

БИБЛИОТЕКА

ПО

РАДИО

ЛЕКТРОНИКЕ

# КАСКАДЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ



• ЭНЕРГИЯ •

БИБЛИОТЕКА  
ПО РАДИО-  
ЭЛЕКТРОНИКЕ

ВЫПУСК 50

# КАСКАДЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Под общей редакцией Н. Г. Петрова



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1974



6Ф0.3

К 28

УДК 621.396.62:621.382.3

Авторы: Е. А. Богатырев, Н. Н. Капитанов, Ю. С. Мырсин,  
А. К. Нарышкин, Н. Г. Петров, В. К. Раков, В. А. Силаев,  
К. А. Шуцкой

**Каскады радиоприемников на полевых транзисторах.** Под общ. ред. Н. Г. Петрова. М., «Энергия», 1974.

192 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 50).

На обороте тит. л. авт.: Е. А. Богатырев, Н. Н. Капитанов, Ю. С. Мырсин и др.

В книге освещена работа основных узлов радиоприемных устройств на полевых транзисторах с *p-n* переходом. Рассмотрены физические основы и параметры усилительных приборов. Приведены методы расчета основных параметров аperiodических и резонансных усилителей, преобразователей частоты, активных фильтров.

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

30404-467

051(01)-74 281-74

6Ф0.3

© Издательство «Энергия», 1974 г.

*Евгений Алексеевич Богатырев  
Николай Николаевич Капитанов  
Юрий Сергеевич Мырсин  
Александр Кириллович Нарышкин  
Николай Георгиевич Петров  
Вадим Константинович Раков  
Валентин Андреевич Силаев  
Константин Александрович Шуцкой*

#### **КАСКАДЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ**

Редактор Г. М. Крылов

Редактор издательства Ю. Н. Рысев

Технический редактор Л. Н. Никитина

Корректор В. С. Антипова

Сдано в набор 25/III 1974 г. Подписано к печати 4/X 1974 г.

Т-13983 Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub> Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 10,08 Уч.-изд. л. 10,48

Тираж 20 000 экз. Зак. 719 Цена 52 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Набрано в Московской типографии № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Отпечатано во Владимирской типографии Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б. Заказ 374

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Массовое производство полевых транзисторов (ПТ) привело к тому, что они находят все более широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения.

Большое количество работ, посвященных полевым транзисторам, отражает интерес разработчиков к широкому их использованию при построении радиотехнических устройств. Это объясняется, в частности, тем, что характеристики ПТ как активных элементов позволяют значительно расширить схемотехнические возможности цепей и узлов радиоаппаратуры. В одних случаях это проявляется в упрощении схем, в других — в улучшении качественных показателей устройств. Инженерная практика показывает, что во многих случаях для анализа радиотехнических узлов и цепей, выполненных на ПТ, возможно использование хорошо разработанных методов расчета схем на электронных лампах и биполярных транзисторах. В книге рассмотрены применения полевых транзисторов с  $p-n$  переходом.

Поскольку для практического применения тех или иных активных элементов необходимо четкое представление об их работе, в гл. 1 приведены основные сведения о ПТ как активном элементе. В ней рассмотрены эквивалентные схемы, характеристики, температурные зависимости и шумовые свойства ПТ.

В гл. 2 обсуждается использование ПТ в малосигнальных линейных апериодических усилителях. Обращается внимание на расчет термостабильности каскадов, в том числе дифференциальных УПТ, и частотных характеристик гибридных схем.

В гл. 3 анализируются устойчивость и шумовые свойства резонансных усилителей на ПТ. Обсуждается условие получения минимального коэффициента шума. Рассмотрены особенности применения ПТ в каскадах с регулируемым усилением.

Использованию ПТ в преобразователях частоты посвящена гл. 4. Приведен расчет основных характеристик однотранзисторного преобразователя и балансных преобразователей, позволяющих улучшить спектральный состав выходного напряжения. Показана возможность создания достаточно эффективных преобразователей на ПТ, работающих в режиме управляемого нелинейного сопротивления.

В гл. 5 рассмотрены особенности применения ПТ в активных фильтрах. Приведены схемы перестраиваемых фильтров. Проанализированы способы построения избирательных усилителей с имитированными индуктивностями, в частности с гираторами.

В приложении 1 излагается метод расчета нелинейных процессов в усилительном каскаде при работе ПТ без отсечки выходного тока.

В написании книги принимали участие: Е. А. Богатырев — гл. 4 и приложение I; Н. Н. Капитанов — гл. 1 (за исключением § 5, 6); Ю. С. Мырсин и Н. Г. Петров — § 15; А. К. Нарышкин — § 5, 6, 10; Н. Г. Петров — § 8, 9, 12; В. К. Раков — § 11; В. А. Силаев — гл. 5; К. А. Шуцкой — гл. 3 (за исключением § 15). Общая редакция выполнена Н. Г. Петровым.

Авторы приносят глубокую благодарность рецензенту доктору техн. наук, проф. А. А. Куликовскому и редактору канд. техн. наук, доц. Г. М. Крылову.

*Авторы*

## Глава первая

### ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

#### 1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Полевой транзистор (ПТ) представляет собой активный полупроводниковый элемент, выходной ток которого управляется за счет модуляции толщины проводящего канала поперечным электрическим полем. ПТ могут быть как с  $p$ , так и с  $n$ -каналом. Условные обозначения обоих типов ПТ с указанием полярности питающих напряжений показаны на рис. 1, б и 1, в.

Схематическое изображение планарного ПТ с управляющим  $p$ - $n$  переходом дано на рис. 1, а. Между сильно-

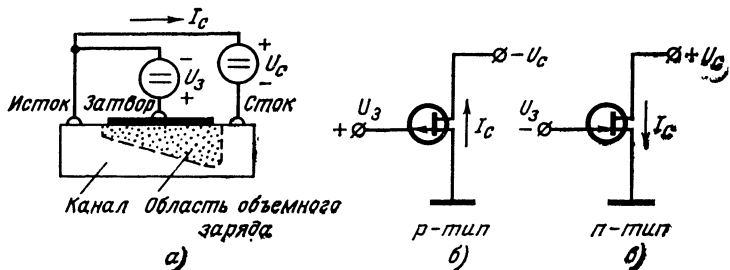


Рис. 1.

легированными областями истока и стока технологическим путем создается проводящий канал в виде  $p$ - $n$  перехода. При подключении внешнего источника напряжения  $U_c$  в цепи исток—сток протекает ток  $I_c$ , величина которого определяется проводимостью канала. Ток стока создает падение потенциала вдоль канала от истока к стоку, смещающее  $p$ - $n$  переход в обратном направлении, уменьшая эффективное поперечное сечение канала.

Это происходит за счет расширения обедненного слоя  $p$ - $n$  перехода в толщу канала. Более широкая часть обедненного слоя располагается в области с самым высоким потенциалом, т. е. вблизи области стока. Увеличение напряжения  $U_c$  вызывает рост тока  $I_c$ , что в свою очередь приводит к дальнейшему расширению обедненного слоя и уменьшению проводимости канала. Наконец, наступает такое состояние, когда повышение величины  $U_c$  не сопровождается увеличением тока стока  $I_c$ , поскольку расширение обедненного слоя почти полностью компенсирует возрастание внешнего напряжения на стоке  $U_c$ . Значение напряжения на стоке при нулевом внешнем смещении затвора, при котором увеличение тока  $I_c$  резко замедляется, принято называть напряжением насыщения  $U_{c.нас}$ , а ток стока, соответствующий этому напряжению — током стока насыщения  $I_{c.нас}$ .

Если между затвором и истоком ПТ включить источник напряжения  $U_z$  так, чтобы  $p$ - $n$  переход смещался в обратном направлении, то это вызовет соответствующее уменьшение тока стока. При определенном значении напряжения на затворе  $U_z = U_0$ , которое называется напряжением отсечки или напряжением запирания ПТ, ток стока становится равным неуправляемому току стока, причем, как показано в [Л. 1, 2], напряжение запирания численно равно напряжению насыщения, т. е.  $U_0 = U_{c.нас}$ .

Очевидно, если напряжение на затворе не равно нулю, то насыщение тока стока ПТ наступает при напряжениях на стоке, отличных от  $U_{c.нас}$ . Это напряжение, условно называемое напряжением перекрытия канала ПТ, определяется из соотношения

$$|U_{c.пер}| = |U_{c.нас} - U_z| = |U_0 - U_z|. \quad (1)$$

Напряжение запирания  $U_0$  и ток стока насыщения  $I_{c.нас}$  являются одними из важнейших параметров, характеризующих ПТ. Однако, поскольку неуправляемый ток стока очень мал ( $10^{-7}$ — $10^{-9}$  а), и может изменяться от экземпляра к экземпляру ПТ более чем в 10 раз, то под величиной  $U_0$  условно понимают напряжение на затворе ПТ, соответствующее некоторому определенному справочному значению тока стока (обычно 10 мка, реже 1 мка).

Строгий анализ идеальной модели ПТ проведен в [Л. 1, 2], где получены выражения, определяющие за-

зависимость тока стока  $I_c$  от величины напряжений на затворе  $U_3$  и стоке  $U_c$ , в следующем виде:

$$I_c = I_{c.нас} \left[ \frac{U_3 + U_c}{U_0} \left( 3 - 2 \sqrt{\frac{U_3 + U_c}{U_0}} \right) - \frac{U_3}{U_0} \left( 3 - 2 \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right) \right] \quad (2)$$

при

$$|U_c| \leq |U_0 - U_3|; \\ I_c = I_{c.нас} \left[ 1 - \frac{U_3}{U_0} \left( 3 - 2 \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right) \right] \quad (3)$$

при  $|U_c| > |U_0 - U_3|^*$ .

Выражения (2) и (3) описывают наиболее распространенную модель ПТ, характеризующуюся однородным распределением заряда в канале. Приведенные выше рассуждения, а также выражение (3), предполагают независимость тока стока от напряжения на стоке в области насыщения. Однако это справедливо только для идеальной теоретической модели ПТ. В реальном транзисторе при напряжениях на стоке, превышающих напряжение перекрытия  $U_{c.пер}$ , ток стока продолжает расти, хотя и незначительно вплоть до области лавинного пробоя.

Как видно из экспериментально снятых зависимостей  $I_c(U_3, U_c)$  (рис. 5), для реального транзистора не удастся определить резкую границу между областью насыщения и областью, описываемой выражением (2). Тем не менее представление зависимости  $I_c(U_3, U_c)$  в виде двух участков оказывается весьма полезным.

Сказанное относится к случаю, когда управляющий  $p-n$  переход смещен в обратном направлении и с ростом абсолютного значения напряжения на затворе ток стока уменьшается. Такой режим называется режимом обеднения и является наиболее распространенным. Следует отметить, что ПТ с  $p-n$  переходом может работать и с напряжением на затворе противоположной полярности, причем все соотношения, приведенные выше, остаются в силе при соответствующей замене знаков. Ток стока при этом возрастает с ростом абсолютной величины напряжения на затворе. При работе в таком режиме,

---

\* Эти и последующие записи вольт-амперных характеристик справедливы для ПТ с  $p$  и  $n$ -каналами при соответствующем учете знаков напряжений и токов.



называемом режиме обогащения ПТ, управляющий  $p$ - $n$  переход смещается в прямом направлении, и при напряжениях смещения, превышающих (0,25—0,3 в), начинается резкий рост тока затвора, что приводит к значительному уменьшению входного сопротивления и ухудшению усилительных свойств транзистора.

Полевой транзистор может также работать при изменении полярности напряжения на стоке. При этом зависимость тока стока от напряжений на стоке и на затворе  $I_c(U_z, U_c)$  напоминает соответствующие характеристики вакуумного триода. Такой режим ПТ применяется, например, для реализации перемножителя или управляемого аттенюатора; при этом используется область малых напряжений на стоке.

## 2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

В инженерной практике используют в основном эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах. Частотный диапазон, в котором они могут быть применены,

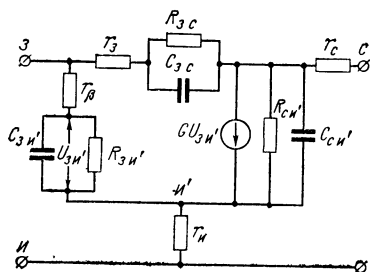


Рис. 2.

значительно меньше, чем для эквивалентных схем с распределенными параметрами; однако для большинства случаев он вполне достаточен. В то же время использование эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах существенно упрощает расчетные соотношения.

Рассмотрим эквивалентную схему ПТ, приведенную на рис. 2. Усилительные свойства транзистора отражаются здесь генератором тока  $GU_{з.н'}$ , где  $G$  — внутренняя крутизна ПТ. Максимальное значение крутизны  $G$  современных ПТ с  $p$ - $n$  переходом составляет от 0,3 до 10  $ma/v$ . Зависимость генератора тока от частоты определяется частотной зависимостью управляющего напряжения  $U_{з.н'}$ , которое создается на емкости  $C_{з.н'}$ . Поскольку ПТ работает с обратным смещенным переходом, то емкости  $C_{з.н'}$  и  $C_{з.с}$  являются барьерными емкостями  $p$ - $n$  перехода. Величина  $C_{з.н'}$  обычно лежит в пределах

5—15  $n\phi$ , а емкость  $C_{з.с}$  для ПТ с  $p-n$  переходом не превышает 4—6  $n\phi$ ;  $R_{з.и}$  и  $R_{з.с}$  — дифференциальные сопротивления обратного смещенного перехода, имеющие величины  $10^8$ — $10^{10}$   $ом$ ;  $r_\beta$  и  $r_z$  обусловлены омическим сопротивлением контактной области затвора, примыкающей к  $p-n$  переходу, и не превышают 10—20  $ом$ . Введение в эквивалентную схему элементов  $r_{и}$  и  $r_{с}$  связано с наличием неуправляемых участков канала ПТ вблизи областей истока и стока соответственно. Эти сопротивления, как правило, не превышают 200  $ом$  для ПТ с током стока насыщения  $I_{с.нас}$  порядка 1  $ма$  и уменьшаются при больших значениях этого тока. Сопротивление  $R_{с.и}$  и емкость  $C_{с.и}$  являются дифференциальными параметрами активной области канала. Величина  $R_{с.и}$  составляет 30—200  $ком$  и определяется током стока насыщения транзистора, а емкость  $C_{с.и}$  не превышает 1  $n\phi$ .

Частотный диапазон, в котором целесообразно использовать ПТ в усилителе, ограничивается предельной частотой генерации транзистора, на которой коэффициент усиления ПТ по мощности в режиме согласования по входу и выходу равен единице. Согласно [Л. 2] предельная частота генерации ПТ определяется как

$$f_r = \frac{G}{2\pi C_{з.с} (1 + Gr_{и})}. \quad (4)$$

Отечественные ПТ с  $p-n$  переходом, выпускаемые в настоящее время, имеют предельную частоту генерации не более 50—70  $мгц$ .

На частотах, близких к  $f_r$ , эквивалентная схема ПТ может быть существенно упрощена. Сопротивлением  $R_{з.и}$  можно пренебречь ввиду его весьма большой величины, поскольку уже на сравнительно низких частотах (выше 400  $гц$ ) выполняется неравенство  $R_{з.и} \gg 1/\omega C_{з.и}$ . Его имеет смысл учитывать при использовании ПТ в усилителях постоянного тока и электрометрических усилителях.

Постоянная времени цепи  $C_{з.и}$ ,  $r_\beta$  при максимальных значениях элементов ( $C_{з.и} = 15$   $n\phi$ ,  $r_\beta = 20$   $ом$ ) равна  $\tau = C_{з.и} r_\beta = 3 \cdot 10^{-10}$   $сек$ , что много меньше величины  $1/2\pi f_r = 3 \cdot 10^{-9}$   $сек$ . Это дает возможность не учитывать сопротивление  $r_\beta$  в эквивалентной схеме ПТ. Аналогичные

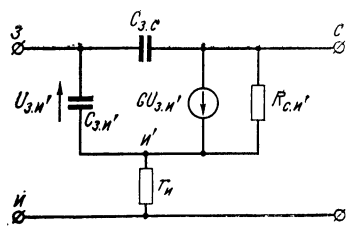


Рис. 3.

рассуждения позволяют заменить цепь обратной связи  $C_{з.с}$ ,  $R_{з.с}$ ,  $r_з$  единственной емкостью  $C_{з.с}$ . В эквивалентной схеме, показанной на рис. 2, можно также пренебречь емкостью  $C_{с.и'}$ , поскольку она мала даже по сравнению с емкостью монтажа. Сопротивление  $r_{и}$  создает

внутреннюю обратную связь в ПТ и существенно влияет на характеристики и свойства транзистора, уменьшая его реальную крутизну, линеаризируя проходную характеристику и пр. Сопротивление в цепи стока  $r_c$  влияет на параметры ПТ значительно слабее, чем  $r_{и}$ . Оно несколько повышает выходное сопротивление и совместно с  $r_{и}$  увеличивает напряжение на стоке, при котором происходит насыщение тока стока, на величину  $I_c(r_{и}+r_c)$ . Но в целом влияние  $r_c$  на параметры ПТ незначительно, в связи с чем его также можно не учитывать. С учетом сделанных допущений ПТ представляется эквивалентной схемой, приведенной на рис. 3. Для нее выражения  $Y$ -параметров при включении ПТ по схеме с общим истоком записываются в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{j\omega C_{з.н'}}{(1 + Gr_{и}) \left[ 1 + j\omega \frac{C_{з.н'}r_{и}}{1 + Gr_{и}} \right]} + j\omega C_{з.с}; \\ Y_{12} &= -j\omega C_{з.с}; \\ Y_{21} &= \frac{G}{(1 + Gr_{и}) \left[ 1 + j\omega \frac{C_{з.н'}r_{и}}{1 + Gr_{и}} \right]} - j\omega C_{з.с}; \\ Y_{22} &= \frac{1 + j\omega C_{з.н'}r_{и}}{R_{с.н'}(1 + Gr_{и}) \left[ 1 + j\omega \frac{C_{з.н'}r_{и}}{1 + Gr_{и}} \right]} + j\omega C_{з.с}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Выражение для  $Y_{22}$  получено с учетом того, что  $R_{с.и'} + r_{и} \approx R_{с.и'}$ .

В ряде случаев  $Y$ -параметры удобнее представить в виде суммы активной и реактивной составляющих про-

ВОДИМОСТЕЙ, т. е.  $Y_{ik} = g_{ik} + jb_{ik}$ , ТОГДА

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \frac{\omega^2 C_{3,н}^2 r_{н}}{(1 + Gr_{н})^2 \left[ 1 + \left( \frac{\omega C_{3,н} r_{н}}{1 + Gr_{н}} \right)^2 \right]}, \\ b_{11} &= \frac{\omega C_{3,н}}{(1 + Gr_{н}) \left[ 1 + \left( \frac{\omega C_{3,н} r_{н}}{1 + Gr_{н}} \right)^2 \right]} + \\ &+ \omega C_{3,с}; \quad g_{12} = 0, \quad b_{12} = -\omega C_{3,с}; \\ g_{21} &= \frac{G}{(1 + Gr_{н}) \left[ 1 + \left( \frac{\omega C_{3,н} r_{н}}{1 + Gr_{н}} \right)^2 \right]}, \\ b_{21} &= -\frac{\omega C_{3,н} Gr_{н}}{(1 + Gr_{н})^2 \left[ 1 + \left( \frac{\omega C_{3,н} r_{н}}{1 + Gr_{н}} \right)^2 \right]} - \omega C_{3,с}; \\ g_{22} &= \frac{1 + \frac{(\omega C_{3,н} r_{н})^2}{1 + Gr_{н}}}{R_{с,н} (1 + Gr_{н}) \left[ 1 + \left( \frac{\omega C_{3,н} r_{н}}{1 + Gr_{н}} \right)^2 \right]}, \\ b_{22} &= \frac{\omega C_{3,н} Gr_{н}^2}{R_{с,н} (1 + Gr_{н})^2 \left[ 1 + \left( \frac{\omega C_{3,н} r_{н}}{1 + Gr_{н}} \right)^2 \right]} + \omega C_{3,с}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для оценки усилительных свойств транзистора в диапазоне частот введено понятие граничной частоты ПТ по крутизне  $f_s$ , на которой модуль крутизны уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с его низкочастотным значением. Используя выражение для  $Y_{21}$ , получаем:

$$f_s = \frac{1 + Gr_{н}}{2\pi C_{3,н} r_{н}}. \quad (7)$$

Составим отношение граничных частот

$$\frac{f_s}{f_r} = \frac{C_{3,с} (1 + Gr_{н})^2}{C_{3,н} Gr_{н}}. \quad (8)$$

Для современных ПТ с  $p$ - $n$  переходом имеют место следующие соотношения параметров:  $C_{3,с}/C_{3,н} = 1 \div 0,4$ ;

$Gr_{\text{н}} = 0,1 \div 0,2$ . Подставляя эти значения в (8), получаем:

$$f_s = (2 \div 5) f_{\Gamma}. \quad (8a)$$

Следовательно, граничная частота по крутизне в несколько раз превышает предельную частоту генерации ПТ. Например, для транзистора типа КП102 с граничной частотой генерации 20 МГц значение частоты  $f_s$  составляет около 50 МГц.

На основании соотношений (7) и (8) можно записать неравенство, справедливое до частот  $f_{\Gamma}$ :

$$\left( \frac{\omega C_{3.н} r_{\text{н}}}{1 + Gr_{\text{н}}} \right)^2 \ll 1. \quad (9)$$

Кроме того, для ПТ всегда выполняется соотношение  $Gr_{\text{н}}^2 / R_{\text{с.н}} \ll 1$ , а также можно считать, что даже при самом неблагоприятном сочетании параметров величина  $Gr_{\text{н}} \ll 0,1$ . Обозначим  $R_{\text{с.н}} = R_{\text{с.н}}' (1 + Gr_{\text{н}})$ ,  $C_{3.н} = C_{3.н}' / (1 + Gr_{\text{н}})$ ; тогда с учетом сделанных замечаний выражения (6) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \omega^2 C_{3.н}^2 r_{\text{н}}, & b_{11} &= \omega (C_{3.н} + C_{3.с}); \\ g_{12} &= 0, & b_{12} &= -\omega C_{3.с}; \\ g_{21} &= \frac{G}{1 + Gr_{\text{н}}}, & b_{21} &= -\omega C_{3.с}; \\ g_{22} &= \frac{1}{R_{\text{с.н}}}, & b_{22} &= \omega C_{3.с}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Если диапазон частот, в котором используется ПТ, ограничить величиной  $0,7f_{\Gamma}$ , то эквивалентная схема может быть еще более упрощена.

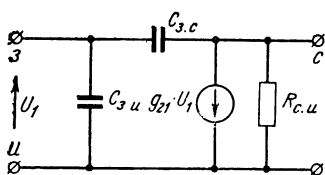


Рис. 4.

Как видно из рис. 4, она совпадает по начертанию с эквивалентной схемой электронной лампы. Здесь отсутствует сопротивление  $r_{\text{н}}$ . Его влияние на крутизну учтено тем, что под крутизной ПТ понимается  $g_{21} = G / (1 + Gr_{\text{н}})$ . Влияние  $r_{\text{н}}$  на частот-

ные свойства ПТ в указанном диапазоне частот не проявляется. В связи со сказанным Y-параметры этой схемы те же, что даны соотношением (10). Исключение со-

ставляет  $Y_{11}$ ; в нем составляющая  $g_{11}$  равна нулю. При необходимости получения точной аналитической записи проходной характеристики сопротивление  $r_{11}$  также должно быть учтено.

### 3. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

**Выходные вольт-амперные характеристики.** Семейство выходных вольт-амперных характеристик ПТ приведено на рис. 5\*. В отличие от аналогичных характеристик биполярных транзисторов выходные характеристики ПТ имеют более протяженный начальный участок. В этом отношении они ближе к характеристикам пентодов. Линия, отделяющая начальный участок от участка насыщения тока стока, определяется выражением (1).

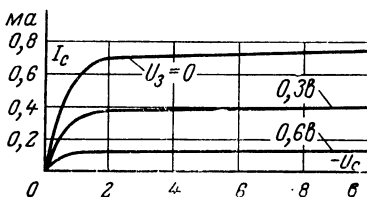


Рис. 5.

