

а

$$Z = \frac{1}{j\omega C_n} + Z_{об}. \quad (33)$$

Поделив выражение (31) на  $U_{Bx}$  и подставив значения  $Z_{об}$  и  $Z$ , получим после несложных преобразований выражение для коэффициента передачи схемы

$$K = \frac{U_{Вых}}{U_{Bx}} = j\omega z C_n \frac{1 + j\omega \frac{L}{z}}{1 - \omega^2 L(C_{Bx} + C_n) + j\omega z(C_{Bx} + C_n)} \quad (34)$$

Обозначим  $k = \frac{L}{z^2(C_{Bx} + C_n)}$ . При этом выражение для модуля относительной величины коэффициента дифференцирования примет вид:

$$\alpha = \frac{K}{K(\omega=0)} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 k^2 z^2 (C_{Bx} + C_n)^2}{1 + \omega^2 z^2 (C_{Bx} + C_n)^2 (1 - 2k) + \omega^4 z^4 (C_{Bx} + C_n)^4 k^2}} \quad (35)$$

Величина фазового сдвига и время задержки будут определяться выражениями

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \omega z (C_{Bx} + C_n) [1 - k + k^2 z^2 (C_{Bx} + C_n)^2 \omega^2], \quad (36)$$

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega(\omega=0)} = -z (C_{Bx} + C_n) (1 - k). \quad (37)$$

Условия получения оптимальной частотной характеристики для данной схемы заключаются в выборе  $K = 0,414$ . Подставив значение  $K$  в формулы (35-37), получим:

$$|\alpha| = \sqrt{\frac{1 + 0,172 \omega^2 z^2 (C_{Bx} + C_n)^2}{1 + 0,172 \omega^2 z^2 (C_{Bx} + C_n)^2 + 0,172 \omega^4 z^4 (C_{Bx} + C_n)^4}}, \quad (38)$$

$$\varphi = -\operatorname{arctg} 0,586 \omega z (C_{Bx} + C_n) [1 + 0,29 z^2 (C_{Bx} + C_n)^2 \omega^2], \quad (39)$$

$$\tau = -0,586 z (C_{Bx} + C_n). \quad (40)$$

Введем обозначение

$$\Delta = \omega z (C_{Bx} + C_n). \quad (41)$$

Подставив (41) в (38), получим

$$|\alpha| = \sqrt{\frac{1 + 0,172 \Delta^2}{1 + 0,172 \Delta^2 + 0,172 \Delta^4}}. \quad (42)$$

При разработке схемы корректора следует учитывать, что рассмотренная схема должна работать от источника с малым внутренним сопротивлением.

#### Пример расчета

Произведем расчет схемы, для случая ее подключения к сетке лампы типа 6Ж5П.

I. Расчет параметров схемы следует производить исходя из допустимого завала относительного коэффициента дифференцирования на граничной частоте  $\omega_{2p}$ . Для этого, воспользовав-

шись выражением (4I), определяем значения  $\alpha$  для разных величин  $\Delta$ . Результаты расчета сводим в таблицу:

$\Delta$	0,2	0,5	0,7	0,8	0,9	I	I,I	I,2	I,4	I,6
$ \alpha $	I	0,995	0,98	0,968	0,95	0,93	0,905	0,88	0,8I6	0,75

Из приведенной таблицы видно, что при уменьшении ( $\alpha$ ) до величины 0,905 (что составляет приблизительно 10%) величина  $\Delta = I, I$ .

2. Определим величину входной емкости  $C_{BX}$ .

Для лампы 6Ж5П емкость  $C_{CK} = 1_{нф}$ . Положим емкость монтажа  $C_M = 5_{нф}$ , тогда

$$C_{BX} = C_{CK} + C_M = 1 + 5 = 6_{нф}.$$

3. Величина емкости  $C_n$  выбирается такой, что бы можно было пренебречь влиянием входной емкости  $C_{BX}$  на процесс дифференцирования. Для этого емкость  $C_n$  должна быть в несколько раз больше емкости  $C_{BX}$ .

Точная величина  $C_n$  выбирается так, чтобы получаемая из выражения (4I) величина  $\tau$  соответствовала стандартным номиналам сопротивлений. Для этого вначале делаем прикидку величины  $\tau$

$$\tau = \frac{1,1}{\omega_{зр}(C_{BX} + 5C_{BX})} = \frac{1,1}{6\omega_{зр}C_{BX}} = \frac{1,1}{6 \cdot 2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^5 \cdot 6 \cdot 10^{-12}} = 748 \text{ ом}.$$

Округляем вычисленную величину  $\tau$  до номинального значения 750 ом и определяем точное значение  $C_n$  по формуле:

$$C_n = \frac{1,1}{\omega_{зр}\tau} - C_{BX} = \frac{1,1}{2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^5 \cdot 750} - 6 \approx 27_{нф}.$$

4. Определим величину  $L$ . Так как условие получения оптимальной частотной характеристики определяется выражением  $K = \frac{L}{\tau^2(C_{\beta x} + C_n)} = 0,444$ , то величину индуктивности можно определить из формулы:

$$L = 0,444\tau^2(C_{\beta x} + C_n) = 0,444 \cdot 750^2(6 + 27) \cdot 10^{-12} = 7,7 \text{ мкГн.}$$

5. Время задержки цепи определим по формуле:

$$\tau = -\tau(C_{\beta x} + C_n)(1-k).$$

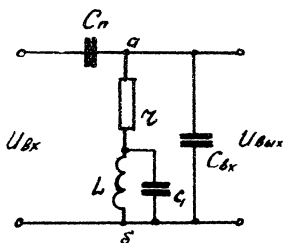
Поскольку  $\tau(C_{\beta x} + C_n) = \frac{\Delta I}{\omega_{2p}}$  (из выражения 4I), то формулу для определения  $\tau$  можно представить в виде:

$$\tau = -\frac{\Delta I}{\omega_{2p}}(1-k) = -0,586 \frac{\Delta I}{\omega_{2p}} = -0,586 \frac{1,1}{2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6} = -0,016 \text{ мксек.}$$

Интересно отметить, что как следует из последней формулы, величина задержки  $\tau$  цепи не зависит от параметров схемы и определяется граничной частотой  $\omega_{2p}$  при заданной величине ( $\alpha$ ).

#### б) Каскадное включение двух схем одинарного дифференцирования

Для получения корректирующего сигнала, представляющего собой вторую производную основного сигнала, применяется последовательное включение двух простых схем одинарного дифференцирования (рис.15). Расчет этих цепей производится раздельно. Цепь  $\tau^1, C_{n1}, C_{\beta x}, L$  рассчитывается так же, как и в предыдущем примере расчета. Цепь  $\tau'', C_n'', L''$  рассчитывается следующим образом. Сопротивление  $\tau''$  выбирает-



ис. 14. Простая цепь одинарного дифференцирования

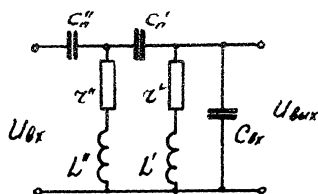


Рис. 15. Каскадное включение цепей одинарного дифференцирования

ся в  $n$  раз меньшим сопротивлению  $z'$ , где  $n \geq 3$ . Соответственно емкость  $C_n''$  выбирается в  $n$  раз большей емкости  $C_n'$ . Дальнейший расчет можно производить по тем же формулам, что и расчет цепи  $z' C_n' C_{bx} L$ , однако, вместо  $C_{bx}$  в формулы должна подставляться величина  $C_{bx}^1 = \frac{C_{bx} \cdot C_n'}{C_{bx} + C_n'}$ .

### в) Расчет сложной цепи одинарного дифференцирования

Схема сложной цепи одинарного дифференцирования изображена на рис.16. Для этой схемы модуль относительного коэффициента дифференцирования при подчинении параметров ее условиям оптимальной частотной характеристики выражается следующей формулой

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0298 \omega^2 L^2 C^2}} \quad (43)$$

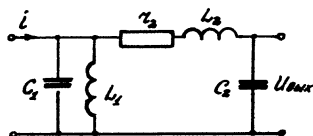


Рис. 16. Сложная цепь одинарного дифференцирования

где  $C = C_1 + C_2$ .

Выражения для фазового сдвига и времени задержки

$$\varphi = -\operatorname{arctg} 0,962 \omega \sqrt{L_1 C} \frac{1 + 0,415 \omega^2 L_1 C}{1 - 1,415 \omega^2 L_1 C}, \quad (44)$$

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega(\omega=0)} = -1,67 \sqrt{L_1 C}. \quad (45)$$

Условия получения оптимальной частотной характеристики устанавливаются следующими соотношениями:

$$C_2 = 1,415 C_1, \quad (46)$$

$$L_2 = 0,74 L_1, \quad (47)$$

$$\tau_2 = 2,86 \sqrt{\frac{L_1}{C}}. \quad (48)$$



Следует отметить, что данная схема питается от источника сигнала с большим внутренним сопротивлением (генератора тока) т.е. данная схема может быть включена в анодную цепь лампы.

#### Пример расчета сложной цепи

I. Параметры схемы сложной цепи так же, как и параметры схемы простой дифференцирующей цепи, следует определять, исходя из допустимого уменьшения относительного коэффициента дифференцирования на граничной частоте. Для проведения расчетов упростим выражение (43), введя обозначение

$$\Delta = \omega \sqrt{L_1 C} \quad , \quad (48a)$$

где  $C = C_1 + C_2$  . Подставив значение  $\Delta$  в формулу (43) получим

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0298 \Delta^2}} \quad . \quad (49)$$

Для определения параметров схемы по формуле (49) рассчитываем зависимость  $|\alpha| = f(\Delta)$  . Результаты расчета сводим в таблицу

$\Delta$	0,8	I	I,I	I,2	I,3	I,4	I,5	I,6
$ \alpha $	I	0,99	0,978	0,945	0,9	0,834	0,752	0,658

Размах корректирующего сигнала, который получается на выходе сложной цепи больше соответствующего размаха сигнала на выходе простой дифференцирующей цепи, поэтому при

ее расчете можно задаваться меньшим допустимым завалом относительного коэффициента дифференцирования. Зададимся, например, допустимым уменьшением ( $\alpha$ ) на граничной частоте  $\omega_{зр}$  равным 5%. Как видно из таблицы, пятипроцентному, допустимому уменьшению ( $\alpha$ ) соответствует  $\Delta \approx 1,2$ .

2. Определим величину  $\tau_2$ . Так как величина  $\tau_2$  должна соответствовать стандартным номиналам сопротивлений, а ее выбор зависит от  $C = C_1 + C_2$  (т.е. и от  $C_1$  и от  $C_2$ ) то для расчета  $\tau_2$  вначале преобразуем выражение (48). Для этого определим из (48а) величину  $\sqrt{L_1}$ .

$$\sqrt{L_1} = \frac{\Delta}{\omega_{зр} C}.$$

Подставив значение  $\sqrt{L_1}$  в выражение (48), получим

$$\tau_2 = 2,86 \sqrt{\frac{L_1}{C}} = 2,86 \frac{\Delta}{\omega_{зр} \sqrt{C}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C}} = \frac{2,86 \cdot \Delta}{\omega_{зр} C}. \quad (50)$$

Так как  $C = C_1 + C_2$ , а  $C_2 = 1,415 C_1$ , то в формуле (50) можно заменить  $C$  либо  $C_1$  либо на  $C_2$ . Например,  $C = C_1 + 1,415 C_1 = 2,415 C_1$ , и выражение (50) принимает вид

$$\tau_2 = \frac{2,86 \cdot \Delta}{\omega_{зр} \cdot 2,41 \cdot C_1} = \frac{1,19 \Delta}{\omega_{зр} C_1}. \quad (51)$$

При замене  $C$  на  $C_2$  выражение (50) примет следующий вид

$$\tau_2 = \frac{1,67 \cdot \Delta}{\omega_{зр} \cdot C_2}. \quad (52)$$

Таким образом, получены две формулы для определения  $\tau_2$ . Вопрос, какой из формул (51) или (52) пользоваться при расчете, может быть решен лишь для какого-либо конкретного

случая. Действительно, соотношение между величинами емкостей  $C_2$  и  $C_I$  должно удовлетворять выражению (46). Кроме того желательно иметь величину  $C = C_1 + C_2$  по возможности минимальной. Поскольку в емкости  $C_I$  и  $C_2$  входят емкости монтажа и междуэлектродные емкости ламп, то определяющей будет та емкость, у которой входящая в нее паразитная компонента больше. Так, например, если цепь включается между каскадами на лампах 6Ж5П и монтажная емкость между входными и выходными зажимами цепи одинакова и равна 5 пф, то паразитная емкость входящая в состав  $C_I$  будет равна

$$C_{n_1} = C_{ак} + C_M = 2,5 + 5 = 7,5 \text{ пф},$$

где  $C_{ак} = 2,5$  - выходная емкость 6Ж5П.

Аналогичным образом может быть подсчитана паразитная емкость, входящая в состав  $C_2$ .

$$C_{n_2} = C_{ск} + C_M = 1 + 5 = 6 \text{ пф},$$

где  $C_{ск} = 1 \text{ пф}$  - входная емкость лампы 6Ж5П.

Так как  $C_{n_1} > C_{n_2}$  выбираем в качестве определяющей емкость -  $C_{n_1}$ . Действительно, если принять  $C_1 = C_{n_1}$ , то соотношение (46) может быть всегда удовлетворено подключением параллельно некоторой дополнительной емкости. В то время, как при выборе в качестве определяющей емкости  $C_{n_2}$  стало бы необходимым уменьшать емкость  $C_{n_1}$ , что сделать невозможно. Поэтому для данного случая расчет следует вести по формуле (51):

$$\tau_2 = \frac{1,19 \Delta}{\omega_{2p} \cdot C_1} = \frac{1,19 \cdot 1,2}{2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6 \cdot 7,5 \cdot 10^{-12}} = 4,7 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

При расчете принято, что  $f_{ер} = 6,5 \text{ мгц}$ .

