

**В.И. КОРОЛЕВ
А.И. КУЧУМОВ**



УСИЛИТЕЛИ- ОГРАНИЧИТЕЛИ



« ЭНЕРГИЯ »

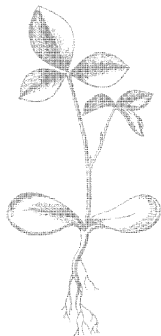
Выпуск 58

В. И. Королев, А. И. Кучумов

УСИЛИТЕЛИ- ОГРАНИЧИТЕЛИ



«ЭНЕРГИЯ» МОСКВА 1976



6Ф2.12

К68

УДК 621.375

Королев В. И. и Кучумов А. И.

К68 Усилители-ограничители. М., «Энергия», 1976.

128 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 58).

Рассмотрены особенности расчета высокочастотных избирательных усилителей-ограничителей на электронных лампах и биполярных транзисторах, имеющих цепи автоматического смещения и работающих в большом динамическом диапазоне уровней входных сигналов. Приведены практические схемы и основные характеристики усилителей-ограничителей.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.

К $\frac{30401-528}{051(01)-76}$ 158-76

6Ф2.12

© Издательство «Энергия», 1976.

ПРЕДИСЛОВИЕ

К числу важных технических задач, требующих решения при разработке различных радиотехнических систем, относится обеспечение в приемно-усилительных устройствах эффективного ограничения уровня выходного сигнала при изменении уровня входного сигнала в диапазоне 80—120 дБ. Как известно, поддержание постоянного уровня выходного сигнала является условием, обеспечивающим работу последующих звеньев приемно-усилительного тракта (смесителей, индикаторных устройств, фазовых детекторов и т. д.) в неизменных режимах, а следовательно, и постоянство их параметров в широком интервале изменения уровней входных сигналов. Кроме того, наличие эффективного амплитудного ограничения позволяет существенно снизить уровень амплитудных флуктуаций и паразитной амплитудной модуляции сигнала, представляющих особую опасность в фазовых системах.

В современной литературе описано не только значительное число разновидностей ограничителей, эффективность которых проверена многолетней практикой, но и достаточно ясно сформулированы требования, предъявляемые к амплитудным характеристикам. Однако в ряде радиотехнических систем, например в системах с фазовой обработкой сигналов к усилителям-ограничителям, наряду с требованием эффективного ограничения уровня выходного сигнала предъявляется требование высокой стабильности фазо-амплитудных характеристик при изменении уровня входного сигнала в большом диапазоне. Это, естественно, вынуждает отказываться от многих отработанных схемных решений и применять те разновидности ограничителей, которые обеспечивают нужные свойства.

Усилители-ограничители могут быть построены с использованием как полупроводниковых, так и электровакуумных усилительных приборов, причем усилители-ограничители, в которых в качестве усилительных элементов использованы электровакуумные приборы,

применяются в основном в контрольно-измерительной аппаратуре, где такие свойства, как виброустойчивость, масса и габариты, не являются определяющими.

Хотя способы ограничения в ламповых и транзисторных усилителях-ограничителях и требования, предъявляемые к ним, принципиально не отличаются, тем не менее их общий анализ не представляется возможным. Это объясняется различными физическими принципами, лежащими в основе работы электронных ламп и транзисторов.

В отечественной и зарубежной литературе опубликовано большое количество работ [1—15], посвященных теоретическому анализу усилителей-ограничителей и способам их построения. Можно указать, однако, ряд вопросов, не нашедших достаточно полного освещения. В частности, не разработана обобщенная методика инженерного расчета усилителей-ограничителей и отсутствуют зависимости входных и выходных сопротивлений усилительных приборов от изменений уровня входного сигнала в большом динамическом диапазоне. Это, как очевидно, не позволяет осуществить простой инженерный расчет усилителей-ограничителей (главным образом транзисторных) без проведения трудоемких вычислений и оценить нестабильность фазо-частотных характеристик и времени группового запаздывания сигналов.

В настоящей книге наряду с обобщением ранее опубликованных материалов проанализированы усилители-ограничители, построенные на основе использования автоматического изменения средней крутизны (отсечки коллекторного или анодного тока) усилительного прибора.

Книга содержит пять глав. В гл. 1 приведены общие сведения об ограничителях, дана их классификация, описаны методы построения и определены основные технические показатели усилителей-ограничителей.

В гл. 2 рассмотрены эквивалентные схемы замещения усилительных приборов при больших уровнях входного сигнала. Приведены основные методы составления и решения нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих динамические процессы в усилительных приборах.

В гл. 3 проведено математическое описание, решение и анализ режима работы некоторых основных разновидностей усилителей-ограничителей. Даны рекомендации

по выбору оптимальных параметров цепей автоматического смещения, обеспечивающих режим эффективного амплитудного ограничения.

Глава 4 посвящена анализу зависимости входных сопротивлений каскадов усилителей-ограничителей от изменений уровня входного сигнала. Кратко рассмотрены причины неустойчивости фазовых характеристик усилителей-ограничителей.

В заключительной гл. 5 описаны некоторые практические схемы построения усилителей-ограничителей, реализующих режим эффективного амплитудного ограничения, и их экспериментальные характеристики.

Приведен список литературы, в которой читатель может получить более полный ответ на вопросы, связанные с теоретическим и экспериментальным исследованием усилителей-ограничителей.

Предисловие, гл. 1, 5 и § 5, 6, 7, 9, 10, 15, 16, 19 написаны В. И. Королевым, § 8, 11, 12, 13, 14, 17, 18, заключение и приложение — А. И. Кучумовым.

Авторы выражают глубокую признательность кандидатам технических наук Е. А. Богатыреву и Г. М. Крылову за ценные замечания, сделанные ими при прочтении рукописи.

Авторы

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОГРАНИЧИТЕЛЯХ

1. Разновидности ограничителей

Ограничитель напряжения представляет собой радиотехническое устройство, предназначенное для выполнения нелинейного преобразования электрического колебания. В результате этого преобразования напряжение сигнала на выходе ограничителя не превышает определенного значения при изменении амплитуды входного сигнала в широком диапазоне. В зависимости от воздействия, которое оказывается на форму проходящего через ограничитель сигнала, различаются два основных типа ограничителей [1]:

- 1) ограничители мгновенных значений напряжений;
- 2) ограничители амплитуды синусоидального напряжения.

В ограничителях мгновенных значений напряжений выходное напряжение по форме существенно отличается от входного (рис. 1). При этом в зависимости от формы характеристик ограничения, которые изображены на рис. 2, *a* — *г*, ограничители мгновенных значений напряжений соответственно подразделяются на:

ограничители по максимуму (называемые также ограничителями сверху):

ограничители по минимуму (называемые также ограничителями снизу);

ограничители по максимуму и минимуму (называемые также ограничителями сверху и снизу);

двусторонние ограничители.

Ограничители мгновенных значений напряжений широко используются в радиотехнических устройствах различного назначения для формирования импульсов прямоугольной формы из синусоидального и искаженного колебаний; устранения импульсных помех, уровень которых превышает уровень полезного сигнала; отделения синхронизирующих импульсов от сигнала телевизионного изображения и т. д.

В ограничителях амплитуды синусоидального напряжения выходное колебание имеет практически синусоидальную форму.

Отличительной чертой ограничителей этого типа является то, что при прохождении через них ограничиваемого колебания претерпевает изменение лишь форма огибающей амплитуды входного сигнала (рис. 3). По этой причине ограничители амплитуды синусоидального напряжения часто называют амплитудными ограничителями.

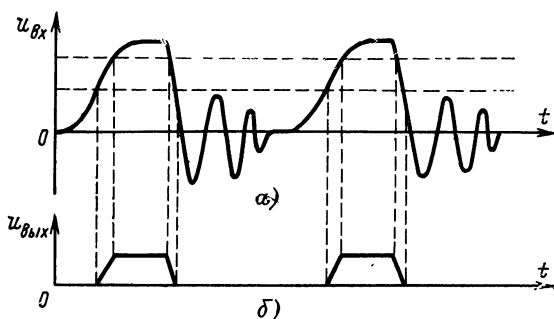


Рис. 1. Форма сигнала на входе (а) и выходе (б) ограничителя мгновенных значений напряжений.

В общем случае каскад амплитудного ограничителя состоит из усилительного прибора, частотно-избирательных цепей и нелинейного элемента, параметры которого зависят от уровня сигнала, подаваемого на вход каскада. Функции нелинейного элемента в некоторых разновидностях амплитудных ограничителей выполняет усилительный прибор. Частотно-избирательные цепи каскада настраиваются на основную частоту входного

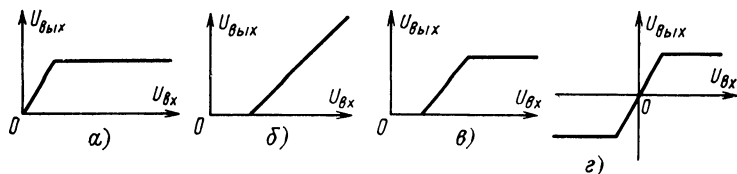


Рис. 2. Амплитудные характеристики ограничителей мгновенных значений напряжений.

а — ограничителя по максимуму; б — ограничителя по минимуму; в — ограничителя по максимуму и минимуму; г — двустороннего ограничителя.

сигнала и осуществляют эффективную фильтрацию побочных (высших) гармоник несущей. Другими словами, амплитудный ограничитель представляет собой разновидность нелинейного усилителя.

Малое отличие формы колебаний на входе и выходе каскада амплитудного ограничителя от гармонического позволяет для анализа его работы применить квазилинейный метод (метод гармонической линеаризации). Его сущность заключается в том, что нелинейный элемент

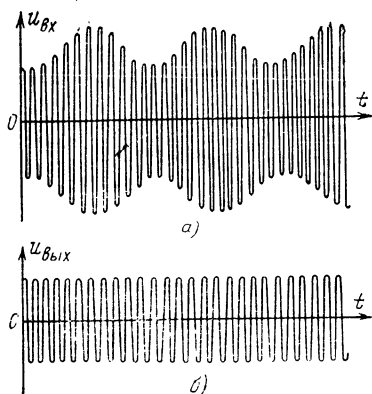


Рис. 3. Форма сигнала на входе (а) и выходе (б) ограничителя синусоидального напряжения.

заменяется эквивалентным линейным элементом, характеризующимся средними параметрами — крутизной, проводимостью, емкостью и т. д., определяемыми отношением амплитуд первых гармоник соответствующих токов и напряжений, зарядов и напряжений и т. п. Такая замена позволяет анализировать амплитудный ограничитель хорошо известными методами линейной теории и, следовательно, судить о работе ограничителя на основе характеристик (амплитудно- и фазо-частотных, коэффициента передачи и т. п.)

квазилинейного устройства. Соответственно достигается значительное упрощение инженерного расчета.

При разработке амплитудных ограничителей возникает ряд инженерно-технических задач, связанных с обеспечением высокой стабильности формы характеристик, отсутствием гистерезисных явлений, а также скачков амплитуды и фазы выходного сигнала во всем диапазоне изменений амплитуды и частоты входного сигнала. Для этого необходимо, чтобы параметры постоянных элементов частотно-избирательных цепей значительно превышали соответствующие средние эквивалентные параметры нелинейного прибора [41].

Нелинейность амплитудного ограничителя при использовании квазилинейного метода учитывается зависимостью средних параметров нелинейного элемента,

а следовательно, и формы амплитудно- и фазо-частотных характеристик от уровня входного сигнала. При этом для наиболее наглядной иллюстрации закономерностей изменения указанных характеристик целесообразно их построение в виде пространственных рельефов в трехмерном пространстве [16]. Сечение пространственных рельефов плоскостями, параллельными координатным плоскостям фаза или амплитуда выходного сигнала — амплитуда входного сигнала, дает графическую зависимость фазы или амплитуды выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала. Эти зависимости называются соответственно фазо-амплитудными и амплитудными характеристиками ограничителя.

2. Способы построения амплитудных ограничителей

Прежде чем рассматривать особенности теоретического исследования и пути технической реализации амплитудных ограничителей, необходимо осуществить их классификацию. Ограничение амплитуды сигнала в однокаскадном амплитудном ограничителе, который, как было отмечено выше, по существу представляет собой нелинейный усилительный каскад, достигается изменением коэффициента передачи (усиления) каскада:

$$K = S_{\text{ср}} R_{\text{э}}. \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что управление величиной коэффициента передачи (усиления) обеспечивается путем изменения либо средней крутизны $S_{\text{ср}}$ усилительного прибора, либо величины эквивалентного резонансного сопротивления $R_{\text{э}}$ частотно-избирательной нагрузки. В соответствии с этим при построении каскадов амплитудных ограничителей применяются следующие два способа:

автоматическое изменение средней крутизны усилительного прибора;

шунтирование частотно-избирательной нагрузки нелинейными элементами.

При использовании любого из указанных методов может быть обеспечено как одностороннее (несимметричное), так и двустороннее (симметричное) ограничение сигнала.

Одностороннее ограничение в каскадах с шунтированием нагрузки достигается включением параллельно частотно-избирательной нагрузке одного или нескольких нелинейных элементов (полупроводниковых или вакуумных диодов, транзисторов, электронных ламп и др.) таким образом (рис. 4), что их вольт-амперная характеристика является несимметричной, т. е. ее ветви существенно различаются для положительных и отрицательных полувольт ограничиваемого колебания. Шунти-

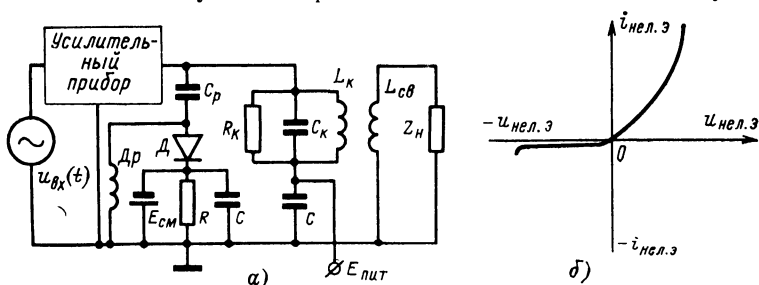


Рис. 4. Каскад с односторонним ограничением методом шунтирования нагрузки.

а — схема; б — вольт-амперная характеристика нелинейного элемента.

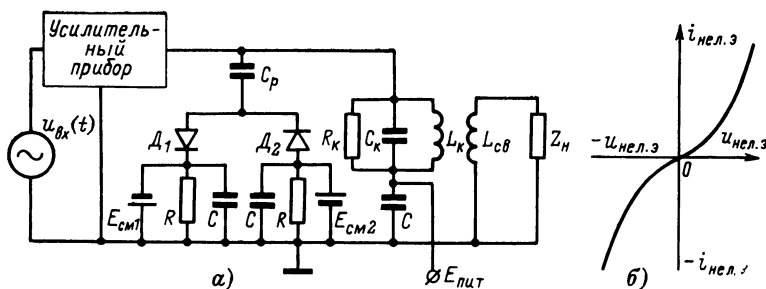


Рис. 5. Каскад с двусторонним ограничением методом шунтирования нагрузки.

а — схема; б — вольт-амперная характеристика нелинейных элементов.

рование нагрузки одной или несколькими парами нелинейных элементов с встречно-параллельным соединением их в паре (рис. 5) позволяет получить суммарную вольт-амперную характеристику, являющуюся симметричной, а потому обеспечивающую двустороннее ограничение сигнала.

В ограничителях, построенных по принципу шунтирования частотно-избирательной нагрузки нелинейными элементами, оказывается возможным установить рабочую точку в фиксированное положение на вольт-амперной характеристике (постоянное смещение) усилительного прибора. Как очевидно, положение рабочей точки не зависит от уровня входного сигнала.

Требуемая форма зависимости средней крутизны усилительного прибора от уровня входного сигнала обес-

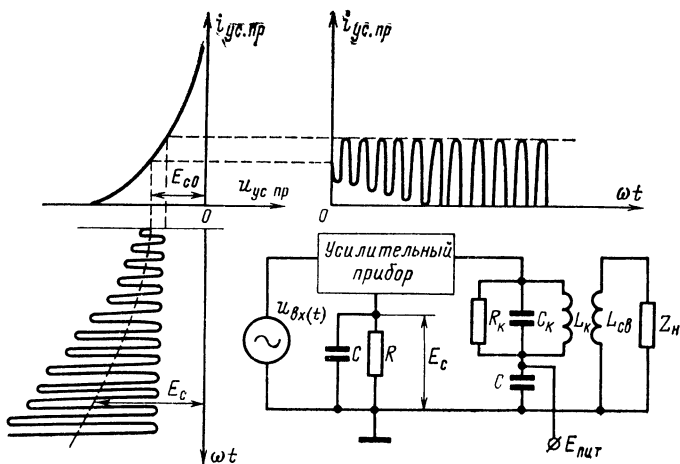


Рис. 6. Каскад с односторонним ограничением методом изменения средней крутизны усилительного прибора.

На рис. изображена схема и формирование сигнала на выходе усилительного прибора.

печивается работой транзистора или электронной лампы в режиме отсечки коллекторного или анодного тока соответственно. Использование же режимов насыщения транзистора [4] и большого сеточного тока для ограничения сигнала в каскадах, которые входят в состав приемно-усилительных трактов фазовых систем, недопустимо. Действительно, в указанном режиме работы параметры усилительных приборов существенно зависят от изменения уровня входного сигнала. Это приводит к возникновению дополнительной неустойчивости фазового сдвига как ограничителя, так и приемно-усилительного тракта в целом.

Режим переменной отсечки тока обычно достигается введением в состав каскада цепей автоматического смещения, напряжение на которых зависит от уровня входного сигнала. При этом рабочая точка перемещается в область вольт-амперной характеристики, соответствующей отсутствию тока через усилительный прибор на протяжении определенной части периода входного колебания.

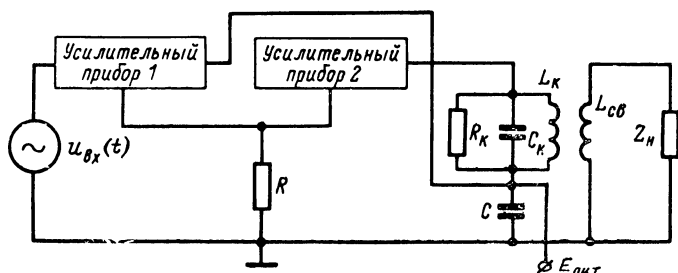


Рис. 7. Каскад двустороннего ограничителя с двумя усилительными приборами, имеющими непосредственную связь по постоянному току.

Одностороннее ограничение сигнала в каскаде, в котором используется управление средней крутизной, обеспечивается при использовании одного усилительного прибора (рис. 6). При этом цепь автоматического смещения построена так, что увеличение уровня входного сигнала вызывает перемещение рабочей точки в ту область вольт-амперной характеристики, которая соответствует меньшей средней крутизне. По аналогичному принципу работают некоторые системы автоматической регулировки усиления, которые в принципе могут быть использованы и для амплитудного ограничения.

Двустороннее ограничение может быть получено в каскаде с двумя усилительными приборами, имеющими непосредственную связь по постоянному току (рис. 7), или в двух каскадах (рис. 8), соединенных между собой таким образом, что их суммарная вольт-амперная характеристика является симметричной. Отметим, что реализация режима двустороннего ограничения требует включения между усилительными приборами широкополосной апериодической цепи, передающей на вход уси-

лительного прибора второго каскада пары весь спектр выходного сигнала первого каскада. Цепь нагрузки второго усилительного прибора должна быть построена так, чтобы выполнить требования, предъявляемые к стабильности формы характеристик и спектру проходящего сигнала. Отличительной особенностью проектирования каскадов с двусторонним ограничением сигнала является стремление обеспечить постоянное положение средней

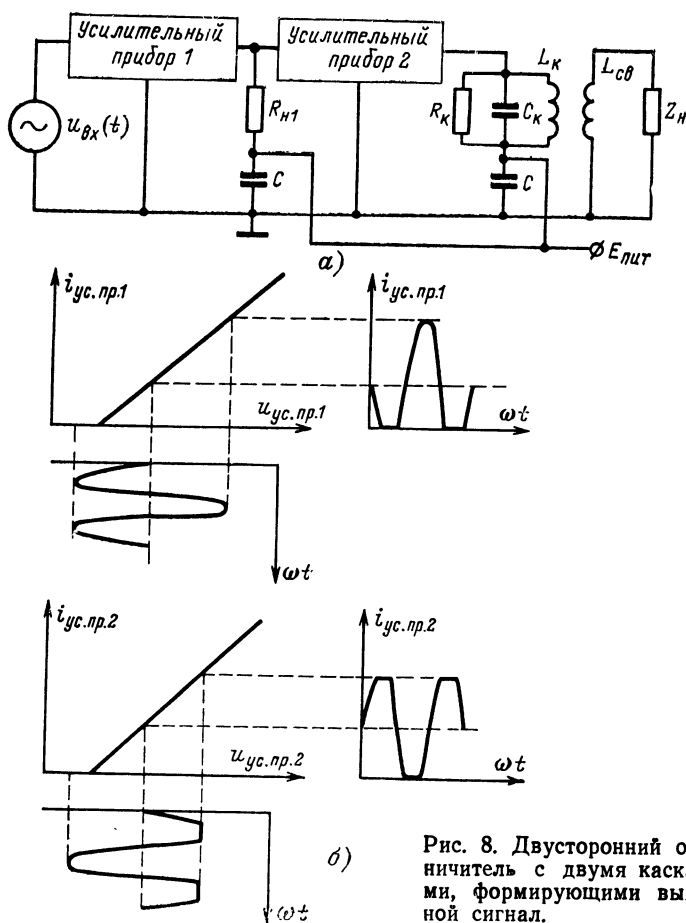


Рис. 8. Двусторонний ограничитель с двумя каскадами, формирующими выходной сигнал.

а — схема; б — графики, поясняющие двустороннее ограничение сигнала усилительными приборами.

линии рабочих точек на вольт-амперной характеристике усилительных приборов при изменении уровня входного сигнала [9].

При выборе метода построения каскадов усилителя-ограничителя следует учитывать то, что при шунтировании частотно-избирательной нагрузки нелинейными элементами имеет место нестабильность формы амплитудно- и фазо-частотных характеристик при изменении уровня входного сигнала. Это объясняется тем, что при возрастании уровня входного сигнала происходит значительное уменьшение добротности частотно-избирательных цепей, вызываемое увеличением проводимости шунтирующих нелинейных элементов. По указанной причине в тех разновидностях приемно-усилительных устройств, к которым предъявляется требование стабильности формы характеристик в большом диапазоне изменения уровня входного сигнала, обычно используются амплитудные ограничители с автоматическим управлением средней крутизной усилительного прибора (режим отсечки анодного или коллекторного тока). Именно этому типу амплитудных ограничителей посвящено последующее изложение.

Для обеспечения эффективного ограничения при изменении уровня входного сигнала в диапазоне 60—120 дБ в состав приемно-усилительного тракта следует вводить несколько каскадов, работающих в зависимости от уровня сигнала либо в режиме усиления, либо — ограничения. Такие каскады получили название усилителей-ограничителей. Основная трудность, возникающая при построении многокаскадного ограничителя, заключается в необходимости сопряжения нескольких участков амплитудной характеристики, которые обусловлены работой отдельных каскадов. Точное сопряжение этих участков, а следовательно, и обеспечение качественного ограничения в большом диапазоне изменения уровня входного сигнала возможно при условии строго поочередного перехода каскадов усилителя-ограничителя из режима линейного усиления в режим ограничения. На практике в многокаскадном усилителе-ограничителе обеспечить строго поочередную работу каскадов не удается и обычно они работают с некоторым перекрытием амплитудных характеристик.

3. Основные технические показатели амплитудных ограничителей

Как указывалось, каскады усилителя-ограничителя в зависимости от уровня входного сигнала могут работать в одном из двух режимов (без учета состояния, соответствующего переходу между ними): линейного усиления или ограничения амплитуды выходного сигнала. Каждый из режимов описывается теми или иными показателями и характеристиками (некоторые из них присущи обоим режимам), в конечном итоге дающими возможность исчерпывающей оценки усилителя-ограничителя в меняющихся условиях эксплуатации.

Основными среди них являются: амплитудная, амплитудно- и фазо-частотные и фазо-амплитудная характеристики, входные и выходные характеристики, уровень внутренних шумов, стабильность параметров в различных условиях эксплуатации (климатических, вибрационных и т. п.) и надежность. Методы использования этих характеристик для определения показателей усилителей-ограничителей общеизвестны.

В силу специфики назначения и работы большинство технических показателей усилителя-ограничителя определяется его амплитудной характеристикой. В первую очередь целесообразно остановиться на показателях, определяемых на основе идеальной амплитудной характеристики, представленной на рис. 9 (сплошная линия), и аналитически описываемой следующими соотношениями:

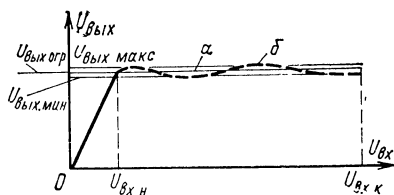


Рис. 9. Амплитудная характеристика усилителя-ограничителя.
а — идеальная; б — реальная.

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} K_0 U_{\text{вх}} & \text{при } U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх.н}}; \\ KU_{\text{вх}} = U_{\text{вых.огр}} & \text{при } U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вх.н}}; \end{cases} \quad (2)$$

здесь $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжение усилителя-ограничителя; $U_{\text{вых.огр}}$ — выходное напряжение усилителя-ограничителя в режиме ограничения.

На основании анализа этой характеристики можно видеть следующие технические показатели усилителя-ограничителя:

1. Входное $U_{вх.н}$ напряжение, при котором начинается горизонтальный участок амплитудной характеристики, т. е. начинается режим ограничения выходного напряжения.

2. Входное напряжение $U_{вх.к}$, при котором оканчивается горизонтальный участок амплитудной характеристики, т. е. кончается режим ограничения выходного напряжения.

3. Динамический диапазон ограничения по входному напряжению

$$D = \frac{U_{вх.к}}{U_{вх.н}} \quad (3)$$

или в относительных логарифмических единицах (децибелах)

$$D = 20 \lg D.$$

4. Коэффициент усиления K_0 при работе усилителя-ограничителя в линейном режиме, т. е. при

$$U_{вх} \leq U_{вх.н}.$$

5. Точность характеристики ограничения усилителя-ограничителя, которая определяет максимальное относительное отклонение реальной характеристики ограничения усилителя (пунктирная линия на рис. 9) от идеальной характеристики во всем динамическом диапазоне D (от $U_{вх.н}$ до $U_{вх.к}$):

$$\delta = \frac{|U_{вых.макс} - U_{вых.мин}|}{U_{вых.ср}}, \quad (4)$$

где $U_{вых.макс}$ и $U_{вых.мин}$ — максимальная и минимальная амплитуды выходного напряжения в динамическом диапазоне ограничения.

6. Коэффициент подавления амплитудной модуляции, показывающий, во сколько раз уменьшилась глубина амплитудной модуляции выходного высокочастотного сигнала $m_{вых}$ по сравнению с глубиной модуляции сигнала $m_{вх}$ на входе. В случае малой глубины модуляции входного сигнала коэффициент подавления определяется формулой

$$q = \frac{m_{вх}}{m_{вых}} = \frac{1}{dU_{вых}/dU_{вх}}. \quad (5)$$

Амплитудно-частотная характеристика, отражающая зависимость модуля коэффициента передачи усилителя-ограничителя от частоты и уровня входного сигнала на каждой из этих частот, позволяет определить следующие технические показатели:

1. Ширина полосы пропускания ΔF_0 и резонансная частота f_p высокочастотного усилителя-ограничителя при работе в линейном режиме ($U_{вх} < U_{вх.н}$).

2. Максимальные относительные изменения ширины полосы пропускания $\Delta F_{\max}/\Delta F_0$ и резонансной частоты

$$\frac{\Delta f_p}{f_p} = \frac{|f_{p1} - f_{p2}|_{\max}}{f_p}$$

при изменении уровня входного сигнала во всем динамическом диапазоне (от $U_{вх.мин}$ до $U_{вх.н}$).

Фазо-частотная и фазо-амплитудная характеристики отражают соответственно зависимости угла сдвига фазы ϕ между выходными и входными напряжениями от частоты и уровня входного сигнала на каждой из этих частот и позволяют определить следующие технические показатели:

1. Максимальный фазовый сдвиг ϕ_{\max} в полосе пропускания ΔF_0 либо максимальную величину отклонения фазовой характеристики от идеальной (линейной).

2. Время группового запаздывания сигнала τ_0 на резонансной частоте f_p , минимальное τ_{\min} и максимальное τ_{\max} — в полосе пропускания ΔF_0 усилителя-ограничителя.

3. Максимальное изменение фазового сдвига $\Delta\phi_{\max}$ на резонансной частоте f_p и $\Delta\phi_{\max}$ в полосе пропускания ΔF_0 усилителя-ограничителя при изменении уровня входного сигнала во всем динамическом диапазоне (от $U_{вх.мин}$ до $U_{вх.н}$).

4. Максимальное относительное изменение времени группового запаздывания сигнала $\Delta\tau_{0\max}/\tau_0$ на резонансной частоте f_p и $\Delta\tau_{\max}/\tau$ в полосе пропускания ΔF_0 усилителя-ограничителя при изменении входного сигнала во всем динамическом диапазоне (от $U_{вх.мин}$ до $U_{вх.н}$).

Перечисленные выше, а также общие для приемно-усилительных устройств различного назначения показатели — уровень внутренних шумов, стабильность параметров в различных условиях эксплуатации и надежность позволяют достаточно полно охарактеризовать свойства усилителя-ограничителя. Следует указать, что

в зависимости от конкретного назначения радиотехнического устройства, в котором используется высокочастотный усилитель-ограничитель, в технических требованиях на разработку последнего записана лишь некоторая часть перечисленных технических показателей (в частности, те, которые определяют общие характеристики радиотехнического устройства в целом).

Следует также остановиться на соотношении диапазона ограничения усилителя-ограничителя и коэффициента усиления. При построении многокаскадного усилителя-ограничителя, как правило, используются идентичные каскады. Благодаря этому существенно упрощается изготовление и настройка, кроме того, автоматически обеспечивается поочередное вхождение каскадов в режим ограничения и, что очень важно, максимальный диапазон ограничения. Это может быть показано следующим образом. До вхождения усилителя-ограничителя в режим ограничения его общий коэффициент усиления K_0 определяется выражением

$$K_0 = \prod_{i=1}^n K_{0i}, \quad (6)$$

где K_{0i} — коэффициент усиления i -го каскада в линейном режиме работы; n — число каскадов (пар каскадов при двустороннем ограничении и построенных на основе автоматического изменения средней крутизны) в усилителе-ограничителе.

При достижении сигналом на входе n -го каскада уровня $U_{вх(n)н}$ последний каскад, а следовательно, и усилитель-ограничитель переходят в режим ограничения. Для обеспечения поочередного вхождения каскадов в режим ограничения необходимо, чтобы при наличии на входе n -го каскада напряжения с амплитудой $U_{вх(n)к}$ напряжение на входе $(n-1)$ -го каскада имело амплитуду, равную $U_{вх(n-1)н}$. Учитывая, что $U_{вх(n)к} = U_{вх(n-1)огр}$, коэффициент усиления $(n-1)$ -го каскада усилителя-ограничителя в линейном режиме работы должен иметь величину

$$K_{0(n-1)} = \frac{U_{вх(n-1)огр}}{U_{вх(n-1)н}}. \quad (7)$$

Так как усилитель-ограничитель состоит из идентичных каскадов, то $U_{вх(n)к} = U_{вх(n-1)к}$ и отношение

$$\frac{U_{вх(n-1)огр}}{U_{вх(n-1)н}} = \frac{U_{вх(n)к}}{U_{вх(n-1)н}} = \frac{U_{вх(n-1)к}}{U_{вх(n-1)н}}$$

определяет также диапазон ограничения $(n-1)$ -го каскада. Следовательно,

$$K_{0(n-1)} = D_{(n-1)}. \quad (8)$$

При использовании в многокаскадном усилителе-ограничителе идентичных каскадов минимальное входное напряжение, при котором

усилитель-ограничитель входит в режим ограничения, равно:

$$U_{\text{вх.н}} = \frac{U_{\text{вх}}(n)_n}{K_{0i}^{n-1}}, \quad (9)$$

а максимальное входное напряжение, при котором заканчивается участок ограничения, определяется выражением

$$U_{\text{вх.к}} = U_{\text{вх}}(n)_n K_{0n}. \quad (10)$$

Из выражения (3) с учетом (9), (10) следует, что диапазон ограничения уровня выходного сигнала в n -каскадном усилителе-ограничителе равен:

$$D = \frac{U_{\text{вх.к}}}{U_{\text{вх.н}}} = \frac{U_{\text{вх}}(n)_n K_{0n} K_{0i}^{n-1}}{U_{\text{вх}}(n)_n} = K_{0i}^n = K_0. \quad (11)$$

Из выражения (11) следует, что для увеличения диапазона ограничения усилителя-ограничителя при сохранении уровня ограничения и числа каскадов необходимо по возможности повышать коэффициенты усиления каскадов. В тех случаях, когда по каким-либо причинам поочередность работы нарушается, диапазон ограничения уменьшается.

4. Общие требования к усилителям-ограничителям

Большой динамический диапазон ограничения по входному напряжению. Выполнение этого требования обеспечивает стабильную работу радиотехнических систем, в которых используются усилители-ограничители, в условиях изменения уровня входного сигнала в диапазоне 80—100 дБ и более. Реализация требования эффективного амплитудного ограничения сигнала в больших диапазонах требует последовательной работы в режиме ограничения нескольких каскадов усилителя-ограничителя. При этом максимальный диапазон ограничения усилителя-ограничителя может быть достигнут при условии строго поочередного вхождения каскадов в режим ограничения. Задача обеспечения поочередного перехода каскадов усилителя-ограничителя из режима усиления в режим эффективного ограничения существенно упрощается при идентичном построении каскадов с использованием в них усилительных приборов, предварительно подобранных по признаку равенства коэффициентов передачи.

Увеличение коэффициента усиления. Это требование, как было показано ранее, позволяет реализовать режим

эффективного амплитудного ограничения в заданном динамическом диапазоне уровней входного сигнала при меньшем числе каскадов в усилителе-ограничителе. Однако при этом (в случае использования в качестве усилительных приборов транзисторов) амплитуда переменного напряжения на переходе эмиттер — база не должна превышать предельно допустимого обратного напряжения перехода.