На рис. 6 в более крупном масштабе показаны начальные участки выходных вольт-амперных характеристик, которые в первом приближении описываются выражением (2). Однако в ряде случаев такое приближение является недостаточным. Например, для оценки нелинейных свойств перемножителей и аттенюаторов, использующих начальный участок характеристик, точность аппроксимации должна быть не хуже 5%. При работе подобных устройств входные сигналы могут менять полярность, и при этом используются как прямая, так и обратная ветви характеристики. Формула (2) дает недопустимо большие погрешности особенно при аппроксимации обратной ветви выходных вольт-амперных характеристик.

В диапазоне малых напряжений на стоке  $|U_c| < < |U_0 - U_3|$  хорошие результаты дает следующая запись начального участка характеристик:

$$I_c = g_{21\text{ макс}} (U_c - bU_c^2) \exp(-U_3/U_0), \quad (11)$$

где  $b$  — определяется непосредственно из характеристик. Например, для характеристик, изображенных на рис. 6,

\* Здесь и далее рассматриваются характеристики транзистора типа КП103.

хорошие результаты получаются при  $b=0,5$  1/в. Будучи использованным для аппроксимации начального участка выходных характеристик ПТ, это выражение является более общим по сравнению с предложенными в [Л. 1, 98]. Ограничивая диапазон изменения напряжения на затворе величиной  $U_3 \leq 0,25 U_0$ , выражение (11) можно переписать в следующем виде:

$$I_c = g_{21\text{макс}} (U_c' - bU_c^2)(1 - U_3/U_0). \quad (12)$$

Когда напряжения на стоке и затворе ПТ равны нулю, транзистор принято характеризовать сопротивлением полностью открытого канала  $R_0$ . Это сопротивление,

как видно из (12), определяется величиной, обратной максимальной крутизне ПТ, т. е.  $R_0 = 1/g_{21\text{макс}}$ .

При малых напряжениях на стоке ПТ часто используется в качестве элемента с переменным сопротивлением, управляемого изменением напряжения на затворе или на стоке; при этом обеспечиваются различные законы изменения сопротивления в пределах от сотни ом до сотен килоом.

При напряжениях на стоке, превышающих на-

пряжение насыщения ПТ, ток стока в основном зависит от напряжения на затворе. При изменении напряжения на стоке в интервале от  $U_{c\text{пер}}$  (напряжение перекрытия) до предельно допустимого значения  $U_{c\text{доп}}$  ток стока меняется незначительно, в связи с чем дифференциальное выходное сопротивление  $R_{c.и} = dU_c/dI_c$  оказывается сравнительно большим. При  $U_3=0$  оно минимально и составляет 30—50 ком.

Для аппроксимации выходных вольт-амперных характеристик ПТ в области насыщения тока стока используются в основном два способа. Выбор способа определяется необходимой точностью решения поставленной задачи. Если выходное сопротивление ПТ много больше

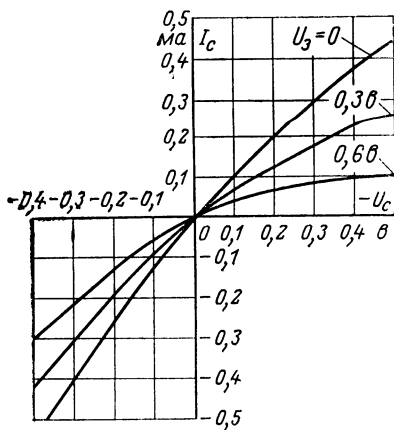


Рис. 6.

сопротивления нагрузки, то можно пренебречь влиянием  $R_{с.л.}$  т. е. считать величину  $R_{с.л.}$  бесконечно большой. Тогда выходная характеристика аппроксимируется прямой линией, параллельной оси абсцисс. Этот случай наиболее характерен для широкополосных усилителей. Если же сопротивление нагрузки сравнимо с выходным сопротивлением  $R_{с.л.}$ , например в узкополосных резонансных усилителях, то выходная характеристика аппроксимируется прямой вида

$$I_c = I_c|_{U_c=U_{с.пер}} + \frac{1}{R_{с.л.}} U_c, \quad (13)$$

где  $I_c|_{U_c=U_{с.пер}}$  и  $R_{с.л.}$  определяются напряжением на затворе.

При необходимости аппроксимации выходной характеристики в диапазоне изменения напряжений на стоке от нуля до  $U_{с.доп}$  можно использовать полиномиальную запись.

### Проходная вольт-амперная характеристика.

Проходная характеристика ПТ показана на рис. 7 и представляет собой зависимость тока стока от напряжения на затворе при постоянном напряжении на стоке. Проходная характеристика позволяет выбрать режим работы транзистора по постоянному току, оценить его усиленные свойства, выяснить характер и величину нелинейных искажений усиливаемого сигнала. В зависимости от решаемой задачи требуется меньшая или большая точность аппроксимации проходной характеристики ПТ. В тех случаях, когда не интересуются эффектом высших порядков, таких как нелинейные, перекрестные искажения, удовлетворительные результаты дает аппроксимация (3) или более простая запись проходной характеристики:

$$I_c = I_{с.нас} (1 - U_3/U_0)^2. \quad (14)$$

Последняя запись, несмотря на свою простоту, позволяет выяснить основные свойства ПТ. Квадратичная аппроксимация отражает линейную зависимость крутиз-

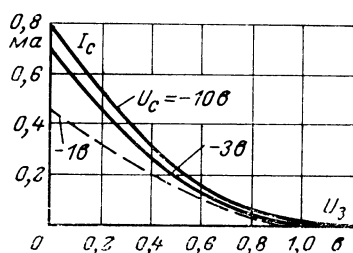


Рис. 7.



Тип и группа по- левого транзистора	КП 102					КП 103				
	Е	Ж	И	К	Л	Ж	И	К	Л	М
Напряжение от- сечки не более, в	2,5	4,0	5,5	7,5	10	2,0	3,0	4,0	6,0	7,0
Протяженность квадратичного уча- стка, в	0,6—1,3	0,5—2	0—3	0—4	0,5—6	0,5—1,5	0,5—2	0,2—3	0,5—4	0,5—5

ны от напряжения на затворе, что является одной из отличительных черт ПТ. В таблице приведены данные<sup>1</sup>, позволяющие судить о протяженности участка проходных характеристик отечественных ПТ, где расчет по (14) дает наилучшие результаты. В пределах квадратичного участка, указанного в таблице, расхождения между экспериментальными данными и результатами расчета не превышают 5%. Наибольшие отличия этих данных имеют место на краях диапазона проходной характеристики, т. е. при  $U_3$ , близком к нулю и напряжению запира-ния  $U_0$ . В области малых напряжений на затворе основной причиной расхождения реальной зависимости от квадратичной характеристики является внутренняя обратная связь, действующая в ПТ за счет сопротивления  $r_{и}$ . Наличие этого сопротивления приводит к тому, что под действием обратной связи напряжение, управляющее генератором тока в эквивалентной схеме рис. 3, уменьшается на величину  $I_c r_{и}$ . При напряжениях на за-творе, близких к напряжению запира-ния, отличие тео-ретической и реальной характеристик связано с услов-ным выбором напряжения  $U_0$ . Как указывалось выше, при этом напряжении еще существует заметный ток стока. Наиболее простой и употребительный способ, по-зволяющий описать проходную характеристику ПТ, со-стоит в использовании степенной аппроксимации с пока-зателем степени  $n \neq 2$ . Хорошие результаты дает запись проходной характеристики в виде

$$I_c = I'_{с.нас} \left( 1 - \frac{U_3 + I_c r_{и}}{U_0} \right)^n, \quad (15)$$

где  $U_3$  — напряжение внешнего источника смещения;  $I'_{с.нас}$  — некоторый фиктивный ток стока насыщения, ко-

<sup>1</sup> Таблица составлена по данным предприятия-изготовителя.

торый протекал бы через ПТ при компенсации падения напряжения  $I_c r_n$ ; величина этого тока рассчитывается по формуле

$$I'_{c.нас} = \frac{I_{c.нас}}{\left(1 - \frac{I_{c.нас} r_n}{U_0}\right)^n}. \quad (16)$$

Для определения показателя степени  $n$  продифференцируем выражение (15) по напряжению  $U_3$

$$g_{21} = \frac{dI_c}{dU_3} = -n \frac{I'_{c.нас} (1 + g_{21} r_n)}{U_0} \left(1 - \frac{U_3 + I_c r_n}{U_0}\right)^{n-1}, \quad (17)$$

где  $g_{21} = dI_c/dU_3$  — крутизна ПТ, определяемая относительно его внешних зажимов. Решая совместно (15) и (17) относительно  $n$ , получаем:

$$n = \frac{g_{21} U_0}{I_c (1 + g_{21} r_n)} \left(1 - \frac{U_3 + I_c r_n}{U_0}\right).$$

При напряжениях на затворе  $U_3 \geq (0,5 \div 0,7) U_0$  справедливы неравенства  $I_c r_n \ll U_3$  и  $g_{21} r_n \ll 1$ , тогда

$$n = \frac{g_{21} (U_0 - U_3)}{I_c}. \quad (18)$$

Для определения  $n$  необходимо при некотором значении  $U_3$  измерить  $I_c$  и  $g_{21}$ , а затем воспользоваться выражением (18). Результаты измерения отечественных ПТ, материалы отечественной и зарубежной печати позволяют сделать вывод, что для ПТ с  $p$ - $n$  затвором величина  $n$  лежит в пределах от 1,9 до 2,2.

#### 4. РЕЖИМНАЯ И ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТИ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Для расчета и анализа устройств на ПТ необходимо выяснить, как зависят параметры ПТ от выбора рабочей точки. Правильный выбор последней позволяет обеспечить требуемые показатели разрабатываемого устройства, например, максимальный стабильный коэффициент усиления, минимальные искажения сигнала и др. Здесь, как и выше, в первую очередь представляет интерес область насыщения тока стока, в которой параметры ПТ определяются в основном напряжением на затворе.

Основным параметром, характеризующим усилительные свойства ПТ, является малосигнальная крутизна  $g_{21}$ . Используя выражение (14), получаем:

$$g_{21} = \frac{2I_{c, \text{нас}}}{U_0} \left(1 - \frac{U_3}{U_0}\right). \quad (19)$$

Значение крутизны максимально при нулевом напряжении на затворе

$$g_{21\text{макс}} = 2I_{c, \text{нас}}/U_0. \quad (20)$$

С учетом (20) выражение (19) можно переписать:

$$g_{21} = g_{21\text{макс}} (1 - U_3/U_0). \quad (21)$$

Таким образом, крутизна ПТ в области насыщения тока стока является линейной функцией напряжения на затворе. Выражение (21) справедливо при тех же допущениях и оговорках, которые были сделаны применительно к формуле (14). Особо следует сказать о зависимости крутизны от напряжения на стоке. Как видно из рис. 7, изменение напряжения на стоке в широких пределах вызывает сравнительно небольшое изменение тока стока и с этим можно не считаться. В то же время на крутизну проходной характеристики изменение напряжения на стоке влияет значительно сильнее. Например, при увеличении напряжения на стоке от  $U_{c, \text{нас}}$  до  $U_{c, \text{доп}}$  крутизна ПТ растет на 30—40%. В первом приближении можно полагать крутизну линейно зависящей от напряжения на стоке и определять ее значение по следующей формуле:

$$g_{21} = g_{210} \left(1 + 0,2 \frac{\Delta U_c}{U_{c0}}\right), \quad (22)$$

где  $g_{210}$  — значение крутизны при напряжении на стоке  $U_{c0}$ ;  $U_{c0}$  — номинальное справочное значение напряжения на стоке (обычно  $U_{c0} = 10$  в);  $\Delta U_c = U_c - U_{c0}$ ;  $U_c$  — значение напряжения на стоке в рабочей точке.

При изменении режима ПТ по постоянному току изменяется выходное дифференциальное сопротивление, определяемое производной вида  $R_{c, \text{и}} = dU_c/dI_c$ . В области напряжений на стоке, близких к нулю, из (11) получим:

$$R_{c, \text{и}} = \frac{\exp(U_3/U_0)}{g_{21\text{макс}} (1 - 2bU_c)} \quad (23)$$

или при  $U_3 \leq 0,25U_0$

$$R_{c, \text{и}} = R_0 \frac{1 + U_3/U_0}{1 - 2bU_c}. \quad (23a)$$

Для диапазона напряжений на стоке, удовлетворяющего выражению (2), выходное сопротивление ПТ равно:

$$\frac{dU_c}{dI_c} = \frac{U_c}{3 \left[ 1 - \sqrt{\frac{U_3 + U_c}{U_0}} \right]}. \quad (24)$$

Из (23) и (24) следует, что выходное сопротивление ПТ растет с ростом напряжения и на затворе и на стоке (рис. 5). При выполнении соотношения (1)  $dU_c/dI_c = \infty$ . Это справедливо для идеализированного случая, т. е. в предположении, что в области насыщения ток стока не зависит от напряжения на стоке. Реально в области насыщения ПТ обладает конечным значением выходного сопротивления. Однако получить для этого случая аналитическое выражение весьма трудно, поэтому для определения  $R_{с.и}$  используются различными эмпирическими выражениями. Полагая, что в диапазоне  $U_{с.пер} < U_c < U_{с.доп}$ , величина сопротивления  $R_{с.и}$  не зависит от напряжения на стоке, с достаточной для практики точностью, можно пользоваться следующим выражением:

$$R_{с.и} = \frac{R_{с.и0}}{1 - U_3/U_0}, \quad (25)$$

где  $R_{с.и0}$  — выходное сопротивление ПТ при  $U_3 = 0$ . Величина  $R_{с.и0}$  приводится в справочных данных на ПТ. Выражение (25) дает удовлетворительные результаты при напряжениях на затворе не больше  $0,9U_0$ . При больших значениях  $U_3$  сопротивление  $R_{с.и}$  столь велико (0,5—4 мом), что с ним можно не считаться.

Величина емкости затвор—канал также зависит от положения рабочей точки транзистора, поскольку при этом изменяется напряжение смещения, приложенное к  $p$ - $n$  переходу. Если полагать, что величины  $C_{з.и}$  и  $C_{з.с}$  характеризуют емкости частей  $p$ - $n$  перехода относительно канала, примыкающих к истоку и стоку соответственно, то анализ режимной зависимости этих емкостей может быть проведен отдельно.

Известно, что емкость обратно смещенного  $p$ - $n$  перехода следующим образом зависит от внешнего смещения:

$$C = C_0 \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + U}},$$

где  $C_0$  — емкость перехода при отсутствии внешнего смещения;  $\varphi$  — контактная разность потенциалов, для

кремниевых транзисторов  $\varphi=0,7$  в;  $U$  — напряжение внешнего смещения.

Это выражение справедливо для постоянного профиля обедненного слоя по длине канала, что имеет место, например, при малых напряжениях на стоке, когда  $U_c \ll U_{c.пер}$ . В этом случае емкости  $C_{з.и}$  и  $C_{з.с}$  равны между собой и определяются как

$$C_{з.и} = C_{з.с} = \frac{C_3}{2} \sqrt{\frac{\varphi}{\varphi + U_3}}, \quad (26)$$

где  $U_3$  — внешнее напряжение, приложенное к затвору ПТ;  $C_3$  — значение емкости затвор — канал, измеренное при нулевом напряжении на затворе и закороченных зажимах сток — исток.

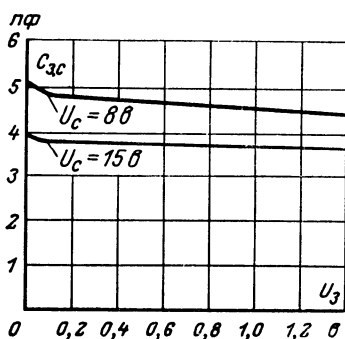


Рис. 8.

Когда ПТ работает в области насыщения, профиль обедненной зоны не остается постоянным по длине канала. Это обусловлено (см. § 1) протеканием тока  $I_c$  под действием напряжения на стоке  $U_c$ . Однако и в этом случае можно считать, что вблизи области стока профиль

канала остается постоянным. Поэтому для определения емкости  $C_{з.с}$  при  $U_c > U_{c.пер}$  воспользуемся выражением (26), подставляя в него вместо напряжения  $U_3$  сумму  $U_3 + U_c$ . Напряжение  $U_3$  сравнимо с  $U_c$  и оказывает существенное влияние на величину емкости  $C_{з.с}$  в двух случаях: 1) когда ПТ имеет большое напряжение запирания и рабочая точка выбрана вблизи  $U_0$ ; 2) когда ПТ работает при малых напряжениях на стоке. Ясно, что эти режимы специфичны для работы ПТ в переключающих устройствах. При работе ПТ в линейных цепях напряжение  $U_3$  в несколько раз меньше  $U_c$  и по этой причине в дальнейшем емкость  $C_{з.с}$  полагается независимой от напряжения на затворе. Результаты измерений (применительно к ПТ, работающему в линейной цепи) показывают, что при изменении напряжения на затворе от нуля до напряжения запирания емкость  $C_{з.с}$  уменьшается не более чем на 20% (рис. 8). С учетом сказанного

емкость  $C_{з.с}$  может быть рассчитана по формуле

$$C_{з.с} = C_{з.с0} \sqrt{U_{с.ном}/U_c}, \quad (26a)$$

где  $U_c$  — напряжение на стоке ПТ в рабочей точке;  $C_{з.с0}$  — справочное значение емкости  $C_{з.с}$ , которое измерено при  $U_c$ , равном определенному значению напряжения на стоке  $U_{с.ном}$ .

При определении зависимости емкости  $C_{з.и}$  в области насыщения от напряжений, приложенных к  $p$ - $n$  переходу, необходимо учитывать характер профиля обедненного слоя. Следовательно, использовать выражение вида

(26) в этом случае нельзя. Получение точного аналитического выражения для определения емкости  $C_{з.и}$  является достаточно сложным делом. В то же время экспериментально снятые вольт-фарадные характеристики, представленные на рис. 9, показывают, что емкость  $C_{з.и}$  в основном определяется напряжением смещения, приложенным к затвору транзистора. При возрастании напряжения  $U_3$  от нуля до напряжения запирания ПТ емкость  $C_{з.и}$  изменяется более чем в 4 раза. Влияние же изменения напряжения на стоке сказывается незначительно. Реальная зависимость  $C_{з.и}$  от изменения напряжения на затворе (рис. 9) имеет сравнительно слабо выраженную нелинейность. Это позволяет записать характеристику в виде линейной функции напряжения на затворе

$$C_{з.и} = C_{з.и0} - (C_{з.и0} - C_{з.и.н}) U_3/U_0, \quad (27)$$

где  $C_{з.и0}$  — емкость затвор — исток при  $U_3 = 0$ ;  $C_{з.и.н}$  — емкость затвор — исток при  $U_3 = U_0$ .

Аналогичная зависимость приводится, например, в [Л. 67]. Напомним, что выражение (27) справедливо в диапазоне напряжений на стоке, соответствующих режиму насыщения тока стока, т. е. при  $U_{с.пер} < U_c < U_{с.доп}$ . Значение емкости  $C_{з.и0}$  приводится в справочных данных.

Выше отмечалось влияние сопротивления  $r_{и}$  на параметры и свойства полевого транзистора. Сопротивление

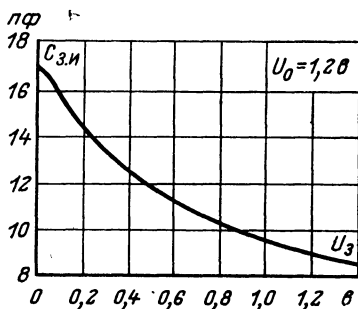


Рис. 9.

$r_{\text{н}}$  представляет собой сопротивление примыкающей к истоковому выводу части канала транзистора, на которое не распространяется действие управляющего электрического поля затвора. Сопротивление  $r_{\text{н}}$  можно определить следующим образом:

$$r_{\text{н}} = \frac{\sigma}{s} l_{\text{н}},$$

где  $\sigma$  — удельная проводимость полупроводника в области канала;  $s$  — площадь поперечного сечения канала;

$l_{\text{н}}$  — длина неуправляемой части канала.

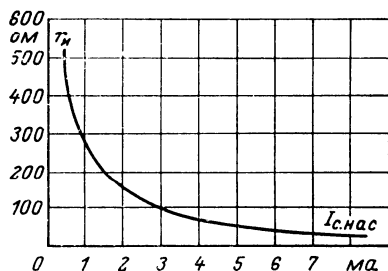


Рис. 10.

При больших напряжениях электрическое поле проникает за пределы объема, ограниченного длиной затвора, и тогда  $l_{\text{н}}$  становится зависимой от режима транзистора. Это явление сходно с явлением модуляции толщины базы биполярного транзистора. В боль-

шинстве случаев модуляцией величины  $l_{\text{н}}$  можно пренебречь, считая  $r_{\text{н}}$  независимым от изменений режима транзистора и определяющимся лишь конструкцией прибора. Экспериментальные результаты измерения сопротивления  $r_{\text{н}}$  для транзисторов КП102 и КП103 представлены на рис. 10. В первом приближении можно полагать, что величина  $r_{\text{н}}$  обратно пропорциональна току стока насыщения транзистора:

$$r_{\text{н}} = \frac{k}{I_{c.\text{нас}}},$$

где  $k$  определяется геометрией и физическими параметрами транзистора. Для указанных транзисторов значение  $k$  составляет (0,2—0,3 в).

Характеристики и параметры ПТ, так же как и всех полупроводниковых приборов, в значительной степени подвержены влиянию температуры окружающей среды. Изменения параметров определяются температурной зависимостью исходных физических величин: контактной разности потенциалов  $p$ - $n$  перехода  $\phi$  и подвижности носителей заряда  $\mu$ . Это приводит к температурной неста-

бильности напряжения запираания  $U_0$ , тока стока  $I_c$ , крутизны транзистора  $g_{21}$  и обратного тока  $p$ - $n$  перехода — тока затвора  $I_3$ .

Рассмотрим температурную зависимость напряжения запираания ПТ. На его величину влияет только изменение контактной разности потенциалов. Известно, что с повышением температуры контактная разность потенциалов падает. Поскольку изменение  $\varphi$  можно считать единственной причиной неустойчивости напряжения запираания, то их температурные градиенты равны по величине и обратны по знаку, т. е.

$$\frac{d\varphi}{dT} = - \frac{dU_{0T}}{dT}.$$

Здесь  $U_{0T}$  напряжение запираания при любой начальной температуре  $T$ .

Температурный градиент контактной разности потенциалов определяется выражением

$$\frac{d\varphi}{dT} = - 3 \frac{mk}{q} \ln T^*,$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/°К — постоянная Больцмана;  $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл — заряд электрона;  $m$  — постоянный коэффициент, равный 1 для германиевых и 1,2 для кремниевых транзисторов;  $T^* = T/1^\circ \text{К}$  — безразмерное значение абсолютной температуры;  $T$  — абсолютная температура.

В большинстве случаев изменение температуры лежит в пределах от  $-60$  до  $+70^\circ \text{C}$ . В этом диапазоне величина  $\ln T^*$  изменяется менее чем на 10% своего значения при комнатной температуре; тогда можно считать, что  $d\varphi/dT$  не зависит от температуры в указанном выше диапазоне. Отсюда следует постоянство температурного градиента напряжения запираания, т. е.

$$\frac{dU_{0T}}{dT} \approx \frac{dU_0}{dT} = 3 \frac{mk}{q} \ln T^*, \quad (28)$$

где  $T^* = 300$  — безразмерное значение комнатной температуры. Величина  $3 \frac{mk}{q} \ln T^*$  для кремниевых ПТ приблизительно равна  $2$  мВ/°С. С учетом (28) напряжение запираания определяется следующим выражением:

$$U_{0T} = U_0 + \frac{dU_0}{dT} \Delta T, \quad (29)$$

где  $\Delta T = T - T_0$ .