Получившееся значение  $\tau_2$  соответствует номинальной величине 4,7 ком. В случае, если  $\tau_2$  не будет соответство-

вать стандартной величине, то полученное из расчета  $\tau_2$  следует округлить до ближайшей стандартной величины, а значение емкости  $C_1$  уточнить по формулам:

$$C_1 = \frac{1,19 \Delta}{\omega_{2p} \tau_2} \quad (53)$$

или

$$C_2 = \frac{1,67 \Delta}{\omega_{2p} \tau_1} \quad (54)$$

3. Определим емкость  $C_2$  из условия (46)

$$C_2 = 1,445 C_1 = 1,445 \cdot 7,5 \cong 11 \text{ нф.}$$

В определенное значение емкости входит паразитная емкость  $C_{n_2} = 7,5 \text{ нф}$ . Следовательно, величина дополнительно подключаемой емкости составит

$$C_{\text{дон}} = C_2 - C_{n_2} = 11 - 7,5 \cong 3,5 \text{ нф.}$$

4. Определим индуктивность  $L_1$  из формулы (46).

$$L_1 = \frac{\Delta^2}{\omega_{2p}^2 C} = \frac{\Delta^2}{\omega_{2p}^2 (C_1 + C_2)} = \frac{1,2^2}{(2\pi)^2 \cdot 6,5^2 \cdot 10^{12} (7,5 + 11) \cdot 10^{-12}} \cong 47 \cdot 10^{-6} \text{ гн.}$$

5. Величина индуктивности  $L_2$  может быть определена из формулы (47):

$$L_2 = 0,71 L_1 = 0,71 \cdot 47 \cdot 10^{-6} = 33,4 \cdot 10^{-6} \text{ гн.}$$

6. Время задержки цепи одинарного дифференцирования определится по формуле:

$$\tau = -1,67 \sqrt{L_1 C} = -1,67 \sqrt{47 \cdot 10^{-6} \cdot 18,5 \cdot 10^{-12}} = 0,05 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

Для расчета полной схемы корректора необходимо знать

абсолютную величину коэффициента двукратного дифференцирования, т.е. ту величину, которая при каскадном включении двух цепей однократного дифференцирования определяет выходной уровень корректирующего сигнала.

Для определения уровня корректирующего сигнала надо знать коэффициент, стоящий перед  $\omega$  в формуле, определяющей модуль полного сопротивления цепи со стороны входных зажимов. Для простой дифференцирующей цепи этот коэффициент равен  $L$  (индуктивности входящей в цепь). Для сложной дифференцирующей цепи этот коэффициент равен  $L_1$ .

Таким образом, полное сопротивление цепи, включенной в анодную цепь, определяется формулой:

$$z = L\omega | \alpha | . \quad (55)$$

При каскадном включении двух одинаковых дифференцирующих цепей абсолютная величина коэффициента двукратного дифференцирования пропорциональна  $L^2$  или соответственно  $L_1^2$  для сложной дифференцирующей цепи.

#### 4. Варианты построения блок-схем апертурных корректоров

Представленная на рис.12 упрощенная принципиальная схема апертурного корректора соответствует блок-схеме, изображенной на рис.17. Характерной чертой этой схемы является то, что дифференцирующие цепи, которые уже использованы в каналах производных более высоких ступеней, т.е. каждая цепь используется многократно.

В представленной на рис.17 блок-схеме  $D_1^2$ ,  $D_2^2$ ,  $D_3^2$  — цепи двукратного дифференцирования, а ЛЗ-1, ЛЗ-2, ЛЗ-3 соответствующие линии задержки. Канал основного сигнала

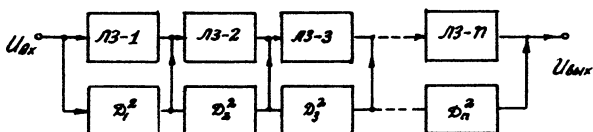


Рис. 17. Блок схема апертурного корректора с последовательным включением дифференцирующих цепей

включает в себя  $n$  последовательно включенных цепей задержки (ЛЗ-1 + ЛЗ- $n$ ). В канал второй производной входит цепь двукратного дифференцирования  $D_1^2$ . В канал четвертой производной входят две последовательно включенные цепи двукратного дифференцирования  $D_1^2$  и  $D_2^2$ . В канал шестой производной входят цепи  $D_1^2$ ,  $D_2^2$ ,  $D_3^2$ . В канал  $2n$ - степени производной входят  $n$  последовательно включенных цепей двукратного дифференцирования  $D_1^2$ ,  $D_2^2$ ,  $D_3^2$  ...  $D_n^2$ .

Условия правильного временного согласования основного сигнала и сигналов с выходов дифференцирующих цепей определяются равенством времени задержки вносимого отдельной цепью двойного дифференцирования, времени задержки соответствующей линии, т.е.

$$\tau_{ЛЗ-1} = \tau_{D_1^2}; \tau_{ЛЗ-2} = \tau_{D_2^2}; \dots \tau_{ЛЗ-n} = \tau_{D_n^2}. \quad (56)$$

Необходимая степень коррекции в данной схеме может быть достигнута путем подбора коэффициентов передачи корректирующих каналов, что дает возможность подбирая величину подъема частотной характеристики приспособиться к изменению апертурных искажений, вносимых трубками в процессе ра-

боты. Из рис. 17 можно заметить, что при изменении коэффициента передачи в одном корректирующем канале одновременно изменяются коэффициенты передачи всех каналов производных более высоких степеней. Это является недостатком данной схемы.

Более удобна в этом отношении схема, изображенная на рис. 18. В этой схеме коррекция осуществляется с помощью ряда отдельных корректирующих каналов, независимых друг от друга.  $D^2$  - канал второй производной  $D^4$ ,  $D^6$  ..  $D^{2n}$  соответственно каналы четвертой, шестой и производной степени  $2n$ .

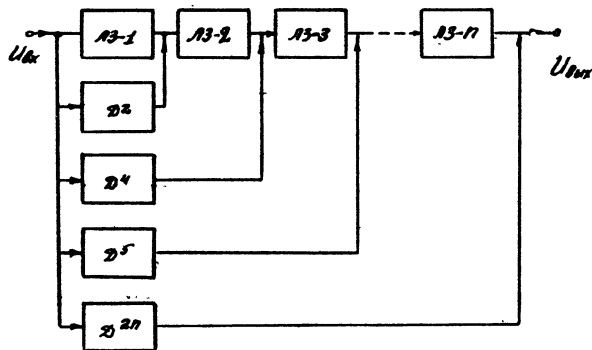


Рис. 18. Блок-схема дифференциального апертурного корректора с независимыми корректирующими каналами

Условия временного согласования основного и корректирующих сигналов определяются следующими очевидными соотношениями:

$$\tau_{\text{ЛЗ-1}} = \tau_{\text{D}^2}; \quad \tau_{\text{ЛЗ-1}} + \tau_{\text{ЛЗ-2}} = \tau_{\text{D}^4}; \quad \tau_{\text{ЛЗ-1}} + \tau_{\text{ЛЗ-2}} + \tau_{\text{ЛЗ-3}} + \dots + \tau_{\text{ЛЗ-n}} = \tau_{\text{D}^{2n}}. \quad (57)$$

Следует отметить, что при регулировке степени коррекции путем изменения коэффициента передачи корректирующего и основного канала совершенно недопустимы изменения постоянных времени дифференцирующих цепей задержки, так как это приведет к нарушению фазирования основного и корректирующего сигналов. Практически наиболее удобно в таких устройствах осуществлять регулировку коэффициента передачи каналов изменением крутизны анодно-сеточных характеристик входящих в канал усилительных ламп. В некоторых случаях для получения необходимой степени коррекции оказывается целесообразным искусственно уменьшить коэффициент передачи основного канала.

В данной схеме корректирующие каналы практически независимы друг от друга, поэтому изменение коэффициента передачи одного канала не вызывает изменения уровня корректирующих сигналов в других каналах. Схема, изображенная на рис.18, в отличие от рассмотренной ранее схемы рис.17 содержит большее количество корректирующих элементов, так как здесь нет многократно используемых дифференцирующих цепей. Это является недостатком данной схемы. Однако для практического использования эта схема более удобна, чем схема изображенная на рис.17, построенная по принципу экономии цепей. Дело в том, что для компенсации апертурных искажений, как правило, нет необходимости иметь большое количество корректирующих каналов. Вполне достаточно, если в корректоре имеются каналы 2-й и 4-й производной, а в некоторых случаях когда не требуется большой точности компенсации, достаточно и одного канала 2-й производной.

В случае использования двух корректирующих каналов количество дифференцирующих цепей, содержащих в устройстве, собранному по блок-схеме, изображенной на рис.18, будет всего лишь на одно больше, чем в случае схемы, построенной по принципу экономии цепей. При использовании одного корректирующего кана-



ла 2-й производной схемы, изображенные на рис. 17 и 18 преобразуют одинаковый вид.

## 5. Линии задержки

При рассмотрении схемы дифференциальной апертурной коррекции были пояснены принципы работы дифференцирующих цепей. Другим важным элементом схемы дифференциальной апертурной коррекции является линия задержки. Основные требования, предъявляемые к линиям задержки заключаются в следующем:

1) должны отсутствовать частотные искажения в рабочей полосе частот,

2) частотно-фазовая характеристика должна быть линейной. Выполнение линии задержки в виде звена К или  $m$  в некоторых случаях приводит к громоздким конструктивным решениям. В связи с этим в схемах апертурных корректоров Г.В. Брауде рекомендует использовать в качестве линий задержки скорректированные интегрирующие цепи.

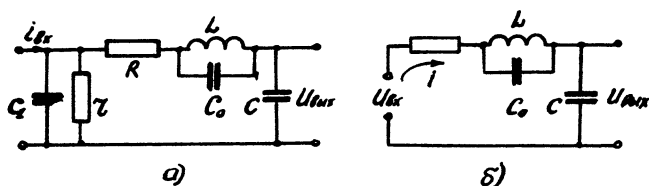


Рис. 19. Эквивалентная схема скорректированной интегрирующей цепи

- а) Случай работы интегрирующей цепи от источника тока.
- б) Случай работы интегрирующей цепи от источника напряжения.

На рис.19 (а) представлена эквивалентная схема скорректированной интегрирующей цепи. Практический вариант этой схемы для случая, когда сигнал на интегрирующую цепь поступает от источника с низким внутренним сопротивлением (катодный повторитель), представлена на рис.19б. Этот случай наиболее часто встречается на практике. Определим коэффициент передачи этой схемы.

Из схемы рис.19(б) следует, что ток, протекающий через источник сигнала, равен:

$$i = \frac{U_{вх}}{R + \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C_0} + \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_0}}}, \quad (58)$$

где знаменатель представляет собой полное сопротивление цепи т.е.

$$i = \frac{U_{вх}}{Z}.$$

Напряжение на выходе цепи равно:

$$U_{вых} = i \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{U_{вх}}{Z} \cdot \frac{1}{j\omega C}.$$

Из полученного выражения можно определить коэффициент передачи

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{Z \cdot j\omega C}. \quad (59)$$

Определим знаменатель этой дроби, подставив значение

$$z \cdot j\omega C = \left( R + \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C_0}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_0}} + \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{1 - \omega^2 L C_0}{1 - \omega^2 L(C + C_0) + j\omega C R(1 - \omega^2 L C_0)} \cdot (60)$$

Подставляя вычисленное значение  $z \cdot j\omega C$  в выражение (59) получим:

$$K = \frac{1 - \omega^2 L C_0}{1 - \omega^2 L(C + C_0) + j\omega C R(1 - \omega^2 L C_0)} \cdot (61)$$

Из выражения (61) следует, что при  $\omega = 0$ , коэффициент передачи  $K = 1$ . Таким образом, относительный коэффициент передачи  $\alpha = \frac{K}{K_{\omega=0}} = K$ . Поэтому в дальнейшем будем считать, что относительный коэффициент передачи  $\alpha$  может быть определен из формулы (61).

Если ввести обозначения  $K = \frac{L}{R^2 C}$ ,  $x = \frac{C_0}{C}$ , аналогичные обозначения, принятым при анализе двухкаскадной дифференцирующей цепи, то модуль относительного коэффициента передачи интегрирующей цепи будет равен:

$$|\alpha| = \frac{1 - kxR^2C^2\omega^2}{\sqrt{[1 + k(1+x)R^2C^2\omega^2]^2 + R^2C^2\omega^2(1 - kxR^2C^2\omega^2)^2}} \cdot (62)$$

Разделив выражение (61) на вещественную и мнимую части, определим фазовый сдвиг, вносимый цепью, как функцию частоты. Расчет показывает, что

$$\varphi = -\arctg \omega RC \frac{1 - kxR^2C^2\omega^2}{1 - k(1+x)R^2C^2\omega^2} \cdot (63)$$

Время задержки, вносимое цепью, равно производной функции (63) при  $\omega = 0$ . Расчет показывает, что время задержки, вносимое цепью, равно:

$$\tau_{\text{заг}} = \frac{d\varphi}{d\omega}(\omega=0) = -RC. \quad (64)$$

Так же как и в случае дифференцирующих цепей расчет элементов интегрирующей цепи следует подчинить условиям получения оптимальной частотной характеристики, так как в этом случае отклонения фазовых характеристик от линейного закона в цепи задержки и в дифференцирующей цепи будут иметь одинаковый характер и искажения суммарного сигнала будут наименьшими.

Оптимальная частотная характеристика цепи задержки может быть получена при подчинении параметров цепи условия  $X = 0,5$ ,  $K = 0,5$ . В этом случае получим следующую формулу для определения модуля относительного коэффициента передачи:

$$\alpha = \frac{1 - \frac{1}{4} R^2 C^2 \omega^2}{\sqrt{1 - \frac{1}{2} R^2 C^2 \omega^2 + \frac{1}{16} R^4 C^4 \omega^4 + \frac{1}{16} R^6 C^6 \omega^6}}. \quad (65)$$

Так как  $\tau_{\text{заг}} = -RC$  (64), выражение (65) можно упростить:

$$\alpha = \frac{1 - \frac{1}{4} \tau_{\text{заг}}^2 \omega^2}{\sqrt{1 - \frac{1}{2} \tau_{\text{заг}}^2 \omega^2 + \frac{1}{16} \tau_{\text{заг}}^4 \omega^4 + \frac{1}{16} \tau_{\text{заг}}^6 \omega^6}}. \quad (66)$$

Величина фазового сдвига будет равна

$$\varphi = -\text{arctg} \omega \tau_{\text{заг}} \frac{1 - \frac{1}{4} \tau_{\text{заг}}^2 \omega^2}{1 + \frac{3}{4} \tau_{\text{заг}}^2 \omega^2}. \quad (67)$$

## Пример расчета

В качестве примера произведем расчет звена линии задержки для дифференцирующей цепи при условии применения в корректоре цепи двойного дифференцирования. Как было выяснено из расчета двухкаскадной дифференцирующей цепи время задержки, которое должна обеспечить линия задержки составляет 0,04 мсек.