Высокая точность характеристики ограничения. Повышение точности характеристики ограничения обеспечивает большее постоянство амплитуды выходного сигнала и тем самым более стабильную работу последующих радиотехнических устройств, а также увеличивает коэффициент подавления паразитной амплитудной модуляции.

Минимальные изменения ширины полосы пропускания и фазового сдвига. Постоянство ширины полосы пропускания и фазового сдвига усилителя-ограничителя в большом диапазоне изменения уровней входного сигнала обеспечивает минимальные искажения информации, содержащейся в фазе радиосигнала, и тем самым повышает достоверность передачи сообщений.

Нестабильность ширины полосы пропускания и фазового сдвига усилителя-ограничителя обусловлена зависимостью входного и выходного сопротивления (активного и реактивного) усилительных приборов и фазового сдвига в самом приборе от уровня входного сигнала. Повышение стабильности указанных показателей достигается использованием в усилителях-ограничителях высокочастотных усилительных приборов, имеющих граничные частоты, в десятки раз превышающие рабочие частоты, соответствующим выбором способа построения и параметров цепей межкаскадной связи и схемы их подключения к усилительным приборам.

Важность перечисленных требований и необходимость их удовлетворения определяется назначением и спецификой работы радиотехнической аппаратуры, в которой используется усилитель-ограничитель. Например, для радиотехнических систем, которые не используют информацию, содержащуюся в фазе сигнала, не имеет существенного значения стабильность фазового сдвига в усилителе-ограничителе.

В последующем изложении сделана попытка дать инженерное решение некоторых упомянутых задач.

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ НЕЛИНЕЙНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

5. Общие принципы выбора эквивалентных схем

Выбор схемы построения и основные технические показатели каскада, обеспечивающего режимы усиления и амплитудного ограничения, в значительной мере определяются характеристиками используемого усилительного прибора.

Так, амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая выходного тока в режиме амплитудного ограничения зависят от формы передаточной вольт-амперной характеристики усилительного прибора при прочих равных условиях (амплитуда сигнала на входе, положение рабочей точки). Соответственно параметры цепей автоматического смещения, обеспечивающие постоянство амплитуды сигнала на выходе каскада, должны быть выбраны с учетом формы вольт-амперных характеристик усилительного прибора.

Кроме того, работа усилителя-ограничителя в условиях изменения уровня входного сигнала в большом диапазоне требует учета целого ряда параметров усилительного прибора, имеющих второстепенное значение в обычных усилительных устройствах. Такими параметрами являются динамические междуэлектродные емкости, активные проводимости электронных ламп, диффузионные, барьерные емкости и активные проводимости транзисторов. Зависимость указанных параметров от режима работы усилительного прибора, меняющегося при изменении уровня входного сигнала, приводит к неустойчивости фазо- и амплитудно-частотных характеристик усилителя-ограничителя.

Таким образом, задачи выбора схемы построения, энергетического расчета усилителя-ограничителя и определения неустойчивости его частотных характеристик необходимо решать с учетом свойств используемого усилительного прибора.

Для учета свойств и параметров усилительного прибора необходимо использовать расчетный метод общей теории электрических цепей — метод эквивалентных схем. Методы составления эквивалентных схем для ана-

лиза работы электронных приборов достаточно подробно рассмотрены в литературе, причем в настоящее время в практике расчета используется большое количество эквивалентных схем замещения, пригодных для анализа электронных приборов в различных режимах работы.

При выборе той или иной эквивалентной схемы необходимо руководствоваться тем, чтобы она была физически наглядной, учитывала основные явления, происходящие в усилительном приборе, и его конструктивно-технологические особенности, а также давала возможность учесть те параметры прибора, которые важны для анализа и построения конкретного устройства. При этом используемые параметры эквивалентной схемы должны быть удобны для экспериментальных измерений. Естественно, что наилучшим образом поставленным требованиям удовлетворяла бы единая эквивалентная схема, пригодная для анализа свойств усилительного прибора во всех областях работы и удобная для составления уравнений, описывающих работу конкретного устройства в целом. Следовательно, в итоге усилительный прибор, работающий в составе усилителя-ограничителя, должен быть представлен в виде простейшей эквивалентной цепи. Знание функциональной зависимости средних параметров элементов последней от изменения уровня входного сигнала и параметров цепей автоматического смещения позволит в дальнейшем определить амплитудные и частотные характеристики отдельного каскада и усилителя-ограничителя в целом во всем диапазоне изменения уровня входного сигнала.

Ниже кратко рассматриваются основные характеристики и эквивалентные схемы замещения электронных ламп, транзисторов с учетом специфики их работы в составе усилителей-ограничителей, используемые в дальнейшем при анализе последних.

6. Эквивалентная схема замещения электронной лампы

Элементом эквивалентной схемы электронной лампы, обуславливающим форму амплитудной характеристики каскада усилителя-ограничителя, является эквивалентный генератор тока I_{a1} , который определяет в общем случае амплитуду основной гармоники анодного тока лампы.

Для аналитического определения зависимости амплитуды тока I_{a1} от уровня входного сигнала $u_{вх}$ необходимо выбрать выражения, аппроксимирующие анодно-сеточную $i_a(u_c)$ и сеточную $i_c(u_c)$ характеристики лампы. При этом необходимо руководствоваться следующим: должна быть обеспечена точность расчета амплитуды основной гармоники выходного тока лампы при изменении уровня входного сигнала в большом диапазоне и небольшая сложность конечных выражений с точки зрения возможности их использования при анализе и практических расчетах.

Аппроксимация характеристик лампы каким-либо уравнением со степенью выше второй приводит к сложным конечным выражениям. С другой стороны использование линейно-ломаной аппроксимации приводит к значительному снижению точности расчета основной гармоники тока при малых уровнях входного сигнала [20].

Исходя из предположения, что цепи автосмещения обеспечивают работу лампы в каскаде усилителя-ограничителя в режиме, когда мгновенное значение напряжения на управляющей сетке незначительно заходит в область положительных смещений на управляющей сетке, представляется целесообразным при анализе использовать кусочно-квадратичную аппроксимацию характеристик.

При выбранном способе аппроксимации сеточная $i_c(u_c)$ и анодно-сеточная $i_a(u_c)$ характеристики лампы запишутся:

$$i_c(u_c) = \begin{cases} s_c(u_c - E_{с.н})^2 & \text{при } u_c > E_{с.н}; \\ 0 & \text{при } u_c \leq E_{с.н}; \end{cases} \quad (12)$$

$$i_a(u_c) = \begin{cases} s_a(u_c - E_{а.н})^2 & \text{при } u_c > E_{а.н}; \\ 0 & \text{при } u_c \leq E_{а.н}, \end{cases} \quad (13)$$

где u_c — потенциал управляющей сетки относительно катода; s_c, s_a — коэффициенты пропорциональности с размерностью A/B^2 ; $E_{с.н}, E_{а.н}$ — напряжения сдвига сеточной и анодно-сеточной характеристик лампы соответственно.

Выражения для дифференциальных входных и выходных проводимостей нагруженной лампы получим на примере триода, условно изображенного с междуэлек-

тродными емкостями и активными проводимостями на рис. 10.

Входная проводимость нагруженной лампы в соответствии с приведенной на рис. 10 схемой и с учетом принятых направлений тока определяется:

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}_{\text{с.к}}}, \quad (14)$$

где

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3. \quad (15)$$

В свою очередь

$$\dot{I}_1 = j\omega C_{\text{с.к}} \dot{U}_{\text{с.к}}; \quad (16)$$

$$\dot{I}_2 = j\omega C_{\text{а.с}} (\dot{U}_{\text{с.к}} - \dot{U}_{\text{а.к}}); \quad (17)$$

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}_{\text{с.к}}}{R_{\text{с.к}}}. \quad (18)$$

Учитывая, что

$$\dot{U}_{\text{а.к}} = K \dot{U}_{\text{с.к}} = -SZ'_н \dot{U}_{\text{с.к}}, \quad (19)$$

где $Z'_н$ — полная нагрузка, в которой учитывается внутреннее сопротивление лампы R_i , емкость $C_{\text{а.к}}$ и любая,

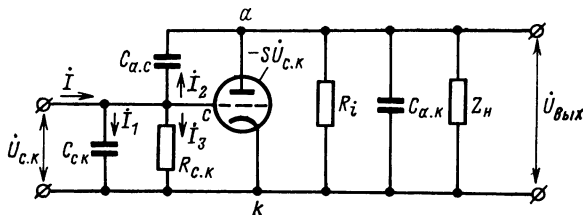


Рис. 10. Вакуумный триод с условно изображенными междуэлектродными емкостями и активными проводимостями.

подключаемая извне, нагрузка, из уравнений (15) — (18) следует:

$$\dot{I} = j\omega C_{\text{с.к}} \dot{U}_{\text{с.к}} + j\omega C_{\text{а.с}} \dot{U}_{\text{с.к}} (1 + SZ'_н) + \frac{\dot{U}_{\text{с.к}}}{R_{\text{с.к}}}; \quad (20)$$

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}_{\text{с.к}}} = j\omega C_{\text{с.к}} + j\omega C_{\text{а.с}} (1 + SZ'_н) + \frac{1}{R_{\text{с.к}}}. \quad (21)$$

В общем случае $Z'_н = R' + jX'$, где X' может быть и положительной и отрицательной величиной, уравнение

(21) принимает следующий вид:

$$\dot{Y}_{вх} = j\omega C_{с.к} + j\omega C_{а.с} (1 + SR' + jSX') + \frac{1}{R_{с.к}} + \frac{1}{R_{с.к}} = j\omega C_{с.к} + j\omega C_{а.с} (1 + SR') - \omega C_{а.с} SX' + \frac{1}{R_{с.к}}. \quad (22)$$

Отсюда следует, что полная входная проводимость включает в себя активную составляющую, знак которой зависит от характера (емкостной или индуктивной)

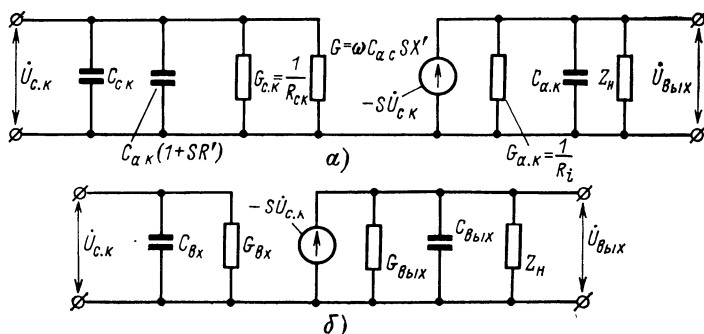


Рис. 11. Эквивалентные высокочастотные схемы нагруженного триода.

а — полная; **б** — приведенная.

проводимости Z'_H , а также от соотношения величин $\omega C_{а.с} SX'$ и $1/R_{с.к}$. В соответствии с выражением (22) полная и приведенная высокочастотные эквивалентные схемы нагруженного триода представлены соответственно на рис. 11, а и б.

Все емкости, показанные на полной эквивалентной схеме рис. 11, а, т. е. $C_{с.к}$, $C_{а.с}$, $C_{а.к}$, представляют собой сумму статической и динамической междуэлектродных емкостей.

Статическая емкость образуется собственно между электродной емкостью и дополнительными емкостями, которые имеются между держателями электродов и между их выводами, между электродами и экраном и т. д. Роль отдельных слагаемых статических емкостей определяется конструктивно-технологическими особенностями вакуумных приборов и меняется в зависимости от типа лампы. В процессе эксплуатации статические емкости остаются практически постоянными и не зависят от изменений режима работы по постоянному току и внешней температуры.

Динамические емкости, возникающие в работающей или так называемой «горячей» лампе и представляющие собой приращения междуэлектродных емкостей «холодной» лампы, зависят только от конструкции прибора (расстояния между электродами, шага намотки и диаметра проводов сеток, от формы катода и т. д.) и режима ее работы по постоянному току. Указанное приращение емкости вызвано наличием вблизи нагретого катода электронного облака (области пространственного заряда), которое действует как некий экви-

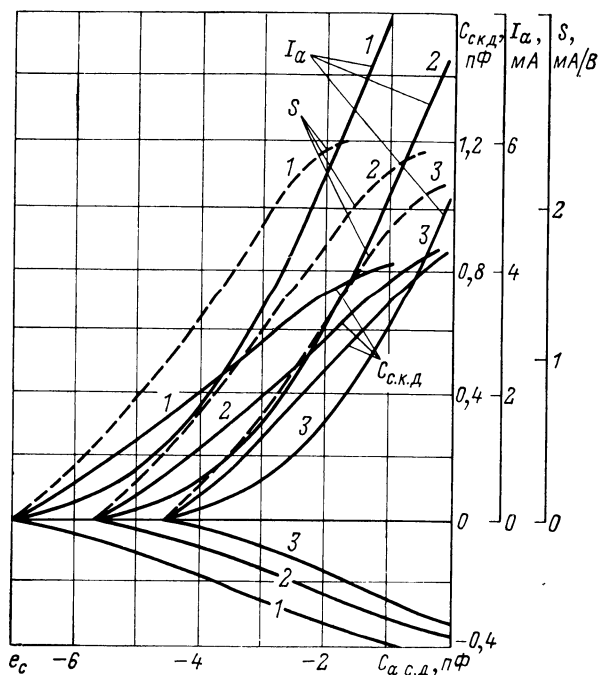


Рис. 12. Статические характеристики лампы 1Ж29Б и значения ее динамических емкостей сетка — катод и сетка — анод в зависимости от напряжения на управляющей сетке при различных анодных напряжениях (лампа соединена триодом).
1 — $E_a = 55$ В; 2 — $E_a = 45$ В; 3 — $E_a = 35$ В.

валентный (виртуальный) катод. Физические явления, связанные с пространственным зарядом, и зависимость динамических емкостей от различных факторов подробно рассмотрены в [21].

Изменяющиеся динамические емкости электронных ламп являются одной из основных причин неустойчивости формы частотных характеристик избирательных усилителей, работающих в условиях перемещения рабочей точки по анодно-сеточной характеристике. Именно это явление и имеет место в усилителях-ограничителях.

Величина динамической емкости сетка — катод $C_{с.к.д}$ у большинства современных радиоламп близка к полной статической междуэлектродной емкости и в отдельных случаях превышает ее. Динамическая емкость сетка — анод для ламп с обычными сетками мала и в большинстве случаев ее дестабилизирующим влиянием можно пренебречь [21].

Еще меньшую величину, которой также можно пренебречь, имеет динамическая емкость анод — катод, так как анод экранирован от катода управляющей сеткой.

Очевидно, что зависимость динамической емкости и анодного тока (а также производной анодно-сеточной характеристики лампы, т. е. ее крутизны) от напряжения на управляющей сетке обусловлена одной причиной — наличием пространственного заряда. Поэтому динамическая емкость должна быть отнесена к числу тех показателей лампы, которые определяют возможность ее применения в тех или иных радиотехнических устройствах.

Статические характеристики лампы 1Ж29Б и графики зависимости ее динамических емкостей от напряжения на первой сетке при разных анодных напряжениях изображены на рис. 12 [21]. На рис. 13 представлены кривые зависимости динамических емкостей сетка — катод и сетка — анод от крутизны анодно-сеточной характеристики лампы, определенные по рис. 12. Как видно, функциональная зависимость, связывающая изменения крутизны и динамических емкостей, близка к линейной. Это позволяет существенно упростить задачу определения приращений емкости лампы при изменении уровня входного сигнала в большом динамическом диапазоне.

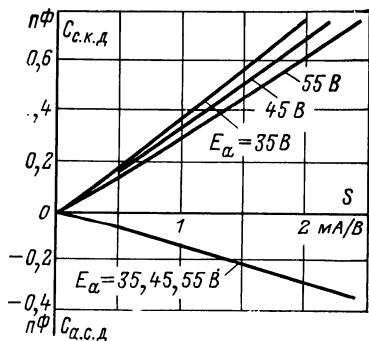


Рис. 13. Зависимость динамических емкостей лампы 1Ж29Б от крутизны характеристики при различных напряжениях на аноде (лампа соединена триодом).

Активное сопротивление $R_{с.к.}$ можно считать бесконечно большим при условии, что на вход каскада поступают сигналы малого уровня и отрицательное напряжение на первой сетке превышает 0,5—1,0 В; устройство предназначено для работы в диапазоне сравнительно низких частот, когда время пролета электронов от катода к первой сетке значительно меньше периода колебаний. По мере возрастания амплитуды входного сигнала мгновенное значение напряжения на управляющей сетке на протяжении части периода может существенно уменьшаться и даже принимать положительное значение. Соответственно в течение этого интервала времени

возникает ток первой сетки и величина $R_{с.к}$ резко падает, вызывая шунтирование входного контура. Но наряду с этим наличие тока первой сетки является главным регулирующим фактором, который позволяет в каскадах с цепями сеточного автосмещения при соответствующем выборе их параметров автоматически поддерживать постоянную амплитуду переменной составляющей анодного тока при различных уровнях входного сигнала.

7. Эквивалентная схема замещения транзистора

Транзистор по сравнению с электронной лампой обладает более сложной структурой и в силу ряда особенностей представляет собой существенно нелинейную физическую систему. Его параметры резко зависят не только от изменений токов, протекающих в цепях отдельных электродов и приложенных к ним напряжений, но и от частоты. Наличие зарядных емкостей переходов и инерционность процесса переноса носителей в базе прибора требует причисления транзистора к группе инерционных приборов.

Указанные свойства, а также наличие нескольких существенно различающихся режимов работы (усиление, отсечка, насыщение) порождают большое количество эквивалентных схем замещения транзистора.

В настоящее время существует несколько эквивалентных схем замещения, широко используемых для анализа свойств транзисторов, которые работают в условиях передачи сигналов большого уровня. Основными среди них являются: зарядная эквивалентная схема, предложенная Бофуа и Спарксом [22], и ее модификация [23], эквивалентная схема Линвилла [24], эквивалентная схема Агаханяна [25—27] и схема Эберса—Молла [28—30]. Подробное описание общих методов составления отдельных эквивалентных схем замещения и их сравнение проведено в ряде известных работ [31—34].

Использование для анализа работы транзистора при больших уровнях входного сигнала эквивалентной схемы Эберса—Молла [28—30] дает возможность описать поведение усилительного прибора через параметры элементов эквивалентной схемы. Они могут быть просто

определены эмпирическим путем. Удаётся также составить относительно простые аналитические выражения, удобно и точно описывающие входные и выходные характеристики транзистора. Указанные свойства обусловили широкое применение эквивалентной схемы Эберса — Молла при анализе радиотехнических устройств, на характеристики которых существенное влияние оказывают входные и выходные параметры усилительных приборов.

Для определения зависимости формы основных характеристик усилителя-ограничителя (амплитудной и

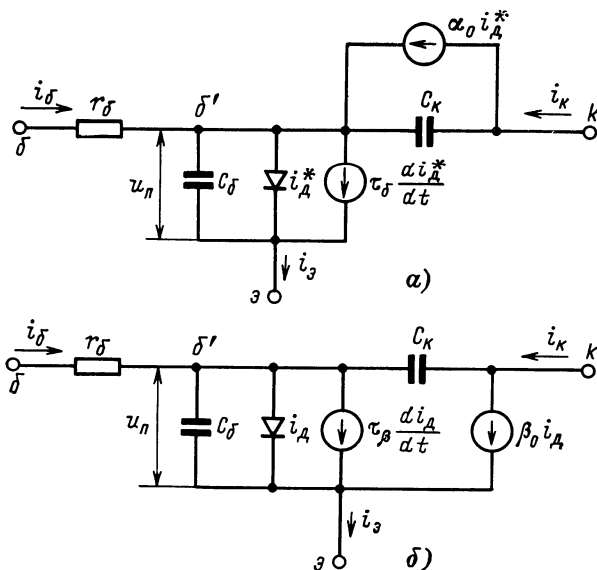


Рис. 14. Эквивалентные схемы транзистора для активного режима работы.

фазовой) от уровня входного сигнала необходимо лишь знание внешних показателей транзистора, таких, как входная и выходная проводимости, крутизна и т. д., без установления связи их с внутренними физическими процессами. Поэтому дальнейший анализ усилителя-ограничителя будет проводиться с использованием эквивалентной схемы замещения Эберса — Молла.

Транзистор в составе каскада усилителя-ограничителя в зависимости от уровня входного сигнала и схемы

построения цепей, обеспечивающих реализацию режима эффективного амплитудного ограничения, может работать (в течение всего периода колебания или его части) во всех режимах: активном нормальном, активном инверсном, отсечки и насыщения.

Для определения зависимости основных параметров транзистора от уровня входного сигнала при работе в активной области используем эквивалентную схему замещения (рис. 14,а), основой которой является схема Эберса—Молла. Следуя [33], в приведенной эквивалентной схеме для удобства анализа работы транзистора при больших уровнях сигнала дифференциальное сопротивление эмиттера, используемое в схеме Эберса—Молла, заменено идеальным безынерционным нелинейным элементом. Следствием введения в эквивалентную схему нелинейных цепей является переход от операционных соотношений, описывающих работу модели, к дифференциальным уравнениям.

Кратко рассмотрим элементы эквивалентной схемы и их физическую трактовку.

Вольт-амперная характеристика p - n перехода, отражающая нелинейную зависимость тока i^* от приложенного напряжения u на переходе, описывается экспоненциальной зависимостью

$$i^* = I^*_0 (e^{u/\varphi_T} - 1), \quad (23)$$

где I^*_0 — ток p - n перехода при обратном напряжении, зависящий от температуры и свойств материала; $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона.

Для учета влияния рекомбинации носителей в области p - n перехода на величину тока температурный потенциал φ_T в выражении (23) используется с поправочным коэффициентом. Величина коэффициента для мало-мощных германиевых транзисторов составляет 1,05—1,25, а для кремниевых — 1,4—1,9 единиц [26].

В соответствии с выражением (23) статическая характеристика эмиттерного перехода для активного режима работы транзистора описывается уравнением

$$i^*_д = I^*_0 (e^{u_д/\varphi_T} - 1), \quad (24)$$

где $u_д$ — напряжение на эмиттерном переходе.

В эквивалентной схеме замещения транзистора элементом, определяющим статическую характеристику прибора (24), является нелинейный безынерционный элемент — диод. Ток диода в установившемся режиме совпадает с током эмиттера транзистора.

При работе транзистора в режиме усиления прямой ток эмиттерного перехода значительно превосходит обратный I^*_0 , поэтому для удобства анализа и без ущерба для точности расчетов выражение (24) может быть записано в виде

$$i^*_{\text{д}} \approx I^*_0 e^{u_{\text{п}}/\varphi_{\text{т}}}. \quad (25)$$

Для учета инерционности процесса переноса носителей через базу транзистора в состав эквивалентной схемы введен зависимый генератор тока $i_{\text{г1}}$. Ток генератора определяется законом изменения тока $i^*_{\text{д}}$:

$$i_{\text{г1}} = \tau_6 \frac{di^*_{\text{д}}}{dt}, \quad (26)$$

где τ_6 — среднее время пролета носителей через базу транзистора.

Для большей наглядности представления явлений инерционности в состав эквивалентной схемы следует ввести нелинейную диффузионную емкость:

$$C_{\text{д}} = \tau_6 \frac{di^*_{\text{д}}}{du_{\text{п}}}. \quad (27)$$

В этом случае выражение для тока $i_{\text{г1}}$ примет вид:

$$i_{\text{г1}} = \tau_6 \frac{di^*_{\text{д}}}{dt} = \tau_6 \frac{di^*_{\text{д}}}{du_{\text{п}}} \frac{du_{\text{п}}}{dt} = C_{\text{д}} \frac{du_{\text{п}}}{dt}. \quad (28)$$

Зависимость коллекторного тока транзистора в статическом режиме работы от приложенного напряжения определяется зависимым генератором тока $i_{\text{г2}}$. При этом связь между коллекторным током и током эмиттерного перехода описывается выражением

$$i_{\text{г2}} = \alpha_0 i^*_{\text{д}}. \quad (29)$$

Величина нелинейной барьерной емкости эмиттерного C_6 и коллекторного $C_{\text{к}}$ переходов определяется конструкцией транзистора и приложенным напряжением. Зависимость барьерной емкости p - n перехода от приложенного напряжения описывается следующим соотно-

шением:

$$C = C_0 \left(\frac{\varphi_K}{U_K + \varphi_K} \right)^{-n}, \quad (30)$$

где C_0 — значение барьерной емкости p - n перехода при нулевом напряжении; U_K — обратное напряжение, приложенное к переходу; φ_K — контактная разность потен-

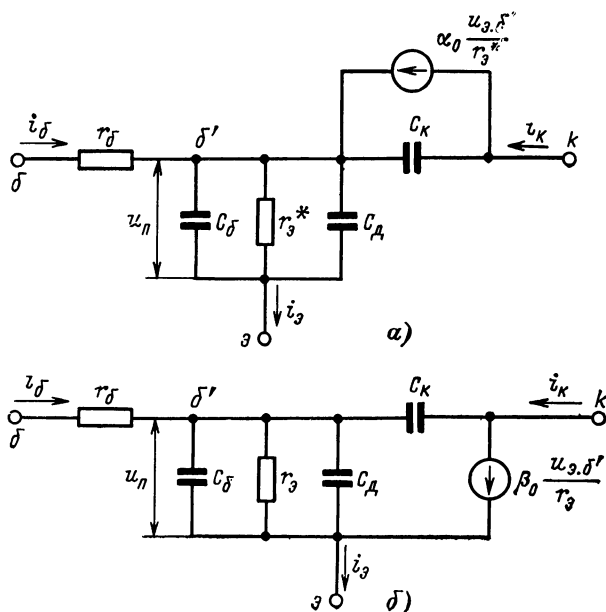


Рис. 15. Эквивалентные схемы транзистора для активно-го режима работы с малыми уровнями входного сигнала.

циалов перехода; n — коэффициент для резкого перехода $n=1/2$, для плавного $n=1/3$.

Сопротивление базы транзистора учитывается в эквивалентной схеме резистором $r_б$.

Токи в представленной эквивалентной схеме замещения транзистора (рис. 14, а) описываются следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_d + r_б \frac{di_d^*}{dt} + C_б \frac{du_n}{dt} &= i_б + C_κ \frac{d(u_{к.э} - u_n)}{dt} + \alpha_0 i_d^* \\ i_κ &= \alpha_0 i_d^* + C_κ \frac{d(u_{к.э} - u_n)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Определим основные параметры элементов представленной эквивалентной схемы транзистора (рис. 14, а) для случая малого сигнала. Полученные параметры, соответствующие начальному, т. е. усилительному, режиму работы транзистора в каскаде усилителя-ограничителя, будут использованы в дальнейшем для оценки нормированного изменения соответствующих параметров при увеличении уровня входного сигнала от минимального до максимального значения.

При действии на транзистор сигнала малого уровня нелинейные емкости и сопротивления эквивалентной схемы могут быть заменены линейными элементами. Параметры последних зависят от выбранного режима работы транзистора по постоянному току.

Эквивалентная схема транзистора (рис. 14, а), преобразованная для малого уровня входного сигнала, представлена на рис. 15, а.

Величина диффузионной емкости C_d и дифференциальное сопротивление резистора $r^*_э$ в соответствии с выражениями (27), (25) определяются формулами

$$C_d = \tau_0 \frac{di^*_{д}}{du_{п}} = \tau_0 \frac{i^*_{д}}{\varphi_T}; \quad (32)$$

$$r^*_э = \frac{du_{п}}{di^*_{д}} = \frac{\varphi_T}{i^*_{д}}. \quad (33)$$

В нормальных условиях для теплового потенциала p - n перехода германиевых транзисторов можно принять значение $\varphi_T \approx 1/40$ В и представить формулы в виде

$$C_d = 40\tau_0 i^*_{д}; \quad (34)$$

$$r^*_э = \frac{26}{i^*_{д}}, \quad (35)$$

где C_d — диффузионная емкость, пФ; τ_0 — среднее время пролета носителей через базу, нс; $i^*_{д}$ — ток через переход, мА; $r^*_э$ — дифференциальное сопротивление резистора, Ом.

Эквивалентная схема замещения, пригодная для анализа процессов в транзисторе, который работает в любом режиме, представлена на рис. 16, а.

Здесь к обозначениям, принятым ранее, дополнительно введены: $\alpha_{и}$ — инверсный коэффициент передачи тока; τ_k — время пролета носителей от коллектора

к эмиттеру; $i_{д.к}^*$ — ток в нелинейном элементе коллекторного перехода.

Указанная схема получена наложением эквивалентной схемы рис. 14, а и подобной ей эквивалентной схемы, представляющей параметры инверсно включенного транзистора, т. е. транзистора, у которого открыт коллекторный переход и закрыт эмиттерный [28—30].

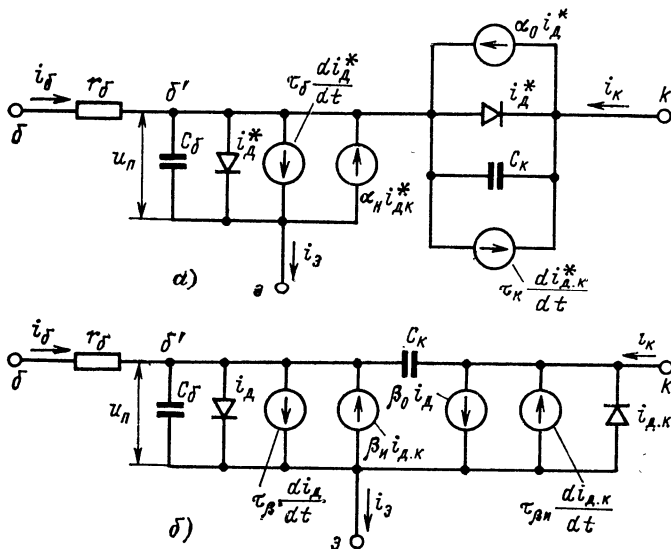


Рис. 16. Полные эквивалентные схемы транзистора.

Система уравнений, описывающих эквивалентную схему транзистора для выбранных направлений токов в приборе, имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{\kappa} &= \alpha_0 i_{д}^* - i_{д.к}^* + C_{\kappa} \frac{d(u_{\kappa.э} - u_n)}{dt} - \tau_{\kappa} \frac{di_{д.к}^*}{dt}; \\ i_{э} &= i_{д}^* - \alpha_n i_{д.к}^* + \tau_{\delta} \frac{di_{д}^*}{dt} + C_{\delta} \frac{du_n}{dt}; \\ i_{\delta} &= i_{э} - i_{\kappa}. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

При этом, как следует из основных соотношений работы [30],

$$i_{д}^* = \frac{I_{э0}^*}{1 - \alpha_0 \alpha_n} (e^{u_n / \varphi_T} - 1); \quad (37)$$

$$i_{д.к}^* = \frac{i_{к0}^*}{1 - \alpha_0 \alpha_n} (e^{u_{к.с}/\varphi_T} - 1), \quad (38)$$

где I_{*0} , $I_{*к0}$ — обратные токи эмиттерного и коллекторного переходов соответственно.

Другой вариант эквивалентной схемы транзистора, пригодный для анализа работы в соответствующих режимах, представлен на рис. 14,б, 15,б и 16,б. В этом случае статическая характеристика эмиттерного перехода для активного режима работы описывается зависимостью

$$i_d = I_0 (e^{u_{п/\varphi_T} - 1}) \approx I_0 e^{u_{п/\varphi_T}}, \quad (39)$$

причем при равных внешних токах

$$I_0 = (1 - \alpha_0) I_{*0} = \frac{1}{\beta_0 + 1} I_{*0}, \quad (40)$$

а параметры эквивалентных схем связаны между собой соотношениями [33]:

$$i_d = (1 - \alpha_0) i_{д}^* = \frac{1}{\beta_0 + 1} i_{д}^*; \quad \tau_p = (\beta_0 - 1) \tau_б; \quad (41)$$

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}; \quad r_s = (\beta_0 + 1) r_{*s}.$$

Соответственно система уравнений, описывающих эквивалентную схему транзистора рис. 16,б, запишется:

$$\left. \begin{aligned} i_k &= \beta_0 i_d - i_{д.к} + C_k \frac{d(u_{к.э} - u_{п})}{dt} - \tau_{\beta n} \frac{di_{д.к}}{dt}; \\ i_c &= i_d + \tau_{\beta} \frac{di_d}{dt} + C_c \frac{du_{п}}{dt} - C_k \frac{d(u_{к.э} - u_{п})}{dt} - \beta_{он} i_{д.к}; \\ i_s &= i_k + i_c. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

Связь приведенных схем с эквивалентными схемами, предложенными в работах Эберса и Молла [28—30], подробно рассмотрена в [33].

Из эквивалентных схем транзистора (см. рис. 16) и описывающих их систем уравнений (36), (41) при определенных упрощениях, допустимых при анализе активного и малосигнального режимов работы транзистора, могут быть получены соответствующие эквивалентные схемы и уравнения, описанные выше.

8. Составление и решение нелинейных дифференциальных уравнений

Исчерпывающая с математической точки зрения оценка работы усилительного прибора как нелинейного элемента может быть дана путем составления нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих динамические процессы в приборе, и последующего решения этих уравнений.

Сначала необходимо кратко остановиться на основных методах составления нелинейных дифференциальных уравнений: метод уравнений Кирхгофа, метод контурных токов и метод узловых потенциалов. При использовании метода уравнений Кирхгофа составляются уравнения баланса токов в узлах электрической цепи и баланса напряжений в контурах цепи. В качестве неизвестных, входящих в эти уравнения, удобно использовать либо только токи ветвей электрической цепи, либо только напряжения ветвей. В первом случае напряжения ветвей выражаются через токи в соответствии с законом Ома. Во втором случае токи ветвей выражаются через напряжения.

Для решения нелинейных дифференциальных уравнений обычно используют: аналитические методы, топологические методы графического интегрирования и методы численного интегрирования [18].

По сравнению с другими методами аналитическое решение дифференциального уравнения дает большие преимущества. Решение, полученное аналитическими методами, позволяет исследовать всю совокупность отдельных решений, полученных подстановкой численных значений. Однако только при больших упрощениях работа транзисторных устройств описывается простым нелинейным дифференциальным уравнением, позволяющим получить решение в алгебраической форме. В последнее время для решения нелинейных дифференциальных уравнений численными методами широко используются ЭВМ. Непосредственное применение численных методов для решения сложных дифференциальных уравнений на ЭВМ требует значительных затрат машинного времени и специальных программ.