Теперь может быть найдена температурная зависимость тока стока ПТ. На его величину оказывают влияние изменения  $\phi$ , и  $\mu$ . Повышение температуры, с одной стороны, приводит к уменьшению сопротивления канала за счет снижения  $\phi$ , что увеличивает ток стока. С другой стороны, снижается подвижность носителей, что уменьшает ток стока. В результате температурный коэффициент тока стока может быть как положительным, так и отрицательным. Следует ожидать, что могут создаться условия, когда ток стока ПТ не будет меняться с изменением температуры. Для определения этих условий в аналитической форме, дифференцируя (14), имеем:

$$\frac{dI_{c, T}}{dT} = \left(1 - \frac{U_3}{U_{0T}}\right)^2 \frac{dI_{c, \text{нас. } T}}{dT} + \\ + 2I_{c, \text{нас. } T} \frac{U_3}{U_{0T}^2} \left(1 - \frac{U_3}{U_{0T}}\right) \frac{dU_0}{dT},$$

где  $I_{c, T}$ ,  $I_{c, \text{нас. } T}$  — ток стока и ток стока насыщения при температуре  $T$ , соответственно. Это выражение может быть преобразовано с учетом (19) и соотношения [Л. 2].

$$\frac{1}{I_{c, \text{нас. } T}} \frac{dI_{c, \text{нас. } T}}{dT} = \frac{2}{U_{0T}} \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{T}.$$

Тогда

$$\frac{dI_{c, T}}{dT} = g_{21T} \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{2T} (U_{0T} - U_3) \right],$$

где  $g_{21T}$  — крутизна ПТ при температуре  $T$ ;  $n$  — постоянная величина, определяемая физическими константами и типом проводимости полупроводника. Для кремния  $n$ -типа  $n=1,5$ , для  $p$ -типа  $n=2,3$ .

Если приращение температуры отсчитывается от комнатной температуры  $T_0$ , то получаем

$$\frac{dI_c}{dT} = g_{21} \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{2T_0} (U_0 - U_3) \right]. \quad (30)$$

Из (30) приращение тока стока можно представить в виде

$$\Delta I_c = g_{21} \Delta U_{3, T}, \quad (31)$$

$$\Delta U_{3, T} = \frac{dU_0}{dT} \Delta T - \frac{n}{2T_0} (U_0 - U_3) \Delta T.$$

Замена дифференциального уравнения (30) уравнением в конечных разностях в общем случае справедлива

при небольших колебаниях температуры  $\Delta T$ . Однако экспериментально установлено, что такая замена остается допустимой и для рассматриваемого нами диапазона изменения температуры.

Поскольку слагаемое  $dU_0 \Delta T / dT$  в (31) представляет собой приращение потенциала на  $p$ - $n$  переходе, то и второе слагаемое можно рассматривать как изменение смещения перехода, вызываемое нестабильностью подвижности носителей. Таким образом, величину  $\Delta U_{з.т}$  можно считать некоторым эквивалентным изменением смещения на затворе ПТ, которое обуславливает тепловое приращение тока стока. Условие независимости тока стока от температуры получается в виде  $\Delta U_{з.т} = 0$  или

$$\frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{2T_0} (U_0 - U_{з0}) = 0,$$

где  $U_{з0}$  — напряжение на затворе, при котором  $\Delta I_c = 0$ . Тогда  $U_{з0}$  будет определяться следующим соотношением:

$$U_{з0} = U_0 - \frac{6mkT_0}{nq} \ln T^*_0. \quad (32)$$

При комнатной температуре напряжение  $U_{з0}$  отличается от напряжения запирания на величину  $\frac{6mkT_0}{nq} \ln T^*_0$ . Для кремниевых транзисторов с  $n$ -каналом это составляет 0,57 в, а с  $p$ -каналом 0,85 в.

Из (32) следует, что величина тока стока при напряжении на затворе  $U_{з0}$  и положение этой точки на проходной характеристике практически не зависят от температуры окружающей среды. Экспериментальные характеристики, показанные на рис. 11, подтверждают этот вывод.

Если рабочую точку выбрать левее термостабильной точки, то температурный коэффициент тока стока будет отрицательным, если же рабочая точка правее  $U_{з0}$ , то — положительным. Для ПТ с напряжением запирания, меньшим 0,6 в, величина температурного коэффициента положительна во всем диа-

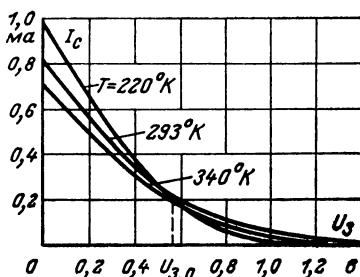


Рис. 11.

пазоне напряжений на затворе; при  $U_0 > 6$  в можно считать этот коэффициент отрицательным практически при любых значениях напряжения на затворе.

Причины, приводящие к температурной зависимости крутизны ПТ, те же, что и для тока стока. Температурные изменения  $\phi$  и  $\mu$  также оказывают противоположные действия на крутизну транзистора, чем объясняется наличие другой термостабильной точки, в которой крутизна не зависит от температуры. Для нахождения координат этой точки используем тот же аналитический прием, что и при определении точки термостабильного тока. Дифференцирование (21) дает:

$$\frac{dg_{21\tau}}{dT} = \left(1 - \frac{U_3}{U_{0\tau}}\right) \frac{dg_{21\text{макс.т}}}{dT} + g_{21\text{макс.т}} \frac{U_3}{U_{0\tau}^2} \frac{dU_0}{dT}. \quad (33)$$

$$\text{Из [Л. 1] известно } \frac{dg_{21\text{макс.т}}}{dT} = g_{21\text{макс.т}} \left( \frac{1}{U_{0\tau}} \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{T} \right),$$

тогда выражение (33) переписывается следующим образом:

$$\frac{dg_{21\tau}}{dT} = \frac{g_{21\text{макс.т}}}{U_{0\tau}} \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{T} (U_{0\tau} - U_3) \right].$$

Если за начальную температуру взята комнатная, то

$$\frac{dg_{21}}{dT} = \frac{g_{21\text{макс}}}{U_0} \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{T_0} (U_0 - U_3) \right]. \quad (34)$$

Температурные изменения крутизны ПТ можно представить в виде

$$\Delta g_{21} = g_{21} \frac{\Delta U'_{3,\tau}}{U_0 - U_3} = g_{21} \Delta \bar{U}'_{3,\tau},$$

где

$$\Delta U'_{3,\tau} = \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{T_0} (U_0 - U_3) \right] \Delta T \quad (35)$$

— эквивалентное тепловое приращение напряжения на  $p$ - $n$  переходе, определяющее изменение крутизны ПТ;

$\Delta \bar{U}'_{3,\tau} = \frac{\Delta U'_{3,\tau}}{U_0 - U_3}$  — нормированное значение  $\Delta U'_{3,\tau}$ .

Напряжение смещения, при котором крутизна полевого транзистора не зависит от температуры, можно найти из следующего условия  $\Delta \bar{U}'_{3,\tau} = 0$ .

Проведя рассуждения, аналогичные тем, которые были проделаны при выводе выражения (32), можно пока-

зять, что положение точки  $U_{з1}$  на проходной характеристике не зависит от температуры. Значение  $U_{з1}$  находится из выражения

$$U_{з1} = U_0 - 3 \frac{kT_0}{nq} \ln T^*_{*0}. \quad (36)$$

Напряжение смещения  $U_{з1}$  отличается от напряжения запирания при комнатной температуре на (0,3—0,4 в).

Режим термостабильного тока может использоваться в усилителях с непосредственными связями для снижения взаимного влияния режимов работы каскадов. Крутизна транзистора в этой точке невысока и существенно зависит от температуры. Режим термостабильной крутизны более заманчив. Однако крутизна ПТ в этой точке имеет очень малое значение; даже у транзисторов с малым напряжением отсечки, таких как КП 102Е и КП 103Е, она составляет не более 0,1  $ma/v$ . Кроме того, практическое использование указанных режимов затруднительно из-за большого разброса параметров и характеристик ПТ.

Выше была рассмотрена температурная зависимость напряжения запирания тока стока и крутизны ПТ. Тепловые изменения тока затвора  $I_з$  оцениваются в последующем разделе.

## 5. ТОК ЗАТВОРА

Ниже рассматривается характер изменения тока затвора только для режима обратного смещения  $p$ - $n$  перехода затвора, так как этот режим является типовым для всех усилительных каскадов. В рабочем диапазоне напряжений, температур и токов стока величина тока затвора находится в пределах от  $10^{-13}$  до  $10^{-6}$  а. Ток затвора ввиду его малости обычно относят к числу второстепенных характеристик полевых транзисторов с  $p$ - $n$  переходом, так как его непосредственное влияние на стабильность режима, усилительные и шумовые свойства каскада проявляются только при высокоомных источниках сигнала. Однако ток затвора несет много полезной информации, в частности, в отношении дополнительных шумовых источников, играющих заметную роль на звуковых частотах даже при низкоомных источниках сигнала. Поэтому вопрос о характере изменений тока затвора необходимо рассмотреть достаточно подробно.

Результаты экспериментального исследования [Л. 77] показали 2, что изменение тока затвора в зависимости от напряжения затвор — сток, температуры и тока стока качественно одинаково для транзисторов с  $n$  и  $p$ -каналами (см. рис. 12). Различие носит количественный характер. На температурных зависимостях тока затвора легко обнаружить два характерных участка: спа-

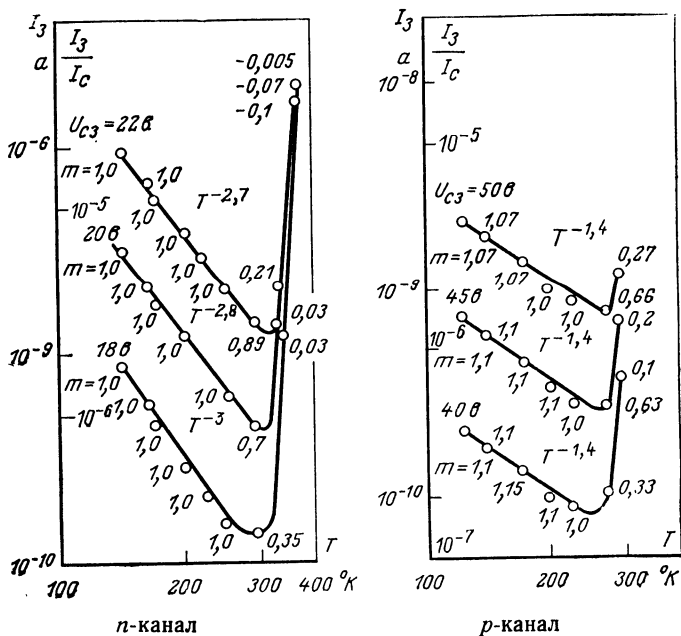


Рис. 12.

дающий и восходящий, что свидетельствует о существовании двух составляющих тока затвора:

$$I_z = I_{z,\text{ген}} + I_{z,\text{уд.}} \quad (37)$$

Первая компонента тока затвора  $I_{z,\text{ген}}$ , определяющая его поведение на восходящей ветви температурной зависимости, является результатом тепловой генерации носителей заряда через центры Шокли—Рида—Холла (ШРХ), расположенные в обедненной области  $p$ - $n$  перехода затвора. Центры ШРХ возникают в полупроводнике в результате различных нарушений в периодичности кристаллической структуры. Такие нарушения происходят, например, во время легирования полупроводника донорными или акцепторными примесями, причем чем выше концентрация легирующих примесей, тем больше плотность центров ШРХ  $N_t$ . В полевых транзисторах с плоскостным затвором наиболее легированной является часть  $p$ - $n$  перехода,

непосредственно примыкающая к выводу затвора, поэтому следует ожидать, что именно эта область ответственна за создание генерационной составляющей тока затвора.

Генерационная составляющая тока затвора определяется следующим соотношением:

$$I_{з. \text{ген}} = I_{з. \text{ген}0} \exp \left( -\frac{E_a}{kT} \right), \quad (38)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура перехода;  $E_a$  — энергия активации центра ШРХ;  $I_{з. \text{ген}0}$  — постоянная для конкретного экземпляра транзистора величина, определяемая материалом и геометрией транзистора, сечением захвата и концентрацией центров ШРХ.

Величины  $E_a$  и  $I_{з. \text{ген}0}$  могут быть найдены на основании измерений токов затвора в диапазоне температур, обуславливающим восходящую ветвь температурной зависимости  $I_z$ .

На рис. 13 представлены температурные зависимости токов затвора (кривая 1 для КП102 и кривая 2 для КП103), полученные в [Л. 42, 47]. Из этих зависимостей, пользуясь (38) и предполагая,

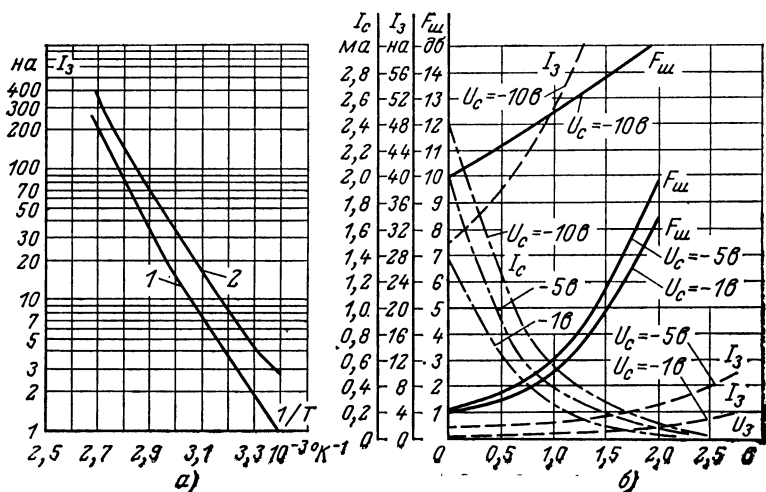


Рис. 13.

что уровень  $E_t$  расположен выше середины запрещенной зоны (поскольку дефекты наиболее вероятны в более легированной области  $p$ - $n$  перехода затвора, а наиболее эффективными являются те центры, которые ближе расположены к уровню Ферми), легко найти энергию активации центров:

$$E_a = E_t - E_v = -2,3k \frac{d(\lg I_{з. \text{ген}})}{d(1/T)}, \quad (39)$$

где  $E_t$  — энергетический уровень центра ШРХ;  $E_v$  — энергетический уровень потолка валентной зоны.

По данным рис. 13,а, пользуясь (39) для транзисторов типа КП102 и КП103 получим следующие значения:  $E_a = 0,7$  эв,  $I_{a, \text{ген}} = (0,5 \div 1,5) 10^3$  а.

Энергия активации центра ШРХ определяется типом дефекта кристаллической структуры полупроводника [Л. 43, 44, 81].

Уровень  $E_t$ , полученный на основании рис. 13,а, находится в пределах от 0,54 до 0,36 эв ниже дна зоны проводимости  $E_c$ . В [Л. 83] получено из аналогичных измерений  $E_t = E_c - 0,5$  эв. По-видимому, этот уровень расположен в *n*-кремнии и  $E_c = 0,40$  эв. Возможно, что центры ШРХ в данном случае вызваны нарушениями кристаллической решетки кремния при введении фосфора в качестве донорной примеси.

Графики зависимости генерационной составляющей тока затвора от напряжений на затворе и стоке [Л. 47] для транзистора 2П103В представлены на рис. 13,б. Как видно, при снижении напряжения на затворе  $U_z$  и стоке  $U_c$  имеет место уменьшение тока затвора, что объясняется сужением области пространственного заряда *p-n* перехода затвора, в которой происходит генерация носителей.

Вторая компонента тока затвора  $I_{з.уд}$ , определяющая его поведение на спадающем участке кривой температурной зависимости, является результатом захвата *p-n* переходом затвора неосновных носителей заряда, получающихся за счет ударной ионизации в отсеченной области проводящей части канала.

Составляющая тока затвора за счет ударной ионизации имеет следующую температурную зависимость [Л. 77]:

$$I_{з.уд} \sim T^{-\gamma}, \quad (40)$$

где  $\gamma$  — коэффициент, зависящий от типа проводимости канала,  $\gamma_n \approx 2,8$ ;  $\gamma_p \approx 1,4$ .

При понижении температуры составляющая тока затвора за счет тепловой генерации быстро уменьшается, но зато начинает возрастать компонента, обусловленная ударной ионизацией.

Поскольку дырки проявляют меньшую подвижность и имеют более низкие граничные скорости, чем электроны, вероятность ударной ионизации [Л. 78] а, следовательно, и ее влияние будет меньше в *p*-канальных приборах при комнатной температуре (рис. 12). Это связано с тем, что все неосновные носители, генерированные ударной ионизацией, имеют шансы пройти область отсечки канала без рекомбинации. Поскольку указанная область имеет длину в несколько микрон, то время перехода составляет величину порядка  $10^{-10}$  сек, т. е. много меньше, чем среднее время жизни носителей заряда.

В [Л. 74] дано выражение, определяющее зависимость тока затвора от тока стока и напряжения затвор—сток для *n*-канальных транзисторов:

$$I_z = A I_c \exp(-B/\sqrt{U_{з.с}}),$$

где  $A = 2,5 \cdot 10^4$ ;  $B = 115$  в<sup>1/2</sup>.

Оно подтверждено результатами эксперимента [Л. 77] для *n* и *p*-канальных транзисторов только в области спадающей ветви (рис. 12) кривой температурной зависимости тока затвора: для *n*-канальных приборов  $A = 4 \cdot 10^4$ ;  $B = 115$  в<sup>1/2</sup>, для *p*-канальных  $A = 740$ ;  $B = 140$  в<sup>1/2</sup>. Что касается восходящей ветви, то зависимость тока затвора от тока стока здесь существенно слабее:  $I_z \sim I_c^m$  (для *n*-канальных транзисторов  $0,1 < m < 0,03$ , для *p*-канальных  $0,1 < m < 0,27$ ). Это целиком согласуется с предположением о существовании двух независимых составляющих тока затвора (37).

Для режимной зависимости составляющей тока затвора за счет ударной ионизации можно считать справедливым следующий закон [Л. 74]:

$$I_{з.уд} = AI_c \exp(-B/\sqrt{U_{з.с}}). \quad (41)$$

Коэффициенты  $A$  и  $B$  могут быть определены из экспериментальных зависимостей тока затвора, снятых при достаточно низких температурах и достаточно высоких напряжениях  $U_{з.с}$ . Однако к этому приходится прибегать редко. В типовом для электронной аппаратуры температурном диапазоне от  $-50$  до  $+60^\circ\text{C}$  в режиме  $U_{з.с}$ , близком к границе насыщения, составляющей  $I_{з.уд}$  можно пренебрегать (рис. 12), полагая, что  $I_z = I_{з.ген}$ . Поэтому графики на рис. 13 можно считать относящимися к генерационной составляющей тока затвора. Методика измерения тока затвора изложена в [Л. 96].

Приведенные в настоящем разделе сведения показывают, что ток затвора полевых транзисторов с  $p$ - $n$  переходом представляет собой довольно сложное явление, зависящее от многих факторов. Этим, по-видимому, можно объяснить отсутствие удовлетворительных справочных данных по току затвора. Материал данного раздела позволяет по нескольким результатам измерений провести интерполяцию и экстраполяцию в необходимых для расчетов диапазонах изменения режима и температур. Приведенные данные используются в дальнейшем при расчете шумов.

## 6. ШУМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

В полевых транзисторах с  $p$ - $n$  переходом различают следующие виды шумов: тепловой шум канала, тепловые шумы неуправляемых сопротивлений канала вблизи истока и стока, дробовой шум тока затвора, шум за счет модуляции ловушками проводимости канала, шум за счет генерации носителей в обедненной области перехода затвора, индуцированный из канала шум затвора,  $1/f$  — шум в цепи канала и затвора.

Тепловой шум канала является шумом с равномерным спектром. Он наиболее подробно исследован в [Л. 73]. Значение среднего квадрата шумового тока эквивалентного генератора, действующего между истоком и стоком ПТ с крутизной проходной характеристики



$g_{21}$ , определено формулой

$$\overline{di_{\text{теп}}^2} = \alpha 4kT g_{21} d\mathcal{f}, \quad (42)$$

где  $d\mathcal{f}$  — элементарная полоса частот;  $\alpha$  — коэффициент, учитывающий геометрию канала, эффекты насыщения подвижности свободных носителей при высоких напряжениях поля и увеличения температуры свободных носителей (горячие носители) при больших полях и низких температурах. В типовом для электронной аппаратуры температурном диапазоне и в режиме насыщения, близком к границе с линейным режимом, приближенно можно считать:

$$\alpha = 0,75. \quad (43)$$

Для удобства расчета чувствительности усилителей генератор шумового тока, действующий в цепи стока, обычно пересчитывают к эквивалентному генератору э. д. с., действующему в цепи затвора:

$$\overline{de_{\text{теп}}^2} = \overline{di_{\text{теп}}^2} / g_{21}^2 = \alpha 4kT d\mathcal{f} / g_{21}. \quad (44)$$

Тепловые шумы сопротивлений истока  $r_{\text{и}}$  и стока  $r_{\text{с}}$  определяются формулой Найквиста

$$\overline{de_{r_{\text{и}}}^2} = 4kT r_{\text{и}} d\mathcal{f}; \quad \overline{de_{r_{\text{с}}}^2} = 4kT r_{\text{с}} d\mathcal{f} \quad (45)$$

и являются, так же как и тепловой шум канала, белыми. Ими, как правило, можно пренебрегать за малостью самих шумящих сопротивлений.

Дробовой шум тока затвора, точнее той части тока затвора, которая обусловливается ударной ионизацией носителей в отсеченной части канала, по результатам [Л. 73, 74] является белым и определяется по формуле

$$\overline{di_{\text{дроб.з}}^2} = 2qI_{\text{з.уд}} d\mathcal{f}. \quad (46)$$

В [Л. 73] показано, что при низких температурах эффект ударной ионизации становится преобладающим источником шума затвора.

Шум за счет генерации носителей в обедненной области перехода затвора проявляется двояким образом: в цепи затвора и в цепи канала.

Носители, генерированные в обратносмещенном переходе затвора, создают свою компоненту тока затвора  $I_{\text{з.ген}}$ , а следовательно, и соответствующий шум затвора

[Л. 79]. В первом приближении этот шум можно оценить следующим образом<sup>1</sup> [Л. 80]:

$$\overline{di_{з.ген}^2} = qI_{з.ген}df. \quad (47)$$

С другой стороны, генерация носителей модулирует ширину обедненной области  $p$ - $n$  перехода затвора, что в свою очередь приводит к модуляции ширины канала и модуляции тока стока. В [Л. 40] получено выражение для эквивалентного генератора э. д. с., действующего в цепи затвора:

$$\overline{de_{з.ген}^2} = \frac{G_{з.ген0}df}{1 + \omega^2\tau_{tз}^2}, \quad (48)$$

где  $G_{з.ген0}$  — спектральная плотность шума на частотах  $\omega \ll 1/\tau_{tз}$ ;  $\tau_{tз}$  — постоянная времени флуктуации заряда центров ШРХ, расположенных в области пространственного заряда  $p$ - $n$  перехода затвора.

Поскольку величина  $G_{з.ген0}$  пропорциональна концентрации центров ШРХ, так же как и генерационная составляющая тока затвора, последняя позволяет судить о шумовых свойствах усилительного каскада не только при высокоомных источниках сигнала, когда преобладает шум (47)  $\overline{di_{з.ген}^2}$ , но и при низкоомных — за счет  $\overline{de_{з.ген}^2}$  (48). К сожалению, для расчета  $G_{з.ген0}$  и  $\tau_{tз}$  требуется много данных, которые как правило, неизвестны разработчику. Поэтому  $G_{з.ген0}$  и  $\tau_{tз}$  определяются из анализа шумовых спектров, полученных экспериментально при короткозамкнутом по сигналу затворе в диапазоне частот порядка нескольких килогерц.

Шумы за счет флуктуации плотности основных носителей в проводящем канале определяются случайным захватом носителей ионами легирующих примесей и другими ловушками:

$$\overline{de_{мод}^2} = G_{мод0}df/(1 + \omega^2\tau_{тк}^2), \quad (49)$$

где  $G_{мод0}$  — спектральная плотность шума на частотах  $\omega \ll 1/\tau_{тк}$ ;  $\tau_{тк}$  — постоянная времени флуктуации заряда модулирующих ловушечных центров в канале.