1. Расчет целесообразно начинать с выбора величины емкости  $C$ . Величину  $C$  можно определить из соотношения  $C = 5C_n$ , где  $C_n = C_{вхн} + C_M$ . Если считать  $C_{вхн} = 1 \text{ нф}$ , а  $C_M = 5 \text{ пф}$ , то емкость  $C_n = 1 + 5 = 6 \text{ нф}$ . Величина емкости  $C = 5C_n = 30 \text{ пф}$ .

2. Емкость  $C_0$  определяется из соотношения  $C_0 = C \cdot X$ . Для получения оптимальной частотной характеристики величина  $X$  должна быть равна  $X = \frac{C_0}{C} = 0,5$ . Подставляя значение  $X$  в формулу для  $C_0$  получим

$$C_0 = C \cdot X = 30 \cdot 0,5 = 15 \text{ нф}.$$

3. Величина  $R$  может быть определена из выражения (64)

$$R = \frac{\tau_{заг}}{C} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-12}} \approx 3,3 \text{ ком}.$$

4. Величину  $L$  можно определить из соотношения  $K = \frac{L}{R^2 C}$ . Очевидно, что  $L = k R^2 C$ . При подчинении параметров схемы условиям оптимальной частотной характеристики  $K = 0,5$ . Следовательно,

$$L = 0,5 R^2 C = 0,5 \cdot 3,3^2 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 162 \cdot 10^{-6} = 162 \text{ мкгн}.$$

## III. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ АПЕРТУРНЫХ КОРРЕКТОРОВ

На основе рассмотренной ранее общей теории дифференциальной апертурной коррекции могут строиться корректоры с необходимыми параметрами. Практически нет необходимости для

каждого отдельного случая разрабатывать схему апертурного корректора. Разработанные и используемые в практике схемы апертурных корректоров удовлетворяют различным требованиям и в большинстве случаев могут быть использованы без существенных изменений. В связи с этим мы рассмотрим несколько вариантов практических схем дифференциальных апертурных корректоров.

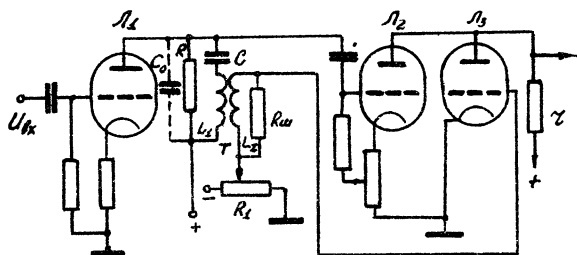


Рис. 20. Упрощенная принципиальная схема трехлампового дифференциального апертурного корректора

### 1. Дифференциальный апертурный корректор на трех лампах

Упрощенная принципиальная схема корректора представлена на рис. 20 (Л.8). Корректор собран на трех лампах  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ . Входной сигнал  $U_{вх}$  поступает на сетку лампы  $L_1$ . В анодную цепь лампы включен контур, который состоит из трех параллельных ветвей: анодного сопротивления  $R$ , последовательной цепи  $LC$  и паразитной емкости  $C_0$ . Определим полное сопротивление контура, . Расчет полного сопротивления контура удобно производить, определив первоначально его полную проводимость

$$g = j\omega C_0 + \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} .$$

После элементарных преобразований получим:

$$g = \frac{1 - \omega^2 LC + j\omega R(C + C_0 - \omega^2 LCC_0)}{R(1 - \omega^2 LC)} .$$

Полное сопротивление контура будет определяться выражением:

$$z = \frac{1}{g} = \frac{R(1 - \omega^2 LC)}{1 - \omega^2 LC + j\omega R(C + C_0 - \omega^2 LCC_0)} = R(1 - \omega^2 LC)M(\omega), \quad (68)$$

где

$$M(\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega R(C + C_0 - \omega^2 LCC_0)}. \quad (69)$$

Напряжение, снимаемое с анодного контура на сетку  $L_2$ , равно

$$U_k = U_{\beta x} S_1 z, \quad (70)$$

где  $U_{\beta x}$  - напряжение на входе схемы,  $S_1$  - крутизна анодно-сеточной характеристики  $L_1$ ,  $z$  - полное сопротивление контура. Напряжение  $U_k$  поступает на сетку  $L_2$  через переходной конденсатор. Следовательно, напряжение на сетке  $L_2$  равно:

$$U_{g2} = U_k = U_{\beta x} S_1 z. \quad (71)$$

Подставив в место  $z$  его значение (68), получим:

$$U_{g2} = U_k = U_{\beta x} S_1 R_1 (1 - \omega^2 LC) M(\omega). \quad (72)$$

Определим теперь напряжение на сетке  $L_3$ .

Напряжение на сетке  $L_3$  равно напряжению на индуктивности  $u_L$ , помноженному на коэффициент трансформации трансформатора  $n$

$$U_{g_3} = u_L \cdot n . \quad (73)$$

Определим напряжение на индуктивности  $L$  . Очевидно,

$$U_L = \frac{U_k \cdot j\omega L}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} = \frac{U_k \omega^2 CL}{1 - \omega^2 LC} . \quad (74)$$

Подставив в (74) значение  $U_k$  , которое было определено ранее (72), получим:

$$U_L = -U_{Bx} S_1 \omega^2 LC \cdot RM(\omega) . \quad (75)$$

Напряжение на сетке  $L_3$  можно определить помножив  $U_L$  (75) на коэффициент трансформации:

$$U_{g_3} = n U_L = -U_{Bx} S_1 n \omega^2 CL \cdot R \cdot M(\omega) . \quad (76)$$

Сигнал  $U_{g_2}$  усиливается лампой  $L_2$  и образует на ее аноде напряжение

$$U_{a_2} = U_{g_2} \cdot S_2 \cdot r , \quad (77)$$

где  $S_2$  - крутизна анодно-сеточной характеристики  $L_2$ , а  $r$  - сопротивление анодной нагрузки. Подставив в формулу (77) величину  $U_{g_2}$  , получим

$$U_{a_2} = U_{Bx} \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot r \cdot R (1 - \omega^2 LC) M(\omega) . \quad (78)$$



Аналогичным образом может быть определено выражение на аноде  $L_3$

$$U_{a_3} = U_{g_3} \cdot S_3 \cdot \tau = -U_{Bx} S_1 S_3 R \cdot \tau \cdot n \omega^2 CLM(\omega), \quad (79)$$

где  $S_3$  - крутизна анодно-сеточной характеристики  $L_3$ .  
Полярность сигнала с выхода трансформатора выбирается таким образом, чтобы суммарный сигнал определялся разностью:

$$U_{\text{вых}} = U_{a_2} - U_{a_3}. \quad (80)$$

Подставив в (80) значения  $U_{a_2}$  и  $U_{a_3}$ , и произведя простые преобразования, получим:

$$U_{\text{вых}} = U_{a_2} - U_{a_3} = U_{Bx} S_1 R S_2 \tau \left[ 1 + \omega^2 LC \left( n \frac{S_3}{S_2} - 1 \right) \right] M(\omega). \quad (81)$$

Из выражения (81) определим коэффициент передачи схемы:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{Bx}} = S_1 R \cdot S_2 \tau \left[ 1 + \omega^2 LC \left( n \frac{S_3}{S_2} - 1 \right) \right] M(\omega). \quad (82)$$

Частотная характеристика схемы корректора может быть определена из соотношения

$$\alpha = \frac{K}{K_{(\omega=0)}}, \quad (83)$$

где  $K_{(\omega=0)}$  - коэффициент передачи схемы при  $\omega = 0$ , а  $K$  - коэффициент передачи, определяемый формулой (82). Из выражения (82) видно, что при  $\omega = 0$  величина коэффициента передачи равна

$$K_{(\omega=0)} = S_1 R \cdot S_2 \tau . \quad (84)$$

Подставив значения  $K$  и  $K_{(\omega=0)}$ , определяемые выражениями (82) и (84), получим:

$$x = \frac{K}{K_{(\omega=0)}} = \left[ 1 + \omega^2 LC \left( n \frac{S_3}{S_2} - 1 \right) \right] M(\omega) . \quad (85)$$

Для получения требуемой формы частотной характеристики корректора при отсутствии фазовых искажений необходимо, чтобы  $M(\omega)$  в пределах рабочей полосы возможно меньше зависела от частоты, а фазовая характеристика была бы линейна. Этого можно добиться, если подчинить выбор параметров контура в анодной цепи  $L_T$  условиям получения оптимальной частотной характеристики, которые для выражения (69) имеют вид:

$$C = 3C_0 \quad \text{и} \quad R = \sqrt{\frac{9L}{8C}} . \quad (86)$$

В этом случае выражение для модуля коэффициента частотных искажений принимает вид:

$$|M(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{8} \omega^6 L^3 C^3}} , \quad (87)$$

а выражение для фазового сдвига

$$\varphi = -\alpha \tau \operatorname{ctg} \frac{\omega \sqrt{LC}}{\sqrt{B}} \cdot \frac{4 - \omega^2 LC}{1 - \omega^2 LC}. \quad (88)$$

На частоте  $\omega_{2p} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  завал частотной характеристики, определяемый из формулы (87) будет равен  $|M(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/B}} = 0,94$ , т.е. не превышает 6%, а отклонение фазовой характеристики от линейного закона не будет превышать  $5^\circ$ .

Таким образом, в пределах рабочей полосы частот величина  $M(\omega)$  практически не зависит от частоты и ее можно принять в выражении (85) равной единице. Заменяя в выражении  $M(\omega)$  на единицу и заменив  $LC = \frac{1}{\omega_{2p}^2}$  (из формулы  $\omega_{2p} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ), получим

$$\alpha = 1 + \left(n \frac{S_3}{S_2} - 1\right) \left(\frac{\omega}{\omega_{2p}}\right)^2. \quad (89)$$

Сравним теперь выражение (89) с выражением (6), которое определяет требуемую формулу частотной характеристики. Очевидно, что выражение (89) соответствует двум первым членам выражения (6)

$$\alpha_1 = 1 + \alpha_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2. \quad (90)$$

Из сравнения (89) и (90) видно, что полученная частотная характеристика корректора соответствует требуемой частотной характеристике при условии применения для коррекции только сигнала второй производной. При этом коэффициент коррекции  $\alpha_1$  определяется выражением

$$\alpha_1 = \left(n \frac{S_3}{S_2} - 1\right), \quad (91)$$

а величина  $\alpha$

$$\alpha = 1 + a_1 \left( \frac{\omega}{\omega_{cp}} \right)^2. \quad (92)$$

Из выражения (91) видно, что величина замешиваемого корректирующего сигнала, пропорционального квадрату частоты, зависит от коэффициента трансформации трансформатора  $n$ , а также от крутизны анодно-сеточных характеристик ламп  $L_2$  и  $L_3$ .

Изменение коэффициента  $a_1$ , для получения требуемой степени коррекции, можно осуществить подбирая величины  $S_3$  и  $S_2$ . В частности, в схеме, изображенной на рис.20, регулировка степени коррекции осуществляется изменением крутизны лампы  $L_3$  путем изменения отрицательного смещения рабочей точки переменным сопротивлением  $R_4$ . Следует отметить, что данная схема позволяет получать не только подъем, а также и завал частотной характеристики на высоких частотах без внесения фазовых искажений. Для этого необходимо, чтобы коэффициент  $a_1$  был отрицательным. Это будет в том случае, когда  $n \frac{S_3}{S_2} < 1$ . Практически при изменении крутизны  $S_3$  за счет регулировки смещения на сетке  $L_3$  от нуля до максимальной величины коэффициента  $a_1$  будет изменяться вначале от  $-1$  до  $0$ , а затем от нуля до максимального положительного значения.

Максимальное положительное значение коэффициента  $a_1$  определяет максимально возможную степень коррекции, которую может обеспечить схема. Для получения возможно большей степени коррекции желательно увеличить  $n$  и  $S_3$  уменьшать  $S_2$ . Максимально допустимое значение коэффициента трансформации  $n$  зависит от величины входной емкости лампы  $L_3$ , которая шунтирует вторичную обмотку трансформатора. Входная емкость лампы  $L_3$  пересчитывается в первичную обмотку трансформатора по формуле

$$C'_{вх3} = C_{вх3} \cdot n^2, \quad (93)$$

где  $C'_{вх3}$  - входная емкость  $L_3$ , пересчитанная в первичную обмотку. Поскольку  $n > 1$ , то  $C'_{вх3} > C_{вх3}$ .

Из формулы (93) видно, что с ростом коэффициента трансформации паразитная емкость, шунтирующая первичную обмотку, растет пропорционально квадрату коэффициента трансформации. В связи с этим не рекомендуется выбирать  $n$  больше двух.

Вторичная обмотка трансформатора должна шунтироваться сопротивлением  $R_{ш}$ , которое гасит собственные колебания контура, образованного индуктивностью вторичной обмотки трансформатора и шунтирующей ее емкостью. Величина шунтирующего сопротивления может быть определена из известного выражения, определяющего условия аperiodичности контура

$$R_{ш} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_{вх3} + C_M}}, \quad (94)$$

где  $L_1$  - индуктивность вторичной обмотки трансформатора,  $C_{вх3}$  - входная емкость  $L_3$ .

Что касается крутизны  $S_2$ , то она может быть выбрана сколь угодно малой, однако не желательно уменьшать ее до величин, при которых коэффициент передачи всей схемы становится меньше единицы.

Практическая схема апериодического корректора, описанного типа, изображена на рис.21. В отличие от схемы, изображенной на рис. 20, в этой схеме на сетку  $L_2$  подается не все напряжение, действующее на контуре, а лишь его часть снимаемая с сопротивления  $R_1$  (рис.20). С этой целью сопротивление  $R$  разделено на два сопротивления ( $R = R_1 + R_2$ ). Таким об-

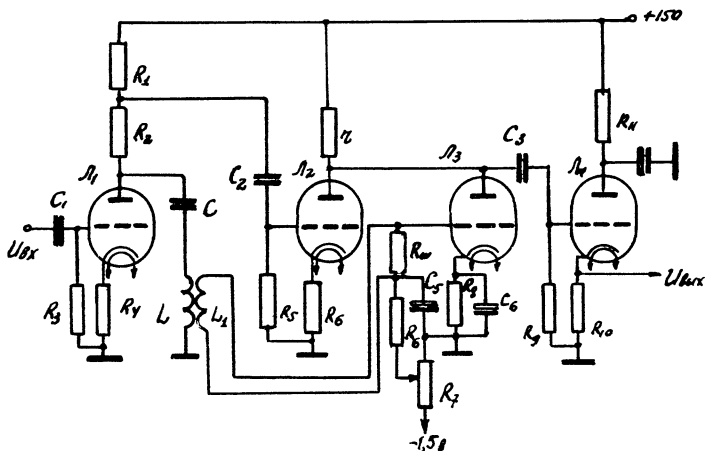


Рис. 21. Полная принципиальная схема апертурного корректора

разом, сигнал, поступающий на сетку  $L_2$ , оказывается уменьшенным в  $m$  раз, причем  $m = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ . Уменьшение сигнала на сетке  $L_2$ , а следовательно, и на ее аноде за счет неполного включения контура, эквивалентно уменьшению крутизны лампы  $L_2$  в  $m$  раз. Поэтому выражение для коэффициента коррекции примет вид

$$\alpha = n \frac{S_3}{m S_2} - 1. \quad (95)$$

Отличительной особенностью данной схемы является также наличие четвертой лампы  $L_4$  катодного повторителя, которая служит для согласования выхода схемы с волновым сопротивлением кабеля.