Однако недостатки численного и аналитического методов компенсируются при их совместном использовании. Рассмотрим методы аналитического анализа нелинейных дифференциальных уравнений. Наиболее широко используются методы возмущений, итераций, усреднений, гармонического баланса и примыкающий к нему метод решения нелинейных дифференциальных уравнений с помощью полных рядов Фурье.

Из них наиболее пригоден для нелинейного анализа с использованием ЭВМ метод, основанный на использовании полных рядов Фурье. Во-первых, этот метод сводит решение дифференциального уравнения к решению алгебраических и трансцендентных уравнений. Во-вторых, широкое применение в радиоэлектронике преобразования Фурье определяет совместимость аналитического метода решения нелинейных дифференциальных уравнений с обычными методами анализа радиотехнических устройств. Наконец, для решения алгебраических и трансцендентных уравнений с применением ЭВМ можно использовать простые программы.

Для решения нелинейных алгебраических и трансцендентных уравнений используются, как правило, итерационные методы [19]. Рассмотрим метод решения системы

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \frac{\partial x_1}{\partial \mu} + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \frac{\partial x_2}{\partial \mu} + \dots + \frac{\partial f_1}{\partial x_m} \frac{\partial x_m}{\partial \mu} &= \frac{\partial f_1}{\partial \mu}; \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} \frac{\partial x_1}{\partial \mu} + \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \frac{\partial x_2}{\partial \mu} + \dots + \frac{\partial f_2}{\partial x_m} \frac{\partial x_m}{\partial \mu} &= \frac{\partial f_2}{\partial \mu}; \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} \frac{\partial x_1}{\partial \mu} + \frac{\partial f_m}{\partial x_2} \frac{\partial x_2}{\partial \mu} + \dots + \frac{\partial f_m}{\partial x_m} \frac{\partial x_m}{\partial \mu} &= \frac{\partial f_m}{\partial \mu}. \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

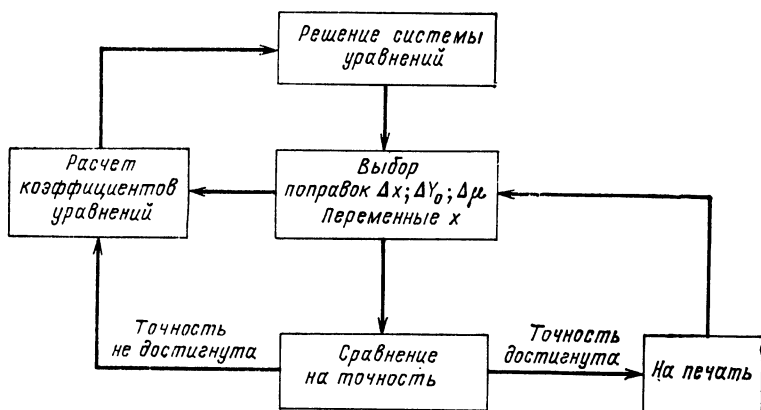


Рис. 17. Схема программы для решения системы нелинейных алгебраических и трансцендентных уравнений.

Схема программы, реализующей указанные методы, приведена на рис. 17. Как показала практика расчетов на ЭВМ М-220, машинное время, затрачиваемое на проведение вычислений при высокой точности получаемых результатов, невелико.

Глава третья

АМПЛИТУДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ-ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ

9. Нелинейное уравнение каскада на электронной лампе и его решение

В соответствии с выражениями (12), (13) мгновенные значения анодного и сеточного токов при гармоническом законе изменения управляющего напряжения со-

ответственно запишутся:

$$i_a = s_a (U_{вх} \cos \omega_0 t + E_c - E_{a.н})^2; \quad (48)$$

$$i_c = s_c (U_{вх} \cos \omega_0 t + E_c - E_{c.н})^2, \quad (49)$$

где E_c — постоянное напряжение смещения на управляющей сетке лампы.

В зависимости от соотношения напряжения смещения и амплитуды входного сигнала на управляющей сетке возможны режимы работы лампы с отсечкой и без отсечки как анодного, так и сеточного токов.

На рис. 18 иллюстрируется процесс формирования импульса анодного и сеточного токов при кусочно-квად-

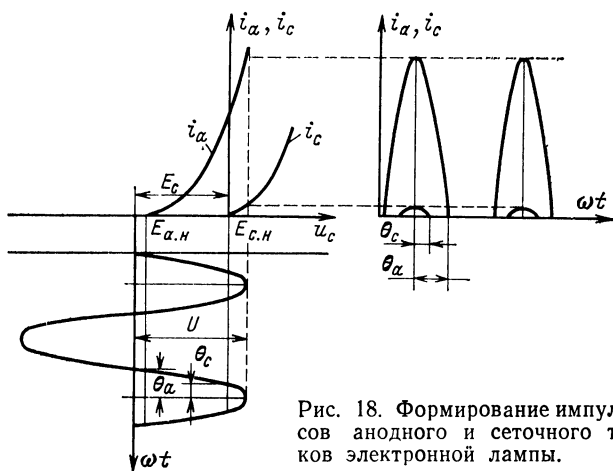


Рис. 18. Формирование импульсов анодного и сеточного токов электронной лампы.

ратичной аппроксимации характеристик в режиме отсечки.

Как видно, анодный и сеточный токи текут соответственно при $|\omega_0 t| < \theta_a$ и $|\omega_0 t| < \theta_c$, где θ_a и θ_c — углы отсечки анодного и сеточного токов. Углы отсечки θ_a и θ_c определяются из уравнений (48), (49) при подстановке в них соответственно $i_a = 0$, $\omega_0 t = \theta_a$ и $i_c = 0$, $\omega_0 t = \theta_c$, а именно:

$$\theta_a = \arccos \frac{E_{a.н} - E_c}{U_{вх}}; \quad \theta_c = \arccos \frac{E_{c.н} - E_c}{U_{вх}}. \quad (5)$$

С учетом (50) выражения для мгновенных значений токов (12), (13) принимают вид:

$$i_c(u_c) = \begin{cases} s_c U_{вх}^2 (\cos \omega_0 t - \cos \theta_c)^2 & \text{при } |\omega_0 t| < \theta_c; \\ 0 & \text{при } |\omega_0 t| \geq \theta_c; \end{cases} \quad (51)$$

$$i_a(u_c) = \begin{cases} s_a U_{вх}^2 (\cos \omega_0 t - \cos \theta_a)^2 & \text{при } |\omega_0 t| < \theta_a; \\ 0 & \text{при } |\omega_0 t| \geq \theta_a. \end{cases} \quad (52)$$

Усилители-ограничители обычно используются на частотах, не превышающих 100 МГц, когда инерционность процессов в электронной лампе еще не начинает проявляться. В этом случае при отсутствии реакции анода импульсы анодного и сеточного токов имеют симметричную форму и могут быть представлены в виде ряда Фурье, содержащего лишь косинусоидальные члены:

$$\left. \begin{aligned} i_a(\omega_0 t) &= \frac{1}{2} I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + \dots + I_{an} \cos n\omega t; \\ i_c(\omega_0 t) &= \frac{1}{2} I_{c0} + I_{c1} \cos \omega t + \dots + I_{cn} \cos n\omega t; \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

здесь I_n — амплитуда n -й гармоники тока, определяемая интегралом Фурье

$$I_n = \frac{2}{n} \int_0^{\pi} i(u_c) \cos n\omega_0 t \, d\omega_0 t. \quad (54)$$

Тогда зависимости амплитуд первой гармоники анодного и сеточного токов от уровня входного сигнала и соответствующих углов отсечки с учетом (51), (52), (54) запишутся в виде следующих выражений [35]:

$$I_{a1} = s_a U_{вх}^2 \gamma_1(2; \theta_a); \quad (55)$$

$$I_{c1} = s_c U_{вх}^2 \gamma_1(2; \theta_c), \quad (56)$$

где $\gamma_1(2; \theta_a)$ и $\gamma_1(2; \theta_c)$ — безразмерные коэффициенты разложения первой гармоники, представляющие собой нормированные (по $s_a U_{вх}^2$ и $s_c U_{вх}^2$) амплитуды первой гармоники в спектре анодного и сеточного токов соответственно.

Коэффициенты разложения $\gamma_1(2; \theta_a)$, $\gamma_1(2; \theta_c)$ определяются соотношениями

$$\gamma_1(2; \theta_a) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_a} (\cos \omega_0 t - \cos \theta_a)^2 \cos \omega_0 t \, d\omega_0 t; \quad (57)$$

$$\gamma_1(2; \theta_c) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta_c} (\cos \omega_0 t - \cos \theta_c)^2 \cos \omega_0 t \, d\omega_0 t. \quad (58)$$

Значения коэффициентов разложения для различных углов отсечки иллюстрирует таблица в [35].

Из приведенных выше аналитических выражений следует, что ток основной гармоники в спектре выходного тока лампы зависит от амплитуды входного сигнала и угла отсечки анодного тока. Очевидно, что для поддержания постоянной амплитуды первой гармоники анодного тока при изменяющемся уровне входного сигнала (а именно это является условием достижения эффективного амплитудного ограничения) необходимо соответственно менять угол отсечки анодного тока.

Это требование может быть осуществлено в избирательном усилительном каскаде, в состав которого введены цепи автоматического комбинированного катодного или сеточного смещения.

Для реализации режима эффективного амплитудного ограничения в каскадах с катодным автосмещением в цепь катода должны быть включены резистор с сопротивлением 10—15 кОм и источник смещения, компенсирующий падение напряжения на этом резисторе. Такое построение каскадов с энергетической точки зрения оправдано лишь в случае повышенных требований к характеристикам усилителя-ограничителя, работающего в условиях климатических воздействий значительной интенсивности.

Наиболее широко в усилителях-ограничителях используются каскады с сеточным автосмещением (рис. 19). Такое построение каскадов не требует включения дополнительных компенсирующих источников сравнительно высокого напряжения, а шунтирующее действие входного сопротивления лампы (оно возникает при больших уровнях входного сигнала) на контур предыдущего каскада незначительно. Последнее имеет место при условии $R_c \gg 50 \div 200$ кОм, что обычно выполняется [21]. Ниже анализируется работа каскада усилителя-ограничителя с цепями сеточного автосмещения.

При малых уровнях входного сигнала каскад работает как обычный избирательный усилитель. При возрастании амплитуды входного сигнала и достижении

ею определенного уровня мгновенное значение напряжения на управляющей сетке в части периода становится положительным. Это приводит к появлению сеточного тока, который, протекая по резистору R_c цепи автоматического смещения, создает дополнительное напряжение. В результате рабочая точка смещается влево по характеристике. Дальнейшее возрастание уровня входного сигнала и соответствующее смещение рабочей точки приводит к возникновению режима отсечки анод-

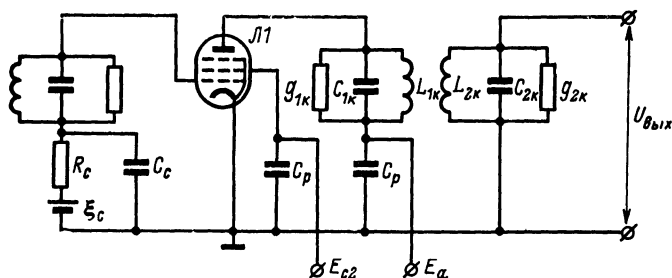


Рис. 19. Каскад усилителя-ограничителя на пентоде.

ного тока и уменьшению скорости возрастания амплитуды основной гармоники в спектре выходного тока. Зависимость скорости изменения напряжения смещения, а следовательно, угла отсечки и уровня выходного сигнала от уровня входного определяется сопротивлением резистора цепи автоматического смещения. Следует отметить, что описанная последовательность изменения показателей лампы определяется выбором начального смещения на управляющей сетке, т. е. величиной напряжения ξ_c источника смещения. При определенном (более отрицательном) начальном смещении увеличение уровня входного сигнала вначале может привести к возникновению режима отсечки анодного тока и лишь затем к появлению сеточного тока, что вызывает смещение рабочей точки.

Из сказанного следует, что высокочастотные процессы в каскаде усилителя-ограничителя определяются токами и напряжениями в цепи комбинированного катодно-сеточного смещения лампы. Следовательно, для анализа работы каскада необходимо получить аналитическое выражение, связывающее амплитуду тока (напряжения) основной гармоники в спектре выходного

тока лампы, параметры цепи автоматического смещения и уровень входного сигнала.

Анализ проведем для случая, когда к избирательной цепи каскада усилителя-ограничителя (рис. 19) подключена постоянная нагрузка, сопротивление которой не зависит от уровня выходного сигнала. Кроме того, предполагается, что связанная система контуров настроена на номинальную частоту ω_0 входного сигнала $u_{вх}(t)$ и осуществляет эффективную фильтрацию выс-

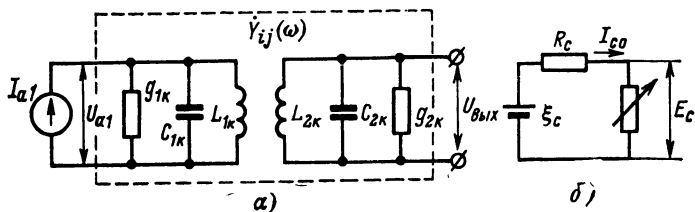


Рис. 20. Схемы замещения цепей каскада.

а — анодной цепи по высокой частоте; *б* — цепи сеточного смещения по низкой частоте.

ших высокочастотных составляющих анодного тока при работе в нелинейном режиме.

В этом случае сигналы, действующие на управляющей сетке $u_{вх}$ и на аноде u_a , могут быть записаны в виде

$$u_{вх}(t) = U_{вх} \cos(\omega_0 t + \varphi_c); \quad (59)$$

$$u_a(t) = U_a \cos(\omega_0 t + \varphi_a). \quad (60)$$

Для проведения анализа воспользуемся схемами замещения анодной цепи каскада по высокой частоте и цепи сеточного смещения по низкой частоте, представленными на рис. 20, *а*, *б*.

В соответствии со схемой замещения рис. 20, *а* высокочастотные процессы в каскаде описываются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{a1} &= \dot{Y}_{11}(\omega_0) U_a + j b_{12}(\omega_0) U_{вых}; \\ 0 &= j b_{12}(\omega_0) U_a + \dot{Y}_{22}(\omega_0) U_{вых}. \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

Из элементов, входящих в уравнение, зависимым при принятых допущениях (§ 6) и постоянном сопротивлении нагрузки является лишь эквивалентный ге-

нератор тока. Следовательно, анализ высокочастотных процессов в одиночном каскаде сводится к отысканию зависимости I_{a1} от уровня входного сигнала $u_{вх}(t)$. Указанная зависимость при фиксированном смещении рабочей точки и использовании различных способов аппроксимации вольт-амперной характеристики нелинейного элемента приведена в [35].

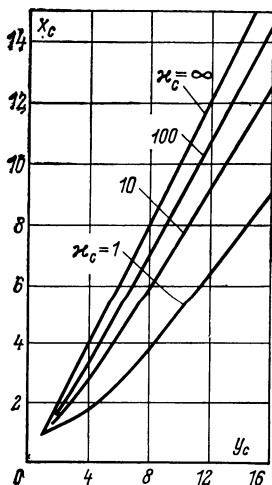


Рис. 21. Зависимость нормированного сеточного смещения лампы от уровня входного сигнала при различных параметрах цепи автоматического сеточного смещения.

В данном случае задача усложняется тем, что при достижении и превышении амплитудой входного сигнала величины, при которой появляются сеточные токи, напряжение смещения на управляющей сетке лампы меняется.

При выбранной аппроксимации зависимость $I_{a1}(U_{вх})$ в каскаде с цепью комбинированного сеточного смещения определена в [36].

Низкочастотные процессы в цепи комбинированного сеточного смещения лампы в соответствии со схемой замещения рис. 20,б описываются уравнением

$$\frac{\xi_c - E_c}{R_c} = I_{c0} = \frac{1}{2} s_c U_{вх}^2 \gamma_0(2; \theta_c), \quad (62)$$

где I_{c0} — постоянная составляющая тока, который протекает в сеточной цепи лампы; $\gamma_0(2; \theta_c)/2$ — коэффициент разложения постоянной составляющей сеточного тока.

Для того чтобы получить обобщенные соотношения, отражающие в простой и наглядной форме режим работы каскада усилителя-ограничителя, введем обозначения $\kappa_c = s_c R_c \xi_c$ и нормированные параметры

$$x_c = \frac{E_{с.н} - E_c}{\xi_c}; \quad y_c = \frac{U_{вх}}{\xi_c}.$$

Тогда с учетом выражения (62) можно написать следующую систему уравнений для расчета процесса, про-

исходящего в цепи комбинированного сеточного смещения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{x_c - 1}{x_c x_c^2} &= \frac{1}{2} \beta_0(2; \theta_c); \\ \theta_c &= -\arccos \frac{x_c}{y_c}. \end{aligned} \right\} \quad (63)$$

При этом $\beta_0(2; \theta_c)$ определяется по [формуле [35]

$$\beta_0(2; \theta_c) = \frac{\gamma_0(2; \theta_c)}{\cos^2 \theta_c}. \quad (64)$$

Система нелинейных трансцендентных уравнений (63) может быть решена при выбранных параметрах цепи комбинированного сеточного смещения, т. е. для конкретной величины x_c . Семейство кривых, установ-

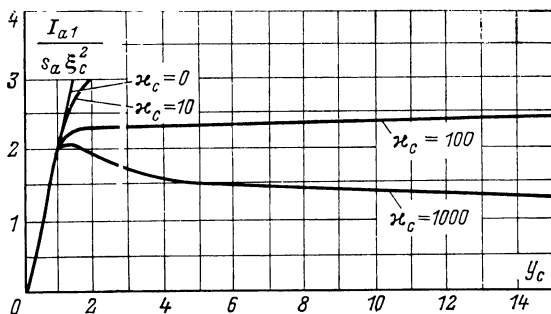


Рис. 22. Зависимость нормированной амплитуды первой гармоники анодного тока лампы от уровня входного сигнала при различных параметрах цепи автоматического сеточного смещения.

ливающих связь нормированных значений амплитуды входного высокочастотного сигнала y_c и сеточного смещения лампы x_c для различных параметров цепи комбинированного смещения x_c , представлено на рис. 21.

Зависимость амплитуды первой гармоники анодного тока лампы от уровня входного сигнала $u_{вх}(t)$ при выбранных параметрах цепи автоматического сеточного смещения (величина x_c) определяется совместным решением уравнений (55), (63); причем однозначная связь уравнений (55), (63) при выбранной величине нормированного начального смещения $z_c = E_{a.н}/E_{c0}$ в соответст-

вии с выражением (50) устанавливается соотношением

$$\theta_a = \arccos \frac{z_c - x_c}{y_c}. \quad (65)$$

На рис. 22 представлена зависимость нормированного (по $s_a \xi_c^2$) тока I_{a1} от нормированной (по ξ_c) амплитуды входного высокочастотного сигнала $u_{вх}(t)$ для различных значений x_c при $z_c = 2$.

10. Амплитудная характеристика лампового каскада усилителя-ограничителя

Комплексная амплитуда напряжения на выходе каскада усилителя-ограничителя в общем случае может быть определена как

$$\dot{U}_{вых} = U_{вых} e^{j\varphi} = \dot{Z} I_{a1}, \quad (66)$$

где \dot{Z} — комплексное сопротивление избирательной системы в цепи анода.

С учетом выражений, определяющих комплексное сопротивление избирательной цепи, амплитуда и фаза напряжения на выходе каскада с одиночным контуром и системой идентичных связанных контуров (при малой расстройке частоты входного сигнала ω_0 относительно резонансной частоты контуров ω_p) соответственно могут быть найдены согласно следующим формулам:

$$U_{вых} = \frac{R_{нэ}}{\sqrt{1 + \alpha^2}} m_1 m_2 I_{a1}; \quad (67)$$

$$U_{вых} = \frac{\beta R_{нэ}}{\sqrt{(1 - \alpha^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha^2}} m_1 m_2 I_{a1}; \quad (68)$$

$$\varphi = \pi - \arctg \frac{1}{1 + \alpha^2}; \quad (69)$$

$$\varphi = \pi - \arctg \frac{2\alpha}{1 - \alpha^2 + \beta^2} \pm \frac{\pi}{2}, \quad (70)$$

где $R_{нэ}$ — эквивалентное резонансное сопротивление контура; $\alpha = 2\Delta\omega Q_0/\omega_0$ — обобщенная расстройка контура; β — фактор связи системы связанных контуров; m_1, m_2 — коэффициенты включения контура со стороны анода и нагрузки соответственно.

Как следует из выражений (67) — (70), амплитуда напряжения на выходе каскада усилителя-ограничителя определяется резонансным сопротивлением контура $R_{нэ}$, коэффициентами включения контуров m_1, m_2 , амплитудой первой гармоники тока I_{a1} и обобщенной расстройкой α контуров. Фазовый сдвиг φ зависит только от расстройки α .

При выбранных параметрах контуров $R_{н.в}$, m_1 , m_2 и фиксированной расстройке α амплитудная характеристика каскада усилителя-ограничителя полностью определяется током эквивалентного генератора I_{a1} . Его зависимость от уровня входного сигнала может быть записана в виде

$$I_{a1} = S_{a1} U_{вх}, \quad (71)$$

где S_{a1} — эквивалентная средняя крутизна анодно-сеточной характеристики лампы по первой гармонике тока.

При выбранном способе аппроксимации дифференциальная крутизна анодно-сеточной характеристики лампы линейна и описывается зависимостью

$$S_{a1}(e_c) = \frac{di_a(e_c)}{de_c} = \begin{cases} 2s_a(e_c - E_{a.н}) & \text{при } e_c > E_{a.н}; \\ 0 & \text{при } e_c \leq E_{a.н}. \end{cases} \quad (72)$$

Из приведенного выражения (72) следует, что величина S_{a1} при изменении $U_{вх}$ будет постоянной до момента возникновения отсечки анодного тока либо появления сеточного тока. Последний вызовет увеличение отрицательного напряжения смещения, создаваемого цепью $R_c C_c$, и передвижение рабочей точки в область нижнего сгиба анодно-сеточной характеристики. Следовательно, для входных сигналов, уровень которых не превышает значений, соответствующих возникновению отсечки анодного тока и появлению сеточных токов, амплитудная характеристика является линейной. Наклон этого участка определяется выбором положения начальной рабочей точки, т. е. величины E_{c0} . Дальнейшее увеличение амплитуды входного сигнала приведет к отклонению зависимости $U_{вых}(U_{вх})$ от линейной. При этом, как уже указывалось выше, могут возникнуть две существенно различные последовательности вхождения усилительного прибора в режим отсечки, определяемые выбором начального положения рабочей точки. При $E_{c0} > E_{a.н}/2$ возрастание амплитуды входного сигнала приводит первоначально к появлению сеточных токов. Дальнейшее увеличение амплитуды вызывает увеличение сеточного тока и как следствие — смещение рабочей точки в область нижнего сгиба характеристики и возникновение отсечки анодного тока. При этом скорость смещения рабочей точки зависит от сопротивления R_c при прочих равных условиях. Режим отсечки анодного тока при выбранной аппроксимации наступит при до-

стижении величины смещения $E_c = E_{a.n}/2$. При $E_{c0} < E_{a.n}/2$ первоначально возникает отсечка анодного тока. Дальнейшее увеличение амплитуды входного сигнала приводит к падению крутизны амплитудной характеристики (коэффициента усиления). При достижении равенства $U_{вх} = |E_{c0}|$ появляется сеточный ток, смещающий рабочую точку. Это вызывает дальнейшее падение крутизны амплитудной характеристики. При $E_{c0} = E_{a.n}/2$ оба режима — появление сеточных токов и отсечка анодного тока — наступают одновременно.

Таким образом, режим эффективного амплитудного ограничения при наличии цепи автоматического сеточного смещения возможен при возникновении сеточного тока и соответствующем выборе сопротивления резистора R_c . Возможно ограничение и за счет шунтирования контура предшествующего каскада входной проводимостью лампы, которая резко возрастает при наличии сеточного тока.

Выбор начального положения рабочей точки определяет протяженность линейного участка и начальную крутизну амплитудной характеристики. Наибольшая протяженность линейного участка характеристики обеспечивается при $E_{c0} = E_{a.n}/2$, а большая крутизна начального линейного участка при $E_{c0} \rightarrow 0$. При этом, естественно, должна быть обеспечена устойчивая работа каскада.

Рассматривая кривые, определяющие амплитуду тока первой гармоники при различных параметрах цепей комбинированного катодно-сеточного смещения и начальных положениях рабочей точки (кривые подобны изображенным на рис. 22), можно проанализировать пути реализации режима эффективного амплитудного ограничения за счет оптимального выбора параметров цепей смещения. Установлено, что этот режим обеспечивается в усилительном каскаде, если сопротивления резисторов R_c и R_k и напряжения источников ξ_c , ξ_k цепей автоматического смещения удовлетворяют следующим условиям при $E_{a.n} < E_{c0} < 0$:

а) при комбинированном сеточном смещении

$$R_c \approx \frac{200}{s_c E_{a.n}}; R_k = 0; \xi_c = E_{c0}; \quad (73)$$

б) при комбинированном катодно-сеточном смещении

$$R_c \approx \frac{200}{s_c E_{a.n}}; R_k = \frac{E_{k0}}{I_k(E_{k0})}; \xi_c = 0; \xi_k = E_{k0}; \quad (74)$$

здесь E_{c0} , E_{k0} — постоянные потенциалы управляющей сетки и катода, соответствующие начальной рабочей точке лампы в линейном режиме работы при $u_{вх}(t) \rightarrow 0$; $I_k(E_{k0})$ — ток катода в начальной рабочей точке.

Теоретические нормированные амплитудные характеристики каскада с одиночным колебательным контуром для различных положений начальной рабочей точки лампы (т. е. различных значений E_{c0}) при оптималь-

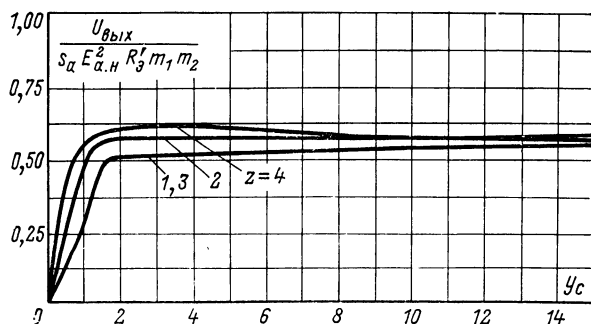


Рис. 23. Нормированные амплитудные характеристики каскада усилителя-ограничителя при оптимальных параметрах цепи автоматического сеточного смещения.

ных параметрах цепей автоматического смещения, удовлетворяющих условиям (73), (74), изображены на рис. 23.

Причиной дополнительного отклонения амплитудных и фазо-амплитудных характеристик каскада усилителя-ограничителя от расчетных может явиться прямое прохождение высокочастотного сигнала со входа усилительного прибора в частотно-избирательные цепи через паразитные элементы связи, в частности, через проходную емкость лампы сетка — анод. В [7] получены аналитические выражения для расчета основных характеристик каскада усилителя-ограничителя с учетом прямого прохождения сигнала через паразитные цепи связи при кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики усилительного прибора.

В ламповых каскадах усилителей-ограничителей при входных сигналах с частотой $f_p \leq 20 \div 50$ МГц и амплитудой $U_{вх} = 10 \div 15$ В в качестве усилительных приборов наиболее широко используются высокочастотные пенто-

ды, имеющие проходную емкость $C_{a,c}=0,02 \div 0,05$ пФ и крутизну характеристики $S_a=5 \div 20$ мА/В.

Анализ зависимости формы амплитудных и фазо-амплитудных характеристик от уровня входного сигнала и проводимости паразитной цепи связи [7] показывает, что при приведенных выше параметрах усилительного прибора и входного сигнала влиянием прямого прохождения сигнала на указанные характеристики можно пренебречь.

11. Нелинейное уравнение каскодного усилителя ОЭ—ОБ и его решение

При разработке усилительных устройств с большим динамическим диапазоном по входным сигналам и со стабильными амплитудно-частотными и фазо-частотными характеристиками широко используются каскадные усилители типа ОЭ—ОБ.

В этих усилителях практически устраняется влияние выходной цепи межкаскадной связи на входную через комплексную проводимость коллектор — база. Электрические схемы исследуемых каскадов усилителей-ограничителей представлены на рис. 24,а—в. На рис. 24,б, в показаны способы подачи напряжения смещения на базу первого транзистора с использованием резистивного делителя.

Для анализа работы каскада в нелинейном режиме используем схему замещения транзистора Эберса — Молла, с учетом которой на рис. 24,г изображена эквивалентная схема входной цепи каскада. Анализ эквивалентной схемы дает полную картину нелинейных режимов во всем каскаде ОЭ—ОБ, так как коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 являются общими.

Пользуясь законами Кирхгофа, получаем нелинейное уравнение, описывающее эквивалентную схему рис. 24,г:

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= i_d(u_n) + \tau_p \frac{di_d'(u_n)}{dt} + C_0 \frac{du_n}{dt}; \\ u_n &= E_0 + U_{вх} \cos \omega_0 t - i_0 r_0, \end{aligned} \right\} \quad (75)$$

где $U_{вх}$ — амплитуда напряжения на входе каскада; $\tau_p = 1/\omega_{\text{пр}}$ — постоянная времени; $\omega_{\text{пр}}$ — граничная частота по коэффициенту β , найденная без учета влияния барьер-

ерной емкости эмиттерного перехода; E_0 — постоянная составляющая напряжения на эмиттерном переходе транзистора; β — коэффициент передачи тока базы транзистора.

Напряжение E_0 в зависимости от способа подачи напряжения смещения на базу транзистора определяется следующим образом.

При использовании отдельных источников смещения в цепях эмиттера и базы (рис. 24,а)

$$E_0 = E'_0 = E_3 - E_6 - R_3 I_{30}, \quad (76)$$

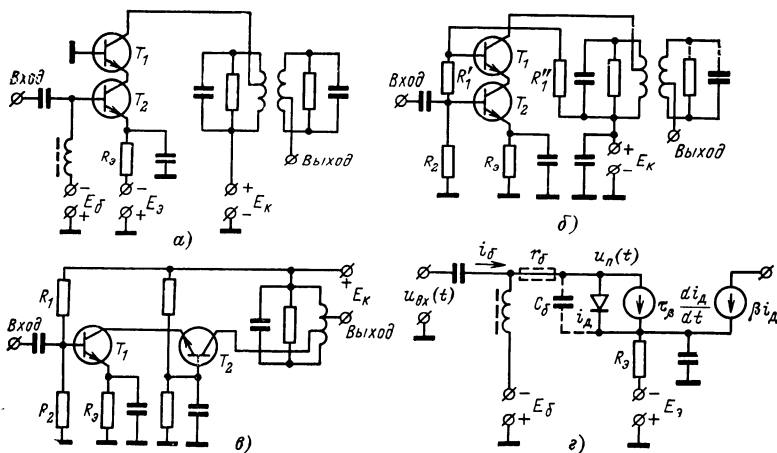


Рис. 24. Электрические схемы (а, б, в) каскада ОЗ—ОБ и его эквивалентная схема (г).

где E_3 — напряжение источника эмиттерного смещения; E_6 — напряжение источника смещения в цепи базы; R_3 — сопротивление резистора в цепи эмиттера; I_{30} — постоянная составляющая тока эмиттера.

При подаче напряжения смещения на базу транзистора с резистивного делителя (рис. 24,б, в)

$$E_0 = E''_0 = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \left[\frac{R_1 R_2}{\beta_0 (R_1 + R_2)} + R_3 \right] I_{30}, \quad (77)$$

где E_K — напряжение источника коллекторного питания; R_1 и R_2 — сопротивление резистивного делителя в цепи базы, $R_1 \approx R'_1 + R''_1$.

С достаточной для инженерных расчетов точностью зависимость тока i_d от напряжения на переходе может быть получена из (28) в виде

$$i_d = \frac{I_0^*}{1 + \beta_0} \exp \gamma u_{п}, \quad (78)$$

где $\gamma = 1/\varphi_T$ — коэффициент размерности $1/V$; β_0 — статистический коэффициент передачи тока базы.

Уравнения (75)–(78) дают возможность исчерпывающего аналитического описания эквивалентной схемы, представленной на рис. 24. Решить нелинейное дифференциальное уравнение (75) — это значит найти токи $i_d(t)$ и $i_5(t)$. Так как каскад возбуждается гармоническим колебанием с частотой ω_0 , то токи i_d и i_5 представляют собой суммы постоянных составляющих i_{d0} и i_{50} и гармоник с частотами, кратными частоте ω_0 . Предположим, что цепи межкаскадной связи рассматриваемого усилителя достаточно узкополосны. В этом случае на коллекторе транзистора будет выделяться напряжение, пропорциональное амплитуде тока основной гармоники. Если нагрузка каскада будет линейной, то амплитудная характеристика каскада, отражающая функциональную связь напряжений основных гармоник на выходе и на входе усилителя, будет полностью определяться зависимостью первой гармоники тока коллектора I_{K1} от амплитуды напряжения на входе:

$$I_{K1} = f(U_{вх}). \quad (79)$$

Следовательно, в результате решения нелинейного дифференциального уравнения (75) относительно тока i_d найдем колебательную характеристику транзистора (79), причем решение уравнения (75) достаточно искать только для амплитуды тока I_{K1} , используя взаимосвязь тока $i_d(t)$ и тока коллектора транзистора $i_K = \beta_0 i_d$.

Напряжение, воздействующее на транзистор, являясь в силу избирательности цепей межкаскадной связи гармоническим, приводит, однако, к появлению входного тока, состоящего из суммы гармоник. Но для определения входного сопротивления транзистора по основной гармонике необходимо знать только две составляющие (квадратурную и синфазную) входного тока $i_{вх}(t)$ одной и той же частоты:

$$i_{вх}^{KB} = I_{вх}^{KB} \sin \omega_0 t; \quad (80)$$

$$i_{вх}^{СИН} = I_{вх}^{СИН} \cos \omega_0 t. \quad (81)$$

Слагаемое (81) даст активную составляющую входной проводимости каскада

$$g_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} = \frac{I_{вх}^{снн}}{U_{вх}}. \quad (82)$$

Слагаемое (80) позволяет найти входную емкость каскада

$$C_{вх} = \frac{(-1) I_{вх}^{кв}}{U_{вх} \omega_0}. \quad (83)$$

При решении нелинейного дифференциального уравнения (75) квадратурная составляющая входного тока должна получиться с отрицательным знаком и в произведении, составляющем амплитуду $I_{вх}^{кв}$, должна содержаться частота ω_0 .