<sup>1</sup> Учитывая разъяснение к (41) и сравнивая (46) с (47), необходимо отметить, что дробовой составляющей шума тока затвора (46) в типовом для электронной аппаратуры температурном диапазоне можно пренебрегать.

Величины  $G_{\text{мод0}}$  и  $\tau_{\text{тк}}$  определяются из анализа шумовых спектров, полученных экспериментально при короткозамкнутом по сигналу затворе в диапазоне частот порядка сотен килогерц или единиц мегагерц.

Сравнение вклада шумов (48) и (49) показало [Л. 40], что шумы, связанные с флуктуациями концентрации носителей в проводящем канале, имеют большее значение при низких температурах (не все примесные атомы или другие ловушки ионизированы) и высоких частотах (за счет малости постоянных времени). Что касается шумов генерации в обедненной области  $p$ - $n$  перехода затвора, то они должны преобладать на низких частотах при умеренных и высоких температурах.

Индукцированный шум затвора объясняется существованием распределенной емкостной связи между проводящим каналом и затвором. Эти шумы, которые могут быть представлены генератором тока  $\sqrt{i_{\text{инд}}^2}$ , расположенным между затвором и истоком, в некоторой степени коррелированы с шумами проводящего канала. Подсчитано [Л. 75], что если пренебречь корреляцией с источником теплового шума канала, то ошибка не превзойдет 10%.

В [Л. 41] показано, что индуцированный шум проявляется только на высоких частотах. А поскольку на высоких частотах в проводящем канале в первом приближении генерируются лишь тепловые шумы, то именно их и следует учитывать в первую очередь. Полученное в [Л. 75] выражение для эквивалентного генератора тока в цепи затвора с учетом (43) выглядит следующим образом:

$$\overline{di_{\text{инд.тепл}}^2} = akT (\omega^2 C_z^2 / g_{21}) df, \quad (50)$$

где  $C_z = C_{з.и} + C_{з.с}$  — суммарная емкость затвора.

Шумы типа  $1/f$  не имеют в настоящее время строгой физической интерпретации. Известно только, что они связаны с несовершенствами кристаллической структуры полупроводника [Л. 46]. Поэтому здесь приведены только эмпирические соотношения, полученные различными авторами.

Исследования  $n$ -канальных транзисторов [Л. 74] показали, что шум, связанный с током затвора, описыва-

ется формулой

$$\overline{di_{31/f}^2} = c_1 I_3^\beta df/f^\alpha, \quad (51)$$

где  $c_1$  — константа;  $\beta=1,6$ ;  $1,2 < \alpha < 1,5$ .

Есть все основания считать, что этот шум создается за счет генерационной составляющей тока затвора; тогда (51) можно записать как

$$\overline{di_{31/f}^2} = c_1 I_{з.ген}^2 df/f^\alpha, \quad (51')$$

коэффициент  $c_1$  зависит от типа транзистора и может существенно изменяться при переходе от одного образца к другому. Обычно  $c_1$  находится в пределах от  $10^{-8}$  до  $10^{-10}$  при  $\alpha=1$ .

Шум  $1/f$  благодаря ловушечным уровням в канале обнаруживался [Л. 73] при температурах выше  $200^\circ\text{K}$  и соответствовал зависимости

$$\overline{de_{1/f}^2} = c_2 q \frac{U_0 df}{C_3 f}, \quad (52)$$

где  $c_2$  — константа, зависящая от типа и образца транзистора, по данным [Л. 73] равная  $2 \cdot 10^{-6}$ , по данным [Л. 82] равная  $2 \cdot 10^{-3}$ . Такой диапазон значений  $c_2$  вызван большими различиями в концентрации ловушек в канале ПТ. Поэтому значение  $c_2$  может быть взято

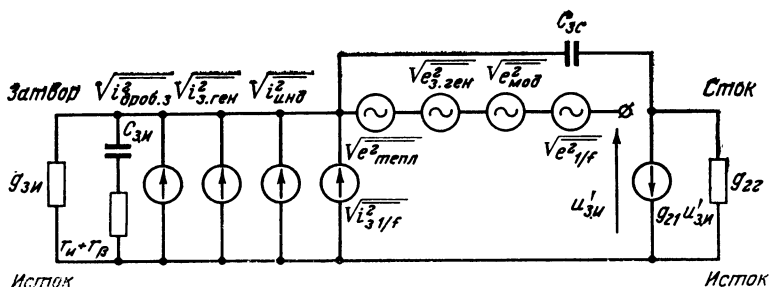


Рис. 14.

только из предварительных шумовых измерений используемого экземпляра ПТ при коротком замыкании затвора по сигналу.

На рис. 14 изображена эквивалентная шумовая схема полевого транзистора с  $p-n$  переходом, где показаны в виде эквивалентных генераторов э. д. с. и токов все основные источники шума.

В заключение целесообразно в качестве конкретного примера рассмотреть шумы полевого транзистора с  $p$ - $n$  переходом и каналом  $p$ -типа КП102. На рис. 15 приведены графики спектральной плотности шума типового экземпляра транзистора при  $U_3=0$ ,  $T=300^\circ\text{K}$ ,  $R_T=0$  в диапазоне частот 150  $\text{кГц}$ —5  $\text{МГц}$ . Измерения производились в режиме короткого замыкания между затвором и истоком. Поэтому здесь проявляются только те компоненты шума, которые на эквивалентной схеме рис. 14 изображены генераторами напряжения.

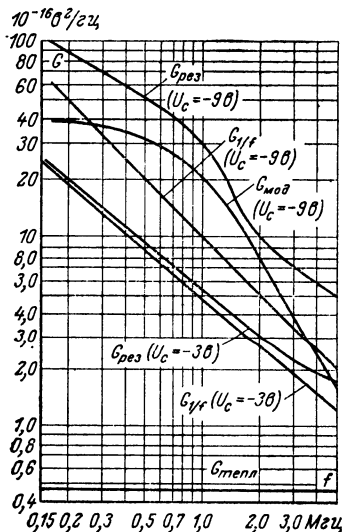


Рис. 15.

Шум измерялся при двух напряжениях на стоке, равных 3 и 9 в. Из рисунка видно количественное и качественное различие между спектральными плотностями шума. Шум, измеренный при  $U_c=-9$  в, больше по уровню и кривая его спектральной плотности имеет изгибы, в то время как кривая спектральной плотности шума при  $U_c=-3$  в носит монотонный характер. Проанализируем составляющие шума. На рис. 15 отмечена спектральная плотность теплового шума  $G_{\text{тепл}}$ , рассчитанная по (44) при условии  $\alpha=0,75$ . Вычитая из результирующей  $G_{\text{рез}}$  спектральной плотности тепловой шум, находим, что в случае  $U_c=-3$  в разность хорошо аппроксимируется зависимостью типа  $1/f$ , а в случае  $U_c=-9$  в разность можно представить двумя компонентами  $1/f$  и  $1/(1+\omega^2\tau^2)$ .

Если в (52) принять  $U_0=2,5$  в,  $C_3=5$  нФ,  $f=1$  МГц, то при

$G_{1/f, U_c=-9 \text{ в}} = 10^{-5} \text{ в}^2/\text{Гц}$  получим значение константы  $c_2=1,2 \cdot 10^{-2}$ .

Если учесть, что емкость затвора изменяется от напряжения на стоке по закону  $C_3=U_c^{-1/m}$  при  $2 < m < 3$ , то видно, что (52) подтверждает полученную зависимость  $1/f$  шума от напряжения на стоке.

Произведем теперь сопоставление шума за счет модуляции плотности основных носителей в проводящем канале. Из рис. 15 находим для  $G_{\text{мод}}, U_c=-9$  в  $\tau=1,6 \cdot 10^{-7}$  сек. При меньшем напряжении на стоке  $U_c=-3$  в эта составляющая шума маскируется шумом типа  $1/f$ . Закljučая обсуждение графиков на рис. 15, следует отметить, что избыточный шум на частотах примерно 150  $\text{кГц}$  во много раз превышает тепловой, поэтому им нельзя пренебрегать: для уменьшения шума можно рекомендовать работу при малых напряжениях на стоке, еще удовлетворяющих условию насыщения.

На рис. 16 приведены кривые спектральной плотности шума транзисторов типа КП 102 — кривая 1 и КП 103 — кривая 2 в диапазоне частот от 100  $\text{Гц}$  до 20  $\text{кГц}$  при сопротивлении источника сигнала, равном 1  $\text{Мом}$  [Л. 42]. Учитывая порядок величины теплового шума из предшествующего примера, легко убедиться в том, что в данном диапазоне частот результирующий шум еще в большей степени обусловлен избыточным шумом. Почти прямолинейный на-

клон характеристики спектральной плотности свидетельствует о преобладании шума типа  $1/f$  и о малой величине составляющей генерационного шума с постоянной времени примерно  $0,2$  мсек. Расчет константы  $c_2$  по формуле (52) дает значение  $1,2 \cdot 10^{-4}$ .

Известно, что спектральная плотность избыточных шумов пропорциональна концентрации дефектов, сосредоточенных в кристалле. Установлено, что наибольшая концентрация дефектов расположена на поверхности раздела кремний—оксид кремния. В транзисторах типа КП 102 канал одной стороной («верхней») соприкасается с этой поверхностью. Отсюда и значительный уровень избыточных шумов в этих транзисторах (кстати, уровень шумов МДП транзисторов является высоким именно по этой же причине). При создании транзисторов КП 103 [Л. 47] этот факт был учтен и канал расположили вдали от поверхности раздела, вследствие чего удалось снизить уровень избыточных шумов в звуковом диапазоне частот более чем на порядок по мощности по сравнению с транзисторами КП 102. С уменьшением шумов типа  $1/f$  более резко стала проявляться компонента генерационного шума.

На рис. 17 представлены шумовые характеристики транзисторов КП 102 в инфразвуковом диапазоне частот. Эти шумы относятся к шумам типа  $1/f$  с величиной компоненты  $c_2$  по (52) порядка  $10^{-3}$ . Характеристики 1 и 2 сняты в термостабильной точке по току стока ( $I_{oc}=55$  мка) при температурах соответственно  $+30$  и  $+70^\circ\text{C}$ . Видно, что при увеличении температуры шум уменьшается и его спектральная плотность становится более пологой в зависимости от частоты. При токе стока  $I_c=200$  мка, значительно превышающем ток в термостабильной точке, характеристики 3 и 4 (соответствующие  $+70$  и  $+30^\circ\text{C}$ ) становятся еще более пологими, однако величина шума остается того же порядка (эксперименты проводились при условии

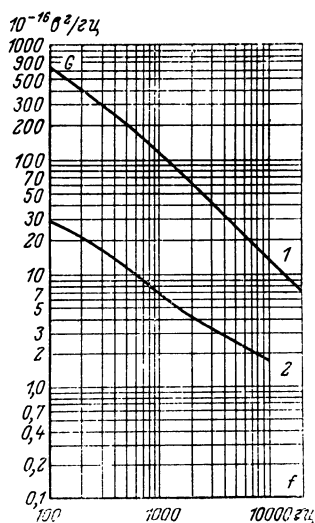


Рис. 16.

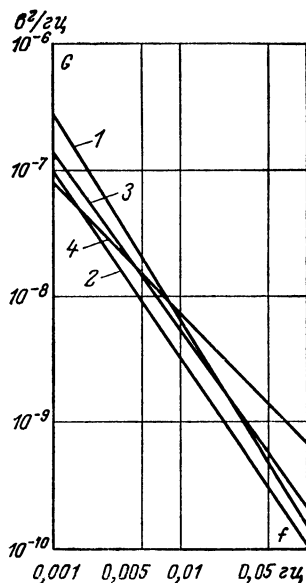


Рис. 17.

поддержания температуры в термостате с точностью до  $0,01^\circ\text{C}$ , транзисторы были включены по балансной схеме).

На рис. 13,6 представлены графики зависимости коэффициента шума транзистора КП 103 [Л. 47] от питающих напряжений при  $f=1\text{ кГц}$  и  $R_c=1\text{ Мом}$ . Видно, что для уменьшения  $F_{\text{ш}}$  необходимо снижать  $U_a$  и  $U_c$ .

## 7. РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ

На параметры полупроводниковых приборов существенное влияние оказывает степень и характер радиации. Облучение приводит в первую очередь к изменению физических характеристик транзисторов, таких как время жизни неосновных носителей, подвижность основных носителей, степень легирования и пр., причем наиболее сильно подвержено влиянию облучения время жизни неосновных носителей. Поскольку на усилительные свойства ПТ влияет главным образом поведение основных носителей, можно утверждать, что полевые транзисторы обладают высокой стойкостью к облучению.

Степень изменения свойств транзисторов при воздействии радиации зависит от типа прибора, вида и интегральной дозы облучения. Так, например, приборы, изготовленные на основе кремния, сильнее подвержены воздействию радиации, нежели германиевые [Л. 52]; высокочастотные транзисторы остаются работоспособными при значительно больших уровнях облучения, чем низкочастотные.

Различают несколько видов облучения: протонное, нейтронное, электронное и гамма-излучение. Степень их воздействия на параметры полупроводниковых приборов уменьшается в соответствии с приведенным рядом. Облучение ПТ приводит к уменьшению проводимости канала, а следовательно, уменьшается ток стока и крутизна. В bipolarных транзисторах при радиации в результате уменьшения времени жизни неосновных носителей, снижается коэффициент передачи тока базы  $\beta$ , увеличивается обратный ток и напряжение насыщения [Л. 54].

Согласно результатам экспериментального исследования [Л. 53—55] заметное снижение коэффициента передачи тока  $\beta$  наступает при уровнях радиации  $10^{13}\text{ электрон/см}^2$ .

У ПТ с  $p$ - $n$  переходом крутизна  $g_{21\text{ макс}}$  начинает существенно уменьшаться при уровнях  $10^{15}$ — $10^{16}\text{ электрон/см}^2$ .

В [Л. 4] приводятся данные по влиянию нейтронного облучения на параметры транзисторов. ПТ облучались быстрыми нейтронами с плотностью  $10^{15}$  нейтрон/см<sup>2</sup>, при этом значение  $g_{21 \text{ макс}}$  уменьшилось на 30%. У высокочастотных германиевых транзисторов при дозах облучения  $6 \cdot 10^{14}$  нейтрон/см<sup>2</sup> коэффициент передачи тока базы  $\beta$  уменьшается на 30%. Наименее стойкими оказались низкочастотные кремниевые биполярные транзисторы: при дозах  $3 \cdot 10^{13}$  нейтрон/см<sup>2</sup> коэффициент  $\beta$  уменьшался на 70%.

Облучение ПТ приводит к существенному изменению тока затвора, что связано с влиянием неосновных носителей. Например, при дозах  $10^{13}$  нейтрон/см<sup>2</sup> ток затвора увеличивается вдвое. При облучении ПТ потоками электронов с плотностью  $10^{16}$  электрон/см<sup>2</sup> крутизна нарастания тока затвора ПТ может превысить крутизну нарастания обратного тока биполярного транзистора. Но даже при этом входное сопротивление ПТ остается весьма значительным.

Приведенные результаты позволяют сделать вывод о том, что ПТ с  $p-n$  переходом остаются работоспособными при высоких уровнях радиации.

## Глава вторая

### ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В РЕЗИСТИВНЫХ КАСКАДАХ

#### 8. ОДИНОЧНЫЕ РЕЗИСТИВНЫЕ КАСКАДЫ

Полевые транзисторы применяются в трех схемах включения (рис. 18): с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) и с общим стоком (ОС).

Связь между параметрами ПТ в различных схемах включения может быть найдена из неопределенной ма-

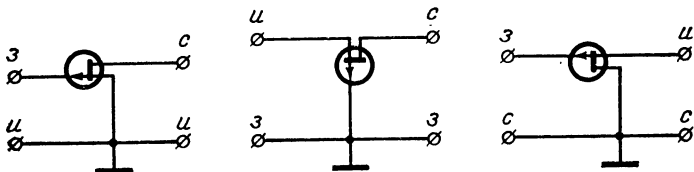


Рис. 18.



трицы проводимостей вида:

$$\begin{array}{c} \mathcal{Z} \quad \mathcal{C} \quad \mathcal{H} \\ \mathcal{Z} \left| \begin{array}{ccc} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ \mathcal{C} & y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ \mathcal{H} & y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{array} \right| \end{array}$$

Согласно правилам составления такой матрицы сумма элементов любой строки и любого столбца должна равняться нулю. Взяв за исходные параметры схемы ОИ, получим неопределенную матрицу в виде

$$\begin{array}{c} \mathcal{Z} \quad \mathcal{C} \quad \mathcal{H} \\ \mathcal{Z} \left| \begin{array}{ccc} y_{11} & y_{12} & -(y_{11} + y_{12}) \\ \mathcal{C} & y_{21} & y_{22} & -(y_{21} + y_{22}) \\ \mathcal{H} & -(y_{21} + y_{11}) & -(y_{12} + y_{22}) & y_{21} + y_{11} + y_{12} + y_{22} \end{array} \right| \end{array}$$

Для получения укороченных матриц различных схем включения ПТ необходимо вычеркнуть из неопределенной матрицы строку и столбец, соответствующие общему зажиму. Проведав указанные операции, получим следующие матрицы:

для включения ОИ

$$\begin{array}{c} \mathcal{Z} \quad \mathcal{C} \\ \mathcal{Z} \left| \begin{array}{cc} y_{11} & y_{12} \\ \mathcal{C} & y_{21} & y_{22} \end{array} \right| \end{array}$$

для включения ОС

$$\begin{array}{c} \mathcal{Z} \quad \mathcal{H} \\ \mathcal{Z} \left| \begin{array}{cc} y_{11} & -(y_{11} + y_{12}) \\ \mathcal{H} & -(y_{21} + y_{11}) & y_{21} + y_{11} + y_{12} + y_{22} \end{array} \right| \end{array}$$

для включения ОЗ

$$\begin{array}{c} \mathcal{H} \quad \mathcal{C} \\ \mathcal{H} \left| \begin{array}{cc} y_{21} + y_{11} + y_{12} + y_{22} & -(y_{12} + y_{22}) \\ \mathcal{C} & -(y_{21} + y_{22}) & y_{22} \end{array} \right| \end{array}$$

Зная параметры любой одной из схем включения ПТ, можно, пользуясь неопределенной матрицей, получить параметры остальных схем. В нашем случае за исходные были взяты параметры основной схемы включения — ОИ. Параметры этой схемы определены в первой главе.

Указанные названия включений — ОИ, ОЗ, ОС условно присваиваются и каскадам на ПТ. Свойства этих каскадов определяются особенностями параметров ПТ в соответствующих включениях.

Возможен и другой подход к оценке свойств указанных каскадов. Приняв один из них исходным, можно считать, что другие получены из первого за счет введения внешних обратных связей.

Основным и наиболее распространенным является каскад типа ОИ. Каскад ОЗ можно рассматривать, как каскад ОИ с глубокой параллельной отрицательной обратной связью по току; он имеет малое входное и повышенное выходное сопротивление, его коэффициент усиления тока практически равен единице, а коэффициент усиления напряжения практически такой же как у каскада ОИ (справедливо без учета знака). Каскад ОС также можно рассматривать, как каскад ОИ с глубокой отрицательной обратной связью — последовательной по напряжению; он обладает повышенным входным и сравнительно малым выходным сопротивлением, а его коэффициент передачи напряжения меньше единицы.

Рассмотрим работу малосигнального резистивного широкополосного каскада на примере промежуточного

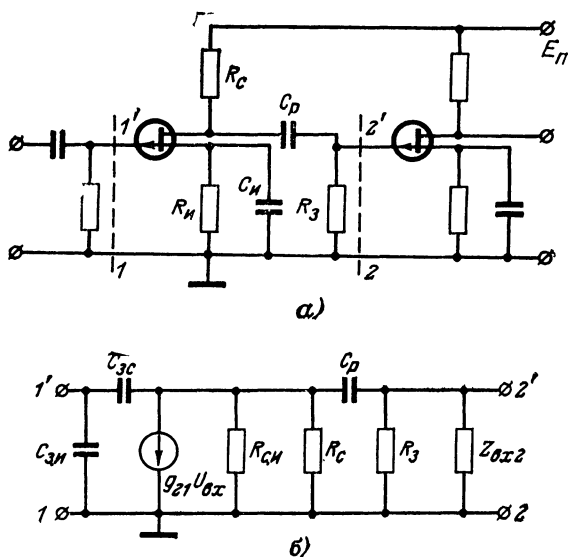


Рис. 19.

каскада ОИ, принципиальная схема такого каскада приведена на рис. 19,а. Пунктиром на ней выделены элементы схемы, относящиеся к одному каскаду. Входное сопротивление следующего каскада будем, как обычно, относить к элементам схемы данного каскада [Л. 7]. Входное сопротивление данного каскада учитывается при расчете предыдущего каскада или определении коэффициента передачи входной цепи, если каскад является входным. Поскольку уровень усиливаемых сигналов предполагается малым, то параметры транзистора считаются не зависящими от изменения амплитуд сигналов. При этом для выяснения характера процессов, происходящих в каскаде, а также для вывода расчетных соотношений удобно пользоваться схемой замещения транзистора. В резистивных каскадах ПТ работают на частотах, много меньших максимальной частоты генерации. В связи с этим для анализа воспользуемся упрощенной схемой замещения транзистора, изображенной на рис. 4, которая, как нетрудно видеть, совпадает по начертанию с физической эквивалентной схемой электронной лампы.

Заменяя ПТ указанной схемой замещения, получаем эквивалентную схему каскада для переменного тока, изображенную на рис. 19,б. Здесь, как обычно, не показана цепь  $R_{и}C_{и}$ , влияние которой на свойства каскада рассмотрено в разделе, посвященном расчету вспомогательных цепей.

Для оценки усилительных свойств каскада воспользуемся эквивалентными схемами выходной цепи каскада (рис. 20) для области средних, высших и низших частот.

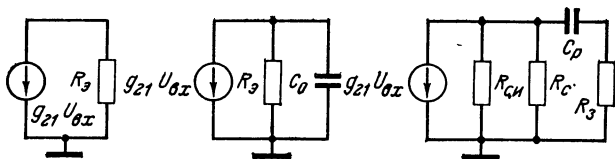


Рис. 20.

В соответствии с рис. 19 и 20 эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_3^* = \frac{1}{G_3} = \frac{1}{g_{22} + G_c + G_3 + g_{bx2}},$$

где  $g_{22}$  — выходная проводимость ПТ каскада;  $G_c$  — проводимость резистора  $R_c$ ;  $G_3$  — проводимость резистора

$R_3$ ;  $g_{вх2}$  — входная проводимость следующего каскада.

Обычно в широкополосных каскадах выполняется неравенство  $G_c \gg g_{22} + G_3 + g_{вх2}$ , тогда  $R_3 \approx R_c$ .

Емкость

$$C_0 = C_{3.c} + C_M + C_{вх2},$$

где  $C_M$  — емкость монтажа;  $C_{вх2}$  — входная емкость следующего каскада.

Коэффициент усиления каскада в области средних частот

$$K_0 = -g_{21}R_3 \approx -g_{21}R_c.$$

Так как полевые транзисторы обладают сравнительно малой крутизной, а сопротивление резистора  $R_c$  не может быть большим, то усиление резистивных каскадов невелико. В связи с этим независимо от других критериев оптимальности в ряде случаев представляет интерес поиск режима, при котором значение  $K_0$  максимально. Рассмотрим этот вопрос, считая заданным величину сопротивления  $R_c$  и амплитуду неискаженного выходного напряжения.

Из полученного приближенного соотношения для  $K_0$  следует, что усиление каскада тем больше, чем больше крутизна в рабочей точке, т. е. рабочую точку следует выбирать при возможно больших токах стока. Однако в усилительном режиме не используют ПТ в области открытого  $p$ - $n$  перехода, где крутизна имеет максимально достижимые величины. В области открытого  $p$ - $n$  перехода теряются основные преимущества ПТ — большое входное сопротивление и линейная зависимость крутизны от напряжения на затворе. В связи с этим напряжение на затворе  $U_{03}$  выбирают таким, чтобы рабочая точка на проходной характеристике находилась в области закрытого  $p$ - $n$  перехода и отстояла от точки  $U_3 = 0$  на расстояние, превышающее максимально возможную амплитуду входного сигнала. Напряжение на стоке берут таким, чтобы использовать пологую область выходных характеристик:

$$U_{0c} = U_{c.пер} + U_{2max} = U_0 - U_{03} + U_{2max},$$

где  $U_{2max}$  — наибольшая амплитуда выходного неискаженного сигнала.