Анодная нагрузка суммирующего каскада (лампа  $L_2$ ) не кор-

ректируется. Величину анодной нагрузки ( $\gamma$ ) рекомендуется выбирать таким образом, чтобы завал частотной характеристики каскада на граничной частоте  $\omega_{2p}$  составлял примерно 20%. При таком завале частотной характеристики образующиеся в каскаде небольшие фазовые искажения скомпенсируют фазовые искажения контура  $LCC, R$  в анодной цепи  $L_T$ .

### Пример расчета схемы

Произведем расчет апертурного корректора для канала на передающей трубке типа супериконоскоп ЛИ-7 и кинескопе 43ЛК2Б.

1. Прежде всего определим коэффициент частотных искажений для канала на граничной частоте.

Из графиков, приведенных на рис. 4 и 5 видно, что коэффициент частотных искажений для супериконоскопа ЛИ-7 на граничной частоте  $f_{2p} = 6,5$  мГц равен 0,15, т.е.  $\alpha_{пер} = 0,15$  (при  $f_{2p}$ ). Аналогично для кинескопа 43ЛК2Б найдем  $\alpha_{np} = 0,75$  (при  $f_{2p}$ ). Общий коэффициент частотных искажений  $\alpha_{пер} \cdot \alpha_{np} = 0,15 \cdot 0,75 = 0,11$ .

2. Определим величину подъема частотной характеристики корректора на граничной частоте, необходимую для коррекции апертурных искажений. Очевидно, что

$$\alpha = \frac{1}{\alpha_{пер} \cdot \alpha_{np}} .$$

3. Зная величину  $\alpha$  можно определить коэффициент коррекции  $a_1$ , из выражения (92):

$$\alpha = 1 + a_1 \left( \frac{\omega}{\omega_{2p}} \right)^2 , \quad \text{откуда}$$

$$a_1 = \frac{\alpha - 1}{\left( \frac{\omega}{\omega_{2p}} \right)^2} .$$

Учитывая, что при  $\omega = \omega_{2p}$  величина  $\left(\frac{\omega}{\omega_{2p}}\right)^2 = 1$ , можно записать:

$$a_1 = \alpha - 1 = 10 - 1 = 9 .$$

Рассчитанная величина коэффициента коррекции должна быть несколько увеличена. Это необходимо сделать, учитывая процесс старения усилительных ламп корректора, а также возможный разброс апертурных характеристик приемных и передающих трубок. Учитывая перечисленные обстоятельства выберем  $a_1 \cong 15$ .

4. Выбираем тип лампы для корректора. Для получения хорошей степени коррекции необходимо выбирать лампы с достаточно большой крутизной. Из выпускаемых промышленностью триодов наиболее подходящей является лампа 6Н1П, имеющая крутизну 11 ма/в.

Основные данные этой лампы:

$$\begin{aligned} R_i &= 2 \text{ ком (при } U_{cm} = -2 \text{ в)}; & C_{ak} &= 1,09 \text{ пф (первый триод)}; \\ \mu &= 20 ; & C_{ak} &= 2,05 \text{ пф (второй триод)}; \\ C_{ck} &= 4,45 \text{ пф} ; & C_{ca} &= 3,7 \text{ пф} . \end{aligned}$$

5. Расчет параметров схемы начнем с расчета паразитной емкости  $C_0$  (см.рис.20 и 2I):

$$C_0 = C_{ak_1} + C_{M_1} = 1,09 + 5 \cong 6 \text{ пф} ,$$

где  $C_{ak_1}$  - емкость анод-катод левого триода 6Н1П ( $L_1$ ),  
 $C_{M_1}$  - емкость монтажа.

6. Определим емкость  $C$  из условий получения оптимальной частотной характеристики (85):

$$C = 3 C_0 = 3 \cdot 6 = 18 \text{ пф} .$$



7. Определим  $L$ . Величина  $L$  может быть вычислена из формулы  $\omega_{зр} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , откуда

$$L = \frac{1}{\omega_{зр}^2 \cdot C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6)^2 \cdot 18 \cdot 10^{-12}} = 33 \cdot 10^{-6} \text{ гн} = 33 \text{ мкгн}.$$

8. Величину сопротивления в анодной нагрузке лампы  $\Pi_1$  определим из выражения (86)

$$R = R_1 + R_2 = \sqrt{\frac{9}{8} \frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{9}{8} \frac{33 \cdot 10^{-6}}{18 \cdot 10^{-12}}} = 1,43 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

9. Выбираем  $n = 2$  равным максимально допустимой величине.

10. Определяем индуктивность вторичной обмотки трансформатора

$$L_1 = Ln^2 = 33 \cdot 10^{-6} \cdot 2^2 = 131 \cdot 10^{-6} \text{ гн} = 131 \text{ мкгн}.$$

II. Определим коэффициент включения контура из (95):

$$m = \frac{n}{a_1 + 1} \frac{S_3}{S_2'}.$$

В этом выражении  $S_3$  - крутизна лампы  $\Pi_3$ , а  $S_2'$  - динамическая крутизна лампы  $\Pi_2$  с учетом отрицательной обратной связи, которую вносит неблокированная емкостью сопротивление смещения лампы  $\Pi_2$ . Сопротивление в катоду  $\Pi_2$  не блокируется емкостью, поскольку от канала основного сигнала не требуется большого усиления. Из теории усилительных схем следует, что

$$S_2' = \frac{S_2}{1 + S_2 R_6}, \quad \text{где } S_2 - \text{статическая крутизна лампы } \Pi_2.$$

Для определения  $S_2'$  необходимо знать сопротивление смещения  $R_6$ . Расчет этого сопротивления может быть произведен так же, как и в обычном усилительном каскаде, исходя из статичес-

ких характеристик лампы. Так как лампа 6Н6П обеспечивает линейный режим работы при смещении на сетке  $-U_c = 3\text{В}$ , анодный ток при напряжении на аноде лампы 150 в и малой величине нагрузки  $R_a$  приблизительно равен 22 ма, то величина сопротивления  $R_b$  будет равна:

$$R_b = \frac{|U_c|}{I_0} = \frac{3}{22 \cdot 10^{-3}} = 137 \text{ ом}.$$

Выбираем  $R_b \cong 140 \text{ ом}$ .

Зная  $R_b$  определим

$$S_2' = \frac{S}{1 + SR_b} = \frac{11 \cdot 10^{-3}}{1 + 11 \cdot 140 \cdot 10^{-3}} = 4,4 \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

Теперь можно определить коэффициент включения контура:

$$m = \frac{n}{Q_1 + 1} \frac{S_2}{S_2'} = \frac{2}{15 + 1} \frac{11}{4,4} = 0,313.$$

12. Определим величины  $R_1$  и  $R_2$ :

а) так как  $m = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ , то  $R_1 = m(R_1 + R_2) = mR$ ,  
откуда  $R_1 = 0,313 \cdot 1,43 \cdot 10^3 = 0,448 \cdot 10^3 = 450 \text{ ом}$ ;

б) поскольку  $R = R_1 + R_2$ , то  $R_2 = R - R_1 = 430 - 450 \cong 980 \text{ ом}$ .

13. Расчитаем сопротивление  $R_{ш}$ , шунтирующее вторичную обмотку трансформатора. При расчете примем емкость монтажа  $C_M = 5 \text{ пф}$ , а входную емкость  $I_3 C_{вх3} = 4,5 \text{ пф}$

$$R_{ш} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{(C_{вх3} + C_M)}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{131 \cdot 10^{-6}}{(4,5 + 5) \cdot 10^{-12}}} = 1,86 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Выбираем ближайшую стандартную величину, которая для обеспечения более надежного шунтирования должна быть меньше расчетной. Такой величиной является 1,7 ком.

Конструктивный расчет высокочастотного трансформатора может быть произведен по методике, изложенной в приложении I.

## 2. Одноламповые схемы апертурных корректоров

### а) Апертурный корректор с низкоомным входным сопротивлением

Очень часто апертурный корректор выполняется конструктивно не как самостоятельный блок, а как элемент какого-либо устройства (например, промежуточного усилителя). В этом случае оказывается возможным значительно упростить схему корректора и уменьшить количество используемых ламп. Существуют схемы дифференциальных апертурных корректоров, собранных на одной лампе [Л.5]. Схема такого корректора приведена на рис. 22. Этот корректор удобно включать на вход, так как он имеет малое входное сопротивление, что облегчает согласование с кабелем. Выходное сопротивление корректора высокое.

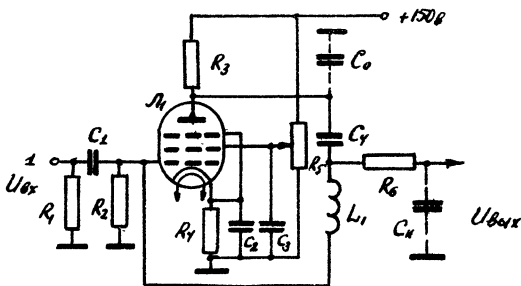


Рис. 22. Одноламповый дифференциальный апертурный корректор с низким входным сопротивлением.

Входной сигнал с гнезда I поступает на сетку лампы через переходную цепочку  $C_1, R_2$ . Сопротивление  $R_1$  служит для

согласования входного сопротивления схемы с волновым сопротивлением кабеля. После разделительной цепочки  $C_1R_2$  сигнал поступает на выход схемы по двум каналам. Основной сигнал поступает на выход схемы, минуя лампу  $\Lambda_I$  через индуктивность  $L_1$ . Сигнал второй производной образуется из основного сигнала, усиленного каскадом на  $\Lambda_I$  с помощью цепочки двойного дифференцирования  $C_4L_1$ . Эквивалентная схема анодной нагрузки корректора изображена на рис.23. Из рис.23 видно, что эквивалентная схема однолампового корректора в основных деталях аналогична эквивалентной схеме двойной дифференцирующей цепи в ранее рассмотренной схеме трехлампового корректора (рис.21). Отличие данной схемы заключается в том, что сигнал второй производной снимается непосредственно с индуктивности  $L_1$  без применения трансформатора и индуктивность  $L_1$  по высокой частоте соединяется с землей через сопротивление  $R_1$ .

В связи с тем, что сопротивление  $R_1$  мало, оно практически не оказывает влияния на работу анодного контура.

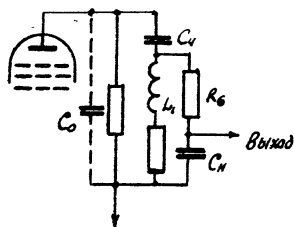


Рис. 23. Эквивалентная схема однолампового корректора

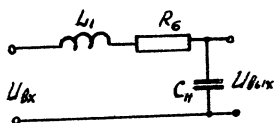


Рис. 24. Эквивалентная схема цепи прохождения основного сигнала

Сопротивление  $R_6$ , о назначении которого будет сказано несколько ниже, включается в схему не всегда.

Напряжение на выходе схемы равно сумме напряжения, создаваемого каналом второй производной  $U_{\text{вых}_1}$  и основным каналом  $U_{\text{вых}_2}$ . Напряжение второй производной

$$U_{\text{вых}_1} = \frac{U_{\text{вх}} S L_1 R_3 C_4 \omega^2}{1 - \omega^2 L_1 (C_H + C_4) + j \omega R_1 (C_0 + C_4) - j \omega^3 L_1 R_3 (C_0 C_4 + C_4 C_H + C_0 C_H)}. \quad (96)$$

В этом выражении  $C_0$  - выходная емкость лампы в сумме с емкостью монтажа,  $C_H$  - емкость нагрузки корректора. (Выражение (96) было определено для случая  $R_6 = 0$ ).

Приведенное выражение аналогично выражению (69), полученному для трехламповой схемы.

Так же, как и в предыдущих случаях для получения качественного дифференцирования необходимо, чтобы величина знаменателя выражения (96) возможно меньше зависела от частоты в пределах рабочей полосы. Этого можно достичь, если подчинить выбор параметров схемы условиям получения оптимальной частотной характеристики. Эти условия определяются теми же соотношениями, как и для ранее рассмотренной трехламповой схемы

$$C_4 = 3C_0; \quad R_3 = \sqrt{\frac{9}{8} \frac{L_1}{C_4}}. \quad (97)$$

При подстановке (97) в выражение (96) его модуль примет вид

$$U_{\text{вых}_1} = U_{\text{вх}} S L_1 R_3 C_4 \omega^2 M_1(\omega), \quad (98)$$

где

$$M_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,125 \omega^6 L_1^3 C_4^3}} \quad (99)$$

есть модуль коэффициента частотных искажений.

Фазовый сдвиг может быть определен по формуле

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{\omega \sqrt{L_1 C_4}}{\sqrt{8}} \cdot \frac{4 - \omega^2 L_1 C_4}{1 - \omega^2 L_1 C_4}. \quad (100)$$

Расчеты показывают, что при таком выборе параметров спад частотной характеристики (99) при  $\omega_{\text{эф}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_4}}$  не превышает 6%, а отклонение фазовой характеристики от линейного закона пяти градусов.

Таким образом, напряжение второй производной сигнала определяется выражением

$$U_{\text{вв}, \gamma} = U_{\text{вх}} S L_1 R_3 R_4 \omega^2 M_1(\omega). \quad (101)$$

Что касается основного сигнала, то он поступает на выход устройства через индуктивность  $L_1$ . Эквивалентная схема цепи прохождения основного сигнала изображена на рис. 24. Как видно из рис. 24 при отсутствии сопротивления  $R_6$  коэффициент передачи такой схемы должен иметь на высоких частотах некоторый подъем, обусловленный резонансом  $L_1$ ,  $C_H$  и емкостью монтажа. Полученный подъем частотной характеристики позволяет в следующем каскаде усилителя не применять высокочастотной коррекции и поднять его усиление простым увеличением анодной нагрузки. Если же подъем частотной характеристики (при отсутствии апертурной коррекции) по каким-либо причинам нежелателен, то его можно устранить, включив последовательно с индуктивностью сопротивление  $R_6$ , как это показано на рис. 22.