Ниже решаются уравнения (75) в предположении, что сопротивление базы r_b и емкость C_b равны нулю. Это значительно упрощает проведение теоретического анализа процессов в транзисторе. Полученные результаты, однако, будут строго справедливы только для области частот $\omega_0 < \omega_\beta$, где ω_β — граничная частота по коэффициенту β . Аналогичный подход к анализу работы транзисторного каскада с ОЭ, работающего в режиме детектирования амплитудно-модулированных сигналов, описан в [44].

Для частот $\omega_0 > \omega_\beta$ напряжение u_n на переходе эмиттер — база транзистора будет негармоническим при большом уровне входного сигнала из-за влияния сопротивления базы. Поэтому в общем случае при анализе уравнений (75) упрощения недопустимы. Последнее справедливо не всегда. Основной особенностью рассматриваемых усилителей-ограничителей является появление на переходе эмиттер — база транзистора при большом уровне входного сигнала постоянного напряжения автосмещения. В этом случае эмиттерный переход открыт только в течение малой части периода высокочастотного колебания на переходе и можно ожидать, что напряжение $u_n(t)$ на переходе даже при больших сопротивлениях r_b и при больших напряжениях на входе транзистора будет гармоническим. Сказанное подтверждается результатами экспериментальных осциллографических исследований формы напряжения $u_n(t)$ (рис. 25).

При этом в цепь базы первого транзистора каскодного усилителя ОЭ—ОБ при проведении эксперимента был включен дополнительный резистор R_6 . На рис. 25, а—в приведены кривые, показывающие, как изменяется форма напряжения на базовом выводе транзистора при различных сопротивлениях R_6 и R_3 . Эксперимент проводился на частоте $f_0=9$ МГц при начальном (в рабочей точке) токе коллектора транзистора, равном 1 мА, и при напряжении на входе транзистора $U_{вх}=0,45$ В. Каскад выполнен на транзисторах типа

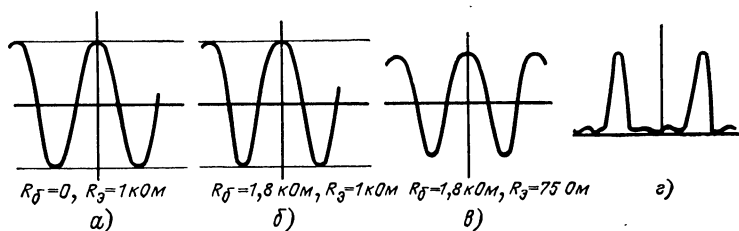


Рис. 25. Формы напряжения (а, б, в) на выводе базы и коллекторного тока (г) транзистора.

КТ312Б. Форма импульсов тока коллектора второго транзистора, наблюдавшаяся при проведении эксперимента, показана на рис. 25, г. Из анализа кривых рис. 25, а—в следует, что при коэффициенте $\kappa = \gamma R_3 I_{к.н} > 10$ напряжение на эмиттерном переходе первого транзистора каскодного усилителя ОЭ—ОБ является гармоническим при больших сопротивлениях базы и гармоническом напряжении на входе транзистора. Это обстоятельство позволит в дальнейшем расширить область частот, для которой можно использовать результаты решения уравнений (75) при $r_6=0$, $C_6=0$.

Отметим в заключение, что главной особенностью нелинейного дифференциального уравнения (75) является наличие на базе транзистора постоянного напряжения, зависящего от входного напряжения. Вследствие этого напряжение на выходе каскодного усилителя будет зависеть не только от амплитуды входного сигнала, но и от сопротивления резистора в цепи эмиттера. Трудности, возникающие при решении уравнения (75), состоят в том, чтобы учесть эти влияющие друг на друга процессы.

12. Амплитудная характеристика каскодного усилителя ОЭ—ОБ

Ограничение амплитуды в каскаде ОЭ—ОБ при изменении уровня входного сигнала в большом динамическом диапазоне может быть получено либо при работе одного из транзисторов с заходом в область насыщения, либо при работе первого транзистора в режиме отсечки тока базы. Необходимо отметить, что режиму работы транзистора с заходом в область насыщения — этот режим рассмотрен в [4], присущ серьезный недостаток. Он заключается в возникновении большой режимной неустойчивости параметров и значительном росте постоянной составляющей коллекторного тока.

В настоящем параграфе рассматривается каскад типа ОЭ—ОБ (рис. 24), транзисторы которого работают в режиме отсечки [37]. Этот режим обеспечивается использованием эмиттерной цепи автоматического смещения. Для аналитического определения характеристики ограничения каскада зависимость коллекторного тока i_k транзистора от мгновенного значения напряжения $u_{\pi}(t)$ представим в виде

$$i_k = \beta_0 I_0 \exp \gamma u_{\pi}(t). \quad (84)$$

Если подставить в выражение (84) значение $u_{\pi}(t)$, найденное из уравнений (75), то

$$i_k = I_0 e^{\gamma E_0} e^{\gamma U_{\text{вх}} \cos \omega_0 t} \beta_0. \quad (85)$$

Затем, используя разложение тока i_k в ряд Фурье по модифицированным функциям Бесселя:

$$i_k = I_0 e^{\gamma E_0} \left[\sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n I_n(\gamma U_{\text{вх}}) \cos n \omega_0 t \right] \beta_0, \quad (86)$$

где $\varepsilon_0=1$; $\varepsilon_n=2$; $n=1, 2, 3 \dots$ и формулы (76), (77), получаем систему трансцендентных уравнений

$$\left. \begin{aligned} y &= 2e^{-xx} I_1(\xi); \\ x &= e^{-xx} I_0(\xi) - 1; \end{aligned} \right\} \quad (87)$$

здесь y — нормированная амплитуда первой гармоники в спектре коллекторного тока; x — нормированная величина изменения постоянной составляющей коллекторного тока; $\xi = \gamma U_{\text{вх}}$ — нормированная амплитуда вход-

ного сигнала; $I_0(\xi)$ и $I_1(\xi)$ — модифицированные функции Бесселя нулевого и первого порядка соответственно.

Нормировка y , x проводилась относительно начального тока коллектора $I_{к.н}$ в рабочей точке, а именно:

$$y = I_{к1}/I_{к.н}; \quad x = (I_{к0} - I_{к.н})/I_{к.н}, \quad (88)$$

где $I_{к1}$ — амплитуда первой гармоники в спектре коллекторного тока; $I_{к0}$ — постоянная составляющая тока коллектора.

Начальный ток коллектора $I_{к.н}$ или задается из результатов эксперимента, или вычисляется по формулам,

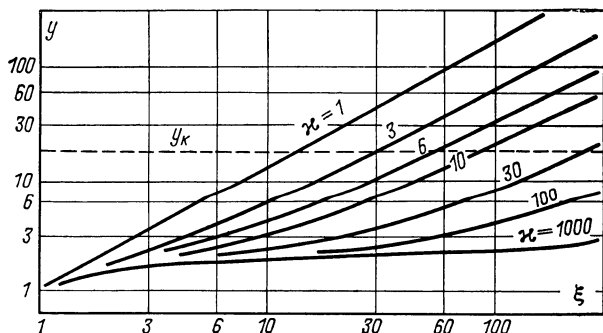


Рис. 26. Зависимость нормированной амплитуды первой гармоники коллекторного тока транзистора от уровня входного сигнала.

соответствующим двум способам подачи напряжения смещения на базу транзистора:

$$I_{к.н} = \beta_0 I_0 \exp \gamma [E_s - E_b - R_s I_{к.н}];$$

$$I_{к.н} = \beta_0 I_0 e^{\gamma \left\{ E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \left[\frac{R_1 R_2}{\beta_0 (R_1 + R_2)} + R_s \right] I_{к.н} \right\}}.$$

Коэффициент κ в выражениях (87) в случае использования отдельных источников смещения в цепях базы и эмиттера определяется из формулы $\kappa = \gamma I_{к.н} R_s$.

При использовании резистивного делителя в цепи базового смещения этот коэффициент равен:

$$\kappa = \gamma I_{к.н} \left[\frac{R_1 R_2}{\beta_0 (R_1 + R_2)} + R_s \right].$$

Графики зависимости нормированной амплитуды первой гармоники в спектре коллекторного тока y и нормированного изменения постоянной составляющей

коллекторного тока x от уровня входного сигнала при различных параметрах эмиттерной цепи автосмещения κ приведены на рис. 26 и 27.

При больших уровнях нормированного входного сигнала система уравнений (87) может быть значительно упрощена, если использовать асимптотические представления модифицированных функций Бесселя. Упрощенная система нелинейных уравнений будет легко решаться на ЦВМ, если предварительно прологарифмировать оба ее равенства:

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{1}{\kappa} \left[\xi + \ln \frac{1 + 8\xi}{8\xi \sqrt{2\pi\xi}} - \ln(x + 1) \right]; \\ \ln y &= 0,6931 - \kappa x + \xi + \ln \frac{8\xi - 3}{8\xi \sqrt{2\pi\xi}}. \end{aligned} \right\} \quad (89)$$

Кривые, приведенные на рис. 26 и 27 при $\xi > 20$, получены решением упрощенной системы (89).

Из анализа кривых $y(\xi)$ следует, что режим эффективного амплитудного ограничения в каскаде может быть реализован, если параметры элементов эмиттерной цепи автоматического смещения и делителя в цепи базы, а также напряжения источников питания удовлетворяют следующим условиям:

а) при использовании отдельных источников смещения в цепях эмиттера и базы

$$R_3 \geq \frac{100}{\gamma I_{к.н}}; E_3 = R_3 I_{к.н} + U_{к.э}; E_6 = U_{б.э} + R_3 I_{к.н} + E_3, \quad (90)$$

где $U_{к.э}$ и $U_{б.э}$ — постоянные напряжения между коллектором и эмиттером, базой и эмиттером первого транзистора каскодного усилителя, измеренные при отсутствии сигнала, соответственно;

б) при подаче смещения на базу транзистора с резистивного делителя

$$R_3 \geq \frac{100}{\gamma I_{к.н}} - \frac{R_1 R_2}{\beta_0 (R_1 + R_2)}; E_3 = R_3 I_{к.н} + U_{к.э}; E_6 = 0. \quad (91)$$

В этом случае постоянная составляющая тока коллектора увеличивается согласно рис. 27 не более чем в 2 раза.

Максимально допустимая амплитуда $U_{вх.макс}$ напряжения, которое подается на вход каскада ОЭ—ОБ, ра-

ботающего в режиме ограничения, определяется как

$$U_{\text{вх.макс}} < E_{\text{пред}}/2;$$

$$U_{\text{вх.макс}} < E_{\text{к.б}};$$

здесь $E_{\text{пред}}$ — предельно допустимое обратное напряжение эмиттерного перехода транзистора; $E_{\text{к.б}}$ — постоянное напряжение между коллектором и базой первого транзистора каскодного усилителя. Первое из приведен-

ных выше неравенств получено в предположении, что обратное напряжение смещения эмиттерного перехода первого транзистора при параметре $\kappa > 100$ примерно равно амплитуде входного напряжения.

На рис. 26 проведена параллельная оси абсцисс линия $y_{\text{к}} = E_{\text{к}}/R_{\text{н.э}}I_{\text{к.н}}$, где $R_{\text{н.э}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи коллектора. Эта линия характеризует режим работы второго транзистора каскодного усилителя с заходом в область насыщения при условии равенства амплитуды коллекторного напряжения величине $E_{\text{к}}$. Из графиков зависимости $y(\xi)$ и $y_{\text{к}}(E_{\text{к}})$, приведенных на рис. 26,

можно видеть следующее. При некоторых значениях параметров цепи эмиттерного автосмещения амплитудная характеристика каскада состоит из двух участков. На первом участке режим ограничения определяется отсечкой коллекторного тока транзистора, а на втором — работой второго транзистора каскада с заходом в область насыщения. Как показали экспериментальные исследования, при $\kappa > 6-10$ форма напряжения на эмиттерном переходе первого транзистора каскада ОЭ—ОБ в большом динамическом диапазоне уровней входных сигналов близка к форме гармонического колебания. В этом случае графики рис. 26 и

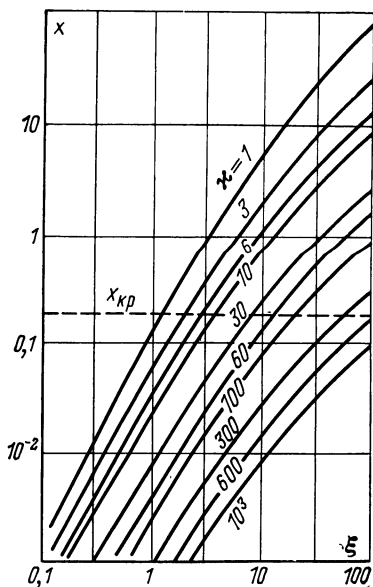


Рис. 27. Зависимость нормированной постоянной составляющей тока коллектора транзистора от уровня входного сигнала.

состоит из двух участков. На первом участке режим ограничения определяется отсечкой коллекторного тока транзистора, а на втором — работой второго транзистора каскада с заходом в область насыщения. Как показали экспериментальные исследования, при $\kappa > 6-10$ форма напряжения на эмиттерном переходе первого транзистора каскада ОЭ—ОБ в большом динамическом диапазоне уровней входных сигналов близка к форме гармонического колебания. В этом случае графики рис. 26 и

27 можно использовать для области частот $\omega_{\beta} < \omega_0$, рассчитав предварительно коэффициент передачи по напряжению со входа транзистора на его переход по формуле

$$K_{\Pi} = \frac{y_R}{\sqrt{(\alpha_1 + y_R)^2 + \alpha_2 \alpha_3 y_R^2 (\alpha_2 + y_c)^2}}, \quad (52)$$

где $\alpha_1 = r_6/r_3$, $\alpha_2 = C_6/C_d$, $\alpha_3 = \omega_0/\omega_{\beta T}$, $y_R = R_{\Pi}/r_3$, $y_c = C_{\Pi}/C_d$, R_{Π} и C_{Π} — эквивалентные по основной гармонике активное сопротивление и емкость перехода база — эмиттер первого транзистора каскада ОЭ—ОБ. Здесь емкость C_6 в первом приближении можно считать постоянной и равной ее значению при обратном напряжении на переходе, равном 0,5—1 В.

Расчет коэффициента передачи K_{Π} проводим методом последовательных приближений: сначала определяем K_{Π} , считая, что напряжение на переходе равно напряжению на входе транзистора, затем уточняем величину K_{Π} . Удобно предварительно построить зависимость $K_{\Pi} = f(\xi)$ при заданных коэффициентах α_1 , α_2 , α_3 , γ и определять точное значение K_{Π} графически.

Пример расчета

Расчитать амплитудную характеристику каскада ОЭ—ОБ, выполненного на транзисторах типа КТ312Б, по следующим данным. Частота сигнала $f_0 = 2,4$ МГц, резонансное сопротивление нагрузки $R_{н.э} = 850$ Ом, начальный ток коллектора $I_{к.н} = 5$ мА, каскад выполнен в соответствии с принципиальной схемой, изображенной на рис. 24,а, сопротивление $R_3 = 1$ кОм, коэффициент $\gamma = 40$ 1/В, граничная частота $f_{\beta T} = 3,9$ МГц, входное среднеквадратическое (действующее) значение напряжения $U_{вх.д} = 0,2 \div 1,8$ В.

Коэффициент κ каскада равен $\kappa = \gamma I_{н.э} R_3 = 200$.

Так как отношение частот $f_0/f_{\beta T} < 1$, то расчет амплитудной характеристики каскада можно вести непосредственно по кривым рис. 26. Результаты расчета приведены в табл. 1.

Таблица 1

$U_{вх.д.}$ В	0,18	0,53	0,9	1,4	1,8
$\xi = 1,41 \gamma U_{вх.д}$	10	30	50	80	100
$y = I_{к1}/I_{к.н}$	2	2,3	2,5	2,8	3,2
$I_{к1} = \gamma I_{к.н}$, мА	10	11,5	12,5	14	16
$U_{вых} = 0,71 I_{к1} R_{н.э}$, В	6,0	6,9	7,5	8,4	9,6

Расчитанная амплитудная характеристика каскада показана на рис. 56, кривая 12.

13. Нелинейное уравнение каскодного усилителя ОК—ОБ и его решение

Хорошую характеристику ограничения, большой динамический диапазон по входным сигналам и высокую стабильность фазовых характеристик имеет каскад ОК—ОБ (или дифференциальный каскад), который является одним из наиболее распространенных и эффективных схемных решений современной приемно-усилительной техники [8].

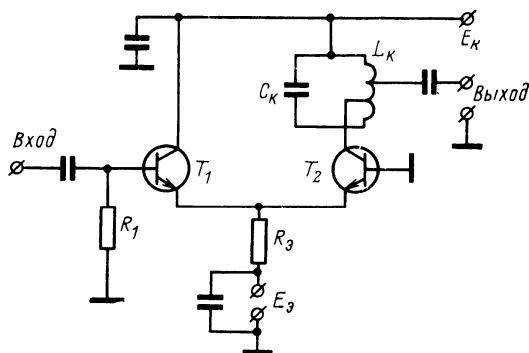


Рис. 28. Электрическая схема каскада ОК—ОБ.

Исследование некоторых свойств каскада ОК—ОБ в динамическом диапазоне входных сигналов, проведенное в [13], базировалось на использовании при анализе линейной эквивалентной схемы замещения транзистора.

Ниже приводится вывод нелинейного уравнения, описывающего работу каскодного усилителя ОК—ОБ и полученного на основе нелинейной эквивалентной схемы транзистора с учетом динамических параметров, и рассматривается его решение.

Принципиальная электрическая схема исследуемого каскада изображена на рис. 28. Первый транзистор дифференциального каскада работает как эмиттерный повторитель, что позволяет получить большее по сравнению с каскодным усилителем ОЭ—ОБ активное входное сопротивление. При увеличении уровня сигнала, подаваемого на первый транзистор, наступает режим отсечки тока коллектора. Для транзисторов типа *n-p-n* отсечка тока в первом транзисторе возникает при отри-

цательной полуволне входного синусоидального напряжения. На резисторе R_3 в общей цепи эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 (рис. 28) при протекании тока первого транзистора появляется переменное напряжение, отрицательная полуволна которого ограничена. В свою очередь во втором транзисторе (рис. 28) отсечка коллекторного тока происходит при положительной полуволне напряжения. В конечном итоге коллекторный ток второго транзистора дифференциального каскада представляет собой симметрично ограниченную синусоиду.

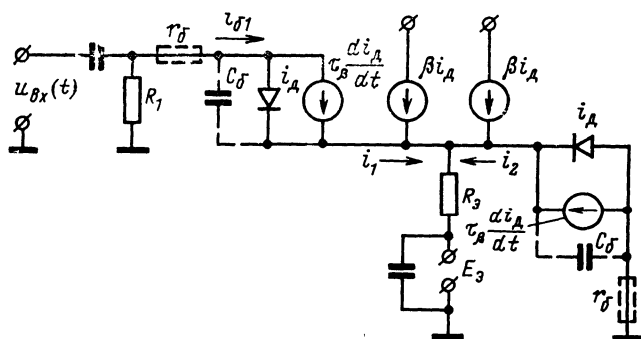


Рис. 29. Эквивалентная схема каскада ОК—ОБ.

На рис. 29 приведена эквивалентная схема дифференциального каскада, полученная при использовании нелинейной модели транзистора Эберса — Молла. Рассматривая ее, можно видеть, что в общем случае анализ процессов в каскаде будет довольно сложен. Исследование нелинейных режимов в каскаде значительно упрощается, если пренебречь влиянием сопротивления r_b и барьерной емкости C_b . И хотя в этом случае возможность аналитической оценки основных закономерностей нелинейных процессов сохраняется, тем не менее результаты анализа будут справедливы только для частот входного сигнала $\omega_0 < \omega$. Как известно, в этом диапазоне частот сопротивление базы не оказывает сколько-нибудь заметного влияния на процессы, происходящие в каскаде ОК—ОБ.

Другим важным предположением, которое должно быть сделано при анализе рассматриваемого усилителя, является идентичность транзисторов T_1 и T_2 . Как

показали экспериментальные исследования, только в этом случае можно ожидать симметричного ограничения коллекторного тока второго транзистора дифференциального каскада.

Учитывая сделанные предположения и пользуясь законами Кирхгофа, составим нелинейные дифференциальные уравнения каскада ОК—ОБ:

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{б1}} &= f(u_{\text{п1}}) + \tau_{\beta} \frac{df(u_{\text{п1}})}{dt}; \\ u_{\text{п1}} &= u_{\text{вх}} + E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}}; \\ u_{\text{Рэ}} &= R_{\text{э}}(i_{\text{э1}} + i_{\text{э2}}); \\ i_{\text{э1}} &= i_{\text{б1}} + \beta_0 f(u_{\text{п1}}); \\ i_{\text{э2}} &= (1 + \beta_0) f(E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}}) + \tau_{\beta} \frac{d(E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}})}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (93)$$

здесь $i_{\text{б1}}$ — мгновенный ток базы первого транзистора; $f(u) = i_{\text{д}}(u) = I_0 \exp \gamma u$; $u_{\text{п1}}$ — напряжение на переходе база—эмиттер первого транзистора; $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cos \omega_0 t$ — входное гармоническое напряжение; $E_{\text{э}}$ — напряжение источника эмиттерного питания; $u_{\text{Рэ}}$ — падение напряжения на эмиттерном резисторе; $R_{\text{э}}$ — сопротивление резистора в общей эмиттерной цепи каскодного усилителя; $i_{\text{э1}}$ и $i_{\text{э2}}$ — токи эмиттеров первого и второго транзисторов.

Для исследования нелинейных режимов в каскаде систему уравнений (93) необходимо свести к одному основному дифференциальному нелинейному уравнению. Как показал предварительный анализ, уравнения (93) удобно записать относительно напряжения $u_{\text{Рэ}}$, а именно:

$$\begin{aligned} (1 + \beta_0) f(u_{\text{вх}} + E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}}) + \tau_{\beta} \frac{df(u_{\text{вх}} + E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}})}{dt} + \\ + (1 + \beta_0) f(E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}}) + \tau_{\beta} \frac{d(E_{\text{э}} - u_{\text{Рэ}})}{dt} = \frac{u_{\text{Рэ}}}{R_{\text{э}}}. \end{aligned} \quad (94)$$

После решения этого уравнения можно легко найти напряжение на переходах как первого, так и второго транзисторов каскодного усилителя. Из приведенного выше качественного анализа следует, что на эмиттерах транзисторов T_1 и T_2 (см. рис. 28) при большом уровне входного сигнала, кроме постоянной составляющей, присутствует несинусоидальное переменное напряжение.

Осциллографическое исследование показало, что самую большую амплитуду в спектре этого напряжения имеет первая гармоника.

Для решения уравнения (94) согласно методу гармонического баланса представим напряжение u_{R_3} в виде

$$u_{R_3} = u_{э.н} + \Delta u + U_1 \cos \omega_0 t, \quad (95)$$

где $u_{э.н}$ — начальное (при отсутствии входного сигнала) падение постоянного напряжения на резисторе R_3 ; Δu — приращение падения постоянного напряжения на резисторе R_3 при подаче на вход сигнала; U_1 — амплитуда основной гармоники напряжения, возникающего на резисторе R_3 .

Если предположить, что у транзисторов дифференциального каскада $\beta_0 \gg 1$, уравнение (94) можно значительно упростить, пренебрегая теми составляющими эмиттерных токов, которые обусловлены диффузионными емкостями эмиттерных переходов.

Подставляя значение u_{R_3} из (95) в упрощенное выражение (94), находим трансцендентные уравнения

$$\left. \begin{aligned} I_0(\xi - x_1) + I_0(x_1) - 2e^{\mu x_2}(1 + x_2) &= 0; \\ I_1(\xi - x_1) - I_1(x_1) - e^{\mu x_2} \frac{x_1}{\mu} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (96)$$

где $I_n(x)$ — модифицированная функция Бесселя n -го порядка; $x_1 = \gamma U_1$ — нормированная амплитуда падения переменного напряжения на резисторе R_3 ; $x_2 = \Delta u / u_{э.н}$ — нормированное приращение падения постоянного напряжения на резисторе R_3 , причем $u_{э.н} = 2R_3 I_{э.н}$; $\mu = 2\gamma R_3 I_{э.н}$ — постоянная дифференциального каскада.

Начальный ток эмиттера каждого из транзисторов определяется из выражения

$$I_{э.н} = (1 + \beta_0) I_0 e^{\gamma(E_3 - u_{э.н})}.$$

Как известно, в связи с ограниченными возможностями оперативной «памяти» большинства ЦВМ их подпрограммы для вычисления экспоненциальных и других функций выполнены так, что при аргументах, больших определенного числа, ведется расчет не самой функции, а ее логарифма. При $\xi \gg 1$, используя асимптотическое представление функций Бесселя и логарифмируя

оба равенства (96), получаем:

$$\left. \begin{aligned} & -x_1 + \xi + \ln \frac{2}{\sqrt{2\pi}(\xi - x_1)} - \mu x_2 - \\ & - \ln \left[\frac{x_1}{\mu} + 2(1 + x_2) \right] = 0; \\ & x_1 + \ln \frac{2}{\sqrt{2\pi}x_1} - \mu x_2 - \ln \left[2(1 + x_2) - \frac{x_1}{\mu} \right] = 0. \end{aligned} \right\} \quad (97)$$

Система уравнений (97) пригодна для расчетов на ЦВМ при аргументах $\xi > 10$.

На рис. 30 представлены зависимости $x_1 = f(\xi)$, полученные при различных значениях параметра μ путем решения систем уравнений (97), (96).

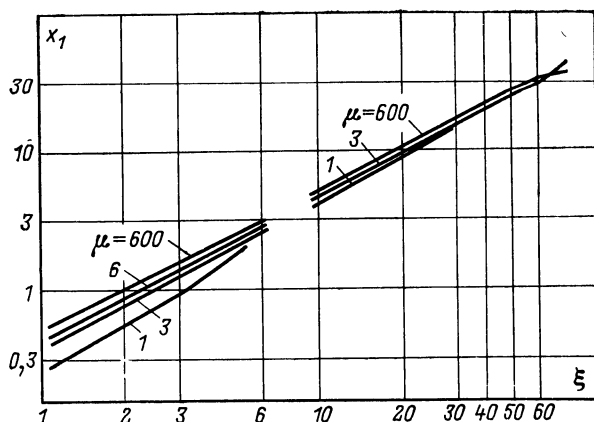


Рис. 30. Зависимость нормированной амплитуды первой гармоники напряжения на эмиттерах транзисторов каскада ОК—ОБ от уровня входного сигнала.

На рис. 31 представлены зависимости $x_2 = f(\xi)$. Из анализа кривых рис. 30 и 31 следует, что изменение параметров цепи эмиттерного автосмещения оказывает основное влияние на режим работы транзисторов дифференциального каскада по постоянному току.

Расчет графиков рис. 30 и 31 для $\xi > 10$ проводился по системе уравнений (97), а для $\xi < 6$ по системе уравнения (96). Из приведенных кривых видно, что точность расчетов по упрощенной системе уравнений является достаточно высокой.

Полученные теоретическим путем результаты позволяют выяснить характер основных процессов в дифференциальном каскаде при условии, что напряжение U_{R_3} представлено формулой (95). Из анализа рис. 30 следует, что зависимость амплитуды напряжения на эмиттерах транзисторов каскада ОК—ОБ от изменений напряжения на входе приближается к линейной. На основании этого можно утверждать, что режим ограничения каскада не определяется изменением напряжения U_1 на эмиттерах транзисторов. Как видно из рис. 31, при

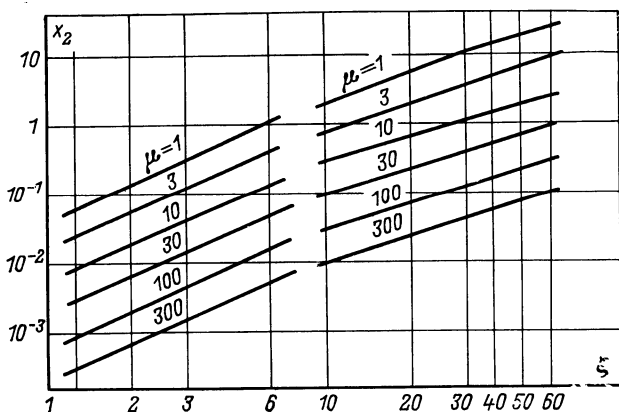


Рис. 31. Зависимость нормированной постоянной составляющей напряжения на эмиттерах транзисторов каскада ОК—ОБ от уровня входного сигнала.

увеличении уровня входного сигнала растет падение напряжения Δu на резисторе R_3 . Увеличение напряжения Δu приводит к смещению рабочих точек транзисторов T_1 и T_2 в область, соответствующую малым углам отсечки, и к уменьшению импульсов тока коллектора транзистора T_2 .

Таким образом, режим ограничения каскада ОК—ОБ определяется изменением постоянных составляющих коллекторных токов транзисторов. Из рис. 30 следует, что при больших значениях коэффициента μ высокочастотное напряжение на эмиттерах транзисторов приближенно определяется равенством $U_1 \approx U_{R_3}/2$. Последнее объясняется влиянием входного сопротивления транзистора, шунтирующего резистор R_3 .

14. Амплитудная характеристика каскодного усилителя ОК—ОБ

Основные свойства дифференциального каскада, работающего в режиме ограничения, описываются его амплитудной характеристикой. Анализ зависимости $I_{к1} = f(u_{вх})$ дает возможность оценить величину динамического диапазона дифференциального каскада по входным сигналам и произвести выбор его параметров, обеспечивающих режим эффективного амплитудного ограничения. Для определения максимально допустимого уровня сигнала на входе дифференциального каскада необходимо, кроме того, иметь зависимость постоянных составляющих токов обоих транзисторов от изменений уровня входного сигнала. Указанная зависимость может быть получена путем анализа совокупности уравнения (94) и уравнений (93).

Как видно из электрической (рис. 28) и эквивалентной схемы (рис. 29) дифференциального каскада, на вход второго транзистора подают переменное напряжение $u(t) = U_1 \cos \omega_0 t$, постоянное напряжение источника эмиттерного питания $E_э$ и напряжение, возникающее на эмиттерном резисторе $R_э$ из-за протекания по нему постоянных составляющих токов обоих транзисторов. Поскольку характеристика ограничения дифференциального каскада не определяется изменением амплитуды U_1 , то первый транзистор каскодного усилителя работает как эмиттерный повторитель. Рассматривая кривые, приведенные на рис. 31, видно, что с ростом уровня входного сигнала значительно изменяется постоянное напряжение на эмиттерах каскада, причем пропорционально изменению амплитуды U_1 переменного напряжения растет запирающее постоянное напряжение на эмиттере второго транзистора. Следовательно, характеристика ограничения каскодного усилителя, а также зависимость постоянной составляющей тока коллектора второго транзистора обусловлены изменением режима дифференциального каскада по постоянному току.

Из системы уравнений (93) можно выделить уравнение для коллекторного тока второго транзистора каскада ОК—ОБ:

$$i''_k(t) = \beta_0 I_0 \exp \gamma (E_э - u_{э.н} - \Delta u - U_1 \cos \omega_0 t).$$

Учитывая, что произведение $\beta_0 I_0 \exp \gamma (E_э - u_{э.н})$ равно начальному постоянному току $I_{к.н}$, протекающему

через второй транзистор, получаем:

$$i''_k(t) = I_{к.н} e^{-\gamma \Delta u} e^{-\gamma U_1 \cos \omega_0 t}. \quad (98)$$

Разлагая в ряд Фурье экспоненциальную функцию $\exp(-\gamma U_1 \cos \omega_0 t)$, выражение (98) представим в виде

$$i''_k(t) = I_{к.н} e^{-\gamma \Delta u} [I_0(\gamma U_1) + 2I_1(\gamma U_1) \cos \omega_0 t + \dots]. \quad (99)$$

Отсюда можно выделить два уравнения, одно из которых описывает зависимость постоянной составляющей тока коллектора, а другое — зависимость первой гармоники от уровня переменного напряжения на эмиттерах транзисторов:

$$\left. \begin{aligned} i''_{к0} &= I_{к.н} e^{-\gamma \Delta u} I_0(\gamma U_1); \\ i''_{к1} &= I_{к.н} e^{-\gamma \Delta u} 2I_1(\gamma U_1). \end{aligned} \right\} \quad (100)$$

Проведем нормировку уравнений (100). Начальный ток коллектора $I_{к.н.}$, являющийся одним из важных параметров каскодного усилителя, как правило, задается исходя из практических соображений. Поэтому удобно ввести переменную $x_5 = i''_{к1}/I_{к.н.}$ и записать второе уравнение (100) в виде

$$x_5 = 2e^{-x_{2\mu}} I_1(x_1), \quad (101)$$

где величины x_1 и x_2 описываются уравнением (96). Зависимость $x_5 = f(U_{вх})$ удобно получить одновременно с решением системы нелинейных алгебраических уравнений (96). При большом уровне входного сигнала, когда модифицированные функции Бесселя заменяются приближенными асимптотическими выражениями, можно использовать прологарифмированное уравнение для x_5 :

$$\ln x_5 = 0,6931 - \mu x_2 + x_1 - \ln 1/\sqrt{2\pi x_1}. \quad (102)$$

На рис. 32 приведены амплитудные характеристики дифференциального каскада, полученные решением уравнений (96) и расчетами по формулам (101) и (102).

Для $\xi \leq 6$ расчет амплитудной характеристики проводился по точным выражениям (101) и (96), а для $\xi \geq 8$ по формулам (102) и (97). Параметр каскодного усилителя μ при вычислениях принимался равным 1, 3, 6, 10, 30, 60, 100, 300, 600, 1000. Это позволило проанализировать влияние изменений сопротивления резистора

R_3 и параметров транзисторов на амплитудные характеристики каскодного усилителя ОК—ОБ.