Сказанное в отношении выбора  $U_{03}$  справедливо, когда в рабочей точке удовлетворяется неравенство  $R_c \ll 1/g_{22}$ . Его можно проверить, используя формулу (25). Неравенство справедливо примерно до значений  $R_c \leq 10$  ком, поскольку выходное сопротивление ПТ составляет 50—100 ком. Когда  $R_c$  соизмеримо с  $1/g_{22}$ , то приближенная формула для  $K_0$  неверна. Усиление в этом случае находят из соотношения

$$K_0 \approx -\frac{g_{21}R_c}{1 + g_{22}R_c}.$$

Сопоставляя (19) и (25), можно заключить, что чем больше крутизна в рабочей точке, тем больше и выходная проводимость. Следовательно, может существовать оптимальное значение  $U_{03}$ , при котором величина  $K_0$  при заданном значении  $R_c$  максимальна.

Итак, если  $R_c$  выбрано таким, что с величиной выходного сопротивления ПТ можно считать, можно найти оптимальное значение

$U_{03}$ , соответствующее максимальному усилению. Такое исследование проведено в [Л. 94].

Для обеспечения максимального усиления  $K_0$  в [Л. 94] рекомендуется находить напряжение на затворе в рабочей точке из условия

$$U_{03} = U_{03, \text{ опт}} = U_0 \left[ 1 - \sqrt{\frac{1}{I_{c, \text{ нас}} R_c} (E_{\Pi} - U_0 - U_{2\text{ макс}})} \right]$$

при использовании автосмещения и

$$U_{03} = U_{03, \text{ опт}} = U_0 \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{I_{c, \text{ нас}} R_c}{E_{\Pi} - U_{2\text{ макс}}} + \frac{U_0}{E_{\Pi} - U_{2\text{ макс}}}}} \right]$$

при использовании внешнего источника смещения.

Выбрав рабочую точку, следует определить соответствующие этому режиму  $g_{21}$  и  $g_{22}$  транзистора и с их помощью найти коэффициент усиления  $K_0 \approx g_{21} R_c / (1 + g_{22} R_c)$ .

Из приведенных в [Л. 94] графиков видно, что при небольших  $R_c$  (до 10 ком) оптимумы выражены не резко и находятся вблизи от значений  $U_{03} = 0$ . При увеличении  $R_c$  напряжение  $U_{03, \text{ опт}}$  сдвигается в сторону запирающего транзистора и оказывается в области, где при малых  $R_c$  коэффициент усиления  $K_0$  резко падает. При выборе оптимальных режимов, обеспечивающих максимальные значения  $K_0$ , можно пользоваться и [Л. 95], где даны обобщенные графики.

Коэффициент усиления в области высших частот  $K_{\text{в}}(\omega) = K_0 M_{\text{в}}(\omega)$ , где  $M_{\text{в}}(\omega) = 1 / \sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{в}})^2}$  — коэффициент частотных искажений;  $\tau_{\text{в}} = C_0 R_3$  — постоянная времени каскада для области высших частот, которая при принятых выше допущениях равна постоянной времени стоковой цепи  $\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{с}} = C_0 R_c$ . Верхняя граничная частота, измеренная на уровне 0,707,  $\omega_{\text{в}} = 1/\tau_{\text{в}}$ . Площадь усиления каскада

$$П = K_0 f_{\text{в}} = \frac{g_{21}}{2\pi C_0}.$$

Она тем больше, чем больше ток в режиме покоя  $I_{0c}$ . Это объясняется тем, что с ростом  $I_{0c}$  растет крутизна.

Для удобства при оценке возможности применения транзисторов в широкополосных каскадах используют условное понятие — добротность транзистора. Под добротностью ПТ понимается отношение

$$Д = \frac{g_{21}}{C_{з.н} + C_{з.с}}.$$

Это отношение иногда называют площадью усиления транзистора и обозначают  $П_{\text{т}}$ . Добротность большинства отечественных ПТ пока такая же, как у низко-

частотных ламповых триодов, и составляет 20—100 Мгц. Поэтому в настоящее время предельными для резистивных усилителей на ПТ являются верхние граничные частоты порядка нескольких мегагерц. В книге не рассматриваются усилители с распределенными параметрами. В таких усилителях на ПТ могут быть достигнуты весьма высокие граничные частоты [Л. 88].

Коэффициент усиления в области низких частот

$$K_H(\omega) = K_0 M_H(\omega).$$

Здесь

$$M_H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}} - \text{коэффициент частотных искажений, где } \tau_H = C_p R_H - \text{постоянная времени каскада для области низких частот,}^1$$

жений, где  $\tau_H = C_p R_H$  — постоянная времени каскада для области низких частот,<sup>1</sup>

$$R_H = \frac{R_c}{1 + R_c g_{22}} + \frac{R_a}{1 + R_a g_{22}}.$$

Обычно  $R_c \ll R_a \ll 1/g_{22}$ , тогда  $\tau_H$  равна постоянной времени цепи затвора  $\tau_3 = C_p R_a$ .

Граничная частота на уровне 0,707  $\omega_H = 1/\tau_H$ . Входная проводимость каскада (см. [Л. 7])

$$y_{вх} = y_{11} + y_{12}K,$$

где  $K$  — коэффициент усиления.

Для определения этой проводимости воспользуемся схемой, приведенной на рис. 19,б. Как видно, на низких и средних частотах входная проводимость бесконечно мала. В области высших частот с ней нужно считаться, поскольку на этих частотах проявляется действие емкостей  $C_{з.н}$  и  $C_{з.с}$ . Определение входной проводимости может быть проведено при представлении коэффициента усиления в виде комплексной величины, а именно:

$$K = \operatorname{Re}(K) \pm j \operatorname{Im}(K).$$

Тогда

$$y_{вх} = j\omega\{C_{з.н} + C_{з.с}[1 + \operatorname{Re}(K)]\} \pm \omega C_{з.с} \operatorname{Im}(K) = j\omega C_{вх}(\omega) \mp g_{вх}(\omega),$$

где

$$C_{вх}(\omega) = C_{з.н} + C_{з.с}[1 + \operatorname{Re}(K)].$$

Наибольшее значение входная емкость имеет, когда

$$C_{вх} = C_{з.н} + C_{з.с}[1 + K_0],$$

где  $K_0$  — абсолютная величина усиления на средних частотах.

С повышением частоты значение  $C_{вх}$  уменьшается. При расчетах принимают  $C_{вх}$  постоянной и равной ее максимальному значению.

Составляющая входной проводимости  $g_{вх}(\omega)$  положительна при емкостной нагрузке. Эта составляющая максимальна на верхней граничной частоте. Соответствующее ей минимальное значение входного сопротивления

$$R_{вх.мин} = \frac{1}{g_{вх.макс}} = \frac{2}{2\pi f_{в} C_{з.с} K_0}.$$

Во входных каскадах широкополосных усилителей с активной составляющей входного сопротивления нужно иногда считаться. Из-за большой проходной емкости ПТ это сопротивление может оказаться соизмеримым с внутренним сопротивлением источника сигнала. В промежуточных каскадах им пренебрегают.

Схема ОИ может использоваться на более высоких частотах, чем те, на которых справедлива эквивалентная схема рис. 4, тогда следует пользоваться схемой замещения ПТ, изображенной на рис. 3. При этом с влиянием  $r_{и}$  на частотную зависимость крутизны не считаются. Она проявляется на частотах, значительно превышающих частоту генерации ПТ. Возникающую же за счет  $r_{и}$  активную составляющую входной проводимости  $g_{и}(\omega)$  определяют по соотношению (6). Коэффициент передачи входной цепи в этом случае оказывается зависимым от суммарной проводимости  $g_{вх}$ , обусловленной действием  $r_{и}$  и  $C_{з.с}$ .

Для улучшения шумовых характеристик усилителя во входном каскаде может применяться параллельное включение ПТ (см. § 11). При этом увеличивается и площадь усиления входного каскада, так как коэффициент усиления, определяемый суммарной крутизной транзисторов, растет, а выходная емкость ввиду того, что удельный вес в ней выходных емкостей самих ПТ невелик, меняется незначительно. Однако, оценивая усилитель в целом, следует учитывать возможное ухудшение параметров входной цепи из-за увеличения входной емкости.

Для повышения площади усиления каскада на ПТ применяются известные способы коррекции. На рис. 21 представлена схема каскада с простой параллельной коррекцией (рис. 21,а) и схема замещения его выходной цепи (рис. 21,б). Площадь усиления такого каскада примерно в 2 раза больше, чем у каскада без коррекции. При расчетах могут быть использованы соотношения и графики, рекомендуемые [Л. 7] для ламповых каскадов. Применение для целей высокочастотной коррекции последовательной комплексной обратной связи по току,

выигрыша в площади усиления не дает. Однако последовательная ООС уменьшает  $C_{вх}$  — основную часть емкости нагружающей предыдущий каскад. Второе достоинство — конденсатор  $C_{и}$  (рис. 19) требуется небольшой емкости.

Наиболее распространенным способом коррекции в области низших частот является введение  $RC$ -фильтра

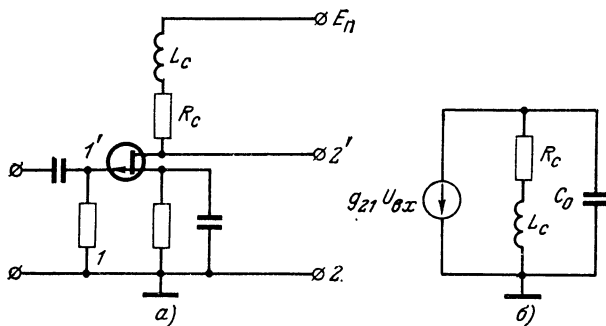


Рис. 21.

в цепь стока (рис. 22). При расчете применяются те же соотношения, что и для аналогичных каскадов на радиолампах и биполярных транзисторах.

При исследовании свойств каскада ОС (рис. 23,а) можно использовать матрицу параметров ПТ для вклю-

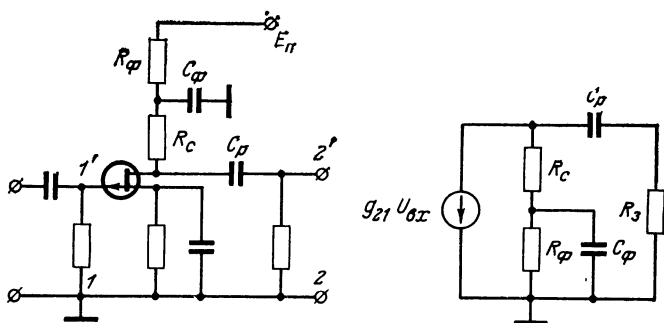


Рис. 22.

чения ОС. Такая матрица приведена в начале главы. Коэффициент передачи каскада ОС меньше единицы

$$K_0 \approx \frac{g_{21} R_{н}}{1 + g_{21} R_{н}},$$



где  $R_{\text{н}}$  — сопротивление резистора истоковой цепи. Каскад обладает пониженной входной емкостью

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{з.с}} + C_{\text{з.и}}(1 - K_0)$$

и сравнительно небольшим выходным сопротивлением

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_{\text{н}}}{1 + g_{21}R_{\text{н}}}$$

Поскольку крутизна ПТ невелика, то для получения коэффициента усиления, близкого к единице, сопротивление нагрузки в цепи истока должно быть большим. В то же время максимально допустимое сопротивление резистора  $R_{\text{н}}$  ограничено, поскольку он обеспечивает и режим транзистора по постоянному току. Следовательно, в цепь истока должны быть включены нагрузочные элементы, сопротивление которых для переменного тока значительно больше, чем для постоянного. На рис. 23,б

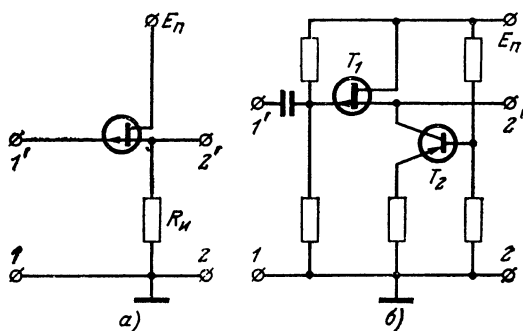


Рис. 23.

приведена схема каскада с так называемой динамической нагрузкой, в качестве которой использован биполярный транзистор, включенный с общей базой [Л. 7]. Высокое дифференциальное сопротивление биполярного транзистора позволяет получить коэффициент передачи каскада ОС близким к единице и входную емкость  $C_{\text{вх}} \approx C_{\text{з.с}}$ .

Входную емкость каскада ОС можно уменьшить, снижая переменную составляющую тока через емкость  $C_{\text{з.с}}$ , что достигается понижением переменного напряжения на емкости  $C_{\text{з.с}}$  по сравнению с входным. С этой целью [Л. 3] на сток следует подать переменное напря-

жение, синфазное с напряжением на затворе, как показано на рис. 24,а. Здесь между стоком и истоком включен усилитель, коэффициент передачи  $K'_0$  которого меньше единицы, а выходное сопротивление мало. Тогда

$$C_{вх} = C_{з.с} (1 - K_0 K'_0) + C_{з.п} (1 - K_0),$$

где  $K_0$  — коэффициент передачи каскада ОС.

Этот принцип использован при построении усилителя, схема которого изображена на рис. 24,б. Усилитель обладает высоким входным сопротивлением, малой вход-

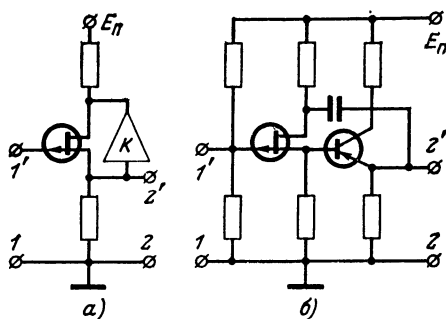


Рис. 24.

ной емкостью, коэффициентом передачи, близким к единице, и хорошими частотными свойствами. Транзисторы усилителя могут быть выращены на одном кристалле.

Схемы каскадов с малой активной и реактивной входной проводимостью рассмотрены рядом авторов [Л. 3].

В настоящее время все более широкое применение находят дифференциальные каскады на ПТ, используемые, в частности, при создании интегральных схем. Расчет их усилительных и частотных свойств аналогичен расчету каскадов на электронных лампах. В последующих главах рассматривается возможность использования этих каскадов в усилителях постоянного тока, преобразователях частоты и активных фильтрах, т. е. там, где их применение наиболее эффективно.

## 9. СОЧЕТАНИЕ ПОЛЕВЫХ И БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы могут применяться в сочетании с биполярными, как бы дополняя друг друга; первые имеют высокое входное сопротивление и сравнитель-

но низкий уровень шумов, вторым присуща более высокая крутизна. Такие каскады ПТ-БТ рассмотрены рядом авторов [Л. 3].

Для того чтобы определить возможности применения каскадов типа ПТ-БТ в широкополосных усилителях, рассмотрим свойства некоторых сочетаний такого рода, например каскада, где транзисторы включены по схемам общий исток — общий эмиттер (ОИ—ОЭ).

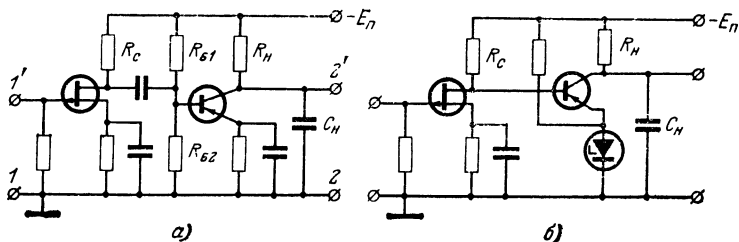


Рис. 25.

Каскад ОИ—ОЭ может быть выполнен с отдельным питанием транзисторов (рис. 25,а) и с непосредственной связью между ними (рис. 25,б). При этом усилительные и частотные свойства отличаются только в области нижних частот. Вид связи влияет на выбор режимов тран-

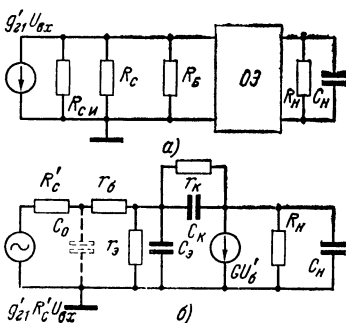


Рис. 26.

зисторов по постоянному току и на термостабильность каскада. [Л. 3]. При расчете коэффициента усиления и граничных частот исходят из того, что рассматриваемая комбинация по сути дела представляет собой два последовательно включенных каскада, один из которых собран на полевом, а другой — на биполярном транзисторе.

Говоря о свойствах каскада ОИ—ОЭ можно прежде

всего видеть его преимущества по сравнению с каскадом ОЭ; это — малая входная проводимость, обеспеченная тем, что на входе использован ПТ. О площади усиления комбинированного каскада можно судить, рассматривая рис. 26,а. Здесь в отличие от рассмотренного вы-

ше случая работы ПТ в промежуточном каскаде нагрузкой его служит сравнительно низкое (на средних частотах доли или единицы килоом) входное сопротивление каскада ОЭ, которое с повышением частоты значительно снижается [Л. 6, 7]. Крутизна ПТ невелика — единицы  $ma/v$ . Следовательно, входной сигнал не получает в каскаде ОИ заметного усиления, а комплексная входная проводимость каскада ОЭ обуславливает значительную частотную зависимость коэффициента усиления. В связи с этим площадь усиления комбинированного каскада ОИ—ОЭ может оказаться меньше, чем у одиночного каскада ОЭ.

Такие же выводы следуют из рассмотрения схемы, приведенной на рис. 26,б. По ней можно судить о другом возможном подходе к расчету комбинированного каскада. Здесь усилительные свойства ПТ отражены эквивалентным генератором, э. д. с. которого  $g'_{21}R'_cU_{вх}$ , а внутреннее сопротивление

$$R'_c \approx \frac{R_c R_6}{R_c + R_6},$$

где

$$R_6 = \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62}}.$$

Биполярный транзистор представлен схемой замещения Джиаколетто (или гибридной схемой замещения); емкость  $C_0$ , обусловленная емкостью монтажа и выходной емкостью ПТ, значительно меньше эквивалентной входной емкости каскада ОЭ и по этой причине может не учитываться. Таким образом, сочетание ОИ—ОЭ эквивалентно каскаду ОЭ, работающему от генератора э. д. с. с конечным внутренним сопротивлением  $R'_c$ . Следовательно, усилительные свойства комбинированного каскада могут быть количественно определены на основе соотношений, применяемых для расчета каскадов ОЭ.

При определении усилительных свойств сочетания ОИ—ОЭ может рассматриваться и как каскад ОЭ, собранный на эквивалентном БТ с повышенным сопротивлением базы  $r_{6,э} = r_6 + R'_c$  и работающий от идеального — с нулевым внутренним сопротивлением — эквивалентного генератора; его э. д. с.  $U_{вх}g'_{21}R'_c$ .

При построении широкополосных каскадов несколько лучшие результаты следует ожидать от сочетания ОС—ОЭ. Каскад ОС имеет более низкое выходное сопротивление, чем ОИ, и его коэффициент передачи

в меньшей степени зависит от нагрузки и частоты. Выходная емкость  $C_{с.н}$  невелика — порядка 1—2 пф. В каскаде ОС выгодно применять ПТ с возможно большей крутизной, поскольку она определяет не только усиленные свойства, но и величину выходного сопротивления: с ростом крутизны уменьшается выходное сопротивление. Увеличению же площади усиления комби-

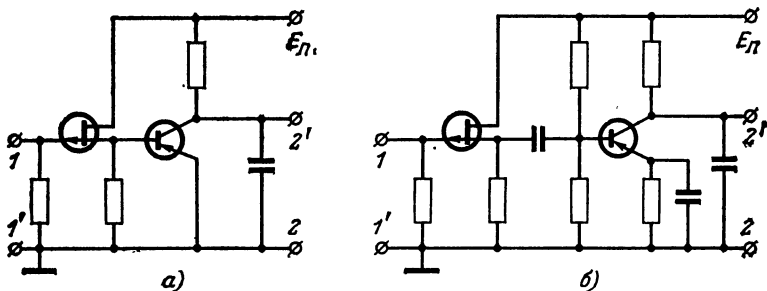


Рис. 27.

нированного каскада содействуют оба эти фактора. У полевых транзисторов чем больше крутизна, тем больше и значения емкостей  $C_{з.н}$  и  $C_{з.с}$ , что сказывается на входной проводимости каскада. С этим также приходится считаться.

Сочетание ОС—ОЭ (рис. 27) может использоваться как отдельный функциональный узел при построении усилителя в целом.

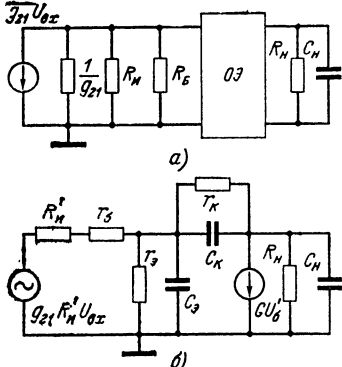


Рис. 28.

Усиленные и частотные свойства комбинированного каскада ОС—ОЭ оцениваются на основе эквивалентных схем, изображенных на рис. 28. Они идентичны по начертанию схемам, приведенным на рис. 26. Расчет проводится с использованием рекомендаций, данных для расчета каскада ОИ—ОЭ.

Трудности проектирования рассмотренных комбинированных каскадов связаны с тем, что при выборе рабочих точек транзисторов нужно учитывать зависимость

параметров ПТ и БТ от режима по постоянному току. В отношении ПТ это не сложно, поскольку существенное влияние на усилительные свойства каскада оказывает только крутизна ПТ. Выбор режима, при котором достигается более высокая крутизна, обеспечивает лучшие усилительные свойства сочетания. Таких простых рекомендаций нельзя дать в отношении БТ. На свойства каскада влияют его низкочастотные и высокочастотные параметры, сложным образом зависящие от режима транзистора [Л. 6]. Влияние изменений напряжения на коллекторе  $U_{ок}$  на свойства БТ сказывается довольно очевидным образом: от него зависит только емкость коллекторного перехода  $C_k$ , которая с ростом  $U_{ок}$  уменьшается. Следовательно, чем больше  $U_{ок}$ , тем более высокое усиление обеспечивает БТ в широкополосном каскаде. Ток коллектора в рабочей точке  $I_{ок}$  влияет на свойства БТ сложнее. С ростом  $I_{ок}$  улучшаются усилительные свойства БТ, но растет и его инерционность. Существуют оптимальные значения тока коллектора, при которых усилительные свойства БТ в схеме ОЭ проявляются наилучшим образом. Соответственно, если ток коллектора не равен оптимальному, усилительные свойства ухудшаются. Оптимальный режим зависит от типа БТ, требуемой верхней граничной частоты, внутреннего сопротивления генератора сигнала. Получить точные выражения, определяющие оптимальные режимы БТ в каскадах на сочетаниях транзисторов, практически невозможно из-за сложной зависимости параметров транзисторов от режима. Приближенную оценку можно дать, используя методику расчета оптимальных режимов для БТ в схемах ОЭ [Л. 6].

В [Л. 6] проведена оптимизация режима БТ, включенного по схеме ОЭ, при заданной верхней граничной частоте; в [Л. 21] эти исследования продолжены, в основу исследований положены следующие допущения:  $g$  — параметры транзистора (низкочастотные значения  $y$ -параметров) и постоянная времени  $\tau$  линейно зависят от изменений тока коллектора в рабочей точке  $I_{ок}$ , а от изменений напряжения  $U_{ок}$  зависит только емкость коллекторного перехода  $C_k$ . Эти допущения справедливы в широком диапазоне изменения режимов. Полученные результаты могут быть использованы при расчетах каскада ОС—ОЭ, если считать, что комбинированный каскад эквивалентен каскаду ОЭ, собранному на транзисторе с  $r_{с.э} = r_c + R'_н$ .