Из рис. 24 следует, что напряжение на выходе схемы связано с напряжением на выходе следующим соотношением

$$U_{\text{вых}2} = \frac{U_{\text{вх}}}{j\omega L_1 + R_6 + \frac{1}{j\omega C_H}} \cdot \frac{1}{j\omega C_H} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 - \omega^2 L_1 C_H + j\omega C_H R_6} \quad (102)$$

Из выражения (102) можно определить модуль коэффициента передачи

$$K_1 = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_1 C_H)^2 + \omega^2 C_H^2 R_6^2}} \quad (103)$$

Как видно из выражения (103) модуль коэффициента передачи цепи, по которой проходит основной сигнал, зависит от частоты. Для получения наименьших частотных искажений основного сигнала необходимо подчинить выбор параметров схемы условиям получения оптимальной частотной характеристики. Из всех величин, входящих в выражение (103), свободно может варьироваться лишь величина  $R_6$  (остальные величины мы не можем изменять, так как они выбираются из условий получения оптимальной частотной характеристики в канале второй производной).

Расчет показывает, что для получения оптимальной частотной характеристики необходимо величину  $R_6$  выбирать из условия:

$$R_6 = \sqrt{\frac{2L_1}{C_H}} \quad (104)$$

При этом выражение для модуля коэффициента передачи примет вид:

$$K_1 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^4 L_1^2 C_H^2}} = M_2(\omega) \quad (105)$$

Таким образом, величина основного сигнала на выходе схемы определяется выражением

$$U_{\text{вых}_2} = U_{\text{вх}} M_2(\omega), \quad (I06)$$

где  $M_2(\omega)$  - есть сокращенная запись выражения (I05).

Общее напряжение на выходе схемы равно сумме двух напряжений - напряжения сигнала 2-й производной и основного сигнала. Следовательно,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}_1} + U_{\text{вых}_2} = U_{\text{вх}} [M_2(\omega) + SL_1R_3C_4\omega^2 M_1(\omega)]. \quad (I07)$$

Коэффициент передачи схемы определится выражением

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = M_2(\omega) + SL_1R_3C_4\omega^2 M_1(\omega). \quad (I08)$$

Следует отметить, что  $M_1(\omega)$  и  $M_2(\omega)$  величины весьма слабо зависящие от частоты. Так например, на граничной частоте  $f_{\text{гр.}} = 6,5$  мГц, величина  $M_1(\omega) = 0,945$ , а  $M_2(\omega) = 0,895$ , т.е.  $M_1(\omega)$  и  $M_2(\omega)$  весьма мало отличаются от единицы. Учитывая, что общий подъем частотной характеристики корректора на верхней границе полосы пропускания очень велик, можно принять  $M_1(\omega) = M_2(\omega) \approx 1$ . Тогда выражение (I08) примет вид:

$$K = 1 + SL_1R_3C_4\omega^2. \quad (I09)$$

Модуль относительной величины коэффициента частотных искажений можно определить найдя отношение  $\frac{K}{K(\omega=0)}$ . Из выражения (I09) видно, что при  $\omega = 0$  коэффициент передачи  $K = 1$



(т.е. коэффициент усиления схемы на малых частотах равен 1).

Таким образом,

$$\alpha = \frac{K}{K(\omega=0)} = 1 + 5L_1 R_3 C_4 \omega^2. \quad (\text{II0})$$

Выражение (II0) можно упростить, если учесть, что

$$\frac{1}{\sqrt{L_1 C_4}} = \omega_{2p},$$

получим

Введя в выражение (II0) величину  $\omega_{2p}$ ,

$$\alpha = 1 + 5R_3 \left( \frac{\omega}{\omega_{2p}} \right)^2. \quad (\text{III})$$

Сравнив выражение (III) с выражением (92) убеждаемся, что полученная частотная характеристика корректора соответствует требуемой, причем коэффициент коррекции определяющий величину подъема частотной характеристики на граничной частоте

$$\alpha_1 = 5R_3. \quad (\text{II2})$$

Из выражений (III) и (II2) видно, что величина подъема частотной характеристики на граничной частоте зависит от крутизны лампы  $L_1$ . Из этого следует, что изменяя крутизну  $L_1$  можно получить изменение степени коррекции. Для этого в схеме, изображенной на рис.22, используется потенциометр  $R_3$ , с помощью которого осуществляется изменение напряжения на экранированной сетке  $L_1$ .

Следует отметить недостаток этой схемы, который заключается в том, что наложение второй производной при суммировании несколько сдвигивает по отношению к основному сигналу, что приводит к некоторой асимметрии переходной характеристики корректора. Однако, как показывает графика, эта асимметрия

не велика и практически не сказывается на изображении.

### Пример расчета

1. Расчет начинаем с определения емкости  $C_0$ . Очевидно, что емкость нагрузки складывается на выходной емкости каскада и емкости монтажа. Положим, что в корректоре используется лампа 6Ж5П с выходной емкостью 2,5 пф, а емкость монтажа равна 7,5 пф, тогда

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{м}} = 7,5 + 2,5 = 10 \text{ пф} .$$

2. Определим емкость  $C_4$  из условий получения оптимальной частотной характеристики (97)

$$C_4 = 3C_0 = 3 \cdot 10 = 30 \text{ пф} .$$

3. Индуктивность  $L_1$  определяем из условия получения допустимого завала модуля относительного коэффициента дифференцирования на граничной частоте.

Как следует из (99), модуль относительного коэффициента дифференцирования определяется выражением

$$M_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,125 \Delta^6}} , \quad (113)$$

где  $\Delta = \omega \sqrt{L_1 C_4}$  — относительная частота. По формуле (113) определяем зависимость  $M_1(\omega) = f(\Delta)$  для различных величин  $\Delta$ .

Результаты расчета сводим в таблицу

$\Delta$	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,25	1,3	1,4
$M_1(\omega)$	0,985	0,97	0,942	0,91	0,885	0,825	0,788	0,720

Из таблицы видно, что при  $\Delta \cong 1,15$  коэффициент частотных искажений составляет приблизительно 0,9 (т.е. 10%), что можно считать допустимым. Таким образом, если выбрать  $\Delta = 1,15$ , величина индуктивности  $L_1$  может быть определена из формулы  $\Delta = \omega_{зр} \sqrt{L_1 C_4}$ . Откуда

$$L_1 = \frac{\Delta^2}{\omega_{зр}^2 C_4} = \frac{1,15^2}{(2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6)^2 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 27 \cdot 10^{-6} \text{ гн.},$$

т.е.  $L_1 = 27 \text{ мкгн.}$

4. Зная  $L_1$ , из формулы (97) можно определить величину  $R_3$ .

$$R_3 = \sqrt{\frac{9}{8} \frac{L_1}{C_4}} = \sqrt{\frac{9}{8} \frac{27 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-12}}} = 1,01 \text{ ком.}$$

Выбираем сопротивление  $R_3 = 1,2 \text{ ком.}$ , соответствующее номинальной величине.

5. Так как теперь известна точная величина сопротивления, можно уточнить значение индуктивности  $L_1$  по формуле:

$$L_1 = \frac{8}{9} C_4 R_3^2 = \frac{8}{9} 30 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2^2 \cdot 10^6 = 38 \text{ мкгн.}$$

6. Определяем величину  $R_6$  из формулы

$$R_6 = \sqrt{\frac{2L_1}{C_H}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 38 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-12}}} = 2,75 \text{ ком.}$$

Выбираем  $R_6 = 2,7 \text{ ком.}$

7. Определим коэффициент коррекции, который обеспечивает данная схема. Коэффициент коррекции, определяемый формулой (II2), зависит от сопротивления  $R_3$  и крутизны характеристики лампы. Если в корректоре использовать лампу типа 6Ж5П с крутизной  $S = 9 \text{ ма/г.}$ , то

$$\alpha_1 = S R_3 = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 10,8 :$$

Частотная характеристика корректора может быть построена с помощью выражения (III). Более точная частотная характеристика с учетом изменения модуля коэффициента двукратного дифференцирования может быть определена из выражения (IO8).

Все остальные детали схемы рассчитываются также, как аналогичные элементы усилительных каскадов.

#### б) Одноламповый апертурный корректор с высоким входным сопротивлением

На практике могут встретиться случаи, когда апертурный корректор, включаемый в схему какого-либо устройства, должен иметь высокое входное сопротивление. Например, такой случай может возникнуть, когда апертурный корректор по каким-либо причинам желательно включить не на входе устройства, получающему сигнал по коаксиальному кабелю, а между двумя усилительными каскадами.

Схема, изображенная на рис.24, может быть легко преобразована в схему, имеющую высокое входное сопротивление. Для этого достаточно подать основной сигнал на вход схемы с помощью катодного повторителя, как это показано на рис. 25. Как видно из рис.25, индуктивность  $L_1$  соединяется с землей через сопротивление  $R_2$ , стоящее в катодной цепи  $L_{1\Gamma}$ .

Величина сигнала второй производной на выходе схемы (рис.25 (рис.25) определяется тем же выражением, что и в аналогичной ранее рассмотренной схеме:

$$U_{\text{вых}_1} = U_{\text{вх}} S L_1 R_3 C_4 \omega^2 M_1(\omega). \quad (\text{II4})$$

В выражение, определяющее величину основного сигнала на выходе схемы, теперь войдет коэффициент усиления катодного повто-

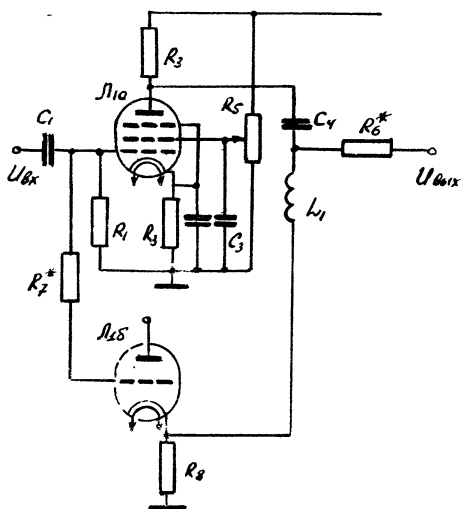


Рис. 25. Схема апертурного корректора с высоким входным сопротивлением

рителя  $K'$ . Очевидно, по аналогии с (I06)

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot K' M_2(\omega), \quad (\text{II5})$$

где  $K' = \frac{SR_B}{1 + SR_B}$  — коэффициент передачи катодного повторителя  $\Pi_{I\delta}$  ( $S$  — крутизна  $\Pi_{I\delta}$ ). Так как  $M_2(\omega) \cong M_1(\omega) \cong 1$  можно записать:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}_1} \rightarrow U_{\text{вх}_2} = U_{\text{вх}} (K + SL_1 R_3 C_4 \omega^2) = K' U_{\text{вх}} \left( 1 + \frac{SL_1 R_3 C_4}{K'} \omega^2 \right). \quad (\text{II6})$$

Коэффициент передачи

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K' \left( 1 + \frac{SL_1 R_3 C_4}{K'} \omega^2 \right). \quad (\text{II7})$$

При  $\omega = 0$  общий коэффициент усиления схемы  $K = K'$ , поэтому частотная характеристика схемы определится выражением

$$\alpha = \frac{K}{K(\omega=0)} = 1 + \frac{SL_1 R_3 C_4}{K'} \omega^2. \quad (\text{II8})$$

Учитывая, что  $\omega_{2p} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_4}}$ , выражение (II8) можно преобразовать

$$\alpha = 1 + \frac{SR_3}{K'} \left( \frac{\omega}{\omega_{2p}} \right)^2. \quad (\text{II9})$$

Из выражения (II9) видно, что коэффициент коррекции определяется выражением

$$\alpha_1 = \frac{SR_3}{K'}. \quad (\text{I20})$$

Сравнив (I20) с соответствующим выражением для схемы с низким входным сопротивлением видим, что в данном случае коэффициент коррекции больше, так как коэффициент усиления катодного повторителя  $K'$  меньше единицы.

Расчет описанной схемы производится так же, как и расчет схемы с низкоомным входом. Расчет катодного повторителя производится обычным путем. В цепь сетки катодного повторителя включается сопротивление  $R_7$  (порядка 1-3 ком), величина которого подбирается при настройке. Это сопротивление служит для регулировки времени задержки основного сигнала в небольших пределах. Сопротивление  $R_5$  служит для изме-

нения степени коррекции устройства.

В качестве усилительных ламп в данном корректоре удобно применять комбинированные лампы типа триод-пентод (например, 6Ф1П), причем триодную часть целесообразно использовать для катодного повторителя, а пентодную для канала 2-й производной.

Усиление данной схемы на низких частотах равно коэффициенту усиления катодного повторителя.

#### IV. КОРРЕКЦИЯ АПЕРТУРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАЗНОСТНЫМ СИГНАЛОМ

Кроме метода коррекции апертурных искажений с помощью дифференцирующих цепей на практике широкое применение нашел метод апертурной коррекции, основанный на применении линии задержки (коррекция с помощью разностного сигнала). Сущность этого метода поясняется на рис. 26.

Основной сигнал (рис.26а), имеющий из-за апертурных искажений малую крутизну фронта нарастания, задерживается на время  $\Delta t = t_2 - t_1$ , и задержанный сигнал (рис.26б) вычитается из основного. Полученный разностный сигнал (рис.26в) может быть использован для коррекции. Для этого его следует сложить с основным сигналом в соответствующей пропорции. Форма результирующего сигнала изображена на рис.26г. Как видно из рис. 26г, при замешивании корректирующего сигнала крутизна фронта основного сигнала возрастает и на вершине появляется выброс. Наилучшая форма переходной характеристики при данном способе коррекции может быть получена, если осуществить задержку основного сигнала ( $U_1$ ), относительно корректирующего ( $U_3$ ) на некоторое время. Блок-схема такого устройства изображена на рис.27. Как видно из рис.27 основной сигнал  $U_1$  поступает на вход линии задержки и од-

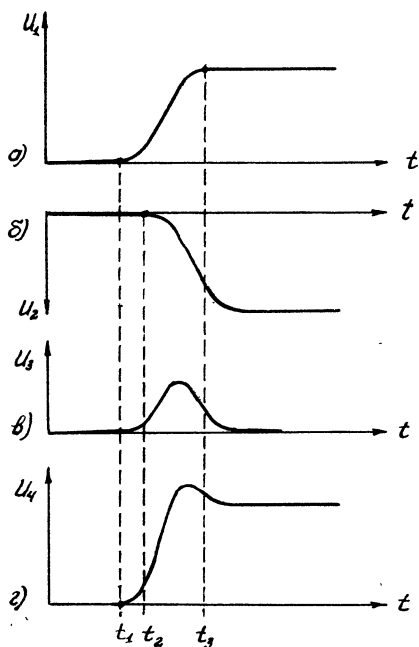


Рис. 26. Коррекция апертурных искажений разностным сигналом  
 а) Сигнал на входе корректора.  
 б) Задержанный сигнал.  
 в) Корректирующий сигнал  
 г) Сигнал на выходе корректора

новременно на вычитающее устройство -  $\Sigma_1$ . Сигнал  $U_2$  с выхода ЛЗ-1 также поступает на вычитающее устройство. На выходе вычитающего устройства -  $\Sigma_1$  образуется сигнал  $U_3$ , равный разности сигналов  $U_1$  и  $U_2$ . Сигнал, который является корректирующим, складывается в  $\Sigma_2$  с сигналом  $U_4$ , поступающим с ЛЗ-2. на выходе  $\Sigma_2$  получается скорректирован-



нии определится путем подстановки в формулу (I2I) вместо X величины  $l$  :

$$U_1 = U \cos \omega \frac{l}{v} = U \cos \omega \tau_{\text{заг}} , \quad (\text{I22})$$

так как величина  $\frac{l}{v} = \tau_{\text{заг}}$  равна времени задержки линии.