Из анализа кривых рис. 32 следует, что режим эффективного амплитудного ограничения в каскаде ОК—ОБ реализуется при параметре $\mu \geq 60$. Слабая зависимость напряжения ограничения от параметра μ при больших его значениях свидетельствует о высокой стабильности характеристик каскада ОК—ОБ. Отметим также, что большим значениям μ соответствует большой начальный коэффициент усиления каскодного усилите-

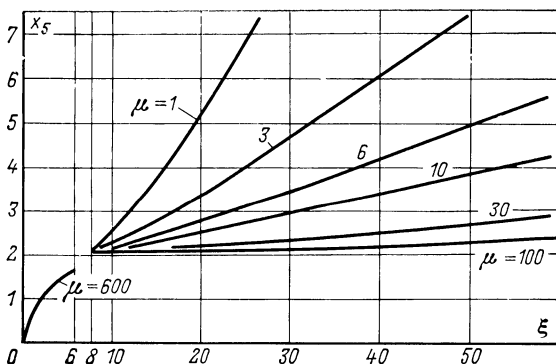


Рис. 32. Амплитудные характеристики каскада ОК—ОБ.

ля и соответственно больший динамический диапазон ограничения по входным сигналам. Напряжение эмиттерного источника питания E_3 и сопротивление резистора R_3 , обеспечивающие режим эффективного ограничения в дифференциальном каскаде, рассчитываются по формулам

$$R_3 \geq \frac{30}{\gamma I_{3.н}}; E_3 = 2I_{3.н}R_3 + u_{3.6}; \quad (103)$$

здесь $u_{3.6}$ — напряжение между эмиттером и базой транзистора, определяющее начальный ток коллектора $I_{к.н}$ транзистора.

Экспериментальные исследования амплитудных характеристик каскада ОК—ОБ показали, что графики, приведенные на рис. 32, правильно описывают качественную картину процессов в каскаде. Тем самым обеспечивается хорошее количественное совпадение теории

и эксперимента при $\xi < 6$. При $\xi > 10$ использование кривых дает значительную ошибку, до 50% (см., например, кривые 5, 7, рис. 62).

По-видимому, это обусловлено влиянием неучитываемых при анализе высших гармоник напряжения на эмиттерах транзисторов каскада ОК—ОБ. Осциллографическое исследование показало, что при больших уровнях входного сигнала и при $\mu > 6$ отрицательная полуволна напряжения на эмиттерах транзисторов имеет форму, близкую к прямоугольной.

Во время воздействия этой полуволны на второй транзистор каскада последний открывается. Следовательно, форма импульса тока коллектора транзистора T_2 также будет близкой к прямоугольной. Определить амплитуду этих импульсов можно при анализе трансцендентного уравнения, описывающего зависимость тока эмиттера транзистора T_2 от напряжения на входе каскада:

$$i_{32}(1 + e^{\gamma u_{вх}}) = \frac{E_3}{R_3} - \frac{1}{\gamma R_3} \ln \frac{i_{32}(1 + \beta_0)}{I_0}.$$

При напряжении $u_{вх} = 0$ ток $i_{32} = I_{3.н.}$, при увеличении $u_{вх}$ ток $i_{32} \rightarrow 0$ и при $u_{вх} \rightarrow -\infty$ ток $i_{32} \approx 2I_{3.н.}$

Таким образом, амплитуда импульсов тока коллектора второго транзистора каскада равна $2I_{3.н.}$. Амплитуда первой гармоники тока коллектора транзистора в этом случае равна $I''_{к1} = 4I_{3.н.}/\pi$. Полученный результат подтвержден экспериментально (см. кривые, 4, 6 на рис. 62).

Для нормировки первого уравнения системы (100) представим ток $i''_{к0}$ в виде суммы $i''_{к0} = I_{к.н.} + \Delta I''_0$, где ток $\Delta I''_0$ характеризует изменение постоянной составляющей тока коллектора транзистора T_2 , вызванное изменением уровня входного сигнала. Обозначая $\Delta I''_0/I_{к.н.} = x_4$ и используя первое из уравнений (100), получаем:

$$x_4 = e^{-x_2 \mu} I_0(x_1) - 1. \quad (104)$$

При $\xi \gg 1$ уравнение (104) после логарифмирования приводится к виду

$$\ln x_4 = -\mu x_2 + x_1 + \ln 1/\sqrt{2\pi x_1}. \quad (105)$$

Для определения зависимости постоянной составляющей тока коллектора первого транзистора от изме-

нений уровня входного сигнала используем следующее уравнение из системы (93):

$$i'_k(t) = \beta_0 I_0 \exp \gamma [u_{вх}(t) + E_э - u_{R_э}]. \quad (106)$$

Выделяя из равенства (106), как и в предыдущем случае, начальный ток $I_{к.н}$ и разлагая в ряд Фурье экспоненциальную составляющую $i'_k(t)$ с гармоническим аргументом, получаем:

$$i'_k(t) = I_{к.н} e^{-\gamma \Delta u} \{ I_0 [\gamma (U_{вх} - U_1)] + \\ + 2I_1 [\gamma (U_{вх} - U_1)] \cos \omega_0 t + \dots \}. \quad (107)$$

Представляя ток $i'_{к0} = I_{к.н} [\exp(-\gamma \Delta u)] I_0 [\gamma (U_{вх} - U_1)]$ в виде суммы $i'_{к0} = I_{к.н} + \Delta I'_0$, где $\Delta I'_0$ — приращение постоянной составляющей тока коллектора T_1 , и вводя переменную $x_3 = \Delta I'_0 / I_{к.н}$, найдем:

$$x_3 = e^{-\mu x_2} I_0' (\xi - x_1) - 1. \quad (108)$$

При больших амплитудах напряжения $U_{вх}$, когда $\xi - x_1 \gg 1$, после логарифмирования уравнения (108) получим:

$$\ln x_3 = -\mu x_2 + \xi - x_1 + \ln 1/\sqrt{2\pi(\xi - x_1)}. \quad (109)$$

Расчет зависимостей $x_3 = f_1(\xi)$ и $x_4 = f_2(\xi)$ проводится одновременно с решением системы нелинейных алгебраических уравнений (96). На

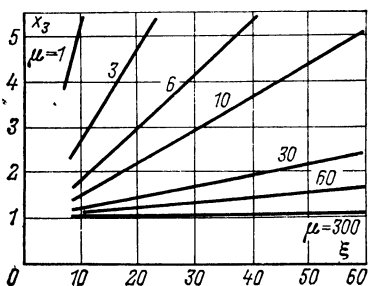


Рис. 33. Нормированная постоянная составляющая тока коллектора первого транзистора каскада ОК—ОБ.

рис. 33 и 34,а приведены зависимости нормированных значений постоянных составляющих токов обоих транзисторов от изменений уровня входного сигнала. Из анализа кривых рис. 33, 34,а следует, что при одинаковых параметрах μ постоянная составляющая тока коллектора первого транзистора растет значительно быстрее, чем постоянная составляющая тока второго транзистора. Большим значениям μ , как и следовало ожидать, соответствуют меньшие изменения постоянных токов коллекторов x_3 и x_4 . По полученным кривым можно определить макси-

мальный уровень входного сигнала, если работа транзистора должна происходить без превышения максимально допустимого тока коллектора или максимально допустимой мощности рассеяния.

Рассмотрим характеристику ограничения усилителя ОК—ОБ при условии, что параллельно резистору R_0 (рис. 28) включен дроссель, имеющий поэтому влиянию индуктивность и не оказывающий поэтому влияния на первую, вторую и т. д. гармоники напряжения на

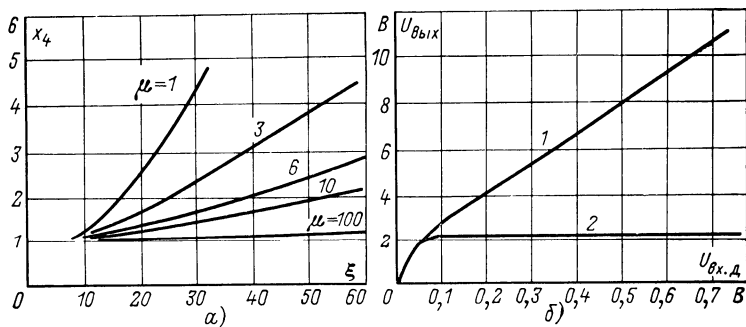


Рис. 34. Нормированная постоянная составляющая тока коллектора второго транзистора каскада ОК—ОБ (а) и амплитудные характеристики каскада ОК—ОБ (б).

эмиттерах транзисторов T_1 и T_2 . В этом случае постоянное напряжение $\Delta u = 0$, уравнения (96) упрощаются и сводятся к одному равенству

$$I_1(\xi - x_1) - I_1(x_1) = \frac{x_1}{\mu}. \quad (110)$$

Нормированную амплитуду первой гармоники в спектре коллекторного тока транзистора T_2 находим в виде $x_1^1 = I_1(x_1)$. Трансцендентное уравнение (110) было решено с помощью ЭВМ. Результаты этого решения использовались для вычисления x_1^1 . Анализ полученных зависимостей $x_1^1 = f(x_1)$ показал, что усилитель ОК—ОБ с включенным параллельно резистору R_0 дросселем при $\mu > 10$ и при больших уровнях входного сигнала не входит в режим ограничения.

Экспериментальная проверка полученного результата проводилась при следующих исходных данных: частота сигнала $f_0 = 2,5$ МГц; транзисторы типа КТ312Б;

индуктивность дросселя, подключенного параллельно резистору R_3 , $L_{др}=500$ мкГн; сопротивление резистора $R_3=1,1$ кОм; ток $I_{э.н}=1$ мА. Амплитудная характеристика этого усилителя показана на рис. 34,6 (кривая 1). Кривая 2 на рис. 34,6 представляет амплитудную характеристику усилителя ОК—ОБ при отключении дросселя и при токе $I_{э.н}=1$ мА. Как видно, результаты эксперимента подтверждают результаты теоретического анализа.

Осциллографическое исследование формы напряжений и токов усилителя ОК—ОБ с дросселем показало наличие режимов отсечки токов коллекторов как у транзистора T_1 , так и транзистора T_2 каскада. Форма напряжения на эмиттерах транзисторов подобна ограниченной снизу синусоиде. Ток коллектора транзистора T_2 имел форму меандра. Однако в отличие от каскада без подключенного параллельно резистору R_3 дросселя у усилителя ОК—ОБ с дросселем нижний уровень отрицательной ограниченной полуволны напряжения на эмиттерах транзисторов снижался при увеличении уровня входного сигнала примерно пропорционально напряжению $U_{вх}$. Сказанное подтверждает вывод, сделанный в § 13, о том, что режим ограничения каскада ОК—ОБ определяется увеличением постоянных составляющих коллекторных токов транзисторов T_1 и T_2 и показывает эффективность метода гармонического баланса при учете в ряде Фурье только постоянного коэффициента и первой гармоники для анализа нелинейных процессов в усилителе ОК—ОБ.

Глава четвертая

ВХОДНЫЕ ПРОВОДИМОСТИ КАСКАДОВ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ-ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ В БОЛЬШОМ ДИНАМИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ УРОВНЕЙ ВХОДНОГО СИГНАЛА

15. Определение зависимости параметров усилительных приборов от уровня входного сигнала

Основным источником неустойчивости амплитудно-и фазо-частотных характеристик усилителя-ограничителя при изменении уровня входного сигнала в диапазоне 80—100 дБ относительно порогового являются каскады,

обеспечивающие режим эффективного амплитудного ограничения. Нестабильность указанных характеристик, а следовательно, и показателей отдельных каскадов и усилителя в целом могут быть найдены и количественно оценены при выбранном типе усилительных приборов и заданных параметрах цепей межкаскадной связи. Естественно, что для этого должны быть найдены зависимости входных и выходных проводимостей усилительных приборов, а также фазового сдвига в самом приборе от изменений уровня входного сигнала. Отыскание указанных зависимостей в общем случае осуществляется следующим образом. Исходя из эквивалентной схемы усилительного прибора с учетом влияния цепей автоматического смещения и цепей межкаскадной связи составляют нелинейные дифференциальные уравнения, описывающие зависимость токов через соответствующие цепи от приложенного напряжения. Решение нелинейных дифференциальных уравнений одним из методов, описанных в § 8, позволяет определить зависимость амплитуды первой гармоники тока, а следовательно, и проводимости (активной и реактивной) от уровня входного сигнала. В результате такого решения параметры усилительного прибора и элементов эквивалентной схемы замещения, нелинейно зависящие от приложенного напряжения, будут выражены через средние параметры, определяемые как отношение соответствующих амплитуд первых гармоник токов, напряжений и т. п. При этом нелинейность режима работы усилительного прибора в схеме усилителя-ограничителя выражается в зависимости его средних параметров от амплитуды входного сигнала. Эта зависимость обуславливает нестабильность амплитудно- и фазо-частотных характеристик усилителя-ограничителя при работе в большом диапазоне изменений уровней входного сигнала.

В последующих разделах производится определение зависимости входных проводимостей усилительных приборов от изменений уровня входного сигнала, являющихся основным источником нестабильности фазового сдвига в цепях межкаскадной связи усилителя-ограничителя.

16. Входная проводимость каскада на электронной лампе

При изменении уровня сигнала, поступающего на управляющую сетку электронной лампы, меняются ее динамические емкости и активная составляющая проводимости. При этом наибольшее влияние на нестабильность фазовой характеристики усилителя оказывают динамическая емкость и активная проводимость промежуточной сетки — катод лампы. Величина динамической емкости сетки — катод у большинства современных приемо-усилительных ламп близка к соответствующей общей статической междуэлектродной емкости, а в ряде случаев даже превышает ее.

Динамическая емкость сетки — анод у ламп с обычными сетками изменяется в 20—30 раз меньше, чем емкость сетки — катод, и ее изменением в диапазоне уровней входного сигнала можно пренебречь.

Динамической емкостью анод — катод, учитывая, что анод экранирован от катода управляющей сеткой и эта емкость очень мала, можно также пренебречь по сравнению с другими динамическими емкостями.

Известно [21], что связь между изменениями динамической емкости сетки — катод и крутизны анодно-сеточной характеристики лампы описывается практически линейным соотношением. Следовательно, зависимость динамической емкости сетки — катод от потенциала сетки e_c может быть записана в виде

$$C_{с.к.д}(e_c) = \alpha_{с.к}(E_{а.н}) S_{a1}(e_c), \quad (111)$$

где $\alpha_{с.к}(E_{а.н})$ — коэффициент пропорциональности размерности, пФ · В/А. Значение коэффициента $\alpha_{с.к}(E_{а.н})$ определяется электронной оптикой лампы, а в конкретном экземпляре лампы зависит также от анодного напряжения.

Эквивалентная входная активная проводимость $g_c(U_{вх})$ электронной лампы определяется соотношением

$$g_c(U_{вх}) = \frac{I_{c1}}{U_{вх}}. \quad (112)$$

При выбранном способе аппроксимации и указанных выше допущениях в соответствии с формулами (111), (72), (112) эквивалентные (по первой гармонике сеточного тока) входная емкость $C_{вх}(U_{вх})$ и входная актив-

ная проводимость лампы, нелинейно зависящие от амплитуды входного сигнала $u_{вх}(t)$, описываются выражениями

$$C_{вх}(U_{вх}) = C_{вх.ст} + C_{вх.д} = C_{с.к.ст} + C_{а.с.ст} + \\ + [\alpha_{с.к}(E_{а.н}) + C_{а.с.ст}R_a] S_a U_{вх} \gamma_1(2; \theta_a); \quad (113)$$

$$g_c(U_{вх}) = S_c U_{вх} \gamma_1(2; \theta_c). \quad (114)$$

Семейства расчетных кривых, отображающих изменение нормированных входной емкости (без учета статической емкости сетка — катод) и входной активной

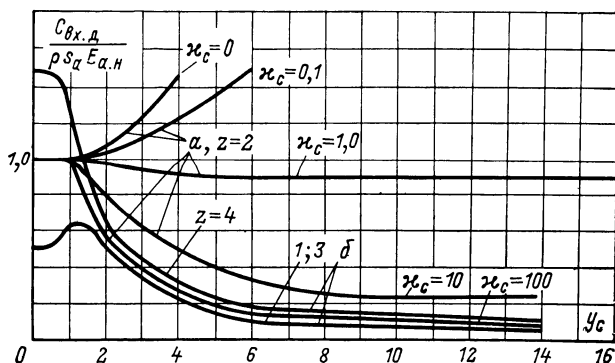


Рис. 35. Зависимость нормированной входной емкости лампы от уровня входного сигнала при различных (кривые *а*) и оптимальных (кривые *б*) параметрах цепи автоматического сеточного смещения.

проводимости лампы, изображены соответственно на рис. 35 и 36. При этом использованы обозначения и нормированные параметры, введенные в § 9, и результаты анализа связей θ_a и θ_c . Здесь кривые *а*, рассчитанные для различных параметров цепей автоматического смещения, относятся к случаю, когда рабочая точка находится в начальном положении (т. е. при отсутствии на входе высокочастотного сигнала), соответствующем $E_{с0} = E_{а.н}/2$ ($z=2$); кривые *б* относятся к случаю различных положений начальной рабочей точки ($z=1,3; 4$) и рассчитаны для оптимальных параметров цепей автоматического смещения, обеспечивающих эффективное амплитудное ограничение сигнала. При этом следует иметь в виду, что реальные зависимости $C_{вх}(U_{вх})$ для значений $\kappa_c < 200$ в отличие от приведен-

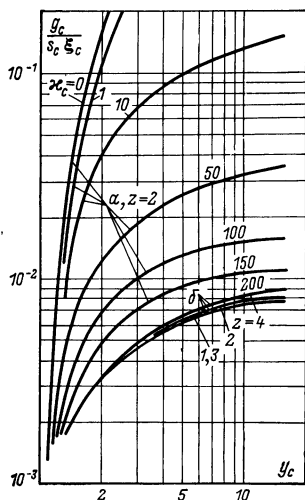


Рис. 36. Зависимость нормированной входной активной проводимости лампы от уровня входного сигнала при различных (кривые *а*) и оптимальных (кривые *б*) параметрах цепи автоматического сеточного смещения.

ных выше расчетных кривых при больших уровнях входного сигнала имеют меньшую крутизну. Это объясняется существенным уменьшением эквивалентной (по первой гармонике анодного тока) крутизны анодно-сеточной характеристики при значительных амплитудах входного сигнала, когда мгновенное значение напряжения на управляющей сетке становится положительным.

Из анализа графиков рис. 35, 36 следует, что при изменении уровня входного высокочастотного сигнала от $U_{вх}=0$ до $U_{вх}=U_{вх.макс}$ эквивалентная входная активная проводимость лампы (по первой гармонике сеточного тока) изменяется от $g_c(U_{вх})=0$ до $g_c(U_{вх})=g_{c.макс}$, а входная динамическая емкость сетки — катод уменьшается от $C_{вх.д}(0)=2[\alpha_{с.к}(E_{а.н})+C_{а.с.ст}R_a]s_a(E_{с0}-E_{а.н})$ практически до нуля. Здесь $C_{вх.д}(0)$ — входная динамическая емкость лампы, определенная при отсутствии высокочастотного сигнала $u_{вх}(t)$ и зависящая от начального смещения рабочей точки. При этом входная активная проводимость лампы с увеличением уровня входного сигнала монотонно возрастает, а входная емкость при начальном положении рабочей точки на участке анодно-сеточной характеристики, соответствующем $E_{с0} \geq E_{а.н}/2$, монотонно уменьшается. Если начальное положение рабочей точки определяется противоположным неравенством $E_{с0} < E_{а.н}/2$, чему соответствует режим первоначального возникновения отсечки анодного тока, то с ростом уровня входного сигнала $u_{вх}(t)$ наблюдается вначале увеличение входной емкости, а затем — уменьшение. Степень увеличения входной емкости тем значительнее, чем лучше выполняется условие $E_{с0} \rightarrow E_{а.н}$.

Для высокочастотных пентодов стержневого типа с навитой управляющей сеткой (типа 6Ж1Б, 6Ж5Б, 6Ж45Б) типичны следующие значения параметров: $s_c = (0,4 \div 0,9) \cdot 10^{-3}$ А/В²; $s_a = (1,0 \div 4,0) \cdot 10^{-3}$ А/В²; $\alpha_{с.к}(E_{а.н}) = (0,2 \div 0,6) \cdot 10^3$ пФ·В/А. Вследствие этого при оптимальных параметрах цепей автоматического комбинированного катодно-сеточного смещения ламп при $E_{с0} - E_{к0} \leq E_{а.н}/4$ величины входной активной проводимости и входной динамической емкости лежат в пределах $g_{с.макс} = (1 \div 2) \cdot 10^{-5}$ См; $C_{вх.д}(0) \leq 1 \div 5$ пФ соответственно.

17. Входная проводимость каскодного усилителя ОЭ—ОБ

Динамические процессы во входной цепи первого транзистора каскодного усилителя без учета влияния сопротивления базы описываются уравнением

$$i_b(t) = f(u_n) + \tau_p \frac{df(u_n)}{dt} + C_6 \frac{du_n}{dt}, \quad (115)$$

где напряжение на переходе равно:

$$u_n = E_0 + U_{вх} \cos \omega_0 t. \quad (116)$$

Из анализа дифференциального уравнения (115) следует, что емкостная составляющая входного сопротивления каскодного усилителя обусловлена наличием диффузионной и барьерной емкостей. Зависимость барьерной емкости от напряжения на переходе эмиттер—база в режиме малого сигнала определяется известным выражением

$$C_6 = \frac{A}{\sqrt{u_{э.б} + \varphi_k}}, \quad (117)$$

где A — коэффициент; $u_{э.б}$ — напряжение на переходе транзистора.

На рис. 37 (кривая 1) приведен график зависимости $C_6 = f(u_{э.б})$, рассчитанной для $A = 20$ пФ/В^{1/2} и $\varphi_k = 0,6$ В. Как видно из графика, барьерная емкость C_6 транзистора во всем диапазоне рабочих напряжений на переходе от -1 до $0,23$ В изменяется примерно в 2 раза. При токах эмиттера $i_э = 0,5 \div 10$ мА барьерную емкость C_6 транзистора можно считать постоянной.

Расчет производится в предположении, что ток эмиттера i_e и напряжение на переходе $u_{э.б}$ связаны следующим соотношением:

$$i_e = 10^{-6} (e^{40u_{э.б}} - 1). \quad (118)$$

Диффузионная емкость эмиттерного перехода определяется из выражения

$$C_d = \gamma \frac{\tau_p}{1 + \beta_0} i_e. \quad (119)$$

Кривая 2 на рис. 37 представляет зависимость $C_d = f(u_{э.б})$, рассчитанную при $\gamma = 40 \text{ 1/В}$, $\tau_p / (1 + \beta_0) = 10^{-9} \text{ с}$.

Из сравнения кривых рис. 37 следует, что при работе транзистора в режиме усиления сильного сигнала, когда мгновенное значение тока эмиттера может увеличиваться до 10 мА и более, входная емкость транзистора определяется диффузионной составляющей. Кроме того, из графиков следует, что при анализе нелинейных режимов работы транзистора можно в первом приближении пренебречь нелинейностью барьерной емкости перехода эмиттер — база. В этом случае после определения эквивалентных (по основной гармонике) параметров

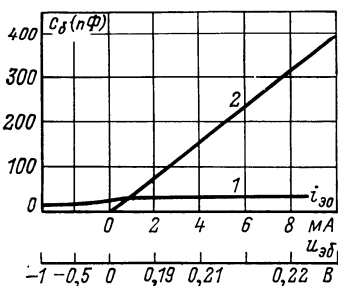


Рис. 37. Зависимость барьерной (кривая 1) и диффузионной (кривая 2) емкостей перехода эмиттер — база транзистора от тока эмиттера.

транзистора барьерную емкость C_b можно оценить «линейными» методами.

На основании изложенного преобразуем дифференциальное уравнение (115) к виду

$$i_b(t) = f(u_n) + \tau_p \frac{df(u_n)}{dt}. \quad (120)$$

Зависимость тока базы от напряжения на эмиттерном переходе может быть записана в виде

$$f(u_n) = I_0 e^{\gamma u_n}. \quad (121)$$

Подставляя в выражение (120) напряжения $u_n(t)$ и E_0 , описываемые формулами (76), (77), и представляя функцию $f(u_n)$ рядом Фурье, получаем два алгебраических уравнения для квадратурной $i_6^{KB}(t)$ и синфазной $i_6^{снн}(t)$ составляющих тока $i_6(t)$.

После проведения нормировки токов $i_6^{KB}(t)$ и $i_6^{снн}(t)$ в соответствии с выражениями (82), (83) найдем две системы нелинейных трансцендентных уравнений [38]:

$$\left. \begin{aligned} y_R &= \xi / e^{-\alpha x} 2I_1(\xi); \\ x &= e^{-\alpha x} I_0(\xi) - 1; \end{aligned} \right\} \quad (122)$$

$$\left. \begin{aligned} y_c &= e^{-\alpha x} [I_0(\xi) - I_2(\xi)]; \\ x &= e^{-\alpha x} I_0(\xi) - 1, \end{aligned} \right\} \quad (123)$$

где y_R и y_c — нормированные, эквивалентные (по основной гармонике) активное сопротивление и емкость эмиттерного перехода соответственно; $I_2(\xi)$ — модифицированная функция Бесселя 2-го порядка.

Нормировка сопротивления и емкости перехода проводилась в соответствии с выражениями

$$\left. \begin{aligned} y_R &= \frac{R_n}{1 + \beta_0} I_{к.н} \gamma; \\ y_c &= \frac{C_n (\beta_0 + 1)}{I_{к.н} \tau_p}, \end{aligned} \right\} \quad (124)$$

где R_n и C_n — эквивалентные (по первой гармонике) активное сопротивление и емкость эмиттерного перехода.

Из выражений (122), (123) следует, что при $\xi \rightarrow 0$ параметры перехода транзистора равны r_e и C_d .

На рис. 38,а и 39 представлены нормированные зависимости эквивалентных входных активного сопротивления и емкости перехода транзистора от изменений уровня входного сигнала при нелинейном режиме работы каскада. Кривые рис. 38,а и 39 получены решением систем (122) и (123) для фиксированных значений коэффициента κ . Для больших значений нормированного входного сигнала ($\xi > 20$) модифицированные функции Бесселя в выражениях (122), (123) заменялись на их асимптотические разложения. В этом случае уравнения

(122), (123) после логарифмирования преобразовывались к виду

$$\left. \begin{aligned} \ln y_R &= \ln \xi + \kappa x - 0,6931 - \xi - \ln[(\delta \xi - 3)/8\xi \sqrt{2\pi\xi}]; \\ x &= \frac{1}{\kappa} [\xi + \ln(1 + 8\xi) - \ln 8\xi \sqrt{2\pi\xi} - \ln(x + 1)]; \end{aligned} \right\} \quad (125)$$

$$\left. \begin{aligned} \ln y_c &= \xi - \kappa x + \ln[16/8\xi \sqrt{2\pi\xi}]; \\ x &= \frac{1}{\kappa} [\xi + \ln(1 + 8\xi) - \ln 8\xi \sqrt{2\pi\xi} - \ln(x + 1)]. \end{aligned} \right\} \quad (126)$$

Из рис. 38,а и 39 видно, что минимальные изменения эквивалентных входных активной проводимости и

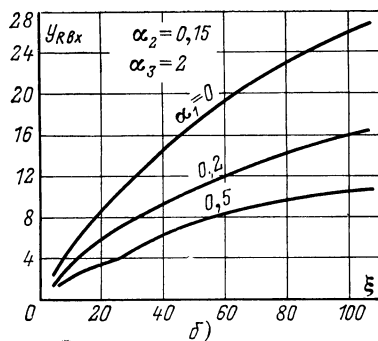
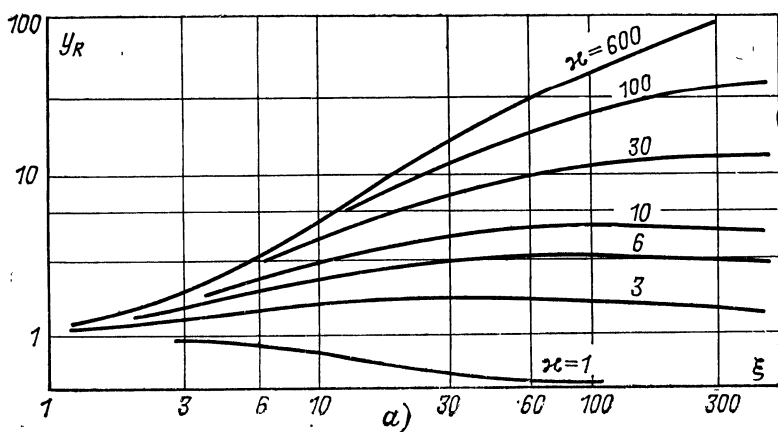


Рис. 38. Зависимость нормированного активного входного сопротивления каскада ОЭ—ОБ от уровня входного сигнала без учета (а) и с учетом (б) сопротивления базы.

емкости перехода транзистора в большом динамическом диапазоне уровней входного сигнала наблюдаются при $\kappa = 1 \div 3$.

Как отмечалось в § 11, напряжение на эмиттерном переходе первого транзистора каскада ОЭ—ОБ имеет синусоидальную форму при параметрах цепей автосмещения $\kappa > 6 \div 10$. Это позволяет рассчитать входное активное сопротивление $R_{вх}$ и емкость $C_{вх}$ каскада с учетом влияния сопротивления базы r_b и барьерной

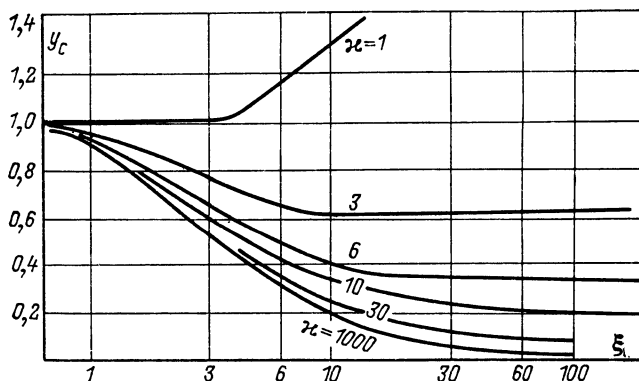


Рис. 39. Зависимость нормированной эквивалентной входной емкости каскада ОЭ—ОБ от уровня входного сигнала.

емкости C_b эмиттерного перехода по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} y_{R_{вх}} &\equiv \frac{R_{вх}}{r_b} = \frac{(\alpha_1 + y_R)^2 \alpha_2^2 \alpha_1 y_R^2 (y_c + \alpha_2)^2}{\alpha_1 + y_R + \alpha_1 \alpha_2^2 y_R^2 (y_c + \alpha_2)^2}; \\ y_{C_{вх}} &\equiv \frac{C_{вх}}{C_d} = \frac{y_R (\alpha_1 + y_R) (\alpha_2 + y_c) - \alpha_1 y_R (\alpha_2 + y_c)}{(\alpha_1 + y_R)^2 + \alpha_2^2 \alpha_1 y_R^2 (y_c + \alpha_2)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (127)$$

Для определения в этих выражениях нормированных входных сопротивлений y_R и емкости y_c эмиттерного перехода транзистора необходимо предварительно рассчитать коэффициент передачи K_n по формуле (92).

На рис. 38,б представлены расчетные кривые, построенные для $\kappa = 200$ по приведенным выше формулам. Из их анализа следует, что наличие сопротивления базы транзистора приводит на частотах $f_0 > f_p$ к значи-

тельному уменьшению входного активного сопротивления каскада.

Пример расчета

Рассчитать зависимость входного активного сопротивления каскада ОЭ—ОБ, выполненного на транзисторах типа КТ312Б, от уровня входного сигнала по следующим данным.

Частота входного сигнала $f_0 = 6,5$ МГц, сопротивление резистора в цепи эмиттерного автосмещения $R_3 = 1$ кОм, начальный ток коллектора транзистора $I_{к.н} = 10$ мА, транзисторы каскада имеют следующие параметры: коэффициент $\gamma = 40$ 1/В, при токе $I_{к.н} = 10$ мА граничная частота $f_T = 190$ МГц, $\beta = 60$, постоянная времени коллекторной цепи $\tau_k = 400$ Пс, емкость коллектора $C_k = 5$ пФ, барьерная емкость эмиттерного перехода при обратном напряжении 0,5 В равна $C_6 = 20$ пФ. Эффективное напряжение на входе каскада $U_{вх.д} = 0,2 \div 2,0$ В.

Расчет

Параметр каскада $\kappa = \gamma I_{к.н} R_3 = 400$. Сопротивление базы транзистора $r_6 = 2\tau_k / C_k = 160$ Ом, сопротивление $r_3 = \beta_0 / \gamma I_{к.н} = 150$ Ом, коэффициент $\alpha_1 \approx 1,0$. Для упрощения расчетов предположим, что граничная частота $f_{\beta T}$ транзистора определяется из выражения

$$\frac{1}{2\pi f_T} = \frac{\beta_0}{2\pi f_{\beta T}} + C_6 \frac{r_3}{\beta_0}.$$

Здесь емкость C_6 принимается постоянной. Частота $f_{\beta T} = 3,2$ МГц, коэффициент $\alpha_2 \approx 2$. Емкость $C_d = 1 / 2\pi f_{\beta T} r_3 = 330$ пФ, коэффициент $\alpha_2 \approx 0,06$. Находим зависимость $K_{\Pi} = f(\xi)$ для $\kappa = 400$ при использовании кривых рис. 38,а и 39. По полученному графику, задавая уровень сигнала на входе каскада, методом последовательных приближений находим точное значение K_{Π} . Определяем амплитуду напряжения на эмиттерном переходе транзистора и его входные эквивалентные активное сопротивление и емкость. По формуле для $y_{Rвх}$ находим входное активное сопротивление каскада. Результаты этого расчета приведены в табл. 2.

Таблица 2

$U_{вх.д.}, В$	0,2	0,5	1,0	1,5	2,0
ξ	11	28	56	84	112
K_{Π}	0,67	0,89	0,92	0,93	0,94
$y_{Rвх}$	2,4	5,4	8,8	11,5	13,7
$R_{вх.}, кОм$	0,36	0,81	1,3	1,75	2,06

При амплитуде входного напряжения, превышающей постоянное напряжение между базой и коллектором, первый транзистор каскодного усилителя ОЭ—ОБ работает с заходом в область насыщения. В этом случае входная проводимость каскада резко увеличивается.