Воспользовавшись этим, можно найти площадь усиления каскада при заданной верхней граничной частоте в том же виде, что и для каскада ОЭ:

$$P_y = K_0 f_{гв} = \frac{g'_{21} R'_н}{2\pi C_k (r_c + R'_н)} P. \quad (53)$$

Здесь  $K_0$  — коэффициент усиления сочетания ОС—ОЭ;  $f_b$  — заданная верхняя граничная частота;  $C_k, r_6$  — параметры БТ\*;  $g'_{21}$  — крутизна полевого транзистора;  $R'_n$  — выходное сопротивление схемы ОС:

$$R'_n = \frac{1}{g'_{21} + G_n + G_6}$$

( $G_n$  — проводимость резистора  $R_n$ ;  $G_6$  — проводимость параллельного соединения резисторов базовой цепи БТ);

$$П = \frac{A'' (1 - A'' y'')}{1 + A''} \quad (54)$$

— приведенная площадь усиления,  
где

$$A'' = g''_{21} \frac{r_6 + R'_n}{1 + \frac{g''_{21} R'_n}{\beta}} \frac{C_k}{C_k + C_n}$$

— обобщенный токовый параметр;  $\beta = g''_{21}/g''_{11}$  — коэффициент усиления по току БТ\*\*;  $g''_{11}, g''_{21}$  — низкочастотные значения его  $y$ -параметров;  $C_n$  — емкость нагрузки каскада ОС—ОЭ;

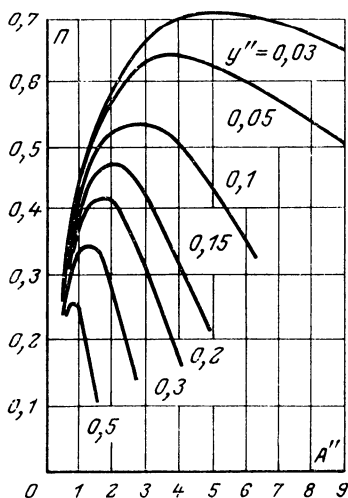


Рис. 29.

$$y'' = \frac{f_b}{f_t} \frac{C_k + C_n}{C_k}$$

— обобщенный частотный коэффициент.

Здесь  $f_t$  — граничная частота по току БТ, на которой  $|\beta| = 1$ \*\*\*.

От напряжения  $U_{0к}$ , как сказано выше, практически зависит только емкость  $C_k$ . Чем больше  $U_{0к}$ , тем меньше  $C_k$  и, следовательно, тем большую площадь усиления каскада обеспечивает БТ.

Выражение (53) получено в таком виде, что из входящих в него величин от изменений тока в рабочей точке  $I_{0к}$  зависит только множитель  $П$ . Это связано с тем, что в (54) входит параметр  $A$ , а в него крутизна БТ, которая определяется значениями указанного тока. Следовательно, для оценки зависимости  $П_y(I_{0к})$  достаточно знать вид

функции  $П(A'')$ . Анализ выражения (54) показывает, что существуют оптимальные значения параметра  $A''$ , при которых площадь усиления

\*  $r_6$  считаем независимым от изменений режима по постоянному току.

\*\* Параметр  $\beta$  считаем независимым от изменений режима по постоянному току.

\*\*\* Этот параметр считаем независимым от изменений режима по постоянному току.

максимальна. Значения  $P_{\max}$  и  $A''_{\text{опт}}$  зависят от величины параметра  $y''$ . На рис. 29 представлены графики функции  $P(A'')$ , подтверждающие сказанное. Из них видно, что при малых значениях параметра  $y''$  оптимумы выражены не резко. Кроме того, кривые позволяют оценить проигрыш в площади усиления, возникающий при отклонениях от оптимального режима. Величины  $P_{\max}$  и  $A''_{\text{опт}}$  можно найти как из (54), так и по соотношениям

$$P_{\max} = (\sqrt{1 + y''} - \sqrt{y''})^2; \quad A''_{\text{опт}} = \sqrt{1 + \frac{1}{y''}} - 1. \quad (55)$$

На рис. 30 для иллюстрации даны графики этих функций.

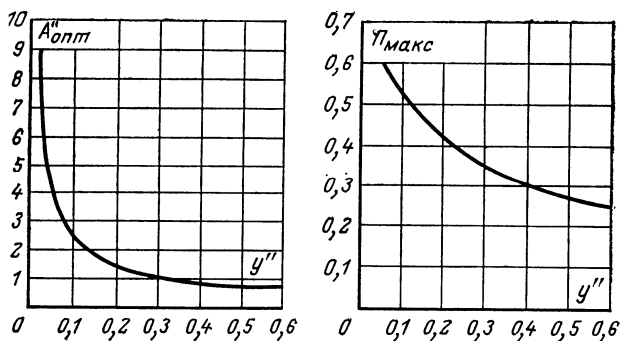


Рис. 30.

Расчет сочетания ОС—ОЭ по приведенным формулам проводится, когда известна требуемая верхняя граничная частота и емкость нагрузки  $C_n$ . Можно предложить следующий порядок расчета:

1. Выбрать ПТ с  $f_T > f_v$  и БТ с  $f_T = (10 \div 20)f_v$ ; из справочных данных найти для ПТ  $g'_{21\max}$ ,  $I_{c\max}$  и  $U_0$ ; для БТ  $C_k$ ,  $r_6$  и  $\beta$ .

2. Выбрать режим ПТ, обеспечивающий возможно большую крутизну.

3. Задаться сопротивлением  $R_n$  из условия  $R_n > 1/g'_{21}$ , проверяя возможность обеспечения выбранного режима ПТ при заданном напряжении питания.

4. Учитывая значение емкости нагрузки  $C_n$ , найти  $y''_{11}$ ,  $A''_{\text{опт}}$  и  $P_{\max}$ .

5. По  $A''_{\text{опт}}$  найти  $g''_{21}$  и затем требуемый ток  $I_{0к}$ .

Если этот ток использовать нельзя, то находят значение  $A''$  для приемлемого тока.

6. Найти  $P$  и  $P_y$ , а затем по полученному значению  $P_y$  определить коэффициент усиления  $K_0 = P_y/f_v$ . Если величина  $K_0$  недопустимо мала, то следует взять БТ с большей добротностью, так как в основном он определяет усиление каскада ОС—ОЭ.

7. Определить нагрузку, необходимую для обеспечения  $K_0$ . Для этого находят сначала коэффициент усиления схемы ОИ

$$K_{0н} = \frac{g'_{21}}{G'_n + g''_{вх}},$$



где  $g''_{вх} \approx g''_{11} = g''_{21}/\beta$  входная проводимость схемы ОЭ, затем ищут коэффициент усиления каскада ОЭ  $K_{0,э} = K_0/K_{0н}$ . Поскольку  $K_{0,э} \approx \approx g''_{21}R_n$ , а  $g''_{21}$  известно, то находят  $R_n$ .

После этого можно найти другие параметры каскада ОС—ОЭ — входную и выходную проводимость и провести расчет вспомогательных цепей транзисторов.

Пример 1.

1. Зададимся  $f_n = 5$  МГц и  $C_n = 10$  пф.

2. Выберем транзисторы КП103Ж и КТ326, из справочных данных найдем: для КП103Ж  $f_T = 50$  МГц,  $I_{с.нас} = 1,2$  ма,  $U_0 = 2$  в,  $g_{21макс} = 2,2$  ма/в; для КТ326  $f_T = 300$  МГц,  $\beta = 40$ ,  $C_n = 5$  пф,  $r_6 = 50$  ом.

3. Выбираем рабочую точку ПТ:  $U_3 = 2$  в,  $I_{0с} = 1$  ма. При этом  $g_{21} = 2$  ма/в.

4. Принимаем  $R_n = 1$  ком и  $R'_n = 330$  ом.

5. Найдем:

$$y'' = \frac{f_n}{f_T} \frac{C_n + C_n}{C_n} = \frac{5 \cdot 10^6}{300 \cdot 10^6} \frac{15 \cdot 10^{-12}}{5 \cdot 10^{-12}} = 0,05.$$

6. Определим:

$$A_{0ПТ} = \sqrt{1 + \frac{1}{y''}} - 1 = \sqrt{1 + 20} - 1 = 3,7;$$

$$P_{макс} = (V \sqrt{1 + y''} - V y'')^2 = 0,6.$$

Тогда

$$P_y = \frac{g'_{21} R'_n}{2\pi C_n (r_6 + R'_n)} P_{макс} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 330}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 380} 0,6 = 33,8 \text{ МГц}.$$

7. Найдем:

$$K_0 = \frac{P_y}{f_n} = \frac{33,8}{5} = 6,8.$$

8. Определим крутизну БТ, поскольку

$$A'' = g''_{21} \frac{r_6 + R'_n}{1 + \frac{g''_{21}}{\beta} R'_n} \frac{C_n}{C_n + C_n},$$

то

$$g''_{21} = \frac{A''}{(r_6 + R'_n) \frac{C_n}{C_n + C_n} - A'' \frac{R'_n}{\beta}} = 38,5 \text{ ма/в}.$$

9. Используя статические характеристики БТ, находим по  $g_{21}$   $I_{0н} \approx 1$  ма.

10. Рассчитаем коэффициент передачи схем ОС и ОЭ:

$$K_{0э} = \frac{g'_{21}}{G'_n + \frac{g''_{21}}{\beta}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3} + \frac{38,5}{40} 10^{-3}} = 0,5;$$

$$K_{0с} = \frac{K_0}{K_{0э}} = \frac{6,8}{0,5} = 13,6.$$

11. Найдем требуемое сопротивление нагрузки ОЭ:

$$R_n = \frac{K_{0Э}}{g'_{21}} = \frac{13,6}{38,5 \cdot 10^{-8}} = 350 \text{ ом.}$$

Этим кончается основная часть расчета каскада ОС—ОЭ.

В данном случае при  $f_n = 5 \text{ Мгц}$  получен коэффициент усиления  $K_0 = 6,8$ . Ток в рабочей точке БТ должен быть  $I_{0к} = 1 \text{ ма}$ . В коллекторную цепь ПТ нужно включить резистор  $R_n = 350 \text{ ом}$ .

При расчете принято значение  $C_n = 10 \text{ пф}$ . Такую емкость может иметь, например, нагрузка в виде последующего каскада ОС—ОЭ.

## 10. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

**Межкаскадные соединения в УПТ с непосредственной связью.** Преимущества полевых транзисторов перед биполярными, о которых уже говорилось в гл. 1, определяют их эффективное использование в каскадах усилителей постоянного тока с непосредственными связями<sup>1</sup>. Это, во-первых, малый ток затвора  $I_s \leq 10^{-9} \text{ а}$  и, следовательно, возможность получения большого входного сопротивления, что весьма существенно для УПТ, часто работающих от источников сигнала с большим внутренним сопротивлением. Во-вторых, наличие термостабильной точки (точка на сток-затворной характеристике, в которой  $dI_c/dT = 0$ ) позволяет добиться хорошей стабилизации режима. Если, кроме того, учесть лучшие шумовые свойства и хорошую временную стабильность [Л. 23] полевых транзисторов с  $p$ - $n$  переходом, то становится очевидной перспектива широкого использования полевых транзисторов в УПТ, особенно во входных каскадах.

Коэффициент усиления и полоса пропускания каждого отдельного каскада УПТ определяются так же, как в усилителях с емкостной связью. Что касается нижней граничной частоты, то она должна быть близкой к нулю, что и предопределило название таких усилителей — УПТ. Это исключает емкостные и трансформаторные связи между каскадами и основная трудность при создании многокаскадных УПТ заключается в придании усилителю необходимых функциональных свойств при

---

<sup>1</sup> Особенности УПТ на полевых транзисторах с преобразованием сигналов связаны со спецификой работы ключевых схем. Данный вопрос выходит за рамки книги, поэтому УПТ с преобразованием сигналов не рассматриваются, тем более что усилительные каскады таких УПТ не имеют существенных отличий от рассмотренных ранее широкополосных каскадов.

одновременном обеспечении режима работы каждого каскада.

Способы межкаскадных соединений УПТ на полевых транзисторах такие же, как и при использовании биполярных транзисторов.

В простейшем случае осуществляется непосредственное соединение затвора последующего транзистора со стоком предыдущего (рис. 31,а). При этом потенциал затвора транзистора последующего каскада равен потенциалу стока транзистора предыдущего каскада, который обычно составляет единицы вольт. Для обеспе-

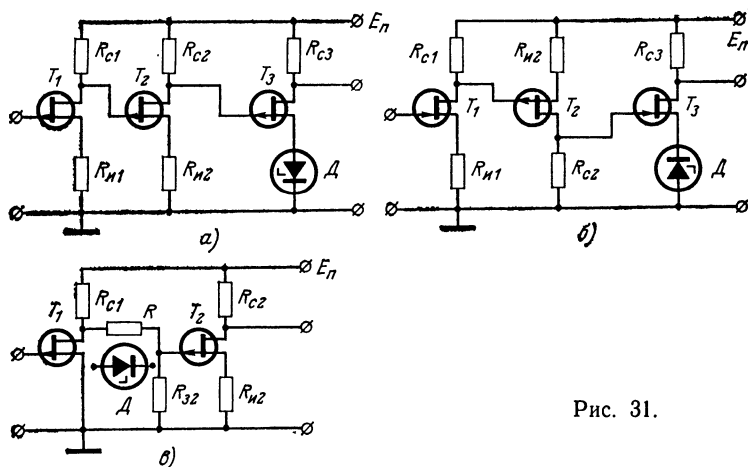


Рис. 31.

чения режима второго каскада в цепь истока включен резистор  $R_{n2}$ , сопротивление которого может быть значительным, так как напряжение затвор — исток составляет доли вольта. Возникающая за счет резистора  $R_{n2}$  отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления этого каскада. Если вместо резистора в цепь истока включить стабилитрон с соответствующим напряжением стабилизации, то, поскольку динамическое сопротивление стабилитрона близко к нулю, отрицательная обратная связь отсутствует практически во всем диапазоне частот.

В усилителе, схема которого показана на рис. 31,б, использованы транзисторы разной полярности, что является весьма распространенным решением при построении УПТ на биполярных транзисторах. Такое чере-

дование позволяет снизить требуемое напряжение источников питания. Для схемы рис. 31,а

$$E_{\Pi} = U_{c1} + U_{c.32} + U_{c.33} + I_{c3}R_{c3}. \quad (56)$$

Для схемы рис. 31,б

$$E_{\Pi} = U_{c1} - U_{c.32} + U_{c.33} + I_{c3}R_{c3}. \quad (57)$$

Из (56) и (57) следует, что при чередовании транзисторов с разными типами проводимости рост числа каскадов практически не требует увеличения напряжения источника питания.

На рис. 31,в представлена схема двухкаскадного УПТ с потенциометрической связью.

За счет включения резистора  $R$  между стоком первого транзистора и затвором второго напряжение на затворе уменьшается, что позволяет снизить сопротивление резистора  $R_{и2}$ . Недостатком такой связи является одновременное ослабление полезного сигнала. Резистор  $R$  можно заменить стабилитроном, что предотвращает ослабление сигнала и позволяет значительно уменьшить сопротивление резистора  $R_{и2}$ .

Наличие непосредственной связи между каскадами УПТ приводит к тому, что любое изменение режима одного из каскадов усиливается последующими каскадами и вызывает изменение выходного напряжения. Изменение выходного напряжения под действием временных, температурных или иных дестабилизирующих факторов при отсутствии сигнала на входе усилителя носит название дрейфа. Очевидно, что наиболее опасен дрейф первых каскадов, поэтому ниже рассматриваются особенности именно входных каскадов на полевых транзисторах. Со свойствами входных каскадов УПТ, включающих комбинацию из полевого и биполярного транзисторов, читатель может познакомиться в [Л. 49]. Анализ проводится по отношению к температурному дрейфу. Временной дрейф может рассматриваться как собственный шум транзистора в области инфранизких частот.

**Температурный дрейф однокаскадного усилителя.** Как и у всех полупроводниковых приборов, параметры полевых транзисторов зависят от температуры. Для стабилизации режима полевых транзисторов в диапазоне температур на практике используют те же методы, что и в усилителях на биполярных транзисторах: отрицатель-

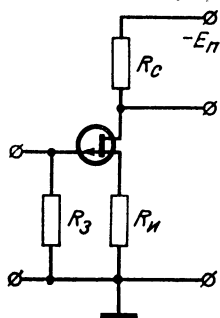


Рис. 32.

ная обратная связь (парциальная и общая), оптимальный выбор рабочей точки, введение температурно-зависимых компенсирующих элементов и т. п.

Рассмотрим особенности выбора режима в простейшем однокаскадном УПТ на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком (рис. 32). Поскольку условия стабилизации тока стока и крутизны полевого транзистора не совпадают [Л. 33, 35], то при выборе режима каскада можно исходить из

необходимости выполнения одного из двух требований: минимум дрейфа или максимум стабильности коэффициента усиления. Для входных каскадов первое требование обычно является доминирующим, тем более что в рабочей точке, где  $dg_{21}/dT=0$ , абсолютное значение крутизны весьма мало.

В усилителях рабочая точка выбирается, как правило, в области насыщения тока стока, для которой справедливо выражение (14):

$$I_c = I_{c.\text{нас}} \left(1 - \frac{U_s}{U_0}\right)^2.$$

Принимая во внимание, что напряжение между затвором и истоком  $U_s = I_c R_{\text{И}} - I_3 R_3$ , и дифференцируя по температуре, получаем:

$$\frac{dI_c}{dT} = \frac{I_{c.\text{нас}} \left(1 - \frac{U_s}{U_0}\right) \left[ \frac{dI_{c.\text{нас}}}{dT} \left(1 - \frac{U_s}{U_0}\right) + \right.}{1 + g_{21} R_{\text{И}} + 2I_{c.\text{нас}} \left( \frac{U_s}{U_0^2} \frac{dU_0}{dT} + \frac{R_3}{U_0} \frac{dI_3}{dT} \right) } \rightarrow$$

где  $g_{21} = 2I_{c.\text{нас}}(1 - U_s/U_0)/U_0$  — крутизна в рабочей точке.

Опуская дальнейшие преобразования, которые читатель может найти в [Л. 50], приведем окончательное выражение для приращения тока стока:

$$\Delta I_c = \frac{g_{21}}{1 + g_{21} R_{\text{И}}} \left[ \frac{\gamma_{I_{c.\text{нас}}} \Delta T U_0}{2} \left(1 - \frac{U_s}{U_{s0}}\right) + R_3 \Delta I_3 \right],$$

где

$$\gamma_{I_{c, \text{нас}}} = \frac{1}{I_{c, \text{нас}}} \frac{dI_{c, \text{нас}}}{dT}$$

— температурный коэффициент максимального тока стока;  $U_{30}$  — напряжение на затворе, при котором  $dI_c/dT=0$ .

Температурная зависимость теплового тока затвора имеет экспоненциальный характер<sup>1</sup>:

$$I_3 = I_{30} e^{\delta (T - T_0)},$$

где  $I_{30}$  — ток затвора при комнатной температуре (20 °C);  $\delta$  — температурный коэффициент, зависящий от материала полупроводника (для кремния 0,05 1/град). Учитывая, что  $\Delta I_3 = I_{30} [e^{\delta (T - T_0)} - 1]$ , запишем окончательное выражение для приведенного ко входу температурного дрейфа усилителя, схема которого изображена на рис. 32:

$$e_{\text{др}} = \frac{\gamma_{I_{c, \text{нас}}} (T - T_0) U_0}{2} \left( 1 - \frac{U_s}{U_{s, \text{н}}} \right) + R_3 I_{30} [e^{\delta (T - T_0)} - 1]. \quad (58)$$

Входящий в выражение (58) температурный коэффициент максимального тока стока  $\gamma_{I_{c, \text{нас}}}$  зависит от текущей температуры. Расчет показывает, что в диапазоне температур  $\Delta T = 100$  °C его значение изменяется меньше чем в 2 раза. Аналогичное заключение можно сделать на основании графика, приводимого в [Л. 1]. Принимая во внимание значительный технологический разброс параметров полевых транзисторов, с достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать величину  $\gamma_{I_{c, \text{нас}}}$  постоянной и равной ее значению при комнатной температуре. Для полевого транзистора с каналом *p*-типа

$$\gamma_{I_{c, \text{нас}}} = -(7,7 - 4/U_0) 10^{-3} \text{ 1/град.}$$

Результаты экспериментального исследования температурного дрейфа однокаскадного УПТ подтверждают возможность [Л. 50] использования формулы (58) в широком диапазоне температур. Анализ выражения (58) позволяет сделать следующие выводы.

<sup>1</sup> Наблюдающееся увеличение тока затвора при понижении температуры, как следует из рис. 12, столь мало, что им до температур —(50—70) °C можно пренебречь.

В каскадах, имеющих большое входное сопротивление  $R_3 \geq 200 \text{ ком}$  и работающих в широком диапазоне плюсовых температур, при оценке дрейфа необходимо учитывать ток затвора.

При пренебрежении током затвора, что справедливо для всех каскадов, кроме первого (а при  $R_3 < 200 \text{ ком}$  и для первого), минимальный (теоретически нулевой) дрейф получается при  $U_3 = U_{30}$ .

Полной компенсации дрейфа с учетом всех составляющих можно добиться только в одной точке, так как одно слагаемое линейно зависит от температуры, а второе — экспоненциально.

Величины  $\gamma_{\text{ис.нас}}$ ,  $U_0$ ,  $U_{30}$ ,  $I_{30}$ ,  $\delta$  известны после выбора типа транзистора, а значение  $R_3$  определено требуемым входным сопротивлением. Поэтому минимизация  $e_{\text{др}}$  в диапазоне температур может быть достигнута за счет соответствующего выбора положения рабочей точки, т. е. величины  $U_3$ . Целесообразно рассмотреть два существенно различающихся режима эксплуатации усилителя: работа в узком диапазоне температур, например в лабораторных условиях, при термостатировании каскадов и т. п., и работа в широком диапазоне температур.

Если  $\Delta T = T - T_0$  мало, то, полагая  $e^{\Delta T \delta} - 1 \approx \Delta T \delta$ , можно определить оптимальное значение  $U_3$  из равенства

$$\frac{\gamma_{\text{ис.нас}} U_0}{2} \left( 1 - \frac{U_3}{U_{30}} \right) = R_3 I_{30} \delta; \quad (59)$$

$$U_{3. \text{опт}} = U_{30} \left( 1 - \frac{2 R_3 I_{30} \delta}{\gamma_{\text{ис.нас}} U_0} \right). \quad (59a)$$

При большом диапазоне рабочих температур разумно потребовать, чтобы  $e_{\text{др}}(T) \leq [e_{\text{др}}(T_{\text{мин}}) = e_{\text{др}}(T_{\text{макс}})]$ . При  $T < T_0$  экспоненциальным членом можно пренебречь, поэтому

$$e_{\text{др}}(T_{\text{мин}}) = \frac{\gamma_{\text{ис.нас}} \Delta T_1 U_0}{2} \left( 1 - \frac{U_3}{U_{30}} \right).$$

Для температур выше комнатной

$$e_{\text{др}}(T_{\text{макс}}) = \frac{\gamma_{\text{ис.нас}} \Delta T_2 U_0}{2} \left( 1 - \frac{U_3}{U_{30}} \right) + R_3 I_{30} (e^{\delta \Delta T_2} - 1).$$

Если  $|\Delta T_1| = |\Delta T_2|$ , то, учитывая, что  $\Delta T_1$  и  $\Delta T_2$  имеют разные знаки, получаем:

$$\gamma_{I \text{ с.нас}} \Delta T U_0 \left( 1 - \frac{U_3}{U_{30}} \right) = R_3 I_{30} (e^{\delta \Delta T} - 1); \quad (60)$$

$$U_{3. \text{опт}} = U_{30} \left[ 1 - \frac{R_3 I_{30}}{\gamma_{I \text{ с.нас}} U_0 \Delta T} (e^{\delta \Delta T} - 1) \right]. \quad (60a)$$

На рис. 33 изображена зависимость  $e_{др} = \psi(T)$ , иллюстрирующая характер изменения приведенного ко входу температурного дрейфа.