Из выражения (I2I) можно также определить напряжение на разомкнутом конце линии. Для этого положим в формуле  $X = 0$ . Получим

$$U_2 = U , \quad (\text{I23})$$

т.е. напряжение на выходе разомкнутой линии равно напряжению источника сигнала, синфазно с ним и не зависит от частоты.

Как видно из формулы (I22), напряжение  $U_1$  зависит от параметров линии и частоты. Графически зависимости  $U_1$  и  $U_2$  от частоты изображены на рис.29.

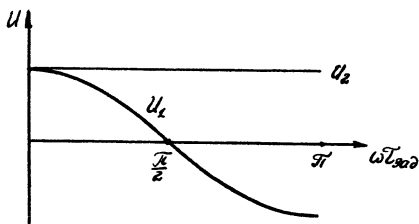


Рис. 29. Зависимости сигналов на входе и выходе линии задержки от частоты

Напряжение на выходе схемы, снимаемое с анода  $L_2$ , пропорционально разности напряжений  $U_1$  и  $U_2$ . Действительно,

положим, что напряжение  $U_1$  в какой-то момент времени положительно. Так как  $L_1$  включена по схеме катодного повторителя, напряжение на ее катоде так же положительно. Положительное напряжение действует и на катоде  $L_2$ , поскольку катоды обеих ламп соединены вместе. Подача положительного напряжения на катод  $L_2$  равносильна подаче отрицательного напряжения на сетку. Кроме напряжения, пропорционального  $U_1$ , на сетку лампы поступает напряжение  $U_2$ , которое синфазно с напряжением источника сигнала и, следовательно, имеет положительную полярность.

Таким образом, можно записать

$$U_{a_2} = -U_2 K_2 + U_1 K_1. \quad (I24)$$

В этом выражении  $K_1$  - коэффициент усиления схемы от сетки  $L_1$  до анода  $L_2$ ,  $K_2$  - коэффициент усиления лампы  $L_2$ . Воспользовавшись (I22) и (I23), выражение (I24) можно привести к виду

$$U_{a_2} = -U K_2 \left( 1 - \frac{K_1}{K_2} \cos \omega \tau_{3a9} \right). \quad (I25)$$

Или обозначив  $\frac{K_1}{K_2} = K'$ , получим:

$$U_{a_2} = -U K_2 \left( 1 - K' \cos \omega \tau_{3a9} \right). \quad (I26)$$

Выражение (I26) показывает, что напряжение  $U_{a_2}$  растет с увеличением частоты.

Общий коэффициент передачи схемы можно определить из выражения (I26), поделив его обе части на  $U$  и отбросив знак минус. Получим

$$K = \frac{U_{a_2}}{U} = K_2 \left( 1 - K' \cos \omega \tau_{3a9} \right). \quad (I27)$$

Таким образом, описанное устройство позволяет осуществить подъем частотной характеристики в области высоких частот. Апертурный корректор с такой частотной характеристикой, не обеспечивая точной компенсации частотных искажений канала. Однако имеется возможность приблизить его частотную характеристику к требуемой, использовав несколько линий задержки разной длины. Практически такие схемы не используются. Опыт показал, что схема с одной линией задержки обеспечивает хороший результат.

Как отмечалось ранее для получения правильной коррекции апертурных искажений корректор не должен вносить фазовых сдвигов или иметь линейную фазовую характеристику.

Выражение для коэффициента усиления схемы (I27) является чисто вещественной функцией и из этого можно заключить, что корректор не должен вносить фазовых искажений. Это обстоятельство поясняется на векторных диаграммах, изображенных на рис.30. Если изобразить на диаграмме входной сигнал в виде вектора  $U$ , то сигнал на выходе линии (вектор  $U_2$ ) будет отставать от  $U$  на угол  $\omega_1 \tau_{30g}$  (рис.30а). Сигнал, отразившийся от конца линии, через некоторое время достигнет входа линии и вектор, изображающий этот сигнал ( $U_{отр}$ ), будет отставать от вектора  $U_2$  на угол  $\omega \tau_{30g}$  и от вектора  $U$  на угол  $2\omega_1 \tau_{30g}$ . На выходе линии отраженный сигнал сложится с сигналом  $U$ , поступающим от источника. Поскольку сигнал  $U_{отр}$  отстает от сигнала  $U$  на угол  $2\omega_1 \tau_{30g}$ , суммирование следует производить геометрически по правилу параллелограмма.

Сумма сигналов  $U$  и  $U_{отр}$  дает вектор  $U_1$ , совпадающий по фазе с сигналом  $U_2$ .

Фазовый сдвиг между  $U$  и  $U_{отр}$  для частоты  $\omega_2 > \omega_1$  (рис.30б) больше, однако, как видно из этого рисунка, вектор  $U_1$ , который в данном случае имеет меньшую абсолютную величину, так же совпадает по фазе с вектором  $U_2$ . При даль-

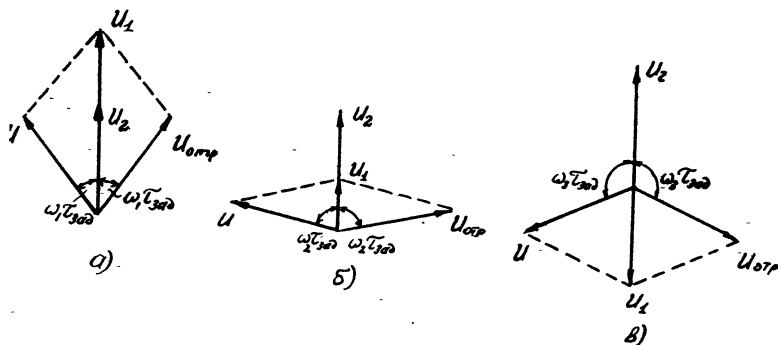


Рис. 30. Векторные диаграммы сигналов в схеме апертурного корректора с линией задержки

- а) Для частоты сигнала  $\omega_1$  .
- б) Для частоты сигнала  $\omega_2$  .
- в) Для частоты сигнала  $\omega_3$  .

нейшем увеличении частоты увеличивается фазовый сдвиг между векторами, и когда он достигает  $\frac{\pi}{2}$  векторы  $U$  и  $U_{отр}$  будут направлены в противоположные стороны и  $U_1$  будет равен нулю. При дальнейшем увеличении частоты вектор  $U_1$  меняет свое направление на противоположное (рис. 30в). Из рис. 30 а, б, в, видно, что векторы  $U_1$  и  $U_2$  для всех частот входящего сигнала лежат на одной линии. Это означает, что фазовый сдвиг между вектором  $U$  (входной сигнал) и вектором входного сигнала представляющий из себя разность векторов  $U_1$  и  $U_2$  будет пропорционален частоте, т.е. фазовая характеристика данного устройства является линейной, что и необходимо для получения правильной коррекции.

На практике, однако, схема вносит небольшие фазовые и частотные искажения. Расхождение теоретических выводов с практическими результатами объясняется тем, что формула  $(I2I)$ , которая была исходной при расчете, справедлива для идеальной линии без потерь, которая сама не вносит фазовых и час-

тотных искажений. На практике, однако, невозможно реализовать эквивалент такой идеальной длинной линии, и поэтому практически схема вносит небольшие фазовые и частотные искажения.

На рис. 31 объясняется процесс возникновения фазовых искажений при наличии поглощения в линии. В рассуждениях, приведенных ранее, предполагалось, что сигнал  $U$ , поступающий в линию и отраженный сигнал  $U_{отр}$ , имеют одинаковую амплитуду. На самом деле отраженный сигнал  $U_{отр}$  из-за поглощения в эквиваленте длинной линии несколько меньше сигнала  $U$ , поступающего в линию. При суммировании векторов сигналов  $U$  и  $U_{отр}$  по правилу параллелограмма получается сигнал  $U_1$ , который сдвинут по фазе относительно сигнала  $U_2$ . Образовавшийся сдвиг фаз между векторами  $U_1$  и  $U_2$  вызывает появление частотных и фазовых искажений. Для данной схемы апертурного корректора так же, как и для дифференциального корректора можно найти величину, определяющую степень коррекции. Для этого из выражения (127) определим коэффициент передачи схемы для низких и высоких частот. Очевидно, что при  $\omega = 0$  выражение (127) примет вид

$$K_{н.ч.} = K_2(1 - K') \quad (128)$$

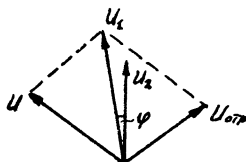


Рис. 31. Возникновение фазовых искажений

Для определения коэффициента усиления на максимальной частоте необходимо задаться определенной величиной  $\tau_{3\text{ог}}$  эквиваленте длинной линии. Выбираем  $\tau_{3\text{ог}}$  таким образом, чтобы произведение  $\omega_{\text{зр}} \tau_{3\text{ог}}$  для максимальной частоты пропускания было равно  $\omega_{\text{зр}} \tau_{3\text{ог}} = \pi$ . В этом случае

$$K_{вч} = K_2(1+K'). \quad (I29)$$

Отношение коэффициента усиления схемы на высокой частоте к коэффициенту усиления схемы на низкой частоте, т.е. степень коррекции можно определить, поделив выражение (I29) на (I28). Получим:

$$\Delta = \frac{K_{вч}}{K_{нч}} = \frac{1+K'}{1-K'}. \quad (I30)$$

Учитывая, что  $K' = \frac{K_1}{K_2}$ , получим

$$\Delta = \frac{K_2 + K_1}{K_2 - K_1}. \quad (I31)$$

Из формулы (I31) видно, что для определения степени коррекции  $\Delta$  необходимо знать значения  $K_1$  и  $K_2$ . При использовании в корректоре двух отнотипных триодов выражения для определения  $K_1$  и  $K_2$  имеют вид [Л.10].

$$K_1 = \frac{\mu}{1 + \frac{2R_i}{R_a} + \frac{R_i(R_i + R_a)}{R_a R_K (\mu + 1)}}, \quad (I32)$$

$$K_2 = \frac{\mu + \frac{\mu R_i}{(\mu + 1) R_K}}{1 + \frac{2R_i}{R_a} + \frac{R_i(R_i + R_a)}{R_a R_K (\mu + 1)}}. \quad (I33)$$

В этих выражениях  $\mu$  - статический коэффициент усиления лампы,  $R_i$  - ее внутреннее сопротивление. Подставив значения  $K_1$  и  $K_2$  в формулу (I3I), получим

$$\Delta = 1 + \frac{2R_k(1+\mu)}{R_i} . \quad (I34)$$

На практике при проведении расчетов задана требуемая степень коррекции  $\Delta$ . Как видно из выражения (I34) степень коррекции, которую можно получить зависит от выбора  $R_k$ . Определить величину катодного сопротивления, необходимую для получения требуемой степени коррекции, можно из формулы (I34), если решить ее относительно  $R_k$  :

$$R_k = R_i \frac{\Delta - 1}{2(1+\mu)} . \quad (I35)$$

При применении в качестве  $L_1$  и  $L_2$  однотипных пентодов расчетные формулы для определения  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $\Delta$  и  $R_k$  принимают вид:

$$K_1 = \frac{SR_a}{2 + \frac{1}{SR_k}} ; \quad (I36)$$

$$K_2 = \frac{SR_a}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_k}}} ; \quad (I37)$$

$$\Delta = 1 + 2SR_k ; \quad (I38)$$

$$R_k = \frac{\Delta - 1}{2S} . \quad (I39)$$

Апертурный корректор с длинной линией так же, как и

дифференциальный апертурный корректор может быть выполнен либо в виде отдельного блока, либо в виде элемента какого-либо устройства (например, промежуточного усилителя). В обоих случаях при проектировании аппаратуры необходимо знать коэффициент передачи апертурного корректора на низких частотах. Коэффициент передачи устройства на низких частотах может быть определен из формулы (I28), если подставить в нее значение  $K_2$  и  $K^1$ . Так, при применении в корректоре двух одинаковых триодов коэффициент передачи на низких частотах определяется формулой

$$K_{н.ч.} = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} R_i}{R_k + \frac{2R_i R_k}{R_a} + \frac{R_i(R_i + R_a)}{R_a(1+\mu)}} \cdot \quad (I40)$$

В случае применения двух однотипных пентодов

$$K_{н.ч.} = \frac{5R_a}{25R_k + 1} \cdot \quad (I41)$$

Из выражений (I40) и (I41) видно, что чем большим выбирается  $R_k$  (для получения большей величины  $\Delta$ ), тем меньше коэффициент передачи корректора. Важным параметром схемы апертурного корректора, является время задержки линии. Ранее при определении степени коррекции ( $\Delta$ ) мы предполагали, что  $\tau_{заг}$  выбирается таким образом, чтобы произведение  $\omega_{зр} \tau_{заг} = \pi$ . Из этого выражения можно определить необходимое время задержки

$$\tau_{заг} = \frac{\pi}{\omega_{зр}} = \frac{1}{2f_{зр}} \cdot \quad (I42)$$

В принципе не обязательно выбирать  $\tau_{заг}$  из этого условия. Удовлетворительные результаты могут быть получены и в том



случае, когда  $\tau_{30g}$  выбирается равным половине длительности передачи одного элемента изображения, т.е. из условия  $\omega_{ep}\tau_{30g} = \frac{\pi}{2}$ . Для сравнительной оценки этих вариантов определим степень коррекции, которая в этих двух случаях может быть получена.