Указанное явление обусловлено появлением дополнительной составляющей тока базы. Полная эквивалентная схема первого транзистора каскада, анализ которой дает выражение для определения дополнительной составляющей тока базы, приведена на рис. 40.

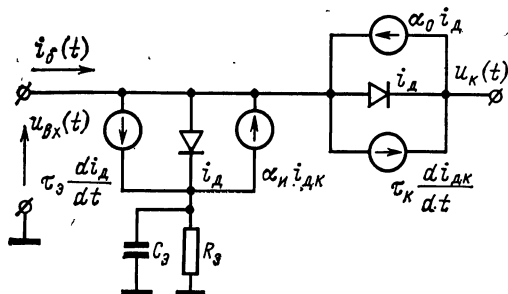


Рис. 40. Полная эквивалентная схема каскада ОЭ—ОБ.

Физические процессы, происходящие в транзисторе, описываются в этом случае системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_b &= i_{\text{д}}^* - \alpha_{\text{н}} i_{\text{д.к}}^* + \tau_{\text{б}} \frac{di_{\text{д}}^*}{dt}; \\ i_{\text{к}} &= \alpha_0 i_{\text{д}}^* - i_{\text{д.к}}^* - \tau_{\text{к}} \frac{di_{\text{д.к}}^*}{dt}; \\ i_{\text{б}} &= i_{\text{б}} - i_{\text{к}}, \end{aligned} \right\} \quad (128)$$

где

$$\begin{aligned} i_{\text{д}}^* &= \frac{I_{\text{э0}}^*}{1 - \alpha_0 \alpha_{\text{н}}} [e^{\gamma_{\text{э.б}}(t)} - 1]; \\ i_{\text{д.к}}^* &= \frac{I_{\text{к0}}^*}{1 - \alpha_0 \alpha_{\text{н}}} [e^{\gamma_{\text{к.б}}(t)} - 1]. \end{aligned}$$

Ток базы в соответствии с системой уравнений (128) определяется выражением

$$i_{\text{б}} = i_{\text{д}}^* (1 - \alpha_0) + i_{\text{д.к}}^* (1 - \alpha_{\text{н}}) + \tau_{\text{б}} \frac{di_{\text{д}}^*}{dt} + \tau_{\text{к}} \frac{di_{\text{д.к}}^*}{dt}. \quad (129)$$

Предполагая, что $1 - \alpha_0 \approx 1/\beta_0$ и $1 - \alpha_{\text{н}} \approx 1/\beta_{\text{н}}$, из выражения (129) получаем нелинейное дифференциальное уравнение, которое описывает дополнительную компо-

ненту тока базы i'_δ , возникающую при работе транзистора с заходом в область насыщения:

$$i'_\delta = \frac{1}{\beta_n} i^*_{\text{д.к}} + \frac{\tau_{\beta n}}{\beta_n} \frac{di^*_{\text{д.к}}}{dt}, \quad (130)$$

где $\tau_{\beta n} = \tau_{\beta n}$.

Из анализа эквивалентной схемы рис. 40 следует, что напряжение $u_{\kappa.б}(t) = U_{\text{вх}} \cos \omega_0 t + U_{\kappa} \cos \omega_0 t - E_{\kappa.б}$, где $E_{\kappa.б}$ — постоянное напряжение на коллекторном переходе. Подставляя напряжение $u_{\kappa.б}(t)$ в (130) и представляя периодические функции последнего в виде ряда Фурье, получаем следующие выражения для дополнительных:

входного сопротивления

$$R'_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}} \beta_n (1 - \alpha_n \alpha_0)}{I^*_{\text{к0}} [\exp(-\gamma E_{\kappa.б})] 2I_1 [\gamma (U_{\text{вх}} + U_{\kappa})]}; \quad (131)$$

входной емкости

$$C'_{\text{вх}} = \frac{\tau_{\beta n} I^*_{\text{к0}} [\gamma (U_{\text{вх}} + U_{\kappa})] \{I_0 [\gamma (U_{\text{вх}} + U_{\kappa})] - I_2 [\gamma (U_{\text{вх}} + U_{\kappa})]\}}{(1 - \alpha_0 \alpha_n) U_{\text{вх}} \beta_n \exp \gamma E_{\kappa.б}} \quad (132)$$

и входного постоянного тока каскада

$$i'_\delta = \frac{I^*_{\text{к0}}}{(1 - \alpha_0 \alpha_n) \beta_n} e^{-\gamma E_{\kappa.б}} I_0 [\gamma (U_{\text{вх}} + U_{\kappa})]. \quad (133)$$

Отметим, что при работе каскада в режиме ограничения, как правило, соблюдаются следующие соотношения $U_{\text{вх}} \approx E_{\kappa.б}$, $U_{\text{вх}} \gg U_{\kappa}$, $\gamma (U_{\kappa} + U_{\text{вх}}) \gg 1$. В этом случае модифицированные функции Бесселя можно заменить на их асимптотические разложения в соответствии с выражением

$$I_n(\xi) \approx \frac{e^\xi}{\sqrt{2\pi\xi}}, \quad (134)$$

а формулы (131), (132) представить в виде

$$R'_{\text{вх}} = K_R (\gamma U_{\text{вх}})^{\frac{3}{2}} / \exp \gamma U_{\text{вх}}; \quad (135)$$

$$C'_{\text{вх}} = K_C e^{\gamma U_{\text{вх}}} / (\gamma U_{\text{вх}})^{\frac{3}{2}}, \quad (136)$$

где

$$K_R = \frac{\beta_n \sqrt{2\pi} e^{\gamma E_{\kappa.б}} (1 - \alpha_0 \alpha_n)}{2\gamma I^*_{\text{к0}}}; \quad (137)$$

$$K_C = \frac{2\gamma \tau_{\beta n} I^*_{\text{к0}}}{\beta_n (1 - \alpha_0 \alpha_n) \sqrt{2\pi} e^{\gamma E_{\kappa.б}}}. \quad (138)$$

Из выражения (135), (136) следует, что входное активное сопротивление $R'_{\text{вх}}$ с увеличением уровня входного сигнала уменьшается, а входная емкость $C'_{\text{вх}}$ растет.

Для уменьшения влияния дополнительной составляющей тока базы необходимо, как это следует из выражений (135) и (136), увеличивать напряжение $E_{\text{к}}$.

18. Входная проводимость каскодного усилителя ОК—ОБ

Как было показано в § 13, первый транзистор каскада ОК—ОБ работает в режиме, близком к режиму работы эмиттерного повторителя.

По-видимому, эта особенность дифференциального каскада позволила авторам работ [8, 13] утверждать, что входное сопротивление каскада ОК—ОБ слабо зависит от уровня входного сигнала.

Ниже, на основе анализа нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих работу рассматриваемой разновидности каскада, показано что ему присуща существенная зависимость входного сопротивления и входной емкости каскада от уровня входного сигнала.

Входной ток базы $i_6(t)$ каскада описывается дифференциальным уравнением

$$i_6(t) = f(u_{\text{н1}}) + \tau_{\text{p}} \frac{df(u_{\text{н1}})}{dt}. \quad (139)$$

Здесь напряжение на переходе определяется как

$$u_{\text{н1}} = E_{\text{э}} - \Delta u - U_{\text{э.н}} + U_{\text{вх}} \cos \omega_0 t - U_1 \cos \omega_0 t, \quad (140)$$

а нелинейная функция $f(x)$ имеет вид:

$$f(x) = I_0 \exp \gamma x. \quad (141)$$

Подставляя в выражение (139) формулы (140), (141) и учитывая, что

$$I_{\text{э.н}} = (1 + \beta_0) I_0 e^{\gamma (E_{\text{э}} - U_{\text{э.н}})},$$

получаем:

$$i_6(t) = \frac{I_{\text{э.н}}}{1 + \beta_0} (e^{-\gamma \Delta u + \gamma U \cos \omega_0 t} - \tau_{\text{p}} \omega_0 \gamma e^{-\gamma \Delta u + \gamma U \cos \omega_0 t} U \sin \omega_0 t), \quad (142)$$

где $U = U_{\text{вх}} - U_1$.

Представим экспоненциальные функции с гармоническими аргументами в выражении (142) в виде рядов Фурье. Удерживая в этих рядах только первые три члена, найдем:

$$i_0(t) = \frac{I_{\text{э.н}}}{1 + \beta_0} e^{-\gamma \Delta u} [I_0(\gamma U) + 2I_1(\gamma U) \cos \omega_0 t] - \\ - \frac{\tau_{\text{р}} \omega_0 \gamma I_{\text{э.н}}}{1 + \beta_0} e^{-\gamma \Delta u} U [I_0(\gamma U) \sin \omega_0 t - I_2(\gamma U) \sin \omega_0 t]. \quad (143)$$

Из анализа выражения (143) следует, что ток базы $i_0(t)$ содержит три составляющие: постоянный ток i_{00} , синфазную составляющую $i_{01}^{\text{син}}(t)$ и квадратурную составляющую $i_{01}^{\text{кв}}(t)$, определяемые как

$$\left. \begin{aligned} i_{00} &= \frac{I_{\text{э.н}}}{1 + \beta_0} e^{-\gamma \Delta u} I_0(\gamma U); \\ i_{01}^{\text{син}}(t) &= \frac{I_{\text{э.н}}}{1 + \beta_0} e^{-\gamma \Delta u} 2I_1(\gamma U) \cos \omega_0 t; \\ i_{01}^{\text{кв}}(t) &= - \frac{\tau_{\text{р}} \omega_0 \gamma I_{\text{э.н}}}{1 + \beta_0} e^{-\gamma \Delta u} U [I_0(\gamma U) - I_2(\gamma U)] \sin \omega_0 t. \end{aligned} \right\} \quad (144)$$

Используя написанные соотношения (144), а также формулы (82) и (83), нетрудно написать следующие выражения для определения входного сопротивления и входной емкости дифференциального каскада:

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх}} &= \frac{U_{\text{вх}} (1 + \beta_0)}{2I_{\text{э.н}} I_1(\gamma U) \exp(-\gamma U_{\Delta})}; \\ C_{\text{вх}} &= \frac{U \tau_{\text{р}} \gamma I_{\text{э.н}} e^{-\gamma \Delta u} [I_0(\gamma U) - I_2(\gamma U)]}{U_{\text{вх}} (1 + \beta_0)}. \end{aligned} \right\} \quad (145)$$

Используя рекуррентные соотношения для модифицированных функций Бесселя, второе выражение из формул (145) преобразуем к виду

$$C_{\text{вх}} = \frac{\tau_{\text{р}} \gamma I_{\text{э.н}} 2I_1(\gamma U) \exp(-\gamma \Delta u)}{\gamma U_{\text{вх}} (1 + \beta_0)}. \quad (146)$$

Из анализа выражений (145) следует, что нормировку входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ и емкости $C_{\text{вх}}$ удобно производить относительно начальных величин сопротивления $r_{\text{э}}$ и емкости $C_{\text{д}}$.

Тогда вводя параметр μ и переменные ξ , x_1 и x_2 и используя формулы (144)–(146), определим нормиро-

важные входные сопротивления и емкость дифференциального каскада следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} y_R &= \frac{R_{вх}}{r_э} = \frac{\xi}{2I_1(\xi - x_1) e^{-\mu x_2}}; \\ y_c &= \frac{C_{вх}}{C_d} = e^{-\mu x_2} \left[\frac{2}{\xi} I_1(\xi - x_1) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (147)$$

При $\xi \gg 1$ после логарифмирования уравнений (147) и замены модифицированных функций Бесселя на их асимптотические значения выражения (147) преобразуются к виду

$$\left. \begin{aligned} \ln y_R &= \ln \xi - \mu x_2 - 0,6931 - \xi + x_1 - \ln 1/\sqrt{2\pi(\xi - x_1)}; \\ \ln y_c &= -\mu x_2 + \ln 2/\xi + \xi - x_1 + \ln 1/\sqrt{2\pi(\xi - x_1)}. \end{aligned} \right\} \quad (148)$$

Сравнивая (147) и (148), получаем следующее соотношение:

$$y_R = 1/y_c. \quad (149)$$

которое можно использовать при расчетах входного сопротивления дифференциального каскада в случаях, когда одна из составляющих комплексного входного сопротивления неизвестна.

Переменные ξ , x_1 , x_2 и параметр μ , входящие в уравнение (147) и (148), определяются после решения основного дифференциального уравнения (94).

На рис. 41 приведены кривые, показывающие зависимость входного сопротивления каскада от уровня входного сигнала. Расчет зависимостей $y_R = f(\xi)$ проведен одновременно с решением системы уравнений (96).

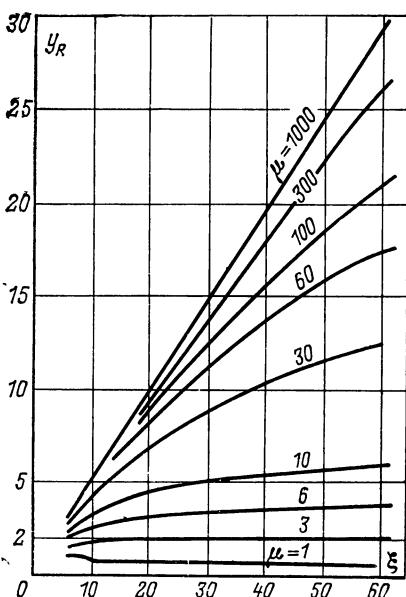


Рис. 41. Зависимость нормированного активного входного сопротивления каскада ОК—ОБ от уровня входного сигнала.

Как видно из рис. 41, при $\mu > 3$ с ростом уровня входного сигнала входное сопротивление растет тем быстрее, тем больше параметр μ .

При $\mu = 600 \div 1000$ наблюдается линейная зависимость входного сопротивления от изменений амплитуды напряжения $U_{вх}$.

На рис. 42 приведены кривые, показывающие зависимость нормированной емкости y_c от уровня входного сигнала. Из анализа кривых рис. 42 следует, что при

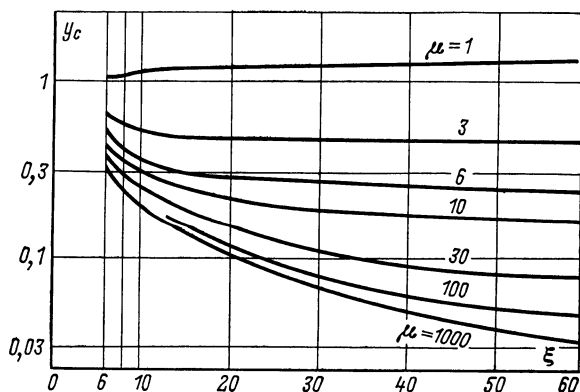


Рис. 42. Зависимость нормированной входной емкости каскада ОК—ОБ от уровня входного сигнала.

$\mu > 3$ с ростом уровня входного сигнала входная емкость дифференциального каскада уменьшается.

Графики, приведенные на рис. 41 и 42, можно использовать для расчета характеристик как усилителей-ограничителей, так и усилителей, входное сопротивление которых должно отличаться высокой стабильностью. В последнем случае, как это следует из анализа зависимостей $y_R(\xi)$ и $y_c(\xi)$, необходимо использовать источник эмиттерного питания с напряжением

$$E_э = 2I_{э.н}R_э + U_{э.б}, \quad (150)$$

а резистор в цепи эмиттера с сопротивлением

$$R_э = \frac{0,5 - 1,5}{\gamma I_{э.н}}. \quad (151)$$

При расчетах по формуле (151) для токов $I_{э.н} = 1 \div 10$ мА и $\gamma = 10 \div 40$ 1/В сопротивление резистора $R_э$

равно единицам и десяткам ом. Следовательно, каскад ОК—ОБ с малым сопротивлением резистора в цепи эмиттеров транзисторов будет иметь наряду с высокой стабильностью входного сопротивления малый коэффициент усиления по напряжению и ухудшенную температурную стабильность.

19. Причины фазовой неустойчивости усилителей ограничителей и способы ее оценки

Как было отмечено выше, отличительной особенностью усилителей-ограничителей является зависимость формы фазовой характеристики от изменений уровня входного сигнала. Поскольку же интервал уровней сигналов, поступающих на ограничитель, значителен, то следует ожидать столь же значительной (если, конечно, не принять специальных мер) фазовой неустойчивости. Обеспечение фазовой стабильности нелинейных усилительных устройств, разновидностью которых являются ограничители, представляет собой серьезную техническую задачу, с которой сталкиваются разработчики приемно-усилительных трактов различного назначения. Естественно, что исчерпывающее решение этой задачи выходит далеко за рамки настоящей книги и, более того, требует специального фундаментального исследования, основанного на использовании принципов и понятий информационно-системного анализа [16]. Поэтому ниже дан лишь метод оценки неустойчивости фазовых характеристик усилителей-ограничителей.

Фазовый сдвиг и время группового запаздывания сигнала, являющиеся частотно-зависимыми величинами, в усилителе-ограничителе в общем виде определяются известными соотношениями

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^n (\varphi_y + \varphi_n)_i; \quad (152)$$

$$\tau(\omega) = \sum_{i=1}^n (\tau_y + \tau_n)_i, \quad (153)$$

где φ_y и φ_n — фазовые сдвиги, вносимые усилительным прибором и цепью межкаскадной связи i -го каскада;

τ_y и τ_n — время группового запаздывания сигнала в усилительном приборе и цепи межкаскадной связи.

Следует отметить, что фазовый сдвиг φ_y в усилительных приборах практически постоянен в полосе частот, определяемых полосой пропускания частотно-избирательных цепей межкаскадной связи. В электронных лампах из-за безынерционности до частот 150—200 МГц величина φ_y практически равна нулю. Постоянство φ_y в полосе частот, занимаемой спектром полезного сигнала, обуславливает отсутствие времени группового запаздывания в усилительных приборах ($d\varphi_y/d\omega=0$). Соответственно выражение (153) запишется в виде

$$\tau(\omega) = \sum_{i=1}^n \tau_{ni}. \quad (154)$$

Всякое изменение параметров элементов цепей межкаскадной связи, параметров и режимов работы усилительных приборов под действием каких-либо дестабилизирующих факторов влечет за собой изменение величины фазового сдвига $\varphi(\omega)$ и времени группового запаздывания сигнала $\tau(\omega)$ в усилителе-ограничителе. Поскольку φ_y и φ_n являются статистически независимыми величинами, то в соответствии с выражениями (152), (154) нестабильность $\varphi(\omega)$ и $\tau(\omega)$ может быть оценена как

$$\Delta\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^n (\Delta\varphi_y + \Delta\varphi_n)_i; \quad (155)$$

$$\Delta\tau(\omega) = \sum_{i=1}^n \Delta\tau_{ni}. \quad (156)$$

Следовательно, определение нестабильности фазового сдвига и времени группового запаздывания сигнала в усилителе-ограничителе сводится к отысканию составляющих $\Delta\varphi_{yi}$, $\Delta\varphi_{ni}$ и $\Delta\tau_{ni}$. Другими словами, открывается возможность отыскания отдельных компонентов результирующей фазовой нестабильности, обусловленных свойствами усилительного прибора и цепи межкаскадной связи, определения закономерностей их изменения под действием различных факторов (в частности, в зависимости от уровня входного сигнала) и разработки на основе этого рекомендаций по уменьшению фазовой нестабильности усилителя-ограничителя,

Причины неустойчивости фазового сдвига $\Delta\varphi$ в транзисторах в условиях изменения уровня входного сигнала весьма подробно рассмотрены в [9]. При этом расчет основной составляющей неустойчивости фазового сдвига в транзисторе, обязанной изменению уровня входного сигнала, может быть весьма точно выполнен на ЭВМ [8].

При использовании в качестве усилительных приборов высокочастотных транзисторов с граничной частотой f_T , в десятки раз превышающей рабочую частоту f_p , неустойчивость фазового сдвига в транзисторе незначительна. Приблизительная оценка неустойчивости фазового сдвига в транзисторе может быть проведена при использовании расчетных значений параметров эквивалентных схем замещения. В этом случае, учитывая монотонный характер изменения параметров от уровня сигнала, неустойчивость фазового сдвига в транзисторе определяется как разность фазового сдвига в транзисторе при минимальной и максимальной амплитуде входного сигнала.

Определение основной составляющей неустойчивости фазового сдвига и времени группового запаздывания сигнала в частотно-избирательных цепях межкаскадной связи усилителей-ограничителей при использовании полученных ранее нормированных графиков зависимости проводимостей усилительных приборов от уровня входного сигнала не представляет трудности. Эта составляющая неустойчивости при увеличении уровня входного сигнала до заданного значения определяется как разность соответствующих величин при работе усилителя-ограничителя с заданным и минимально возможным уровнем входного сигнала, обеспечивающим нормальную работоспособность радиотехнического устройства:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_N &= \sum_{i=1}^n \Delta\varphi_{ni} = \sum_{i=1}^n \varphi_i(X_1 + \Delta X_1, \dots, X_k + \Delta X_k) - \\ &\quad - \sum_{i=1}^n \varphi_i(X_1, \dots, X_k); \\ \Delta\tau_N &= \sum_{i=1}^n \Delta\tau_{ni} = \sum_{i=1}^n \tau_i(X_1 + \Delta X_1, \dots, X_k + \Delta X_k) - \\ &\quad - \sum_{i=1}^n \tau_i(X_1, \dots, X_k).\end{aligned}$$

Указанный метод определения нестабильности фазового сдвига и времени группового запаздывания сигналов в усилителе-ограничителе во всем диапазоне изменения уровня входного сигнала весьма точен, но трудоемок.

Зависимость нестабильности величин фазового сдвига и времени группового запаздывания сигналов в цепях межкаскадной связи от параметров усилительных приборов, изменяющихся при воздействии входных сигналов различного уровня, может быть определена также методом разложения соответствующих выражений в ряд Тейлора. При этом следует учитывать, что в фазостабильных усилителях-ограничителях параметры цепей межкаскадной связи и коэффициенты включения в них входа и выхода усилительных приборов выбираются определенным образом. А именно: изменения активных и реактивных проводимостей усилительного прибора, пересчитанные в контур, должны быть незначительными относительно соответствующих суммарных параметров эквивалентного контура. Указанная особенность построения усилителя-ограничителя позволяет при анализе нестабильности фазового сдвига и времени группового запаздывания сигналов в нем ограничиться членами ряда Тейлора, содержащими ΔX_i в первой степени. В [42, 43] приведены достаточно общие выражения, пригодные для аналитического исследования этим методом нестабильности фазового сдвига и времени группового запаздывания в различных разновидностях построения цепей межкаскадной связи. Там же определены коэффициенты влияния, необходимые для количественной оценки указанных нестабильностей в усилителях с одиночными настроенными в резонанс контурами и с парами связанных контуров в каждом каскаде. Использование других разновидностей частотно-избирательных цепей межкаскадной связи в усилителях-ограничителях приводит к усложнению настройки и затрудняет достижение идентичности каскадов при работе в большом диапазоне изменения уровней входного сигнала.

Пример расчета

Рассчитать величины нестабильности фазового сдвига и времени группового запаздывания в цепях межкаскадной связи трехкаскадного усилителя-ограничителя, обусловленные зависимостью входных проводимостей усилительных приборов от уровня входного сигнала. Усилитель-ограничитель состоит из идентичных каскадов, собранных на транзисторах КТ312Б по каскадной схеме ОК—ОБ, и обеспечи-

вает ограничение уровня сигнала в диапазоне 60 дБ относительно порогового. При этом под пороговым понимается уровень сигнала, соответствующий началу участка эффективного ограничения амплитудной характеристики, т. е. $U_{вх.н.}$. Коэффициент усиления каждого каскада $K_{01}=20$ дБ при частоте входного сигнала $f_p=2,4$ МГц. В качестве цепи межкаскадной связи использована двухконтурная система со съемом сигнала со второго контура, имеющая следующие эквивалентные (с учетом входных и выходных проводимостей усилительных приборов, емкостей монтажа и катушек индуктивности) параметры: $Q_3=15$, $\beta=1$, $C=500$ пФ, $R_3=2$ кОм, $m_1=1/4$, $m_2=2/3$. Исходный режим транзисторных каскадов и параметры транзистора КТ312Б: начальный ток в общей эмиттерной цепи транзисторов каскадного усилителя при отсутствии сигнала $I_{э.н}=10$ мА, сопротивление резистора $R_3=1$ кОм, напряжение источников питания в цепях базы первого и коллектора второго транзисторов $E_6=4$ В, $E_k=10$ В соответственно, $\gamma=40$ 1/В, $f_t=190$ МГц, $\beta_0=60$.

Расчет неустойчивости входной проводимости каскада проведем, предполагая, что при увеличении уровня входного сигнала обеспечен строго поочередный переход каскадов усилителя-ограничителя в режим эффективного ограничения. Как следует из § 14, 24-й каскад ОК—ОБ переходит в режим эффективного амплитудного ограничения при уровне входного сигнала порядка 0,2 В. В этом случае максимальный уровень входного сигнала, поступающего на вход каждого каскада, составит величину (10):

$$U_{вх.к1}=U_{вх.н1}K_{01}=0,2 \cdot 10=2 \text{ В.}$$

Из расчета входной проводимости каскада ОК—ОБ во всем диапазоне уровней входного сигнала (0—2 В), проведенного с использованием теоретических зависимостей § 18, следует, что изменение активного входного сопротивления составляет $\Delta R_{вх}=24$ кОм, а емкости $\Delta C_{вх}=20$ пФ.

Расчет неустойчивостей $\Delta\varphi_{н1}$ и $\Delta\tau_{н1}$ в одном каскаде, зависящих от расстройки, проведем на резонансной частоте ($\alpha=0$) и на границах полосы пропускания ($\alpha=\pm 1$). Из графиков рис. 108—112 [42] находим: $F_6(1,0)=0,5$; $F_6(1,1)=0,6$; $F_7(1,0)=0$; $F_7(1,1)=0,2$; $F_9(1,0)=0$; $F_9(1,1)=0,075$; $F_{10}(1,0)=0$; $F_{10}(1,1)=0,43$.

Подставляя полученные значения $F(\beta, \alpha)$, эквивалентные параметры цепей межкаскадной связи и изменения входных проводимостей усилительных приборов с учетом коэффициента включения m_1 в выражения (446), (449) [42], найдем неустойчивости $\Delta\varphi_{н1}$ и $\Delta\tau_{н1}$ в каскаде на резонансной частоте и на границах полосы пропускания (при положительной и отрицательной расстройках) соответственно:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_{н1} &= -F_6(\beta, \alpha) Q_3 \frac{\Delta C}{C} + F_7(\beta, \alpha) \frac{\Delta g}{g} = \\ &= -0,5 \cdot 15 \frac{(-1,25)}{500} \approx 0,019 \text{ рад} \approx 2^\circ 05'; \\ \Delta\varphi_{н1} &= -0,6 \cdot 15 \frac{(-1,25)}{500} + 0,2 \frac{(-0,2)}{0,5} \approx \\ &\approx -0,0575 \text{ рад} \approx -3^\circ 20'; \\ \Delta\varphi_{н1} &= -0,6 \cdot 15 \frac{(-1,25)}{500} - 0,2 \frac{(-0,2)}{0,5} \approx \\ &\approx 0,1025 \text{ рад} \approx 5^\circ 50';\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Delta\tau_{H1} &= [F_9(\beta, \alpha) Q_3 + F_6(\beta, \alpha)] \frac{2Q_3}{\omega_p} \frac{\Delta C}{C} - \\
&- F_{10}(\beta, \alpha) \frac{2Q_3}{\omega_p} \frac{\Delta g}{g} = 0,5 \frac{2 \cdot 15}{6,28 \cdot 2,4 \cdot 10^6} \times \\
&\times \frac{(-1,25)}{500} = -0,0025 \text{ мкс}; \\
\Delta\tau_{H1} &= [0,075 \cdot 15 + 0,6] \frac{2 \cdot 15}{6,28 \cdot 2,4 \cdot 10^6} \times \\
&\times \frac{(-1,25)}{500} - 0,43 \frac{2 \cdot 15}{6,28 \cdot 2,4 \cdot 10^6} \frac{(-0,2)}{0,5} = 0,347 \text{ мкс}; \\
\Delta\tau_{H1} &= [0,075 \cdot 15 + 0,6] \frac{2 \cdot 15}{6,28 \cdot 2,4 \cdot 10^6} \frac{(-1,25)}{500} - \\
&- 0,43 \frac{2 \cdot 15}{6,28 \cdot 2,4 \cdot 10^6} \frac{(-0,2)}{0,5} = 0,333 \text{ мкс}.
\end{aligned}$$

Поскольку в трехкаскадном усилителе-ограничителе на параметры цепей межкаскадных связей предыдущих каскадов будут оказывать влияние первые транзисторы второго и третьего каскадов, то нестабильность на резонансной частоте и границах полосы пропускания соответственно составит:

$$\begin{aligned}
\Delta\varphi_H &= 2\Delta\varphi_{H1} = 2 \cdot 2^\circ 05' = 4^\circ 10'; \\
\Delta\varphi_H &= 2(-3^\circ 20') = -6^\circ 40'; \\
\Delta\varphi_H &= 2 \cdot 5^\circ 50' = 11^\circ 10'; \\
\Delta\tau_H &= 2 \cdot \Delta\tau_{H1} = 2(-0,0025) = -0,005 \text{ мкс}; \\
\Delta\tau_H &= 2 \cdot 0,347 = 0,694 \text{ мкс}; \\
\Delta\tau_H &= 2 \cdot 0,333 = 0,666 \text{ мкс}.
\end{aligned}$$

Результаты расчета показывают, что наибольшее влияние на нестабильность фазового сдвига и запаздывания в цепях межкаскадной связи оказывает изменяющееся в больших пределах входное сопротивление каскадов. Для уменьшения этого влияния необходимо по возможности уменьшать коэффициенты включения первых транзисторов каскадных усилителей в цепи предыдущих каскадов и уменьшать добротность избирательных цепей межкаскадной связи за счет включения в них дополнительных резисторов.

Глава пятая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ-ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ

20. Усилители-ограничители на электронных лампах

Амплитудные характеристики каскада усилителя-ограничителя (рис. 19), выполненного на лампе 6Ж5Б, представлены на рис. 43. Характеристики сняты при различных сопротивлениях резистора в цепи автоматиче-

ского сеточного смещения. Отметим, что для каждого сопротивления резистора R_c путем выбора емкости конденсатора C_c обеспечивалась постоянная времени цепи автоматического смещения τ_c , превышающая период колебания ($R_c C_c \gg 2\pi/\omega_0$); тем самым устранена отрицательная обратная связь в каскаде. Характер экспериментально полученных кривых рис. 43 достаточно хорошо совпадает с расчетным (рис. 22). Рассматривая приведенные на рис. 43 характеристики, необходи-

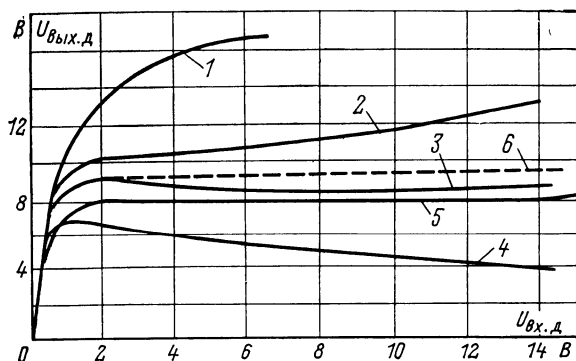


Рис. 43. Амплитудные характеристики лампового каскада усилителя-ограничителя с различными параметрами цепи автоматического сеточного смещения.

1 — $R_c = 5,1$ кОм; 2 — $R_c = 22$ кОм; 3 — $R_c = 91$ кОм; 4 — $R_c = 510$ кОм; 5 — $R_c = 91$ кОм; $R_k = 300$ Ом; 6 — $R_k = 91$ кОм.

мо обратить внимание на кривую 5 — амплитудную характеристику, при которой каскад в наибольшей степени приближается по свойствам к идеальному ограничителю. Это обеспечивается путем надлежащего выполнения цепи сеточного автосмещения. В частности, параметры элементов цепи выбирались из условия (74), исходя из следующих параметров электронной лампы $s_c = 0,9 \cdot 10^{-3}$ А/В²; $E_{a.н} = 2,3$ В. Эквивалентное сопротивление высокочастотной нагрузки каскада на резонансной частоте составило $R_{к.э} \approx 1,0$ кОм.

На рис. 43 приведена также расчетная кривая 6, полученная при использовании результатов теоретического анализа амплитудной характеристики ограничителя для каскада со следующими параметрами усилительного прибора, частотно-избирательной нагрузки и цепей авто-

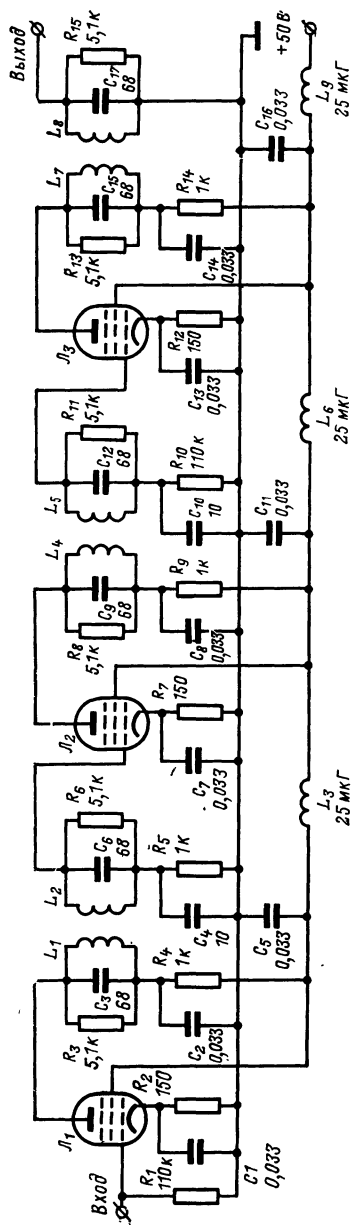


Рис. 44. Принципиальная схема лампового усилителя-ограничителя.

матического сеточного смещения: $E_{a.n}=2,3$ В; $E_{c0}=1,1$ В; $s_a=4 \cdot 10^{-3}$ А/В²; $s_c=0,9 \cdot 10^{-3}$ А/В²; $R_{к.э} \approx 1$ кОм; $R_c = 91$ кОм; $\xi_c=1,1$ В.