Определим в качестве примера  $U_{3. \text{опт}}$  для каскада на транзисторе КП103 при следующих параметрах:  $R_3 = 10,0 \text{ Мом}$ ;  $I_{30} = 10^{-9} \text{ а}$ ;  $\gamma_{I \text{ с.нас}} = -4 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $U_0 = 1 \text{ в}$ ;  $\delta = 0,05 \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ;  $\Delta T = 60^\circ\text{C}$ ;  $U_{3. \text{опт}} = 0,17 U_{30}$ . Если  $R_3 = 1,0 \text{ Мом}$ , то  $U_{3. \text{опт}} = 0,9 U_{30}$ . Таким образом, при больших  $R_3$  оптимальное напряжение смещения значительно меньше  $U_{30}$  и приближается к нулю с ростом  $R_3$ . Если в выражении (60) множитель, заключенный в квадратные скобки, получается отрицательным, это свидетельствует о доминирующем влиянии тока затвора на температурный дрейф. В этом случае необходимо уменьшить  $R_3$  или выбрать транзистор с меньшим значением  $I_{30}$ .

Введение отрицательной обратной связи за счет  $R_{и}$  уменьшает дрейф на выходе в  $(1 + g_{21} R_{и})$  раз и стабилизирует коэффициент усиления. Однако в той же степени уменьшается и величина коэффициента усиления. Поэтому с точки зрения уменьшения отношения сигнал/дрейф введение обратной связи ничего не дает.

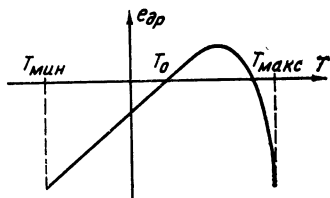


Рис. 33.

Таким образом, выбор термостабильной точки в качестве рабочей можно рекомендовать только при относительно малых (меньше 200 ком) сопротивлениях резистора в цепи затвора. При работе каскада в узком диапазоне температур возможна компенсация дрейфа тока стока и тока затвора. Оптимальное значение напряжения смещения при этом определяется выражением (59a). При работе каскада с большим сопротивлением в цепи затвора в широком диапазоне температур возможна частичная компенсация дрейфа тока стока и тока затвора. Оптимальное значение напряжения смещения в этом случае определяется выражением (60a).



**Дифференциальные каскады.** Существенное уменьшение дрейфа, причем без снижения коэффициента усиления, достигается в дифференциальных каскадах. Классическая схема дифференциального каскада представлена на рис. 34. Рассмотрим сначала работу каскада в предположении, что  $R_H=0$  и  $R_0=0$ , для чего заменим

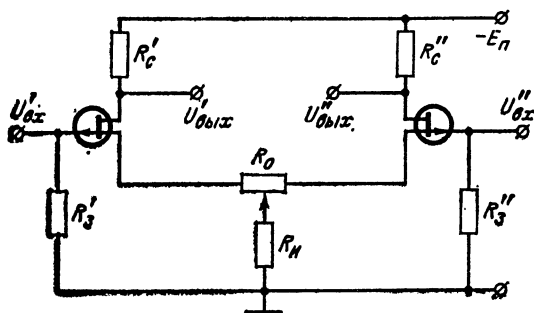


Рис. 34.

реальные транзисторы идеальными, параметры которых не зависят от температуры, а наличие дрейфа учтем соответствующими идеальными генераторами тока  $\Delta I_c$  и  $\Delta I_3$ . В соответствии со схемой на рис. 35 при  $R'_c=R''_c$  и

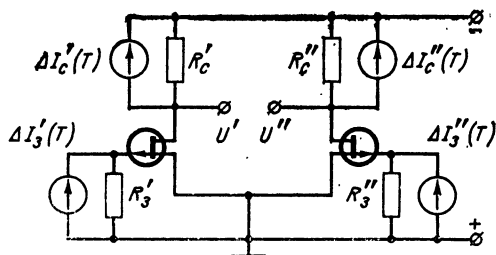


Рис. 35.

$g'_{21}=g''_{21}$  эквивалентное напряжение дрейфа, приведенное ко входу, определится выражением

$$e_{др} = e'_{др} - e''_{др} = \left[ \frac{\gamma_{I \text{ с.нас}} \Delta T U'_0}{2} \left( 1 - \frac{U'_s}{U'_{s0}} \right) - \frac{\gamma_{I \text{ с.нас}} \Delta T U''_0}{2} \left( 1 - \frac{U''_s}{U''_{s0}} \right) \right] + [R'_3 I'_{s0} - R''_3 I''_{s0}] (e^{\delta \Delta T} - 1).$$

Ясно, что для снижения дрейфа необходим тщательный подбор пар транзисторов. Как следует из [Л. 19], вполне удовлетворительные результаты получаются при согласовании величин  $I_{с.нас}$ ,  $U_0$  и  $I_3$ , причем токи затворов должны быть согласованы при максимальной рабочей температуре.

Значения приведенного ко входу дрейфа для обоих плеч  $e'_{др}$  и  $e''_{др}$  имеют один и тот же знак, поэтому дрейф в дифференциальном каскаде эквивалентен синфазной помехе<sup>1</sup>. Качество работы дифференциального каскада удобно оценивать коэффициентом подавления синфазных помех, который можно определить как

$$\eta = |K_d/K_c|, \quad (61)$$

где

$$K_d = \frac{U'_{нхх} + U''_{нхх}}{U'_{нх} + U''_{нх}}$$

— коэффициент усиления каскада для полезного сигнала;

$$K_c = \frac{U'_{нхх} - U''_{нхх}}{U'_{нх} + U''_{нх}}$$

— коэффициент усиления каскада для синфазной помехи.

В обоих случаях значения входных и выходных напряжений берутся без учета знака.

Наилучшим с точки зрения подавления синфазных помех, а следовательно, и уменьшения дрейфа является каскад, у которого  $\eta \rightarrow \infty$ . Добиться этого можно за счет полной идентичности транзисторов в паре, что не реально. Поэтому наряду с тщательным подбором пар транзисторов в дифференциальных каскадах используются различные схемные решения, способствующие подавлению синфазных помех. Простейшим из них является включение в истоковую цепь резистора  $R_{и}$ .

Для схемы, приведенной на рис. 34, при условии  $1/g_{22} \gg R_c$ ,  $1/g_{22} \gg R_{и}$  и  $R_{и} \gg R_0$  выражение для  $\eta$  имеет вид:

$$\eta = \frac{g'_{21}R'_c + g''_{21}R''_c}{2(g''_{21}R''_c - g'_{21}R'_c)} (1 + 2g_{21}R_{и}), \quad (62)$$

где  $g_{21} = (g'_{21} + g''_{21})/2$ .

Введением соответствующего регулирующего элемента ( $R_0$  на рис. 34) можно обеспечить  $g'_{21}R'_c = g''_{21}R''_c$  и

<sup>1</sup> Под синфазной помехой принято понимать напряжение или ток, поступающие на оба входа в одной фазе.

добиться практически идеальной балансировки каскада. Однако с течением времени и с изменением температуры балансировка нарушается, что приводит к появлению дрейфа. Считая, что стабильность стоковых резисторов высока и  $R'_c = R''_c$ , формулу (62) можно записать так:

$$\eta = \frac{g_{21}}{g'_{21} - g''_{21}} (1 + 2g_{21}R_n) = \frac{g_{21}}{\Delta g_{21}} (1 + 2g_{21}R_n).$$

В соответствии с выражением

$$g_{21} = \frac{2I_{c, \text{нас}}}{U_0} \left(1 - \frac{U_s}{U_0}\right)$$

подбор пар транзисторов по  $U_0$  и  $I_{c, \text{нас}}$ , позволяющий свести к минимуму ту составляющую дрейфа, которая обусловлена температурной зависимостью тока стока, является необходимым и достаточным условием для подбора транзисторов с близкими значениями  $g_{21}$ .

Принимая во внимание, что  $g_{21}$  является функцией температуры, и считая в первом приближении, что величина  $\Delta g_{21}$  остается постоянной, нетрудно определить температурную зависимость коэффициента подавления синфазных помех:

$$\Delta\eta/\eta = 2\Delta T\gamma_{g_{21}},$$

где  $\gamma_{g_{21}}$  — температурный коэффициент крутизны ( $\gamma_{g_{21}} < 0$ , так как выбор рабочей точки производится из условия минимума дрейфа).

В выражении (62) не учтены внутренние проводимости транзисторов  $g'_{22}$  и  $g''_{22}$ . Если они различаются на  $\Delta g_{22}$ , то [Л. 85]

$$\frac{1}{\eta} = \frac{\Delta g_{21}}{g_{21} (1 + 2g_{21}R_n)} + \frac{\Delta g_{22}}{g_{22}\mu},$$

где  $\mu = g_{21}/g_{22}$  — статический коэффициент усиления. Поскольку  $\Delta g_{21}/g_{21} \sim \Delta g_{22}/g_{22}$ , а  $(1 + 2g_{21}R_n)$  обычно значительно меньше  $\mu$ , различием во внутренних проводимостях транзисторов можно пренебречь.

При работе усилителя в широком диапазоне температур в состав дифференциального каскада можно ввести дополнительный подстроечный элемент — по аналогии с УПТ на биполярных транзисторах [Л. 51] (последовательно со стоковым резистором включается переменный резистор). С помощью резистора  $R_0$  каскад балансируется при минимальной (или комнатной) температуре, с помощью стокового резистора — при максимальной.

Как видно из (62), для снижения дрейфа следует увеличить сопротивление резистора  $R_{\text{н}}$ . Поскольку современные полевые транзисторы имеют малую крутизну, удовлетворительное значение фактора обратной связи  $(1+2g_{21}R_{\text{н}})$  может быть получено при больших сопротивлениях  $R_{\text{н}}$ . Однако сделать это не удастся из-за значительного падения на нем напряжения. Так, например, при  $I'_c = I''_c = 0,5 \text{ ма}$ ;  $g_{21} = 1 \text{ ма/в}$  и  $R_{\text{н}} = 10 \text{ ком}$  получаем  $U_{\text{н}} = 10 \text{ в}$  и  $1+2g_{21}R_{\text{н}} = 21$ , т. е. практически можно считать, что за счет общего истокового резистора дрейф в дифференциальном каскаде на полевых транзисторах может быть снижен примерно в 20—30 раз.

Дальнейшее уменьшение дрейфа можно получить за счет использования в качестве  $R_{\text{н}}$  динамического сопротивления (рис. 36). Выражение для  $\eta$  при условии, что внутреннее сопротивление транзистора  $T_3$  много меньше, чем в  $T_1$  и  $T_2$ , аналогично (62):

$$\eta = \frac{g_{21}}{\Delta g_{21}} (1 + 2g_{21}/g_{22}),$$

где  $g_{22}$  — внутренняя проводимость транзистора  $T_3$ .

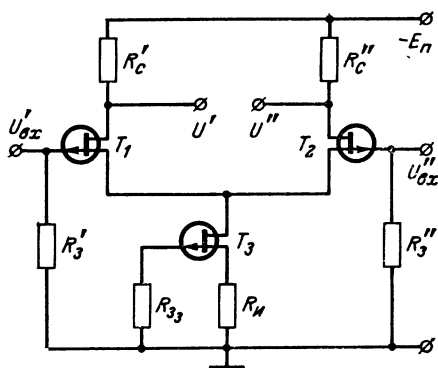


Рис. 36.

Более употребителен на практике случай, когда все три транзистора одинаковы. Считая, в первом приближении, что  $g'_{22} = g''_{22} = g_{22}$ , можно получить следующее выражение для определения  $\eta$  в схеме, изображенной

на рис. 36:

$$\eta = \frac{2\mu g_{21}}{3\Delta g_{21}},$$

где  $\mu$  — статический коэффициент усиления транзистора. Так как величина  $\mu$  для полевого транзистора в пентодном режиме достигает нескольких сотен (для транзистора типа КП103  $\mu \leq 200$ ), снижение дрейфа, вызванного изменением параметров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , может быть довольно велико. Однако включение еще одного активного элемента приводит к появлению дополнительного источника дрейфа. В усилителе, схема которого показана на рис. 37, транзистор  $T_3$  заменен его внутренним сопротивлением, а дрейф тока стока учтен

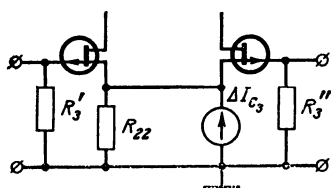


Рис. 37.

включением эквивалентного генератора тока  $\Delta I_{c3}$ . В результате на обоих входах действует дополнительная составляющая дрейфа

$$e_{др3} = \frac{\Delta I_{c3}}{2g_{21}},$$

которая не охвачена обратной связью и ослабляется

лишь в той степени, в какой обеспечена балансировка, т. е. для составляющей дрейфа  $e_{др3}$  коэффициент  $\eta$  определяется как  $\eta = \Delta g_{21}/g_{21}$ . Составляющая дрейфа, обусловленного изменением тока  $I'_c$  и приведенного ко входу, равна  $\Delta I'_c/g'_{21}$  и соизмерима с  $e_{др3}$ . По этой причине должны быть приняты все меры по стабилизации режима транзистора  $T_3$ . В противном случае замена резистора  $R_{и}$  динамическим сопротивлением может не только не улучшить, но даже ухудшить дрейфовые параметры каскада. Для предотвращения этого сопротивление резистора в цепи затвора  $R_{з3}$  следует брать достаточно малым (меньше 0,1 Мом), что исключает влияние тока затвора. Рекомендуется использовать термостабильную рабочую точку, для чего может потребоваться подбор транзистора  $T_3$  с максимальным током, в 2—3 раза превышающим  $I'_{с.нас.}$ , поскольку  $I_{c3} = 2I'_c$ . Сопротивление резистора  $R_{из}$  надо брать максимально возможным. Здесь уместно заметить, что при  $\Delta I_{c3} = 0$  усилитель, схема которого представлена на рис. 36, обеспечивает коэффициент подавления синфазных помех, близкий к максимальному, который может быть получен при включе-

нии в истоковую цепь идеального генератора тока [Л. 85]:

$$1/\eta_{\text{макс}} = \left( \frac{\Delta g_{21}}{g_{21}} + \frac{\Delta g_{22}}{g_{22}} \right) / \mu.$$

Наряду с включением динамического сопротивления в истоковую цепь уменьшение дрейфа за счет тока затвора в дифференциальном каскаде может быть достигнуто путем введения перекрестных обратных связей (рис. 38), с помощью резисторов  $R'_1$  и  $R''_1$  напряжение со стока первого транзистора подается на затвор второго и наоборот. В данном случае имеет место параллельная обратная связь по напряжению, которая, как известно, не меняет коэффициента усиления по напряжению, но влияет на входное сопротивление. Для помехи или дрейфа, действующих синфазно, обратная связь отрицательна. По отношению к полезному сигналу, поступающему на оба входа в противофазе, обратная связь является положительной.

В результате можно получить значительное увеличение входного сопротивления по отношению к полезному сигналу. Действительно, при отсутствии резисторов обратной связи  $R'_1$  и  $R''_1$  входное сопротивление схемы  $R_{\text{вх}} = R_3$ . При введении обратной связи входное сопротивление увеличится в  $1/F_d$  раз:

$$R_{\text{вх}}^* = \frac{R_{\text{вх}}}{F_d} = \frac{R_3}{1 - \frac{R'_1 R'_3 R'_1 R'_3 R'_1 R'_3}{R'_1 (R'_3 + R'_1)}}$$

(знак «минус», так как обратная связь положительная). Теоретически можно получить сколь угодно большое

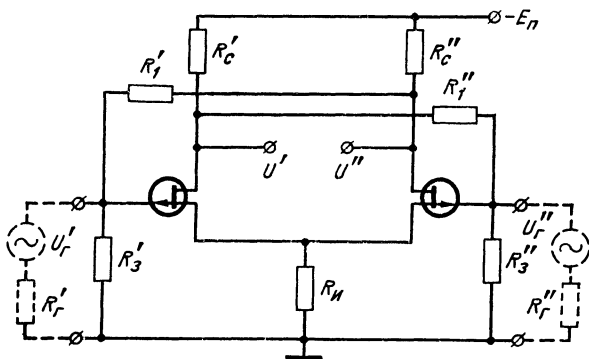


Рис. 38.

входное сопротивление. На практике для обеспечения необходимой устойчивости фактор обратной связи обычно не бывает меньше 0,1. Поэтому путем введения перекрестных обратных связей входное сопротивление можно увеличить не более чем на порядок.

Подобное схемное решение применено в УПТ на биполярных транзисторах [Л. 51]. Во входных каскадах УПТ на полевых транзисторах введение перекрестных обратных связей можно рекомендовать лишь в случае работы усилителя при повышенных температурах, когда существенным оказывается дрейф тока затвора. Уменьшение в  $F_d$  раз сопротивления резистора в цепи затвора приведет к снижению в  $F_d$  раз дрейфа за счет тока затвора. Одновременно в  $F_d$  раз уменьшится входное сопротивление, которое будет восстановлено до прежнего значения после введения перекрестных обратных связей. Таким образом, в усилителе, схема которого приведена на рис. 38, составляющая дрейфа тока затвора может быть снижена почти на порядок.

Итак, введение во входном дифференциальном каскаде на ПТ перекрестной положительной обратной связи дает заметное уменьшение дрейфа только за счет тока затвора и может быть рекомендовано лишь для УПТ с очень большим входным сопротивлением (10,0 Мом и более).

При выборе режима работы транзисторов в дифференциальных каскадах остаются в силе рекомендации, касающиеся простого усилительного каскада (рис. 32). Кроме того, каждое из плеч дифференциального каскада может быть выполнено по гибридной схеме [Л. 49].

В заключение следует отметить, что входные каскады УПТ на полевых транзисторах позволяют строить усилители с большим входным сопротивлением, высокой термостабильностью и низким уровнем шума. Эти свойства достигаются в значительно более простых схемных решениях, чем при использовании биполярных транзисторов. Что же касается подавления синфазных составляющих дрейфа в дифференциальных каскадах, то оно получается меньше, чем в усилителях на БТ, из-за меньших значений статического коэффициента усиления  $\mu$  у существующих транзисторов. Однако не вызывает сомнения, что за счет усовершенствования технологии производства ПТ указанный недостаток будет преодолен.

## 11. ШУМЫ ВХОДНЫХ КАСКАДОВ АПЕРИОДИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Анализ шумовых свойств каскадов следует начать с составления его шумовой схемы.

Наиболее распространенными являются источники сигнала, выходное сопротивление которых представляется параллельным соединением активного сопротивления  $R_c$  и емкости  $C_c$ .

Используя изображенную на рис. 14 эквивалентную шумовую схему, находим для входного каскада типа ОИ средний квадрат эквивалентного шумового тока в элементарной полосе частот  $df$ :

$$\overline{di_{\text{экв}}^2} = \overline{di_{\text{доб.з}}^2} + \overline{di_{\text{з.ген}}^2} + \overline{di_{\text{инд}}^2} + \overline{di_{\text{зл/ф}}^2} + \\ + (\overline{de_{\text{тепл}}^2} + \overline{de_{\text{з.ген}}^2} + \overline{de_{\text{мод}}^2} + \overline{de_{\text{л/ф}}^2} + \overline{de_{\text{н}}^2}) |\dot{Y}_r + \dot{Y}_{11}|^2, \quad (63)$$

где помимо обозначений, введенных в гл. 1,  $\overline{de_{\text{н}}^2}$  — эквивалентный шум нагрузки входного каскада, приведенный к затвору; в простейшем случае определяется сопротивлением нагрузки  $R_{\text{н}}$ :

$$\overline{de_{\text{н}}^2} = 4kTdf/R_{\text{н}}g_{21}^2; \quad (64)$$

$\dot{Y}_r = 1/R_r + j\omega C_r$  — проводимость источника сигнала;

$$\dot{Y}_{11} = \omega^2 C_{\text{з.н}}^2 r_{\text{н}} + j\omega (C_{\text{з.и}} + C_{\text{з.с}}).$$

Легко показать, что квадрат модуля входной проводимости  $\dot{Y}_r + \dot{Y}_{11}$  можно представить усеченным степенным рядом:

$$|\dot{Y}_r + \dot{Y}_{11}|^2 = (1 + \omega^2 \tau_{\text{вх1}}^2 + \omega^4 \tau_{\text{вх2}}^4)/R_r^2,$$

где

$$\tau_{\text{вх1}}^2 = 2C_{\text{з.н}}^2 r_{\text{н}} R_r + (C_r + C_{\text{з.и}} + C_{\text{з.с}})^2 R_r^2;$$

$$\tau_{\text{вх2}}^2 = C_{\text{з.и}}^2 r_{\text{н}} \dot{R}_r.$$

Сравнение  $\tau_{\text{вх1}}$  и  $\tau_{\text{вх2}}$  показывает, что всегда  $\tau_{\text{вх1}} > \tau_{\text{вх2}}$  и тем значительнее, чем больше величина отношения  $R_r/r_{\text{н}}$  и  $(C_{\text{з.и}} + C_{\text{з.с}})/C_r$ . Поэтому в пределах полосы пропускания усилителя третьим членом разложения  $|\dot{Y}_r + \dot{Y}_{11}|^2$ , содержащим  $\tau_{\text{вх2}}$ , можно пренебрегать.



В дальнейшем примем, что выполняется наиболее часто встречающееся на практике соотношение

$$\omega_{в.гр}^2 \tau_{вх1}^2 \ll 1, \quad (65)$$

обеспечивающее превышение верхней граничной частоты входной цепи  $\omega_{в.гр.вх} = 1/\tau_{вх1}$  над верхней граничной частотой всего усилителя  $\omega_{в.гр}$ .

Максимальная погрешность в определении шума, если пренебречь членом  $\omega^2 \tau_{вх1}^2$  по сравнению с единицей, получается при  $\omega_{в.гр.вх} \tau_{вх1} = 1$  и составляет 1,8 дБ. Ввиду этого выражение для квадрата модуля входной проводимости сильно упрощается:

$$|\dot{Y}_r + \dot{Y}_{11}|^2 \approx 1/R_r^2. \quad (66)$$

Раскроем значения шумовых источников в (63) с учетом (64), (66) и выражений, данных в гл. 1, и проинтегрируем в полосе частот от  $f_{н.гр}$  до  $f_{в.гр}$ . Однако, если в усилителях звуковых частот и видеоусилителях нижняя граничная частота всегда бывает строго задана, то в случае УПТ необходимо ввести условную нижнюю граничную частоту. Это обусловлено тем, что интегрирование шума типа  $1/f$  в полосе частот от нуля до  $f_{в.гр}$  приводит к бесконечно большому уровню шума. Но поскольку в УПТ обычно интересуются поведением нулевого потенциала за ограниченный отрезок времени наблюдения  $T_{набл}$ , резонно за нижнюю граничную частоту принять  $f_{н.гр} = 1/T_{набл}$ .

Эквивалентный генератор шумового тока входного каскада апериодического усилителя определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} \overline{i_{эв}^2} = & q(2I_{э.уд} + I_{э.ген})f_{в.гр} + c_1 I_{э.ген}^2 \ln(f_{в.гр}/f_{н.гр}) + \\ & + \frac{1}{R_r^2} \left[ \frac{4kT}{g_{21}} \left( \alpha + \frac{1}{R_{нг21}} \right) f_{в.гр} + c_2 \frac{qU_0}{C_3} \ln(f_{в.гр}/f_{н.гр}) + \right. \\ & + G_{э.ген0} \frac{1}{2\pi\tau_{тз}} (\text{arctg } \omega_{в.гр}\tau_{тз} - \text{arctg } \omega_{н.гр}\tau_{тз}) + \\ & \left. + G_{э.мод0} \frac{1}{2\pi\tau_{тк}} (\text{arctg } \omega_{в.гр}\tau_{тк} - \text{arctg } \omega_{н.гр}\tau_{тк}) \right]. \quad (67) \end{aligned}$$

Здесь было использовано допущение о том, что  $f_{в.гр} \gg f_{н.гр}$ ; оно обычно выполняется в апериодических усилителях. При выполнении неравенства (65) состав-

ляющей за счет индуцированного шума можно пренебрегать по сравнению с тепловым шумом канала и нагрузки.