Как следует из формулы (I27) при выборе  $\omega_{ep}\tau_{30g} = \frac{\pi}{2}$ , коэффициент усиления схемы на граничной частоте будет равен

$$K'_{в.ч.} = K_2(1 - K' \cos \frac{\pi}{2}) = K_2. \quad (I43)$$

При выборе  $\omega_{ep}\tau_{30g} = \pi$  выражение для коэффициента усиления на высоких частотах примет вид:

$$K''_{в.ч.} = K_2(1 - K' \cos \pi) = K_2(1 + K'). \quad (I44)$$

Учитывая, что коэффициент передачи схемы для нижних частот не зависит от выбора  $\tau_{30g}$  линии, можно определить степень коррекции, которую может обеспечить схема в обоих вариантах. Для этого поделим (I43) и (I44) на выражение (I28), определяющее коэффициент передачи на низких частотах. Получим:

$$\Delta' = \frac{K'_{в.ч.}}{K_{н.ч.}} = \frac{1}{1 - K'}, \quad (I45)$$

$$\Delta'' = \frac{K''_{в.ч.}}{K_{н.ч.}} = \frac{(1 + K')}{(1 - K')}. \quad (I46)$$

Поделив (I46) на (I45), получим отношение

$$\frac{\Delta''}{\Delta'} = \frac{\frac{1 + K'}{1 - K'}}{\frac{1}{1 - K'}} = (1 + K'). \quad (I47)$$

Учитывая, что величина  $K^1$  для данной схемы приблизительно равна единице, можно заключить, что при выборе  $\tau_{заг}$  из условия  $\omega_{зр} \tau_{заг} = \pi$  можно получить степень коррекции приблизительно вдвое большую, чем во втором случае, когда  $\omega_{зр} \tau_{заг} = \frac{\pi}{2}$ . Из вышеизложенного ясно, что в случаях, когда требуется получить значительную степень коррекции необходимое время задержки линии следует выбирать из условия (142).

В качестве линии задержки в апертурных корректорах чаще всего используют отрезок специального кабеля задержки. Конструкция такого кабеля изображена на рис.32. Как видно из рис.32 внутренний провод в кабеле задержки проложен не по оси, как это делается в обычном кабеле, а намотан на изолятор 4. Наружным проводом служит металлическая оплетка, которая отделена от внутреннего провода слоем полиэтиленовой изоляции. Благодаря такой конструкции увеличивается погонная индуктивность кабеля, что приводит к увеличению времени задержки вносимого кабелем, так как время задержки определяется формулой:

$$\tau_{заг} = l \sqrt{L_0 C_0},$$

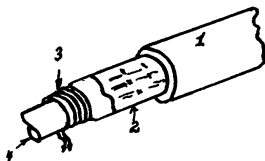


Рис. 32. Конструкция специального кабеля задержки

- 1.Поливиниловая оболочка.
- 2.Металлическая оплетка.
- 3.Внутренний провод.
- 4.Полиэтиленовая изоляция.

где  $L_0$  и  $C_0$  - соответственно погонные индуктивность и емкость кабеля,  $l$  - длина линии. Одновременно с увеличением задержки кабеля увеличивается величина его волнового сопротивления, так как волновое сопротивление кабеля определяется формулой

$$W = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (I48)$$

Это обстоятельство позволяет легко добиться согласования входа линии с источником сигнала.

В качестве кабеля задержки в апертурном корректоре удобно использовать кабель РКЗ-40I, выпускаемый нашей промышленностью. Кабель РКЗ-40I имеет волновое сопротивление 40I ом и время задержки 0,6 микросекунд на метр длины. Полная принципиальная схема корректора изображена на рис. 33.

#### Пример расчета

Произведем расчет элементов схемы апертурного корректора с подъемом частотной характеристики на граничной частоте  $f_{2p} = 6,5$  мгц в 10 раз. В корректоре применим лампу 6НЗП со следующими электрическими параметрами:

$$\mu = 37 ; S = 4,2 \frac{\text{мкА}}{\text{В}} ; R_i = 7,6 \text{ ком} .$$

I. Определим величину катодного сопротивления  $R_k$ . Поскольку в корректоре используются два однотипных триода, для расчета можно пользоваться формулами (I32-I35)

$$R_k = R_i \frac{\Delta - 1}{2(1 + \mu)} = 7600 \frac{10 - 1}{2(1 + 37)} = 900 \text{ ом} .$$

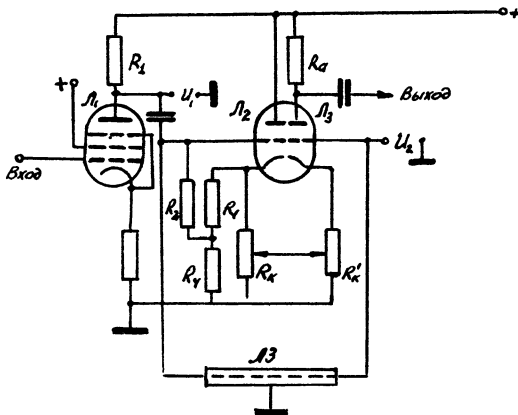


Рис. 33. Принципиальная схема апертурного корректора с линией задержки

Выбираем ближайшую стандартную величину  $R_k = 910$  ом.

2. Определим величину сопротивления анодной нагрузки  $R_a$ . Сопротивление  $R_a$  следует выбирать, исходя из условий получения допустимых частотных искажений на максимальной частоте. Для каскада на триоде сопротивление  $R_a$  может быть ориентировочно определено по следующей формуле:

$$R_a = \frac{[R_i + R_a(1 + \mu)] \sqrt{1 - \gamma^2}}{\gamma \omega C_0 [R_i + R_k(1 + \mu)] - \sqrt{1 + \gamma^2}} \quad (*) \quad (I49)$$

х) При расчете схемы на двух однотипных пентодах сопротивление  $R_a$  можно рассчитать по более простой формуле

$$R_a = \frac{\sqrt{1 - \gamma^2}}{\omega C_0 \gamma} .$$

Полагая допустимыми частотные искажения, при которых  $\gamma = 0,95$ , и подставляя значения в формулу (199), получим

$$R_a = \frac{[7,6 \cdot 10^3 + 910(1+37)] \sqrt{1-0,95^2}}{0,95 \cdot 2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12} [7,6 \cdot 10^3 + 910(1+37)] - \sqrt{1-0,95^2}} = 840 \text{ ом}.$$

3. Определим время задержки, на которое должен быть рассчитан эквивалент длинной линии

$$\tau_{заг} = \frac{1}{2f_{зр}} = \frac{1}{2 \cdot 6,5 \cdot 10^6} = 0,077 \cdot 10^{-6} \text{ сек}.$$

Выбираем в качестве линии задержки кабель РКС-401. Кабель обеспечивает задержку 0,6 микросекунд на метр, следовательно, требуемая длина кабеля будет равна

$$l = \frac{0,077}{0,6} = 0,128 \text{ м} = 12,8 \text{ см}.$$

4. Определим коэффициент передачи корректора на низких частотах

$$K_{н.ч.} = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} R_i}{R_k + \frac{2R_i R_k}{R_a} + \frac{R_i(R_i + R_a)}{R_a(1+\mu)}} = \frac{\frac{37}{37+1} \cdot 7,6}{0,9 + \frac{2 \cdot 7,6 \cdot 0,9}{0,84} + \frac{7,6(7,6 + 0,84)}{0,84(1+37)}} = 0,385.$$

## У. АПЕРТУРНЫЙ КОРРЕКТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ

Схемы апертурных корректоров могут быть выполнены на полупроводниках. В качестве примера на рис.34 изображена ранее рассмотренная ламповая схема дифференциального апертурного корректора, переведенная на полупроводники.

В этой схеме каскад на триоде  $T_1$  является каналом второй производной. Эмиттерный повторитель, собранный на триоде  $T_2$ , является каналом основного сигнала. Принцип работы этой схемы такой же, что и схемы, изображенной на рис.25. Поэтому при ее расчете можно пользоваться выведенными ранее соотношениями, несколько измененными применительно к данно-

му случаю.

Напряжение на выходе канала второй производной определяется выражением:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_1 L_1 C_3 \omega^2 M_1(\omega). \quad (150)$$

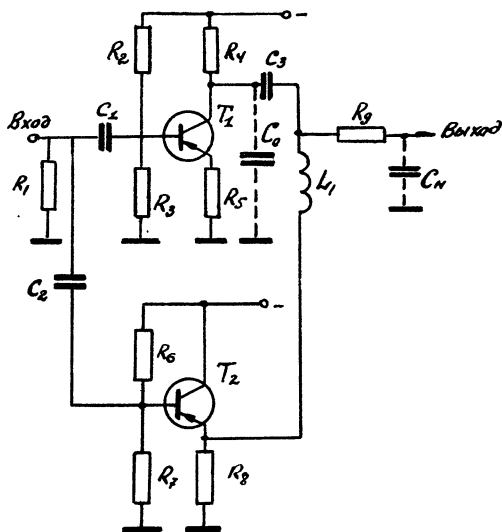


Рис. 34.

Рис. 34. Принципиальная схема апертурного корректора на транзисторах

Это выражение является приближенным, так как при его выводе не учитывались частотные искажения, вносимые триодом. Это приведет к тому, что действительная степень коррекции будет несколько меньше расчетной. Однако учитывая то обстоятельство, что апертурный корректор на полупроводниках обеспечивает очень большую степень коррекции, эта погрешность может быть устранена при настройке схемы. Для подбора необходимой степени коррекции сопротивление  $R_8$ , с которого снимается основной сигнал, делается переменным.

В выражении (150)  $K_I$  - коэффициент усиления каскада на триоде  $T_I$ ,  $L_1$  и  $C_3$  - параметры дифференцирующего контура,  $M_1(\omega)$  - модуль коэффициента частотных искажений.

Если подчинить выбор параметров дифференцирующего контура условиям получения оптимальной частотной характеристики

$$C_3 = 3C_0; R_4 = \sqrt{\frac{9}{8} \frac{L_1}{C_3}}, \quad (151)$$

то модуль коэффициента частотных искажений цепи двойного дифференцирования имеет вид

$$M_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,125 \omega^2 L_1^3 C_3^3}}. \quad (152)$$

Фазовая характеристика будет определяться выражением

$$\varphi = - \operatorname{arctg} \frac{\omega \sqrt{L_1 C_3}}{\sqrt{8}} \cdot \frac{4 - \omega^2 L_1 C_3}{1 - \omega^2 L_1 C_3}. \quad (153)$$

Величина основного сигнала будет определяться выражением

$$U_{\text{вых}_2} = U_{\text{вх}} \cdot K_2 \cdot M_2(\omega). \quad (154)$$

В этом выражении  $K_2$  — коэффициент усиления эмиттерного повторителя,  $M_2(\omega)$  — модуль коэффициента частотных искажений. Так же, как и в аналогичной ламповой схеме появление частотных искажений связано с резонансным явлением в цепи прохождения основного сигнала (индуктивность  $L_1$  и емкость  $C_H$ )

$$M_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 - \omega^2 L_1^2 C_H^2}} . \quad (155)$$

Соотношение (155) справедливо при включении в цепь прохождения основного сигнала сопротивления  $R_g$ , выбранного из условий получения оптимальной частотной характеристики

$$R_g = \sqrt{\frac{2L_1}{C_H}} . \quad (156)$$

При подчинении выбора параметров схемы условиям оптимальной частотной характеристики, модули коэффициентов частотных искажений  $M_1(\omega)$  и  $M_2(\omega)$  в пределах рабочей полосы мало зависят от частоты. Учитывая, что получаемый в схеме подъем частотной характеристики достаточно велик и может регулироваться в широких пределах, можно принять в расчетах  $M_1(\omega)$  и  $M_2(\omega)$  равными единице.

В этом случае выходное напряжение будет определяться выражением

$$U_{вых} = U_{вых_1} + U_{вых_2} = U_{вх} K_2 \left( 1 + \frac{K_1}{K_2} L_1 C_3 \omega^2 \right) . \quad (157)$$

Коэффициент передачи

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K_2 \left( 1 + \frac{K_1}{K_2} L_1 C_3 \omega^2 \right) . \quad (158)$$

При  $\omega = 0$  общий коэффициент усиления корректора  $K = K_2$ . Частотная характеристика корректора определится из выражения



$$\alpha = \frac{K}{K(\omega=0)} = 1 + \frac{K_1}{K_2} L_1 C_3 \omega^2. \quad (I59)$$

Учитывая, что  $\omega_{2p} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_3}}$  выражение можно преобразовать к виду

$$\alpha = 1 + \frac{K_1}{K_2} \left( \frac{\omega}{\omega_{2p}} \right)^2. \quad (I60)$$

Из (I59) видно, что коэффициент коррекции определяется выражением

$$\alpha_1 = \frac{K_1}{K_2}. \quad (I61)$$

При расчете корректора необходимо знать коэффициенты усиления каскадов на  $T_1$  и  $T_2$ . Практика показывает, что для получения необходимой степени коррекции обычно приходится уменьшать усиление канала второй производной. Это лучше всего осуществлять путем введения в каскаде на  $T_1$  обратной связи. В схеме, изображенной на рис.34, обратная связь осуществляется с помощью сопротивления  $R_5$  в цепи эмиттера.

В этом случае коэффициент усиления каскада будет определяться выражением:

$$K_1 = \frac{S}{\sqrt{R_i(1+R_5g) + [1+R_5(S+g)]} \frac{1}{R_4}}. \quad (I62)$$

В этом выражении  $g = \frac{\partial i_b}{\partial u_b}$  - активная составляющая входной проводимости триода,  $S = \frac{\partial i_k}{\partial u_b}$  - крутизна характеристики триода  $\frac{1}{R_i} = \frac{\partial i_k}{\partial u_k}$  - внутренняя проводимость (см.Л. II).

Для определения величины сопротивления  $R_4$ , которое служит для согласования входного сопротивления схемы с волновым сопротивлением кабеля, необходимо знать величину входных сопротивлений каскадов  $T_1$  и  $T_2$ . При расчете входным сопротивлением эмиттерного повторителя можно пренебречь, так

как оно достаточно большое. Входное сопротивление каскада  $T_1$  можно определить из следующей приближенной формулы:

$$R_{вх} = \frac{1 + R_5(S + g)}{g}. \quad (162)$$

Коэффициент усиления эмиттерного повторителя может быть определен из следующего выражения

$$K_2 \cong \frac{S + g}{S + g + \frac{1}{R_8}}. \quad (163)$$

Выбор рабочих точек усилительных каскадов и расчет цепей смещения ( $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_6$ ,  $R_7$ ) следует производить так же, как и в обычных усилителях на транзисторах.