На рис. 44 представлена принципиальная схема лампового усилителя-ограничителя, который состоит из трех идентичных каскадов, выполненных на лампах 6Ж45Б. Параметры элементов цепей автоматического сеточного смещения каскадов удовлетворяют условию (74). Усилитель-ограничитель в линейном режиме работы имеет коэффициент усиления около 50 дБ. Зависимость выходного напряжения усилителя-ограничителя от напряжения на входе приведена на рис. 45.

Диапазон эффективного амплитудного ограничения этого усилителя-ограничителя составляет 50 дБ. Амплитудно-частотные характеристики усилителя-ограничителя, снятые при различных уровнях входного сигнала, изображены на рис. 46. Как видно, изменение формы исходной амплитудно-частотной характеристики от уровня входного сигнала весьма незначительно.

Основной причиной неустойчивости амплитудно-частотной, фазо-амплитудной характеристик и характеристики времени группового запаздывания сигнала в ламповом усилителе-ограничителе является изменение входной активной проводимости и динамической емкости сетка — катод электронной лампы при возрастании уровня входного сигнала. Составляющая неустойчивости, обусловленная изменением динамической емкости сетка — катод лампы, может быть в значительной мере уменьшена. Это достигается компенсацией изменения динамической емкости сетка — катод обратным по знаку изменением входной емкости лампы за счет действия отрицательной обратной связи по току [39, 40]. Наличие отрицательной обратной связи приводит к уменьшению максимально достижимой величины входной проводимости лампы при заданном диапазоне изменения уровня входного сигнала. Это также способствует повышению стабильности характеристик усилителя-ограничителя в меняющихся условиях эксплуатации.

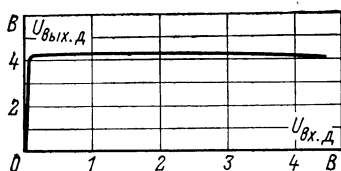


Рис. 45. Амплитудная характеристика лампового усилителя-ограничителя.

Влиянием прямого прохождения сигнала через проходную емкость сетка — анод со входа в частотно-избирательные цепи на амплитудно- и фазо-частотные характеристики усилителя-ограничителя, как указывалось в § 10, можно пренебречь.

Дополнительная нестабильность характеристик усилителя-ограничителя может возникнуть из-за использования в катушках индуктивности колебательных контуров ферромагнитных сердечников. Изменяющаяся в за-

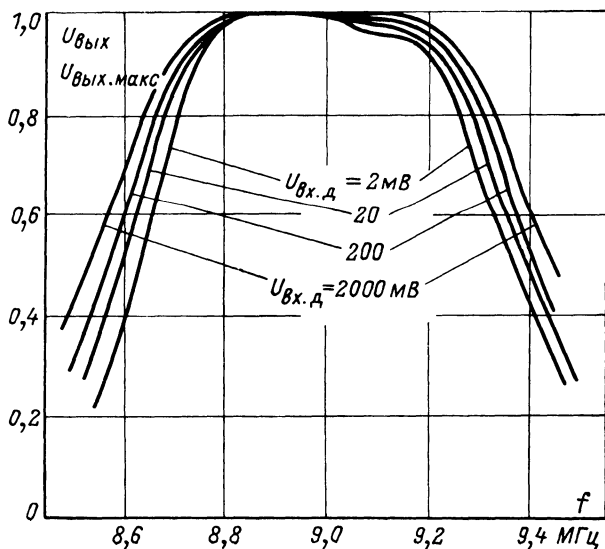


Рис. 46. Амплитудно-частотные характеристики лампового усилителя-ограничителя при различных уровнях входного сигнала.

висимости от уровня входного сигнала постоянная составляющая выходного тока усилительного прибора вызывает различное подмагничивание ферромагнетиков и соответственно расстройку контуров усилителя-ограничителя. По этой причине в катушках индуктивности необходимо использовать сердечники, изготовленные на основе карбонильного железа. Магнитоэлектрикам этого типа присуща значительно меньшая зависимость проницаемости от изменений тока подмагничивания.

21. Усилители-ограничители на транзисторах (каскадный усилитель-ограничитель ОЭ—ОБ)

Электрическая схема усилителя-ограничителя, в котором амплитудная характеристика требуемой формы обеспечивается путем несимметричного ограничения амплитуды сигнала в отдельных каскадах, изображена на рис. 47. Усилитель-ограничитель содержит три идентичных каскада, построенных по каскадной схеме ОЭ—ОБ, настроен на резонансную частоту $f_p = 7,5$ МГц и имеет полосу пропускания по уровню 3 дБ — $\Delta f = 0,55$ МГц. Каждый каскад ОЭ—ОБ в линейном режиме работы имеет коэффициент усиления порядка 16 дБ. Коэффициент усиления усилителя-ограничителя составляет приблизительно 47 дБ, а диапазон эффективного амплитудного ограничения 40 дБ.

Введение в состав каждого каскада ОЭ—ОБ нешунтированных емкостью резисторов — в цепи эмиттера первого (R_4, R_{11}, R_{18}) и коллектора второго (R_6, R_{13}, R_{20}) транзисторов пары — снижает начальную входную проводимость первого транзистора. Одновременно повышается устойчивость работы каскада в большом динамическом диапазоне изменения уровня входного сигнала.

В качестве усилительных приборов использованы высокочастотные кремниевые транзисторы КТ316Б, имеющие граничную частоту $f_T = 500 \div 700$ МГц и статический коэффициент усиления $\beta = 70 \div 80$ единиц, причем для уменьшения влияния входной и выходной проводимостей транзисторов, изменяющихся в зависимости от уровня входного сигнала, на характеристики усилителя-ограничителя применено неполное включение избирательных цепей. Коэффициенты включения контуров составляют $m_1 = 1/3$, $m_2 = 2/3$. В тех случаях, когда граничная частота транзисторов в 40—50 раз превышает несущую частоту сигнала, проходящего через усилитель-ограничитель, абсолютная величина аргумента комплексной крутизны тока коллектора значительно уменьшается. Соответственно при изменении уровня входного сигнала в большом диапазоне обусловленные нестабильностью постоянной составляющей коллекторного тока приращения аргумента крутизны (т. е. вносимым усилительным прибором компонентом фазового сдвига) также становится меньше. Тем самым обеспечивается

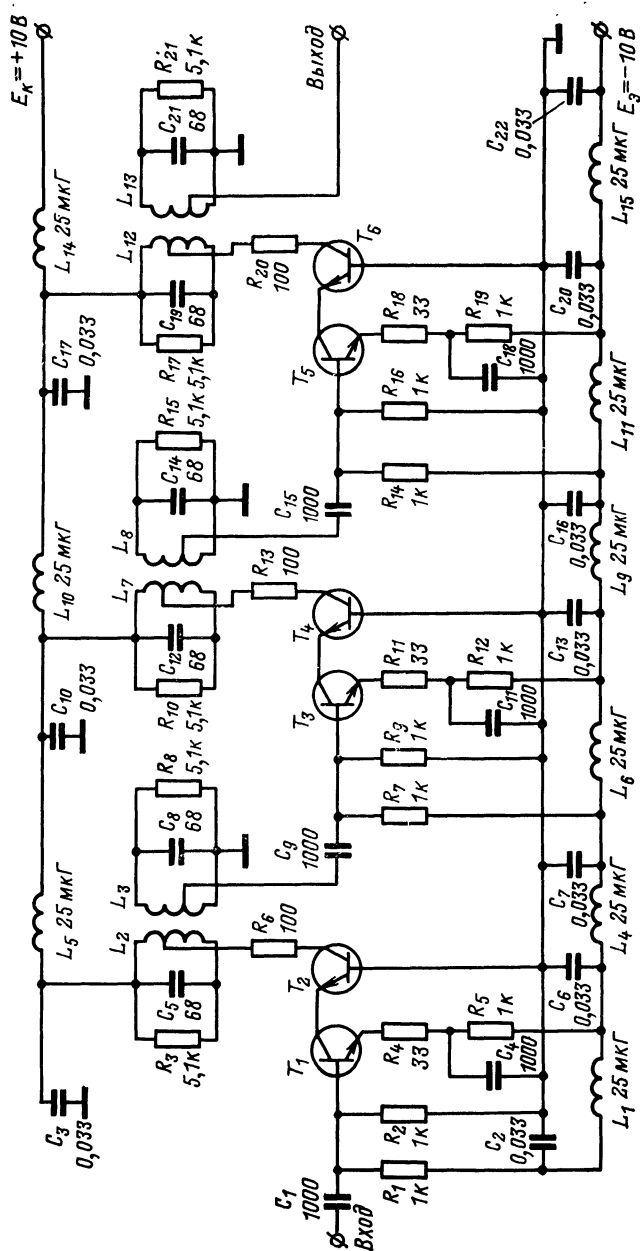


Рис. 47. Электрическая схема транзисторного усилителя с односторонним (несимметричным) ограничением сигнала в каскадах.

более высокая стабильность фазо-амплитудной характеристики усилителя-ограничителя. Применение транзистора с большим коэффициентом усиления обеспечивает заданный диапазон ограничения амплитуды сигнала в усилителе-ограничителе, содержащем меньшее число каскадов. Кроме того, открывается возможность, допустив частичные потери в усилении, ввести в каскадах обратные связи, повышающие устойчивость работы усилителя-ограничителя и стабилизирующие его характеристики.

Амплитудная и амплитудно-частотные характеристики рассмотренного усилителя-ограничителя изображены соответственно на рис. 48 и 49.

Зависимость степени подавления амплитудной модуляции сигнала с частотой $F_m = 5$ кГц в усилителе-огра-

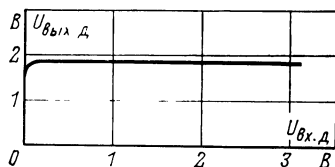


Рис. 48. Амплитудная характеристика транзисторного усилителя-ограничителя с несимметричным ограничением сигнала в каскадах ОЗ—ОБ.

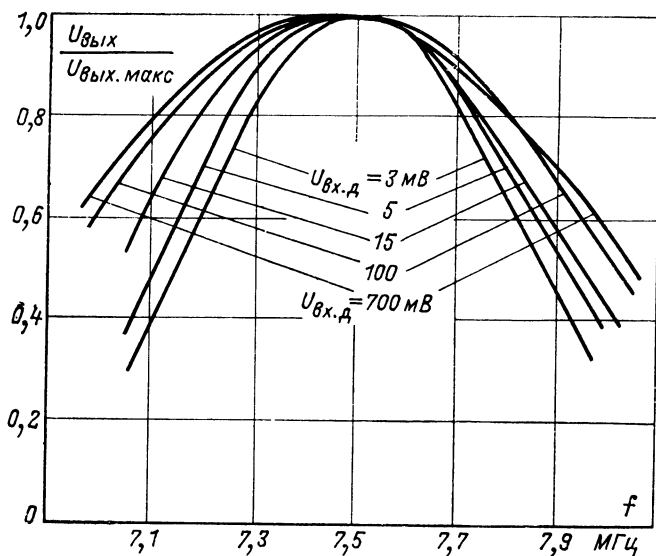


Рис. 49. Амплитудно-частотные характеристики транзисторного усилителя-ограничителя с каскадами ОЗ—ОБ.

ничителе, схема которого приведена на рис. 47, от уровня входного сигнала показана на рис. 50.

Для исследования основных характеристик — амплитудной и зависимости входной проводимости от уровня входного сигнала — был использован каскад ОЭ—ОБ,

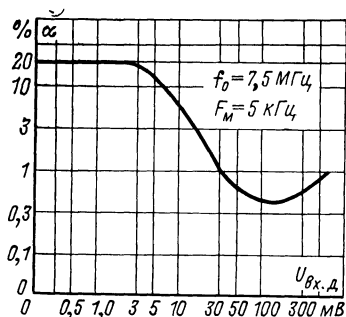


Рис. 50. Зависимость подавления амплитудной модуляции сигнала в усилителе-ограничителе с каскадами ОЭ—ОБ от уровня входного сигнала.

схема которого приведена на рис. 51, причем для определения влияния относительной высокочастотности усилительного прибора f_T/f_p на исследуемые характеристики в каскаде устанавливались различные типы транзисторов — КТ312Б и КТ306Б. Указанные транзисторы были выбраны с идентичными низкочастотными параметрами — статический коэффициент усиления $\beta_0 \sim 59 \div 62$, а граничная частота $f_T = 185 \div 195$ и $f_T = 640 \div 660$ МГц при $I_{э.н} = 10$ мА.

Постоянные напряжения на базе первого транзистора $E_б$ и коллекторе второго транзистора $E_к$ каскада равнялись соответственно 6 и 18 В. Требуемый ток эмиттера первого транзистора при отсутствии входного сигнала и различных сопротивлениях резистора $R_э$ задавался источником $E_э$ с регулируемым напряжением.

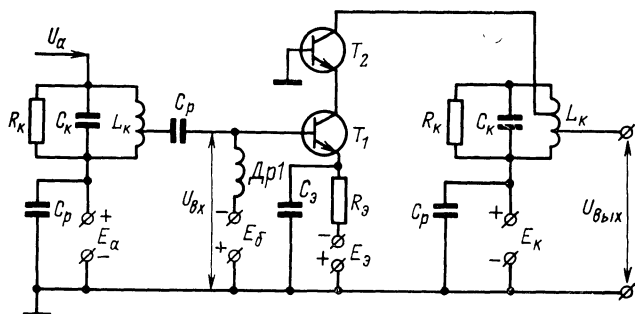


Рис. 51. Схема исследуемого каскада ОЭ—ОБ.

Эквивалентное сопротивление контура в цепи коллектора второго транзистора каскада ОЭ—ОБ составляло величину $R_{к.э}=850$ Ом.

Амплитудные характеристики исследуемого каскада ОЭ—ОБ на частоте $f_p=9$ МГц при различных типах транзисторов, начальных токах и сопротивлениях резистора в цепи эмиттера первого транзистора приведены на рис. 52 (кривые 1—10).

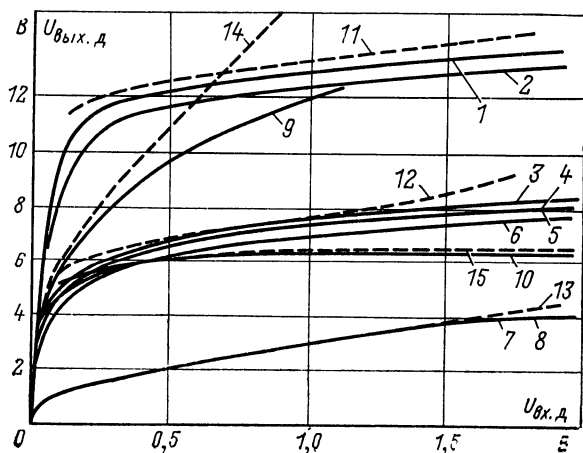


Рис. 52. Амплитудные характеристики каскада ОЭ—ОБ на частоте $f_p=9$ МГц при различных типах транзисторов, начальных токах и сопротивлениях резистора в цепи эмиттера первого транзистора.

Экспериментальные кривые: 1, 2 — $I_{э.н}=10$ мА, $R_э=1$ кОм, транзисторы КТ306Б и КТ312Б соответственно; 3, 4 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=1$ кОм, транзисторы КТ306Б и КТ312Б соответственно; 5, 6 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=1$ кОм, $R_с=110$ Ом, транзисторы КТ306Б и КТ312Б соответственно; 7, 8 — $I_{э.н}=1$ мА, $R_э=1$ кОм, транзисторы КТ306Б и КТ312Б соответственно; 9 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=150$ Ом, транзистор КТ306Б; 10 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=6,8$ кОм, транзистор КТ312Б. Расчетные кривые: 11 — $I_{э.н}=10$ мА, $R_э=1$ кОм; 12 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=1$ кОм; 13 — $I_{э.н}=1$ мА, $R_э=1$ кОм; 14 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=150$ Ом; 15 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=6,8$ кОм.

Из сравнения амплитудных характеристик каскада ОЭ—ОБ, снятых с одинаковыми начальными эмиттерными током $I_{э.н}=5$ мА при различных сопротивлениях резистора в цепи эмиттера первого транзистора $R_э=150$ Ом (кривая 9), $R_э=1$ кОм (кривая 3), $R_э=6,8$ кОм (кривая 10), можно сделать вывод о том, что эффективность амплитудного ограничения сигнала возрастает с увеличением сопротивления резистора. Однако при

этом следует иметь в виду, что увеличение сопротивления резистора приводит к необходимости использования относительно высоковольтного источника E_a в цепи эмиттера. Так, при $R_a = 6,8$ кОм необходимо обеспечить $E_a \approx 50$ В.

Анализ характеристик для различных типов транзисторов при равных начальных токах эмиттера — кривые 1—2, 3—4, 7—8 позволяет утверждать, что влияние высокочастотности транзисторов для рабочих частот $f_p \leq (2 \div 3) f_\beta$ на амплитудные характеристики незначительно. При этом с уменьшением начального тока эмиттера $I_{a,н}$ влияние фактора высокочастотности становится менее заметным.

В области частот $f_p \leq (2 \div 3) f_\beta$ также малы изменения формы амплитудных характеристик при установке в цепи базы первого транзистора дополнительного резистора, сопротивление которого соизмеримо с омическим сопротивлением базы транзистора (сравнение кривых 3, 4 рис. 52 соответственно с кривыми 5, 7). Полученная экспериментальным путем информация об устойчивости амплитудных характеристик к изменению некоторых параметров усилительных приборов (смена типа транзистора на другой, с равным статическим коэффи-

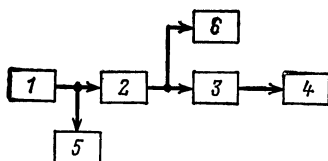


Рис. 53. Функциональная схема установки для снятия зависимости входных проводимостей усилительных приборов от уровня входного сигнала.

1 — генератор стандартных сигналов; 2 — электронная лампа; 3 — высокодобротный резонансный контур; 4 — исследуемое устройство; 5 — частотомер; 6 — вольтметр.

циентом усиления и включение дополнительного резистора в цепь базы) объясняет хорошее совпадение их с расчетными.

Расчетные амплитудные характеристики (кривые 11—15 рис. 52) каскада ОЭ—ОБ получены без учета омического сопротивления базы с использованием теоретических графиков рис. 26 для различных значений начального тока эмиттера. Кроме того, были приняты следующие эмпирически найденные параметры транзисторов КТ306Б и КТ312Б и цепей межкаскадной связи: $\gamma = 40$ 1/В, $\beta_0 = 60$, $R_{к.э} = 850$ Ом,

Снятие экспериментальных зависимостей входной проводимости транзисторных каскодных усилителей типа ОЭ—ОБ и ОК—ОБ от уровня входного сигнала при различных параметрах цепи автоматического смещения проводилось на измерительной установке, функциональная схема которой изображена на рис. 53. Указанные зависимости получены методом сравнения добротности и резонансной частоты высокодобротного одиночного колебательного контура при подключенном и отключенном исследуемом усилителе для одного и того же уровня входного сигнала. При этом цепь подачи высокочастотного сигнала на вход транзисторного каскада, цепи, обеспечивающие требуемый режим работы транзисторов по постоянному току, и измерительные приборы оставались постоянно подключенными к резонансному контуру.

Схема подачи питающих напряжений и высокочастотного сигнала с резонансного контура на исследуемый транзисторный каскад ОЭ—ОБ показана на рис. 51. Подача смещения на базу первого транзистора, входящего в пару, от дополнительного источника позволила исключить ошибку измерения входных параметров каскада, которая возникает за счет смещения рабочей точки при использовании резистивного делителя.

В процессе эксперимента при изменении частоты генератора фиксировалась резонансная частота контура, которая измерялась электронным частотомером. Амплитуда высокочастотного сигнала на контуре измерялась вольтметром.

По результатам измерений были рассчитаны входная емкость и активная проводимость транзистора при различных уровнях входного сигнала с помощью формул

$$C_{вх} = \frac{1}{4\pi^2 L_0 m_2^2} \left(\frac{1}{f_{p2}^2} - \frac{1}{f_{p1}^2} \right); \quad (157)$$

$$g_{вх} = \frac{(1-A) g_0 m_2^2}{A}, \quad (158)$$

где L_0 — измеренная эквивалентная индуктивность высокодобротного резонансного контура; m_2 — коэффициент включения исследуемого устройства в резонансный контур; f_{p2} , f_{p1} — резонансная частота контура при подключенном и отключенном исследуемом усилителе; g_0 — проводимость контура на резонансной частоте при от-

ключенном исследуемом усилителе; A — коэффициент, зависящий от уровня входного сигнала.

Величины g_3 и A определяются выражениями

$$g_3 = \frac{\Delta f_{0,7}}{2\pi f_{p1} L_3}; \quad (159)$$

$$A = \frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}, \quad (160)$$

где $\Delta f_{0,7}$, $U_{\text{ВЫХ}}$ — ширина полосы пропускания резонансного контура и напряжение высокочастотного сигнала

на резонансной частоте, измеренные при отключенном исследуемом устройстве; $U'_{\text{ВЫХ}}$ — напряжение высокочастотного сигнала на резонансной частоте при подключенном исследуемом устройстве.

Зависимости входного сопротивления каскада ОЭ—ОБ, выполненного на транзисторах КТ306Б и КТ312Б, от уровня подаваемого на вход сигнала при различных значениях начального тока эмиттера $I_{э.н}$ первого транзистора и сопротивления резистора R_3 приведены соответственно на рис. 54 и 55. Частота входного сигнала f_p равнялась приблизительно 9 МГц.

Из сравнения экспериментальных кривых 1, 2, 3

рис. 54 с расчетными 4, 5, полученными с использованием теоретических графиков рис. 38 без учета омического сопротивления базы для транзистора КТ306Б, можно сделать вывод о достаточно точном их совпадении.

Анализ экспериментальных кривых $R_{\text{ВХ}}(U_{\text{ВХ}})$ (рис. 55) показывает существенное влияние омического

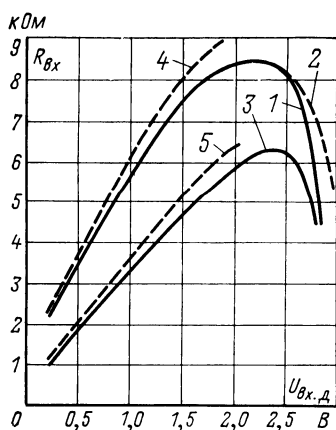


Рис. 54. Зависимость входного активного сопротивления каскада ОЭ—ОБ на транзисторах КТ306Б на частоте $f_p = 9$ МГц при различных начальных токах.

Экспериментальные кривые: 1 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_3 = 1$ кОм; 2 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_3 = 1$ кОм, $R_6 = 110$ Ом; 3 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_3 = 1$ кОм. Расчетные кривые: 4 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_3 = 1$ кОм; 5 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_3 = 1$ кОм.

сопротивления базы транзистора на входное сопротивление каскада ОЭ—ОБ на частотах $f_p \geq 3 f_\beta$. Особенно заметно это влияние при сравнительно малых значениях начального тока $I_{э.н}$ (кривые 1 и 2). Этим объясняется существенное отклонение экспериментальных кривых 2, 4 от расчетных 13, 14, построенных при помощи теоретических графиков рис. 38 для соответствующих значений начального тока $I_{э.н}$ и без учета омического сопротивления базы транзистора. Экспериментальные

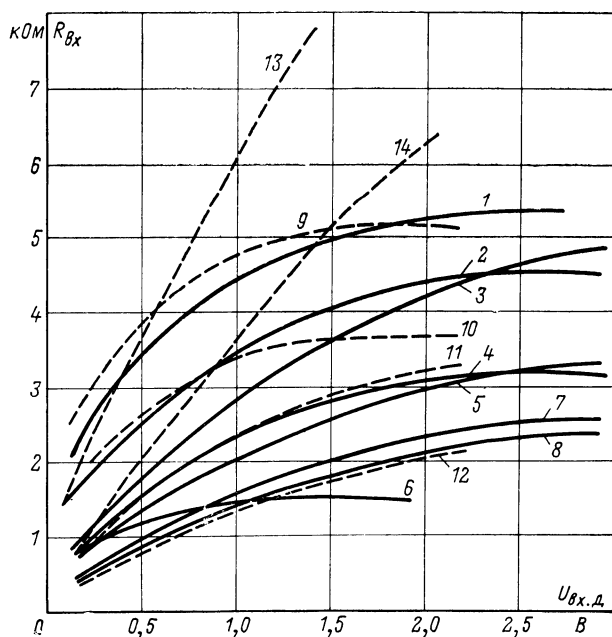


Рис. 55. Зависимость входного активного сопротивления каскада ОЭ—ОБ на транзисторах КТ312Б на частоте $f_p = 9$ МГц при различных начальных токах.

Экспериментальные кривые: 1 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм; 2 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм, $R_б = 110$ Ом; 3 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 10$ кОм; 4 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 5 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм, $R_б = 110$ Ом; 6 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 150$ Ом; 7 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 8 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм, $R_б = 110$ Ом. Расчетные кривые с учетом $r_б$ транзистора: 9 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм, $r_б = 150$ Ом; 10 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм, $r_б = 150$ Ом, $R_б = 110$ Ом; 11 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм, $r_б = 150$ Ом; 12 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм, $r_б = 150$ Ом. Расчетные кривые без учета $r_б$ транзистора: 13 — $I_{э.н} = 15$ мА, $R_э = 1$ кОм; $r_б = 0$; 14 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; $r_б = 0$.

кривые по сравнению с расчетными имеют меньшую крутизну.

Достаточную для практического использования точность совпадения расчетных кривых 9, 10, 11, 12 с соответствующими экспериментальными 1, 2, 4, 7 обеспечивает применение методики, изложенной в § 17. Эта методика учитывает влияние омического сопротивления базы на входное сопротивление каскада ОЭ—ОБ на частотах $f_p > f_\beta$.

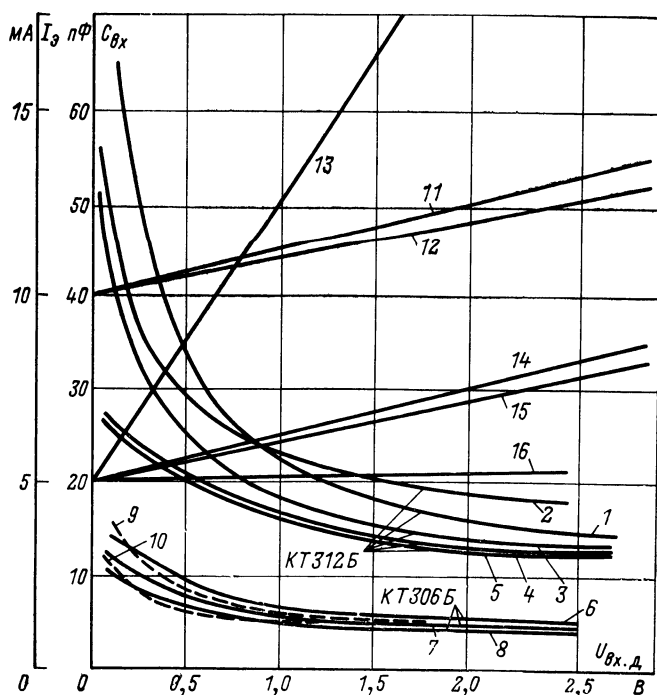


Рис. 56. Зависимость входной емкости и постоянной составляющей тока транзистора эмиттера каскада ОЭ—ОБ на частоте $f_p = 9$ МГц при различных типах транзисторов, начальных токах и сопротивлениях резистора в цепи эмиттера первого транзистора.

Экспериментальные кривые: 1 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 2 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 150$ Ом; 3 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 4 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм; 5 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм, $R_б = 110$ Ом; 6 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 7 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 8 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм. Расчетные кривые: 9 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 10 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм. Экспериментальные кривые: 11 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 12 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм, $R_б = 110$ Ом; 13 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 150$ Ом; 14 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 15 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм, $R_б = 110$ Ом.

Сравнение зависимостей $R_{вх}(U_{вх})$ (рис. 54 и 55) при одном и том же диапазоне изменения уровней входного сигнала указывает на то, что каскад ОЭ—ОБ, в котором использованы более высокочастотные транзисторы, характеризуется большими пределами изменения входного сопротивления.

Таким образом, проведенный анализ зависимостей $R_{вх}(U_{вх})$ подтвердил возможность использования теоретических графиков рис. 38 для практических расчетов входного сопротивления каскада ОЭ—ОБ на частотах, меньших предельной частоты f_p примененных транзисторов. На частотах $f_p \geq f_p$ указанные теоретические графики следует использовать совместно с методикой § 17, учитывающей омическое сопротивление базы транзистора.

Экспериментальные зависимости входной емкости и постоянной составляющей эмиттерного тока первого транзистора каскада ОЭ—ОБ (он выполнен на транзисторах типа КТ312Б и КТ306Б) от уровня входного сигнала при различных сопротивлениях резистора R_b представлены на рис. 56.

На этих графиках прослеживаются известные закономерности — более значительная начальная входная емкость при возрастании начального тока эмиттера первого транзистора (кривые 1, 3, 4) и большая величина начальной входной емкости у менее высокочастотного транзистора при одном и том же начальном токе.

Влияние дополнительно включенного в цепь базы резистора при малых начальных токах эмиттера незначительно (кривые 4, 5). Следует также отметить, что степень изменения входной емкости в диапазоне допустимых уровней входного сигнала возрастает с увеличением сопротивления резистора R_b в цепи эмиттера первого транзистора, а величина входной емкости при максимально допустимом уровне входного сигнала — уменьшается. Последнее объясняется уменьшением средних величин барьерной и диффузионной емкостей за счет смещения рабочей точки при больших R_b в область более значительных запирающих напряжений.

Для каскадов ОЭ—ОБ на транзисторах с $f_p > f_p$ наблюдается достаточно точное совпадение расчетных кривых 9, 10 с экспериментальными 6, 8. Расчеты выполнены для соответствующих начальных значений тока эмиттера с использованием теоретических графиков, изобра-

женных на рис. 39. При расчетах для возможности более качественного сравнения расчетных и экспериментальных кривых использовались экспериментально полученные параметры транзисторов типа КТ306Б, приведенные ранее.

22. Каскодные усилители-ограничители типа ОК—ОБ

На рис. 57 приведена принципиальная схема усилителя-ограничителя с двусторонним (симметричным) ограничением сигнала в каскадах. Каждый из трех каскадов, входящих в состав усилителя-ограничителя, собран по каскодной схеме ОК—ОБ с непосредственной связью между транзисторами по постоянному току. В качестве усилительных приборов использованы транзисторы ($T_1—T_6$) КТ316Б со статическим коэффициентом усиления $\beta=100\div 120$ единиц. Нагрузкой первых транзисторов каскадов ОК—ОБ являются резисторы R_7, R_{14}, R_{21} , которые одновременно являются элементами обратной связи для каждого из транзисторов пары. Кроме того, в состав цепей обратной связи введены дополнительные резисторы $R_3, R_6, R_{10}, R_{13}, R_{17}, R_{20}$, предназначенные для уменьшения влияния разброса параметров транзисторов пары на симметричность ограничения. Сопротивление этих резисторов выбирается исходя из сопротивления резисторов в общей цепи R_7, R_{14}, R_{21} и составляет 0,05—0,02 величины последних [10]. Для повышения устойчивости работы усилителя-ограничителя в большом диапазоне уровней входного сигнала в цепи коллектора всех транзисторов введены резисторы $R_2, R_5, R_9, R_{12}, R_{16}, R_{19}$.

Значения коэффициентов включения избирательных цепей каскадов усилителя-ограничителя в цепь базы первого и в цепь коллектора второго транзистора пары соответственно составили $m_1=1/3$, $m_2=2/3$.

При таком построении каждый каскад имеет коэффициент усиления около 18 дБ, а динамический диапазон эффективного амплитудного ограничения, обеспечиваемый усилителем-ограничителем, составляет 51 дБ.

Амплитудная и амплитудно-частотные характеристики усилителя-ограничителя с двусторонним (симметричным) ограничением сигнала в каскадах (рис. 57) приведены соответственно на рис. 58 и 59.

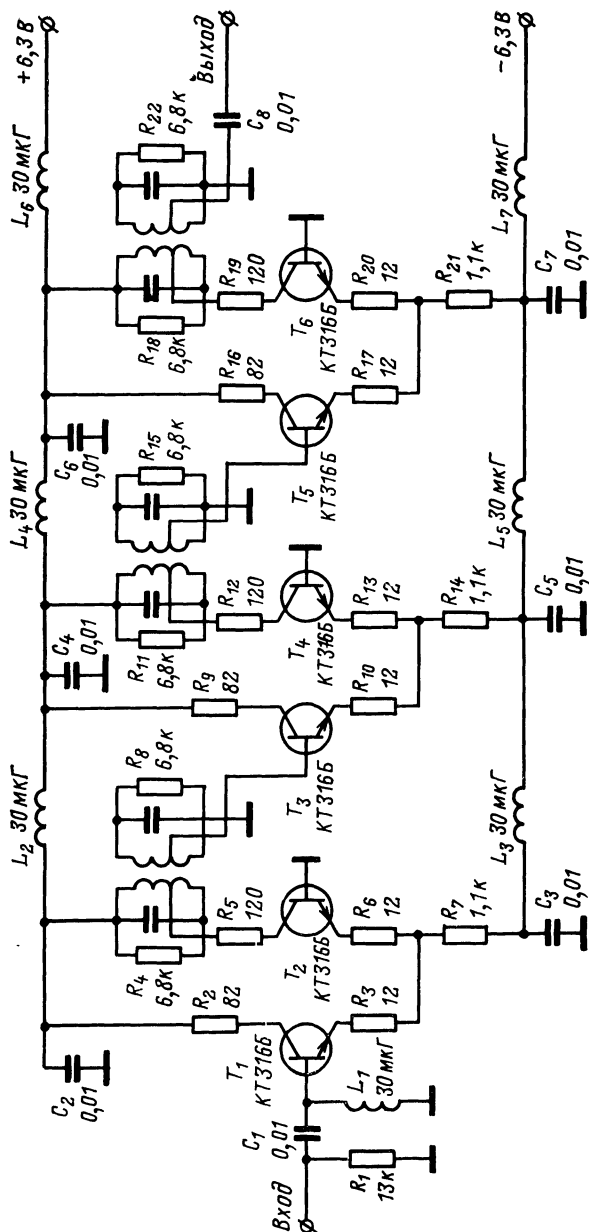


Рис. 57. Схема транзисторного усилителя-ограничителя с симметричным ограничением амплитуды сигнала в каскадах.