#### Пример расчета

Произвести расчет схемы апертурного корректора на транзисторах. Коэффициент коррекции  $\alpha_1 = 10$ ,  $f_{зр} = 6,5$  мГц.

Как видно из выражения (160) коэффициент коррекции  $\alpha_1$  зависит от коэффициента усиления каскадов  $T_1$  и  $T_2$ . Прежде чем начать расчет каскада второй производной целесообразно произвести расчет эмиттерного повторителя, так как тогда из выражения (160) можно будет найти требуемый коэффициент усиления канала второй производной.

1. Выбираем для корректора тип триодов. Целесообразно для данного случая выбирать триоды типа П-401 ÷ П-403, обладающие хорошими высокочастотными параметрами. Останавливаемся на триоде П-403. Параметры этого триода:  $S = 140 \frac{\text{мА}}{\text{В}}$ ;  $g = 2 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{ом}}$ ;  $R_i = 20$  ком;  $C_k = 5$  пФ (См. приложение П).

2. Задаемся коэффициентом усиления эмиттерного повторителя  $K = 0,9$ . Из выражения (163) находим величину требуе-

мого сопротивления  $R_8$  .

$$R_8 = \frac{K_2}{S + g - K_2(S + g)} = \frac{0,9}{140 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3} - 0,9(140 + 2) \cdot 10^{-3}} = 60 \text{ ом} .$$

\* Выбираем ближайшую номинальную величину 62 ом. Уточняем коэффициент усиления по формуле (I63):

$$K_2 = \frac{S + g}{S + g + \frac{1}{R_8}} = \frac{(140 + 2) \cdot 10^{-3}}{(140 + 2) \cdot 10^{-3} + \frac{1}{62}} = 0,98 .$$

3. Воспользовавшись (I60), определяем требуемый коэффициент усиления канала второй производной

$$K_1 = K_2 \alpha_1 = 0,98 \cdot 10 = 9,8 .$$

4. Расчет параметров каскада  $T_I$  начнем с определения паразитной емкости, шунтирующей коллекторную нагрузку. Положим емкость монтажа равной 5 пф.

Тогда

$$C_0 = C_k + C_M = 5 + 5 = 10 \text{ пф} .$$

5. Величину емкости  $C_3$  определим, воспользовавшись условиями получения оптимальной частотной характеристики (I5I)

$$C_3 = 3C_0 = 3 \cdot 10 = 30 \text{ пф} .$$

6. Величину индуктивности  $L$  определяем из условий получения допустимого завала модуля относительного коэффициента дифференцирования на граничной частоте. Для этого можно воспользоваться выражением (II3) и вычисленной в примере расчета ламповой схемы таблицей  $M_1(\omega) = f(\Delta)$ , где  $\Delta = \omega \sqrt{L_1 C_3}$ . Как видно из таблицы при  $\Delta \cong 1,15$  коэффициент частотных искажений не превышает 0,9 (завал частотной характеристики 10%), что вполне допустимо. Если выбрать  $\Delta = 1,15$ , то величину  $L_1$  можно определить из соотношения

$$L_1 = \frac{\Delta^2}{\omega_{2p}^2 C_3} = \frac{1,15^2}{(2\pi \cdot 6,5 \cdot 10^6)^2 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 27 \cdot 10^{-6} \text{ гн} .$$

7. Определим величину  $R_4$  из соотношения (I5I)

$$R_4 = \sqrt{\frac{g}{8} \frac{L_1}{C_3}} = \sqrt{\frac{g}{8} \frac{27 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-12}}} \approx 1,01 \text{ ком.}$$

Выбираем  $R_4 \approx 1,2 \text{ ком.}$

8. Зная величину  $R_4$ , можно уточнить величину  $L_1$ . Воспользовавшись (I5I)

$$L_1 = \frac{8}{g} C_4 R_3^2 = \frac{8}{g} 30 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2^2 \cdot 10^6 = 38 \text{ мкн.}$$

9. Воспользовавшись формулой (I56), определяем величину сопротивления  $R_9$ . Для этого необходимо определить величину емкости  $C_H$ .  $C_H$  складывается из емкости монтажа и входной емкости следующего каскада.

Положим емкость  $C_H = 15 \text{ пф}$ , тогда

$$R_9 = \sqrt{\frac{2L_1}{C_H}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 38 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^{-12}}} = 2,26 \cdot 10^3.$$

Выбираем  $R_9 \approx 2,3 \text{ ком.}$

10. Определим величину сопротивления  $R_5$  в цепи эмиттера  $T_I$ . Величину  $R_5$  надо выбрать такой, чтобы за счет образовавшейся отрицательной обратной связи величина коэффициента усиления  $K_I$  была бы равна требуемой величине. Требуемая величина  $K_I$ , определенная в пункте 2, равна 9,15.

Величина коэффициента усиления каскада с противосвязью определяется формулой (I62). Решив это выражение относительно  $R_5$ , получим

$$R_5 = \frac{\frac{g}{K_I} - \frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_4}}{g/R_i + g/R_4 + g/4}. \quad (I64)$$

Учитывая, что  $\frac{g}{R_4} \gg \frac{g}{R_i}$ ,  $\frac{g}{R_4} \gg \frac{g}{R_4}$   $\frac{1}{R_i} \ll \frac{g}{K_I}$

выражение (I64) можно упростить:

$$R_5 = \frac{R_4}{K_1} - \frac{1}{S} \quad (I65)$$

Подставив численные значения в (I65), получим

$$R_5 = \frac{1,2 \cdot 10^3}{9,8} - \frac{1}{140} \cdot 10^3 = 116 .$$

Выбираем  $R_5 = 120$  ом

Все остальные величины схемы ( $R_2, R_3, R_6, R_7, C_1, C_2$ ) могут быть рассчитаны из тех же соображений, что и аналогичные элементы обычных видеоусилителей. Величина сопротивления  $R_1$ , согласующего входное сопротивление корректора с кабелем, должна быть определена с учетом входного сопротивления каскада  $T_1$ , которое может быть рассчитано по формуле (I62).

## П р и л о ж е н и е I

### КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Конструктивный расчет высокочастотного трансформатора для схемы апертурного характера (рис.20) сводится к выбору размеров катушки и определению числа витков первичной и вторичной обмоток.

Для апертурных корректоров можно использовать ВЧ трансформаторы простейшего типа с равномерной сплошной намоткой. Первичную обмотку желательно размещать поверх вторичной (так как она содержит меньшее число витков) и между обмотками помещается тонкий слой изоляции.

Конструкция трансформатора показана на рис. 35.

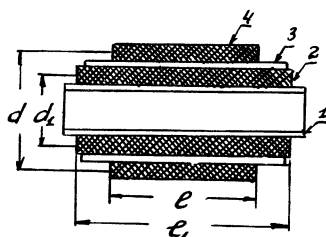


Рис. 35. Конструкция высокочастотного трансформатора  
1 - каркас катушки, 2 - обмотка  $L_1$ /вторичная/,  
3 - изолирующая прокладка, 4 - катушка  $L$  /первичная/,  
 $l_1$  - длина катушки  $L_1$ ,  $d_1$  - диаметр катушки  $L_1$ ,  
 $l$  - длина катушки  $L$ ,  $d$  - диаметр катушки  $L$ .

Индуктивность однослойной катушки может быть вычислена по формуле

$$L = F n^2 d \text{ (мкГн)}, \quad (166)$$

где  $n$  - число витков,  $d$  - диаметр катушки в сантиметрах,  $F$  - величина, зависящая от отношения диаметра ( $d$ ) катушки и ее длины ( $l$ ).

Так как величины индуктивностей определены из расчета схемы корректора, то необходимые числа витков могут быть определены из формулы (I66), если решить ее относительно  $n$  :

$$n = \sqrt{\frac{L}{Fd}} . \quad (I66a)$$

Величина поправочного коэффициента может быть определена из графика, изображенного на рис.36.

### Порядок расчета трансформатора

1. Выбирается каркас для катушки и определяется отношение  $\frac{l_1}{d_1}$  для катушки  $L_1$ .

2. Из графика рис.36 находим величину  $F_1$ .

3. Воспользовавшись выражением I66a, определяем  $n_1$  число витков вторичной обмотки.

В выражение I66a величину индуктивности следует подставлять в мкГн, а величину  $d$  в сантиметрах.

4. Определяем число витков в первичной обмотке трансформатора  $n$ . Расчет можно производить с помощью выражения I66a, однако необходимо учесть изменение отношения  $\frac{d}{l}$ , так как первичная обмотка размещается поверх вторичной (см. рис.35).

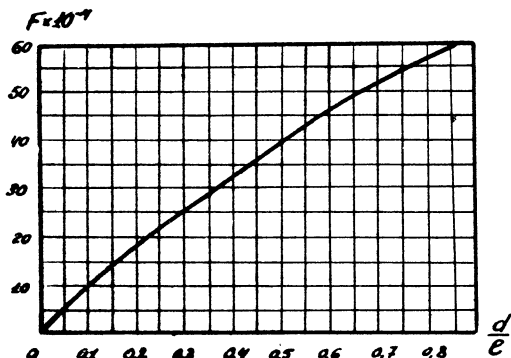


Рис. 36. К расчету высокочастотного трансформатора

ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Тип триодов	$S$ ма/ε	$g$ $10^{-3}$ 1/ом	$g_{обp}$ мкмо	$\frac{1}{R_L}$ мкмо	$C_{к\text{ нф}}$
П401	120	3,5	5	100	10
П402	140	2	5	100	8
П403	140	2	5	100	6
П403А	150	1	5	100	5
П410	150	1	10	200	4
П410А	150	1	10	200	4
П411	150	0,75	10	200	3
П411А	150	0,75	10	200	2

При  $i_k = 5$  ма;  $U_k = 10$  в

В случае необходимости  $y$  - параметры других типов транзисторов могут быть определены по формулам:

$$S = \frac{\alpha_0}{(1 - \alpha_0)(\tau_\delta + \tau_3)}; \quad \mu = \frac{\alpha_0 \tau_k}{\tau_\delta + \tau_3}; \quad R_i = \frac{\mu}{S_0};$$

$$g = S \frac{1 - \alpha_0}{\alpha_0}; \quad g_{обp} = \frac{S \cdot \tau_3 \cdot \tau_\delta}{\tau_k (\tau_3 + \tau_\delta)}.$$

При переходе к  $y$ -параметрам от  $h$  - параметров, измеренных в схеме с общим эмиттером, пересчет можно осуществить по формулам:

$$g = \frac{1}{h_{11}}; \quad S = \frac{h'_{21}}{h_{11}}; \quad g_{обp} = \frac{h'_{12}}{h_{11}}; \quad \frac{1}{R_i} = h'_{22} - \frac{h'_{12}}{h_{11}} h'_{21}.$$

При переходе от  $h$  - параметров, измеренных в схеме с общей базой, формулы пересчета имеют следующий вид:

$$g = \frac{1 - h_{21}}{h_{11}}; \quad S = \frac{h_{21}}{h_{11}}; \quad g_{обp} = h_{22}; \quad \frac{1}{R_i} = h_{22} + \frac{h_{12}}{h_{11}} h_{21}.$$



## Л И Т Е Р А Т У Р А

I. Рыфтин Я.А. Разрешающая сила телевизионных систем. М.ЖТФ, 1947, т.ХVII, вып.4.

Рыфтин Я.А. Переходные процессы в передающих трубках, работающих без накопления энергии. М.ЖТФ, 1953, т.ХХIII, вып.7.

3. Рыфтин Я.А. Нормальная разрешающая способность телевизионной системы. М., "Техника кино и телевидения", 1960.

4. Селяков Л.М. Частотные характеристики кинескопа "Радиотехника и электроника", том I, вып. 4, 1956.

5. Брауде Г.В. Коррекция апертурных искажений при помощи дифференцирующих цепей. М., "Техника кино и телевидения", 1957, № 2.

6. Лейтес Р.Д. Теория и расчет дифференцирующих и интегрирующих цепей. М. ВЗЭИС, 1962.

7. Брауде Г.В. О коррекции частотных и фазовых характеристик усилительных устройств. М.ЖТФ, том.IV, вып.9, 1934.

8. Брауде Г.В., Макаров Ю.С. Новая схема дифференциальной апертурной коррекции. М. "Техника кино и телевидения", 1961, № 7.

9. Чудов В.Н. Апертурный корректор на одной лампе. М. "Техника кино и телевидения", 1963, № 2.

10. Шейфис И.И. Улучшение качественных показателей видеотракта телевизионных центров. М.Связьиздат, 1963.

II. Герасимов С.М., Мигулин И.Н., Яковлев В.Н. Основы теории и расчета транзисторных схем. Советское радио, М., 1963.

---

## СО Д Е Р Ж А Н И Е

	Стр.
П р е д и с л о в и е . . . . .	3
І. ВОЗНИКНОВЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ . . . . .	4
ІІ. КОРРЕКЦИЯ АПЕРТУРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ . . . . .	13
І. Сущность способа . . . . .	13
2. Двухкаскадная дифференцирующая цепь . . . . .	23
3. Цепи одинарного дифференцирования . . . . .	33
4. Варианты построения блок-схем апертурных корректоров . . . . .	44
5. Линии задержки . . . . .	48
ІІІ. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ АПЕРТУРНЫХ КОРРЕКТОРОВ . . . . .	52
І. Дифференциальный апертурный корректор на трех лампах . . . . .	53
2. Одноламповые схемы апертурных корректоров . . . . .	66
ІV. КОРРЕКЦИЯ АПЕРТУРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАЗНОСТНЫМ СИГНАЛОМ . . . . .	78
V. АПЕРТУРНЫЙ КОРРЕКТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ . . . . .	94
П р и л о ж е н и е І. Конструктивный расчет ВЧ транс- форматора . . . . .	103
П р и л о ж е н и е 2. Параметры плоскостных транзис- торов . . . . .	106
Л и т е р а т у р а . . . . .	108

Борис Петрович  
Хромой

РАСЧЕТ СХЕМ АПЕРТУРНЫХ КОРРЕКТОРОВ

Учебное пособие по курсовому и  
дипломному проектированию  
по курсу "Телевидение"

Редактор Л.Е. Рекис  
Корректор Л.И. Парамонова

---

Подписано в печать 13/У-1965 г., Л-115016, т.1700, з.424,  
п.л.6, I, цена 19 коп.

---

Типография ВЗЭИС. Москва, Е-24. Авиамоторная, 8.

Цена 19 коп.