Минимальный и максимальный коэффициенты подавления амплитудной модуляции сигнала с частотой модуляции $F_m = 5$ кГц во всем диапазоне эффективного амплитудного ограничения усилителя-ограничителя имеют соответственно величины 20 и 56 дБ (рис. 60).

Повышение стабильности амплитудно- и фазо-частотных характеристик усилителя-ограничителя, состоящего

из каскадов ОК—ОБ, может быть достигнуто за счет применения способа прямых и обратных связей, а также компенсационного способа [9].

Перейдем к рассмотрению основных характеристик одиночного каскада ОК—ОБ, схема которого изображена на рис. 61.

Амплитудные характеристики каскадного усилителя ОК—

ОБ, выполненного на транзисторах типа КТ312Б, при различных начальных токах эмиттера $I_{э.н}$ и сопро-

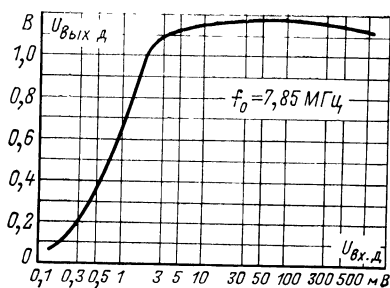


Рис. 58. Амплитудная характеристика усилителя-ограничителя с каскадами ОК—ОБ.

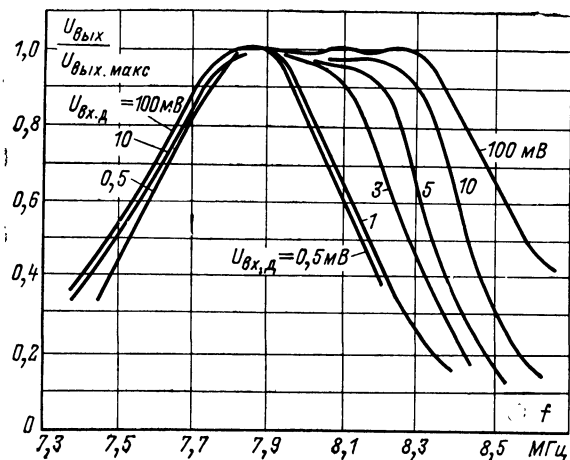


Рис. 59. Амплитудно-частотные характеристики усилителя-ограничителя с каскадами ОК—ОБ при различных уровнях входного сигнала.

тивлениях резистора в общей цепи приведены на рис. 62. Избирательная нагрузка в цепи коллектора второго транзистора имела эквивалентное сопротивление $R_{к.э} = 1,1 \text{ кОм}$ и частоту настройки $f_p = 2,4 \text{ МГц}$. Коллекторный источник имел напряжение $E_k = 15 \text{ В}$.

Из анализа семейства кривых $U_{вых} = \Phi(U_{вх})$ следует, что рассмотренный каскад имеет эффективное амплитудное ограничение в большом диапазоне уровней входных сигналов. При этом амплитуда выходного высокочастотного напряжения в режиме ограничения пропорциональна значению начального тока $I_{э.н}$ и эквивалентному $R_{к.э}$ сопротивлению избирательной нагрузки в цепи коллектора второго транзистора. Режим эффективного амплитудного ограничения наступает при одном и том же уровне входного сигнала независимо от величины начального тока $I_{э.н}$.

Расчетные кривые 5, 7, полученные с помощью теоретических графиков рис. 32, имеют существенное (до 50%) отклонение от соответствующих экспериментальных кривых 2, 3. Причина этого отклонения подробно изложена в § 14. Весьма точно амплитудные характеристики каскодного усилителя описываются приближенными выражениями, приведенными в § 14, которым на рис. 62 соответствуют кривые 4, 6.

Зависимость входного сопротивления каскодного усилителя ОК—ОБ от уровня входного сигнала (рис. 63) была снята с помощью измерительной установки, функциональная схема которой представлена на рис. 53. Указанные зависимости получены при изменении начального тока в общей эмиттерной цепи от 2 до 20 мА и различных сопротивлениях резистора R_3 .

Кривые $R_{вх} = \Phi(U_{вх})$ имеют монотонно возрастающий характер, крутизна их увеличивается с уменьше-

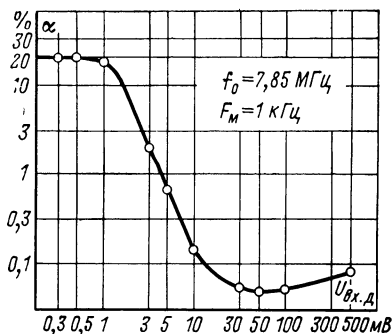


Рис. 60. Зависимость подавления амплитудной модуляции сигнала в усилителе-ограничителе с каскадами ОК—ОБ от уровня входного сигнала.

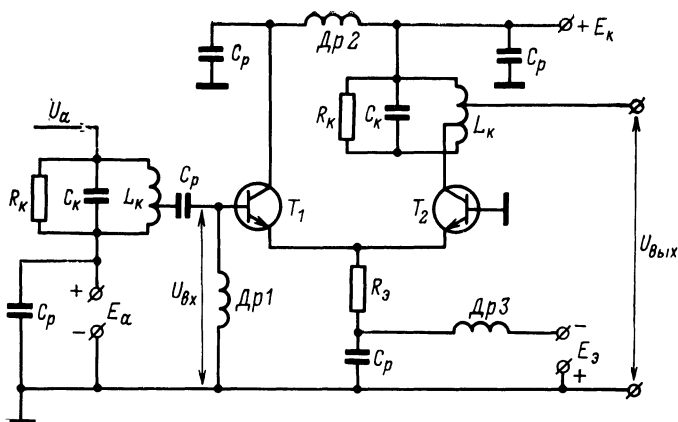


Рис. 61. Схема исследуемого каскада ОК—ОБ.

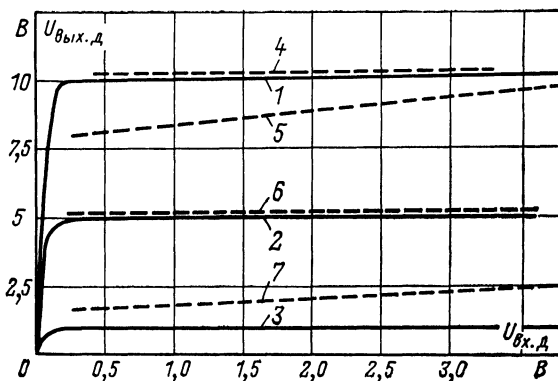


Рис. 62. Амплитудные характеристики каскада ОК—ОБ на частоте $f_p = 2,4$ МГц при различных значениях начальных токов и сопротивления резистора в эмиттерной цепи.

Экспериментальные кривые: 1 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 2 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 3 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм. Расчетные кривые: 4 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_э = 1$ кОм; 5 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 6 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_э = 1$ кОм; 7 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_э = 1$ кОм.

нием значений начального тока в общей эмиттерной цепи.

При сравнении экспериментальных кривых $R_{вх} = \varphi(U_{вх})$, снятых при наличии в цепи базы резистора $R_6 = 150$ Ом, сопротивление которого соизмеримо с омическим сопротивлением базы, и соответствующих кри-

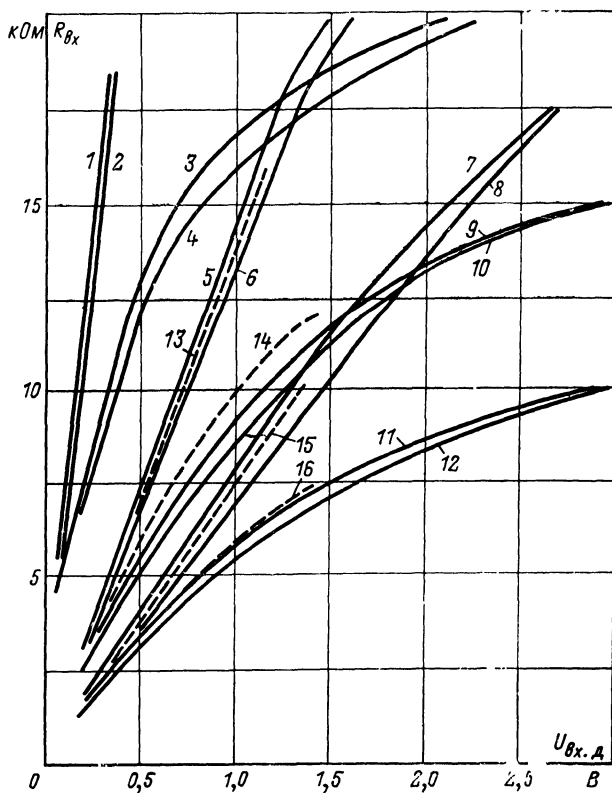


Рис. 63. Зависимость входного сопротивления каскада ОК—ОБ на транзисторах КТ312Б на частоте $f_p = 2,4$ МГц от уровня входного сигнала.

Экспериментальные кривые: 1 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_6 = 1$ кОм; 2 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_6 = 1$ кОм, $R_6 = 150$ Ом; 3 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_6 = 150$ Ом; 4 — $I_{э.н} = 1$ мА, $R_6 = 150$ Ом, $R_6 = 120$ Ом; 5 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_6 = 1$ кОм; 6 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_6 = 1$ кОм, $R_6 = 150$ Ом; 7 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_6 = 1$ кОм; 8 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_6 = 1$ кОм, $R_6 = 150$ Ом; 9 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_6 = 150$ Ом; 10 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_6 = 150$ Ом, $R_6 = 120$ Ом; 11 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_6 = 150$ Ом; 12 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_6 = 150$ Ом, $R_6 = 120$ Ом. Расчетные кривые: 13 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_6 = 1$ кОм; 14 — $I_{э.н} = 5$ мА, $R_6 = 150$ Ом; 15 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_6 = 1$ кОм; 16 — $I_{э.н} = 10$ мА, $R_6 = 150$ Ом.

вых, снятых без дополнительного резистора в цепи базы первого транзистора, видно их малое различие. Это различие еще более уменьшается при достижении входным сигналом уровней порядка 2—3 В.

Расчетные кривые 13, 14, 15, 16 достаточно точно совпадают с соответствующими экспериментальными кривыми 5, 9, 7 и 11.

На рис. 64 приведены зависимости входной емкости и постоянной составляющей тока в общей эмиттерной цепи усилителя ОК—ОБ

от уровня входного сигнала, изменяющегося в большом диапазоне. Указанные зависимости снимались при начальных эмиттерных токах транзисторов $I_{э.н}=1$ мА, 5 мА, 10 мА и сопротивлениях резистора $R_э=150$ Ом и 1 кОм. При меньшем сопротивлении резистора в общей эмиттерной цепи наблюдается меньшая крутизна зависимости $C_{вх}=\varphi(U_{вх})$ и большая величина эквивалентной емкости при максимально допустимой амплитуде входного сигнала.

Расчетные величины входной емкости для нескольких амплитуд входного сигнала показаны на рис. 64. Расчет проводился с использованием кривых рис. 39 и с учетом барьерной емкости эмит-

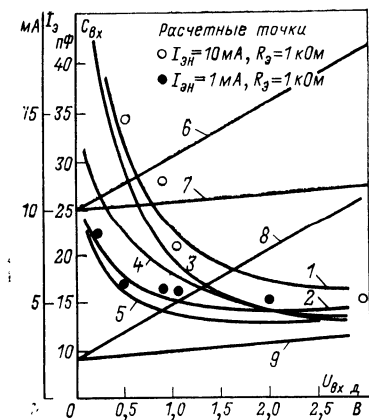


Рис. 64. Зависимость входной емкости и постоянной составляющей суммарного тока через резистор в эмиттерной цепи каскада ОК—ОБ на частоте $f_p=2,4$ МГц от уровня входного сигнала.

Экспериментальные кривые: 1 — $I_{э.н}=10$ мА, $R_э=150$ Ом; 2 — $I_{э.н}=1$ мА, $R_э=150$ Ом; 3 — $I_{э.н}=10$ мА, $R_э=1$ кОм; 4 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=1$ кОм; 5 — $I_{э.н}=1$ мА, $R_э=1$ кОм; 6 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=150$ Ом; 7 — $I_{э.н}=5$ мА, $R_э=1$ кОм; 8 — $I_{э.н}=1$ мА, $R_э=150$ Ом; 9 — $I_{э.н}=1$ мА, $R_э=1$ кОм.

терного перехода, равной 15 пФ для транзистора типа КТ312Б.

Каскады ОК—ОБ могут быть использованы в высокочастотных усилителях-ограничителях, работающих в диапазоне частот 200—400 МГц. В этом случае обеспечиваются хорошая развязка между каскадами и большой

динамический диапазон ограничения усилителя по входным сигналам.

На рис. 65 приведена электрическая схема каскада на транзисторах КТ-904. Резисторы R_2 и R_5 используются для выравнивания токов в транзисторах T_1 и T_2 . Для согласования с генератором и измерителем мощности использовались различные цепи согласования. Наличие повышенного входного сопротивления каскада значи-

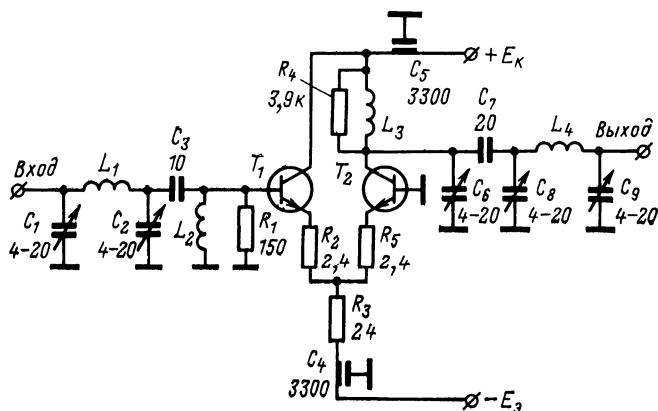


Рис. 65. Схема транзисторного каскада ОК—ОБ для частоты $f_p = 200 \div 210$ МГц.

тельно облегчило подбор элементов входной цепи согласования.

По сравнению с обычными усилительными каскадами на одном транзисторе каскад ОК—ОБ оказался более устойчив. Однако на частотах 150—200 МГц наблюдалось самовозбуждение второго транзистора. Автогенерация устраняется при шунтировании резистором R_4 дросселя L_3 .

Амплитудные характеристики усилительного каскада приведены на рис. 66. Для входной мощности $P_{вх} = 150$ мВт амплитудно-частотная характеристика каскада показана на рис. 67.

Сопоставляя характеристики основных схем построения транзисторных высокочастотных каскадов усилителей-ограничителей можно сделать вывод о существенных преимуществах каскадного усилителя ОК—ОБ. Этот усилитель характеризуется наибольшей стабиль-

ностью параметров при воздействии различных дестабилизирующих факторов (изменение напряжений источников питания, климатических воздействий и т. п.) и высокой степенью симметрии при двустороннем ограничении. Усилитель типа ОК—ОБ входит в режим эффективного амплитудного ограничения при входных уровнях сигнала $U_{вх} \geq 0,15 \div 0,2$ В, причем переход от линейного режима работы к режиму ограничения носит весьма рез-

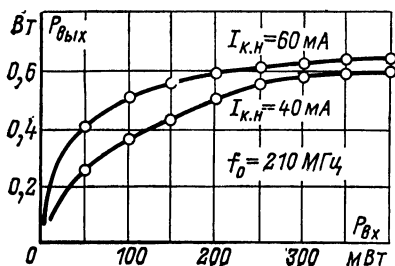


Рис. 66. Амплитудные характеристики высокочастотного транзисторного каскада ОК—ОБ.

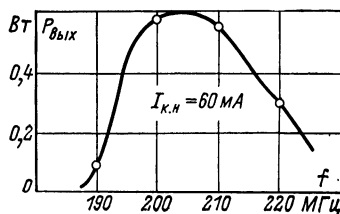


Рис. 67. Амплитудно-частотная характеристика высокочастотного транзисторного каскада ОК—ОБ.

кий характер. Эффективное амплитудное ограничение в каскаде ОЭ—ОБ обеспечивается лишь при введении в цепь эмиттера первого транзистора резистора $R_э$ сопротивлением 5—6 кОм. Как уже указывалось, это приводит к необходимости иметь высоковольтный источник. Каскад ОЭ—ОБ входит в режим ограничения при входных сигналах порядка 0,2—0,3 В.

Каскад ОК—ОБ по сравнению с каскадом ОЭ—ОБ, собранным на тех же типах транзисторов, имеет примерно вдвое больший диапазон эффективного ограничения по входным сигналам. Это объясняется тем, что среднее положение рабочей точки в каскаде ОК—ОБ мало изменяется от уровня входного сигнала и максимально допустимая амплитуда входного сигнала будет приблизительно равна предельно допустимому напряжению эмиттер—база. В каскаде ОЭ—ОБ рабочая точка при возрастании амплитуды входного сигнала смещается в область запирающих напряжений, причем напряжение смещения зависит от сопротивления резистора в цепи эмиттера. При сопротивлениях резисто-

ра R_3 , равных 1—5 кОм, запирающее напряжение можно принять равным амплитуде входного сигнала. Следовательно, мгновенное напряжение на эмиттерном переходе транзистора в усилителе ОЭ—ОБ достигнет максимально допустимого при входном сигнале, уровень которого вдвое меньше, чем в усилителе ОК—ОБ.

Как недостаток каскодного усилителя ОК—ОБ, следует отметить его склонность к самовозбуждению и большее изменение входного сопротивления по сравнению с усилителем ОЭ—ОБ при одном и том же диапазоне уровней входных сигналов. Для уменьшения влияния изменяющихся входных проводимостей транзисторов в усилителях-ограничителях на параметры цепей межкаскадной связи необходимо использовать частичное включение транзисторов в цепи предыдущих каскадов.

При построении высокочастотных избирательных усилителей-ограничителей необходимо применять высокочастотные транзисторы типа КТ316, КТ306, КТ325, ГТ311И и др., причем для повышения стабильности фазо-частотных характеристик усилителя-ограничителя в большом диапазоне изменения уровня входного сигнала использовать в нем транзисторы должны иметь граничную частоту f_T , в 35—60 раз превышающую резонансную частоту f_p . Необходимо также стремиться к использованию в усилителях-ограничителях транзисторов, обладающих, кроме высокой граничной частоты, большим предельно допустимым обратным напряжением эмиттер — база.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В книге представлена методика и получены нормированные графики для инженерного расчета основных характеристик усилителей-ограничителей на электронных лампах и биполярных транзисторах, имеющих цепи автоматического смещения и работающих в большом динамическом диапазоне уровней входных сигналов. При этом рассмотрены усилители-ограничители, построенные без использования элементов высокочастотной обратной связи, в которых имеющаяся обратная связь не оказывает существенного влияния на протекание основных процессов в каскадах ограничителя, а частотно-

избирательные цепи анализируемых усилителей осуществляют эффективную фильтрацию высших гармоник таким образом, что на входных зажимах усилительных элементов присутствует переменное напряжение, форма которого мало отличается от гармонического.

Для анализа нелинейного режима работы таких усилителей применен метод гармонического баланса (метод расчета по первой гармонике). Использование этого метода позволило, как показывают экспериментальные результаты, с достаточной для инженерных расчетов точностью определить амплитудные характеристики и входные сопротивления усилителей-ограничителей для частот входного сигнала, при которых инерционностью процессов в активных элементах усилителей можно пренебречь. Для каскодного усилителя ОЭ—ОБ, работающего в режиме эффективного амплитудного ограничения, получена инженерная методика расчета основных его параметров при учете инерционности процессов в базе и сопротивлении базы первого транзистора каскада. Принципиальной особенностью работы каскодного усилителя ОК—ОБ с общим резистором в цепях эмиттеров транзисторов является наличие несинусоидального напряжения на эмиттерных переходах транзисторов каскада. Анализ работы этого каскада для низких по отношению к транзистору частот с использованием метода расчета по основной гармонике и при условии, что переменное напряжение на эмиттерах транзисторов является синусоидальным, дал возможность правильно определить протекание основных процессов в каскаде.

На практике используется большое число разнообразных модификаций усилителей-ограничителей. При расчете параметров этих ограничителей по методикам, изложенным в настоящей книге, необходимо также учитывать особенности их схемного построения и конструктивного выполнения.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Программа решения нелинейных алгебраических или трансцендентных уравнений, описанная в § 8, дает максимальный эффект при анализе систем из двух и более уравнений. Например, эта программа использовалась при решении систем уравнений (96) и (97). В настоящем приложении даны две методики решения нелинейного уравнения систем (87), (122), (123):

$$x - e^{-\kappa x} I_0(\xi) + 1 = 0. \quad (\text{П-1})$$

Уравнение (П-1) является основным при анализе каскодного усилителя типа ОЭ—ОБ. Если использовать для определения зависимости $x=f(\xi)$ при выбранном параметре κ метод итераций Ньютона, то пришлось бы находить производную от неявной функции (П-1) и предварительно ручным способом вычислять начальное приближение x_0 . Поэтому, используя особенности уравнения (П-1), следует найти более простой алгоритм его решения.

Во-первых, можно использовать метод обратной функции, в соответствии с которым отыскивается не функция $x=f(\xi)$, а обратная ей зависимость $\xi=f_1(x)$.

Из уравнения (П-1) при заданных x и κ находим $I_0(\xi) = (1+x) \exp(-\kappa x)$. Искомое значение ξ можно приблизительно определить по таблицам и графикам функций Бесселя или с большей точностью найти с помощью ЭВМ.

Во-вторых, по заданному числу ξ_i , где $i=1, 2, \dots, m$, находим функцию Бесселя $I_0(\xi_i)$ и подставляем ее в образованное с использованием выражения (П-1) уравнение

$$x - I_0(\xi) e^{-\kappa x} + 1 = F, \quad (\text{П-2})$$

где F — коэффициент.

Пусть x в уравнении (П-2) при выбранном параметре κ равно первому приближению $D > 0$. Если $F=0$, то выражения (П-2) и (П-1) совпадают и решение x_i равно D . Если $F > 0$, то D необходимо уменьшать, а при $F < 0$ — увеличивать. Таким образом, поиск решения x_i ведем, минимизируя абсолютную величину коэффициента F .

На основании изложенного составим следующую программу решения уравнения (П-1) и системы (123).

Программа написана на языке АЛГОЛ-60.

```
begin   integer i;
        real x, y, F, D, K, E;
        array 10, 11, S [1:10];
        ВВОД (10, 11, S);
        ВЫВОД (10, 11, S);
        for i: =1 step 1 until 10 do;
```

```

for  $K := 1, 3, 6, 10, 30, 60, 100, 300, 600, 1000$  do;
begin  $x := 0$ ;  $D := 10$ ;
L1:  $E := \exp(-K \times x)$ ;  $F := x - E \times 10[i] + 1$ ;
if  $\text{abs}(F) \leq 10^{-4}$  then go to L2;
if  $F < 0$  then begin  $x := x + D$ ;
go to L1; end;
 $D := D/2$ ;  $x := x - D$ ; go to L1;
L2:  $y := E \times 2 \times 11[i]/S[i]$ ;
ВЫВОД ( $S, K, x, y$ );
end; end

```

Здесь массив 10 включает десять значений функций Бесселя $I_0(\xi_i)$. Функции Бесселя $I_1(\xi_i)$ и ξ_i при $i=1, 2, \dots, 10$ записаны с помощью массивов 11 и S соответственно.

Параметр x обозначен буквой K , нормированной емкости y , соответствует буква y , нормированная амплитуда сигнала $\xi_i = S$.

Точность расчетов переменной x_i зависит от точности вычисления F . Из анализа уравнения (П-2), следует, что в рассматриваемом случае точность расчетов x_i определяется точностью вычисления коэффициента F . При абсолютном значении F , меньшем или равном 10^{-4} , поиск точного x_i заканчивается.

Результаты, полученные при расчетах по приведенной выше программе, использовались для построения кривых рис. 27 и 39 при $\xi < 20$. Для решения прологарифмированных уравнений (126) также используем приведенный алгоритм. В этом случае минимизируем абсолютную величину коэффициента:

$$x - [\xi + \ln(1 + 8\xi) - \ln 8\xi \sqrt{2\pi\xi} - \ln(1 + x)] = F. \quad (\text{П-3})$$

Результаты решения (П-3) и уравнений (126) по программе, аналогичной описанной выше, использованы для построения кривых рис. 27, 39 при $\xi > 20$.

Одним из достоинств алгоритма является возможность выбора достаточно произвольного первого приближения D , причем это приближение может быть одним и тем же для всех x .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чистяков Н. И., Сидоров М. В., Мельников В. С. Радиоприемные устройства. М., Связьиздат, 1959, 896 с. с ил.
2. Сидоров В. М. Расчет амплитудных характеристик ограничителей. — «Радиотехника», 1953, т. 8, № 5, с. 33—38.
3. Шумлянский И. И. Лободзинский В. А. Применение амплитудных ограничителей в частотно-избирательной системе. — «Радиотехника», 1966, т. 21, № 4, с. 33—39.
4. Царичанский В. А. К расчету амплитудной характеристики транзисторного ограничителя. — «Радиотехника», 1970, т. 25, № 12, с. 90—94.
5. Gray C. R., Lowson T. C. Transistorized FM and TV limiter design and performance. — «IRE Transactions», July 1960, № 2, BTR-6, p. 10—14.
6. Гузь В. И. Двусторонний ограничитель синусоидального напряжения на транзисторах. — «Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника», 1967, т. 10, № 3, с. 310—312.
7. Панченко В. С., Зеленин А. Н. К расчету амплитудной и фазоамплитудной характеристик ограничителей высокой частоты. — «Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника», 1973, т. 16, № 7, с. 94—96.
8. Попов В. П., Яремчук О. И., Ряполов А. А. Анализ фазоамплитудной стабильности высокочастотных усилителей-ограничителей. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», 1971, вып. 8, с. 98—109.
9. Лукошкин А. П., Киренский И. Г., Петров О. В. Усилители на транзисторах со стабильными фазовыми характеристиками. М., «Энергия», 1973, 112 с. с ил.
10. Тимищенко М. Г., Баланов А. Т. Исследование широкополосного ограничителя. — «Электросвязь», 1961, № 12, с. 19—28.
11. Минашин В. П. К расчету ограничителей на полупроводниковых диодах. — «Электросвязь», 1963, № 11, с. 12—17.
12. Марченко Ю. Ф. О расчете амплитудных и фазоамплитудных характеристик ограничителей параллельного типа. — «Труды НИИР», 1968, № 3, с. 89—95.
13. Попов В. П. Метод расчета амплитудных и фазоамплитудных характеристик высокочастотных усилителей — «Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника», 1973, № 6, с. 128—133.
14. Глазков Н. Н., Зеленин А. П. Ограничитель для радиорелейных линий связи. — «Изв. вузов. Сер. Радиотехника», 1965, т. 8, № 5, с. 617—619.
15. Зеленин А. П. Улучшение частотной избирательности подавлением нежелательной модуляции сигнала. — «Изв. вузов. Сер. Радиотехника», 1961, т. 3, № 4, с. 453—458.

16. Крылов Г. М., Смирнов Г. А., Волкостов А. П. Принципы и методы регулирования усиления в транзисторных усилителях. М., «Энергия», 1974, 256 с. с ил.
17. Самойленко В. И., Богданова Г. А. Нелинейные свойства входной цепи транзисторов с автоматическим смещением. — «Нелинейные и сверхвысокочастотные радиотехнические системы», 1970, вып. 215, с. 150—160.
18. Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. М., «Мир», 1968, 432 с. с ил.
19. Березин И. С., Жидков Н. П. Методы вычислений. М., Физматгиз, 1962, т. 2, 639 с. с ил.
20. Бруевич А. Н. Умножители частоты. М., «Советское радио», 1970, 247 с. с ил.
21. Шитиков Г. Т. Стабильные диапазонные автогенераторы. М., «Советское радио», 1965, 614 с. с ил.
22. Beaufoy R., Sparkes J. J. The junction transistor as a charge — controlled device. — «A. T. E. J.», 1957, v. 13, p. 1740.
23. Gray P. E., De Witt D. a. o. Physical electronics and circuits models of transistors. — «Semiconductor Electronics Committee Books», 1964, v. 2, № V.
24. Linvil J. G., Gibbons J. F. Transistors and activ circuits. McGraw — Hill Book Co. Inc., 1961, № V, 515.
25. Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., «Советское радио», 1966, 359 с. с ил.
26. Агаханян Т. М. Измерение статических параметров полупроводникового триода. — «Полупроводниковые приборы и их применение», 1964, вып. 11, с. 214—229.
27. Агаханян Т. М. Измерение импульсных параметров полупроводникового триода в ключевом режиме. — «Полупроводниковые приборы и их применение», 1963, вып. 10, с. 338—359.
28. Ebers J. J., Moll J. L. Large — signal behaviour of junction transistors. — «Proc. IRE», Dec. 1954, v. 42, p. 1761—1772.
29. Молл. Переходная характеристика плоскостных триодов при больших сигналах. — «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 2.
30. Эберс и Молл. Характеристики плоскостных полупроводниковых триодов при больших сигналах. — «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 4.
31. Hamilton D. J., Lindholm F. A., Narud J. A. Comparison of large signal models for junction transistors. — «Proc. of the IEEE», March 1964, v. 52, № 3, p. 239—248.
32. Недолужко И. Г., Качанов И. Л. Расчет переходных процессов в полупроводниковых триодах методом заряда. — «Полупроводниковые приборы и их применение», 1965, вып. 13, с. 228—247.
33. Гаврилов Г. К. Переходные процессы в транзисторе и методы расчета импульсных схем. М., «Связь», 1971, с. 104—118.
34. Архангельская И. Т. Модели биполярных транзисторов. — «Полупроводниковые приборы и их применение», 1972, вып. 26, с. 60—74.
35. Бруевич А. Н., Евтянов С. И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. М., «Советское радио», 1965, 344 с. с ил.
36. Королев В. И., Поваров А. А. О стабильности параметров УПЧ, работающего в режиме амплитудного ограничения. — В кн.:

Материалы V-го научно-технического симпозиума по усилительной технике. НТОРЭиС им. А. С. Попова. М., 1971, с. 20—32.

37. Кучумов А. И., Королев В. И. О характеристиках ограничения в транзисторных каскадах УПЧ. — В кн.: Тезисы докладов научно-технического семинара по усилительной технике. НТОРЭиС им. А. С. Попова. М., 1972, с. 42, 43.

38. Королев В. И., Кучумов А. И. Изменение входных параметров транзисторного каскада ОЭ—ОБ в большом динамическом диапазоне входных сигналов. — В кн.: Тезисы докладов научно-технического семинара по усилительной технике. НТОРЭиС им. А. С. Попова. М., 1972, с. 39—41.

39. Ковригин В. П. Коррекция фазовых погрешностей в резонансных усилителях высокой частоты с автоматической регулировкой усиления. — «Радиотехника», 1972, т. 17, № 8, с. 26—31.

40. Wilhelm G., Schreier R. Kompensation der dynamischen Eingangs — Kapazität der EAF 801 im geregelten ZF — Verstärker. — «Radio und Fernsehen», 1966, № 17, p. 521—522.

41. Андреев В. С. О характеристиках нелинейного колебательного контура. — «Труды учебных институтов связи», 1967, вып. 36, с. 180—189.

42. Крылов Г. М., Панов В. И., Королев В. И. и др. Фазовые характеристики усилительных устройств. М., «Энергия», 1975, 184 с. с ил.

43. Поповиченко В. В. Нестабильность усилителей с двухконтурными резонансными каскадами. — «Вопросы радиоэлектроники», 1969, вып. 15, с. 95—106.

44. Радиоприемные устройства. Под ред. И. В. Сифорова. М., «Советское радио», 1974, 512 с. с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. <i>Общие сведения об ограничителях</i> . .	6
1. Разновидности ограничителей	6
2. Способы построения амплитудных ограничителей . .	9
3. Основные технические показатели амплитудных ограничителей	15
4. Общие требования к усилителям-ограничителям . .	19
Глава вторая. <i>Эквивалентные нелинейные схемы замещения усилительных приборов</i>	21
5. Общие принципы выбора эквивалентных схем . .	21
6. Эквивалентная схема замещения электронной лампы . .	22
7. Эквивалентная схема замещения транзистора . .	28
8. Составление и решение нелинейных дифференциальных уравнений	36
Глава третья. <i>Амплитудные характеристики усилителей-ограничителей</i>	38
9. Нелинейное уравнение каскада на электронной лампе и его решение	38
10. Амплитудная характеристика лампового каскада усилителя-ограничителя	46
11. Нелинейное уравнение каскодного усилителя ОЭ—ОБ и его решение	50
12. Амплитудная характеристика каскодного усилителя ОЭ—ОБ	55
13. Нелинейное уравнение каскодного усилителя ОК—ОБ и его решение	60
14. Амплитудная характеристика каскодного усилителя ОК—ОБ	66
Глава четвертая. <i>Входные проводимости каскадов высокочастотных усилителей-ограничителей в большом динамическом диапазоне уровней входного сигнала</i> . .	72
15. Определение зависимости параметров усилительных приборов от уровня входного сигнала	72
16. Входная проводимость каскада на электронной лампе . .	74
17. Входная проводимость каскодного усилителя ОЭ—ОБ . .	77
18. Входная проводимость каскодного усилителя ОК—ОБ . .	85
19. Причины фазовой неустойчивости усилителей-ограничителей и способы ее оценки	89

Глава пятая. Электрические схемы и характеристики усилителей-ограничителей	94
20. Усилители-ограничители на электронных лампах . . .	94
21. Усилители-ограничители на транзисторах (каскадный усилитель-ограничитель ОЭ—ОБ)	99
22. Каскадные усилители-ограничители типа ОК—ОБ . . .	110
Заключение	119
Приложение	121
Список литературы	123

**ВЯЧЕСЛАВ ИВАНОВИЧ КОРОЛЕВ,
АЛЕКСАНДР ИВАНОВИЧ КУЧУМОВ**

Усилители-ограничители

Редактор Г. М. Крылов
Редактор издательства Ю. Н. Рысев
Технический редактор М. П. Осипова
Корректор В. С. Антипова

Сдано в набор 22/VI 1976 г.
Подписано к печати 3/IX 1976 г.

Т-15768 Формат 84×108^{1/32} Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 6,72 Уч.-изд. л. 6,82
Тираж 14_000 экз. Зап. 720 Цена 34 коп.

Издательство «Энергия»,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров
СССР по делам издательств, полиграфии
и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Цена 34 коп.