Последующее упрощение может быть достигнуто, если апериодические усилители условно разбить на два класса по диапазонам усиливаемых частот: 1) УПТ и УНЧ и 2) усилители видеочастоты.

Рассмотрим несколько конкретных примеров.

**Пример 1.** Определить эквивалентный шумовой ток входного каскада видеоусилителя:  $f_{в.гp} = 4$  Мгц,  $f_{н.гp} = 50$  гц,  $R_{гp} = 400$  ом,  $R_{н} = 2$  ком,  $g_{21} = 1$  ма/в,  $I_{з.уд} = 0$ ,  $I_{з.ген} = 10^{-8}$  а,  $\alpha = 0,75$ ,  $c_1 = 10^{-10}$ ,  $c_2 = 1,2 \cdot 10^{-2}$ ,  $C_3 = 5$  пф,  $U_0 = 2,5$  в,  $\tau_{тк} = 1,6 \cdot 10^{-7}$  сек,  $G_{з.мод о} = 10^{-15}$  в<sup>2</sup>/гц.

Составляющей шума  $de_{з.ген}^2$  пренебрегаем, так как граничная частота  $1/(2\pi\tau_{тс})$  значительно меньше  $f_{в.гp}$ .

Подставляя данные в (67), находим:

$$\begin{aligned} qI_{з.ген}f_{в.гp} &= 6,4 \cdot 10^{-21} a^2; \\ c_1 I_{з.ген}^2 \ln(f_{в.гp}/f_{н.гp}) &= 8,3 \cdot 10^{-26} a^2; \\ \frac{4kT}{R_{гp}g_{21}} \left( \alpha + \frac{1}{R_{н}g_{21}} \right) f_{в.гp} &= 4,10 \cdot 10^{-16} (0,75 + 0,5) = 5,2 \cdot 10^{-16} a^2; \\ \frac{c_2 q U_0}{R_{гp}^2 C_3} \ln(f_{в.гp}/f_{н.гp}) &= 5 \cdot 10^{-14} a^2; \end{aligned}$$

$$G_{з.мод о} (\arctg \omega_{в.гp} \tau_{тк} - \arctg \omega_{н.гp} \tau_{тк}) / (R_{гp}^2 2\pi\tau_{тк}) = 8,4 \cdot 10^{-15} a^2.$$

Результирующий шумовой ток

$$\overline{i_{эkv}^2} = 5,9 \cdot 10^{-14} a^2, \quad \sqrt{\overline{i_{эkv}^2}} = 2,4 \cdot 10^{-7} a.$$

Шум сопротивления источника сигнала

$$\overline{i_{R_{гp}}^2} = 4kTf_{в.гp}/R_{гp} = 1,6 \cdot 10^{-16} a^2.$$

Отсюда интегральный коэффициент шума

$$F_{шт} = 1 + \overline{i_{эkv}^2} / \overline{i_{R_{гp}}^2} = 370.$$

Из примера следует, что при расчете шумов входного каскада видеоусилителя можно пренебрегать такими шумовыми источниками, как

$$\overline{di_{дуб.з}^2}, \quad \overline{di_{з.ген}^2}, \quad \overline{di_{з1/f}^2}, \quad \overline{de_{з.ген}^2}.$$

Что касается других составляющих шума, то прогресс в технологии производства полевых транзисторов в ближайшее время должен привести к существенному уменьшению их влияния по сравнению с шумом канала и нагрузки.

Некоторого улучшения шумовых свойств видеоусилителя можно достичь путем параллельного включения  $n$  транзисторов. В этом слу-

чае с учетом сделанных выше пренебрежений эквивалентный шум определяется следующим образом:

$$\overline{i_{\text{экв}}^2} \approx \frac{1}{nR_{\Gamma}^2} \left[ \frac{4kT}{g_{21}} \left( \alpha + \frac{1}{nR_{\text{H}}g_{21}} \right) f_{\text{в. гп}} + \right. \\ \left. + c_2 \frac{qU_0}{C_3} \ln(f_{\text{в. гп}}/f_{\text{н. гп}}) + \frac{G_{\text{з. мод } 0}}{2\pi\tau_{\text{тк}}} \operatorname{arctg} \omega_{\text{в. гп}}\tau_{\text{тк}} \right]. \quad (68)$$

Следует отметить, что сопротивление  $R_{\text{H}}$  также зависит от числа параллельно включенных транзисторов. Учитывая малый вес теплового шума сопротивления  $R_{\text{H}}$  в предыдущем примере, получаем при  $n=2$  двукратное уменьшение коэффициента шума.

**Пример 2.** Определить эквивалентный шумовой ток входного каскада УПТ:  $T_{\text{набл}}=1$  час,  $R_{\Gamma}=1$  Мом,  $R_{\text{H}}=10$  ком,  $g_{21}=1$  ма/в,  $I_{\text{з уд}}=0$ ,  $I_{\text{з ген}}=10^{-8}$  а,  $c_1=10^{-10}$ ,  $\alpha=0,75$ ,  $c_2=10^{-3}$ ,  $C_3=5$  пф;  $U_0=2,5$  в,  $\tau_{\text{тк}}=1,6 \cdot 10^{-7}$  сек,  $G_{\text{з. мод } 0}=10^{-15}$  в<sup>2</sup>/гц,  $\tau_{\text{тз}}=0,2$  мсек,  $G_{\text{з. ген } 0}=10^{-12}$  в<sup>2</sup>/гц,  $C_{\text{вх}}=20$  пф.

Находим нижнюю и верхнюю граничные частоты

$$f_{\text{н.гп}}=1/T_{\text{набл}}=2,8 \cdot 10^{-4} \text{ гц}, \quad f_{\text{в.гп}}=1/(2\pi R_{\Gamma} C_{\text{вх}})=8 \text{ кгц}.$$

Подставляя данные в (67), находим:

$$qI_{\text{з.ген}}f_{\text{в.гп}}=12,8 \cdot 10^{-24} \text{ а}^2; \\ c_1 I_{\text{з.ген}}^2 \ln(f_{\text{в.гп}}/f_{\text{н.гп}})=7,4 \cdot 10^{-28} \text{ а}^2; \\ \frac{4kT}{R_{\Gamma}^2 g_{21}} \left( \alpha + \frac{1}{R_{\text{H}} g_{21}} \right) f_{\text{в.гп}}=1,1 \cdot 10^{-25} \text{ а}^2;$$

$$\frac{G_{\text{з.ген } 0}}{R_{\Gamma}^2 2\pi\tau_{\text{тз}}} (\operatorname{arctg} \omega_{\text{в.гп}}\tau_{\text{тз}} - \operatorname{arctg} \omega_{\text{н.гп}}\tau_{\text{тз}}) = 1,2 \cdot 10^{-21} \text{ а}^2;$$

$$\frac{G_{\text{з.мод } 0}}{R_{\Gamma}^2 2\pi\tau_{\text{тк}}} (\operatorname{arctg} \omega_{\text{в.гп}}\tau_{\text{тк}} - \operatorname{arctg} \omega_{\text{н.гп}}\tau_{\text{тк}}) \approx G_{\text{з.мод } 0} f_{\text{в.гп}}/R_{\Gamma}^2 = \\ = 8 \cdot 10^{-24} \text{ а}^2$$

[приближение сделано за счет выполнения условия  $(\omega_{\text{в.гп}}\tau_{\text{тк}} \ll 1)$ ];

$$\frac{c_2 q U_0}{R_{\Gamma}^2 C_3} \ln(f_{\text{в.гп}}/f_{\text{н.гп}}) = 6 \cdot 10^{-22} \text{ а}^2.$$

Результирующий шумовой ток

$$\overline{i_{\text{экв}}^2} = 1,8 \cdot 10^{-21} \text{ а}^2, \quad \sqrt{\overline{i_{\text{экв}}^2}} = 4,3 \cdot 10^{-11} \text{ а}.$$

Шум сопротивления источника сигнала

$$\overline{i_{R_{\Gamma}}^2} = 4kTf_{\text{в.гп}}/R_{\Gamma} = 1,3 \cdot 10^{-22} \text{ а}^2.$$

Отсюда интегральный коэффициент шума  $F_{\text{шт}}=15$ .

Из примера видно, что при расчете шумов входного каскада УПТ, работающего от высокоомного источника сигнала, можно пренебрегать такими шумовыми источниками, как  $de_{\text{тепл}}^2$  и  $de_{\text{н}}^2$ .

Легко показать, что в случае УПТ, работающего от низкоомного ( $< 10$  ком) источника сигнала, можно пренебрегать, кроме того, источниками  $\overline{di_{\text{дроб.з}}^2}$ ,  $\overline{di_{\text{з.ген}}^2}$  и  $\overline{di_{\text{зл/ф}}^2}$ .

## 12. СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Элементы, обеспечивающие режим работы транзистора по постоянному току и его температурную стабильность, образуют вспомогательные цепи каскада.

В гл. 1 указывалось, что проходные характеристики ПТ имеют термостабильные точки — точку термостабильного тока стока и точку термостабильной крутизны. Однако такие режимы находят ограниченное применение, поскольку при этом ПТ имеют небольшую крутизну, а положение самих термостабильных точек характеризуется значительным технологическим разбросом. Поэтому в большинстве случаев используют другие режимы, применяя специальные меры для обеспечения нужной температурной стабильности.

Температурная стабилизация обеспечивается глубокой обратной связью по постоянному току или применением специальных термозависимых элементов. Наибольшее распространение получили методы температурной стабилизации, основанные на использовании отрицательных обратных связей. Увеличение термостабильности при использовании обратных связей сопровождается уменьшением чувствительности каскадов к разбросу параметров ПТ.

В предыдущей главе отмечалось, что при изменении температуры окружающей среды меняется контактная разность потенциалов  $p$ - $n$  перехода и подвижность носителей. Это приводит к изменению крутизны, тока стока и обратного тока  $p$ - $n$  перехода (тока затвора). Ток затвора  $I_z$  замыкается через выходную цепь ПТ, но он столь мал по сравнению с током стока, что с влиянием его на полный ток стока можно было бы не считаться. Однако это не всегда так. В усилительном каскаде в цепь затвора ПТ вводят резистор, необходимый для обеспечения режима ПТ по постоянному току. Проходя через этот резистор, ток затвора создает падение напряжения, вызывающее дополнительное приращение постоянной составляющей выходного тока, которое может оказаться значительно больше исходного тока затвора.

Рассмотрим вопросы, связанные с термостабильностью каскадов на ПТ, используя методику, которая применяется при расчете устройств на биполярных транзисторах [Л. 6, 7]. При этом воспользуемся данными о тепловых изменениях параметров ПТ, полученными

в предыдущей главе, и примем, что входные и выходные дифференциальные сопротивления транзисторов весьма велики по сравнению с сопротивлениями резисторов внешних цепей.

Оценку термостабильности начнем с учета влияния на ток стока ПТ приращения тока затвора  $\Delta I_{з.т}$  вызываемого изменением температуры окружающей среды. На рис. 39,а это приращение тока затвора представлено действием двух генераторов тока  $\Delta I_{з.т1}$  и  $\Delta I_{з.т2}$ . Токи короткого замыкания этих генераторов несоизмеримо

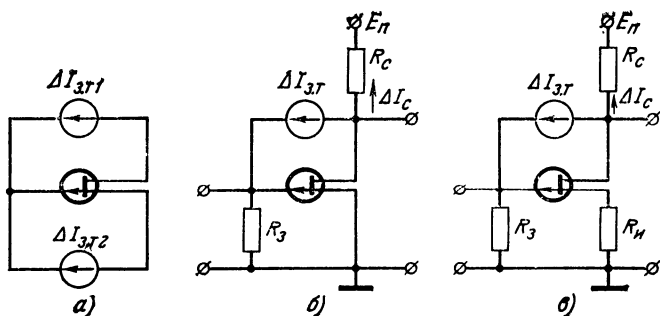


Рис. 39.

малы по сравнению с током стока в рабочей точке  $I_{ос}$ . Изменения последнего за счет прохождения составляющих  $\Delta I_{з.т1}$  и  $\Delta I_{з.т2}$  через выходную цепь ПТ учитывать не будем. Учтем только изменение тока стока, обусловленное возникновением во входной цепи управляющего напряжения за счет прохождения через резистор цепи затвора суммарного тока  $\Delta I_{з.т} = \Delta I_{з.т1} + \Delta I_{з.т2}$ . Для учета этого приращения тока стока запишем соотношение

$$\Delta I_c = \Delta I_{з.т} N_i, \quad (69)$$

где  $N_i$  — коэффициент нестабильности, показывающий, во сколько раз приращение тока стока отличается от вызвавшей его причины. Величина коэффициента  $N_i$  зависит от вида схемы каскада и параметров ее элементов. При определении  $N_i$  будем учитывать принятое допущение о том, что сопротивления резисторов внешних цепей много меньше дифференциальных сопротивлений выходной и входной цепи ПТ.

Рассмотрим схему простейшего резистивного каскада, представленную на рис. 39,б. Для него при принятых допущениях

$$\Delta I_c \approx g_{21} U_{з.и} = g_{21} R_3 \Delta I_{з.т.},$$

где  $\Delta I_{з.т.}$  — ток короткого замыкания эквивалентного генератора неустойчивости. Здесь и в дальнейшем будем считать, что он подсоединен между затвором и стоком ПТ;  $U_{з.и}$  — управляющее напряжение, возникающее за счет прохождения тока  $\Delta I_{з.т.}$  через резистор  $R_3$ ;  $g_{21}$  — крутизна транзистора в рабочей точке.

Тогда коэффициент неустойчивости

$$N_i = \Delta I_c / \Delta I_{з.т.} = g_{21} R_3.$$

Рассмотрим каскад, представленный на рис. 39,в. Здесь смещение рабочей точки ПТ обеспечивается за счет прохождения тока истока через резистор (резистор так называемого автоматического смещения). Благодаря резистору  $R_{и}$  в каскаде действует отрицательная обратная связь для приращений тока. Ее действие приводит к уменьшению крутизны в  $\gamma = 1 + k\beta = 1 + g_{21} R_{и}$  раз [Л. 7]. С учетом сказанного выражение для коэффициента неустойчивости можно представить в виде:

$$N_i = \frac{g_{21} R_3}{1 + g_{21} R_{и}}.$$

Иногда на входе транзистора, для удобства подбора смещения включают делитель из двух резисторов  $R_{з1}$  и  $R_{з2}$ , соединяя их со стоковой батареей. В этом случае под  $R_3$  в формулах для  $N_i$  понимается величина сопротивления параллельного соединения этих резисторов.

Из сравнения выражений, определяющих  $N_i$  для двух рассмотренных каскадов, видно, что этот коэффициент для второго каскада имеет меньшую величину, чем для первого.

Оценим возможные величины коэффициента неустойчивости. Будем считать, что в каскаде (рис. 39) включен транзистор, у которого крутизна в рабочей точке  $g_{21} = 1$  *ма/в*. Сопротивление резистора  $R_3 = 200$  *ком*. Тогда коэффициент неустойчивости для каскада без автоматического смещения

$$N_i = g_{21} R_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^3 = 200.$$

Для второго каскада примем, что в цепь истока ПТ включен резистор  $R_{\text{и}} = 1 \text{ ком}$ . Тогда

$$N_i = \frac{g_{21} R_3}{1 + g_{21} R_{\text{и}}} = \frac{10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^3}{1 + 10^{-3} \cdot 10^3} = 100.$$

Ток затвора при комнатной температуре весьма мал ( $10^{-8}$ — $10^{-9}$ ) и зависит от температуры экспоненциально. Для кремниевых транзисторов при  $T = \pm 50^\circ \text{C}$  приращение этого тока составляет примерно  $\pm 10^{-8} \text{ а}$ . Тогда для рассмотренных схем

$$\Delta I_c = \Delta I_{c, \text{т}} N_i = (1 \div 2) 10^{-6} \text{ а}.$$

С тепловыми приращениями такой величины можно не считаться, так как чаще всего ПТ используются при токах стока больше  $10^{-4} \text{ а}$ . Этот вывод справедлив, если сопротивление резистора  $R_3$  не велико. В реальных каскадах его обычно выбирают из условия  $R_3 \leq (200 \div 300 \text{ ком})$  и с воздействием  $I_3$  на параметры каскада не считаются.

В тех случаях, когда по условиям работы каскада сопротивление резистора  $R_3$  много больше указанных выше значений, влияние  $\Delta I_{c, \text{т}}$  на  $I_{0c}$  приходится учитывать. При этом можно использовать предложенную методику, но следует иметь в виду, что при больших  $R_3$  может потребоваться учет дифференциального входного сопротивления ПТ. Можно учитывать изменения тока затвора и так, как это делается при расчетах УПТ (см. § 10).

Учтем теперь непосредственное воздействие теплового изменения потенциала на  $p$ - $n$  переходе и подвижности носителей на ток стока и крутизну. Оно эквивалентно влиянию на ток и крутизну изменения смещения на за-

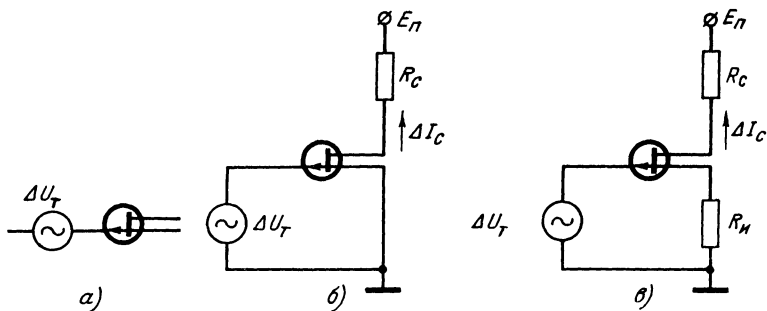


Рис. 40.

творе ПТ. Учесть такое эквивалентное смещение можно включением в цепь затвора транзистора генератора э. д. с., как показано на рис. 40, а. Естественно, что при этом параметры схемы замещения транзистора считаются независимыми от температуры окружающей среды.

Относительное влияние температуры на ток стока и крутизну разное. В наших представлениях это означает, что для учета изменения тока стока и крутизны э. д. с. эквивалентного генератора нужно считать разной. Как следует из (31) и (35), при учете изменения  $I_{oc}$  нужно брать  $\Delta U_T = \Delta U_{з.т.}$ , при учете изменения крутизны  $\Delta U_T = \Delta U'_{з.т.}$ . С учетом сказанного, используя (31) и (35), можно записать следующие соотношения:

$$\Delta I_c = \Delta U_{з.т.} N_n \quad (70)$$

и

$$\Delta g_{21} = \Delta U'_{з.т.} \frac{1}{U_{от} - U_s} N_n = \Delta \overline{U'}_{з.т.} N_n. \quad (71)$$

Здесь  $N_n$  — коэффициент неустойчивости по тепловому смещению. Величина  $N_n$  определяется параметрами каскада. Приращения  $\Delta U_{з.т.}$  и  $\Delta \overline{U'}_{з.т.}$  зависят только от свойств ПТ, диапазона изменения внешней температуры и ее начального значения.

Определим  $N_n$  для каскадов, которые были выбраны при определении  $N_i$ . Рассмотрим сначала представленную на рис. 40,б схему для тепловых приращений. Примем при этом, что сопротивления резистора  $R_z$  и  $R_c$  значительно меньше дифференциальных входного и выходного сопротивлений ПТ соответственно. Это допущение выше было оговорено. Тогда

$$N_n = g_{21}; \quad (72)$$

для каскада с автоматическим смещением (рис. 40,в) при принятых допущениях

$$N_n = \frac{g_{21}}{1 + g_{21} R_n}. \quad (73)$$

Приведем пример оценки возможных приращений  $\Delta I_c$  и  $\Delta g_{21}$ . Пусть рассмотренные каскады собраны на транзисторе КП 102Е, у которого  $n=2$ ,  $U_0=2$  в. Зададимся исходным режимом — пусть  $U_3=0,4$  в, тогда  $I_{oc}=0,4$  ма и  $g_{21}=0,4$  ма/в. Примем перепад температур  $\Delta T = +50^\circ\text{C}$ .

Рассчитаем эквивалентные изменения напряжения смещения:

$$\Delta U_{з.т.} = \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{2T_0} (U_0 - U_3) \right] \Delta T.$$

Здесь

$$\frac{dU_0}{dT} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ в/}^\circ\text{C};$$



Тогда

$$\Delta U_{\text{з.т}} = \left[ 2 \cdot 10^{-3} - \frac{21}{2 \cdot 330} (2 - 0,4) \right] 50 = -0,15 \text{ в};$$

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{з.т}} &= \left[ \frac{dU_0}{dT} - \frac{n}{T_0} (U_0 - U_{\text{з}}) \right] \Delta T = \\ &= \left[ 2 \cdot 10^{-3} - \frac{2}{300} (2,2 - 0,4) \right] 50 = -0,43 \text{ в}; \end{aligned}$$

$$\Delta \bar{U}'_{\text{з.т}} = \frac{\Delta U'_{\text{з.т}}}{U_0 - U_{\text{з}}} = -\frac{0,38}{1,6} = -0,27.$$

Для каскада (рис. 40, б) коэффициент неустойчивости

$$N_{\text{н}} = g_{21} = 0,4 \text{ ма/в},$$

тогда

$$\Delta I_{\text{с}} = \Delta U_{\text{з.т}} N_{\text{н}} = -0,15 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} = -60 \cdot 10^{-3} \text{ ма};$$

$$\Delta g_{21} = \Delta \bar{U}'_{\text{з.т}} N_{\text{н}} = -0,21 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} = -108 \cdot 10^{-3} \text{ ма/в}.$$

Ток в рабочей точке ПТ изменился на 15%, крутизна на 27%.

$$\text{Для каскада (рис. 40, в)} \quad N_{\text{н}} = \frac{g_{21}}{1 + g_{21} R_{\text{н}}}. \text{ Возьмем } [R_{\text{н}} = 2,4 \text{ ком.}]$$

при этом  $1 + g_{21} R_{\text{н}} \approx 2$ . Тогда приращения тока стока транзистора и крутизны уменьшатся в 2 раза.

Полученные расчетным путем величины были проверены экспериментально. Результаты расчета и опыта оказались близкими.

Дополнительное улучшение термостабильности может быть достигнуто введением в каскад параллельной ООС. Для этого достаточно резистор  $R_{31}$  (рис. 41, в) подсоединить к стоку ПТ. Тогда  $N_{\text{н}} \approx \approx g_{21} / [1 + g_{21} (R_{\text{н}} + R_{\text{с}})]$ . Дополнительный выигрыш может быть существенным, поскольку часто  $R_{\text{с}} \approx R_{\text{н}}$ . Параллельная ООС увеличи-

вает входную проводимость каскада  $\frac{1}{R_{\text{вх}}} \approx \frac{1}{R_{\text{з}}} \approx \frac{1}{R_{\text{з2}}} + \frac{1}{R_{\text{з1}}} (1 + K)$ .

$K$  — коэффициент усиления каскада. Если обсуждаемый каскад промежуточный, то обычно  $R_{\text{с}}$  — нагрузка ПТ предыдущего каскада остается меньше  $R_{\text{з}}$  и требуется лишь увеличить соответственно емкость  $C_{\text{з}}$  (рис. 41, в). При необходимости ООС для переменных составляющих может быть устранена включением  $RC$  фильтра между  $R_{31}$  и  $R_{\text{с}}$  рассматриваемого каскада.

При расчетах задаются допустимыми отклонениями тока и крутизны. При использовании простейшего каскада без обратной связи стабильность обеспечивается выбором ПТ и его исходного режима. В каскаде с автоматическим смещением влияние перепадов температуры ослабляется. При расчете сначала выбирают ПТ и его исходный режим, затем по требованиям к  $\Delta I_{\text{с}}$  или  $\Delta g_{21}$  рассчитывают необходимое значение  $R_{\text{н}}$ . После этого проверяется выполнение второго требования, если оно не выполняется, то увеличивают сопротивление резистора  $R_{\text{н}}$  или выбирают другую рабочую точку (или дру-

гой ПТ). В последнем случае необходимо учитывать влияние параметров ПТ на усилительные свойства каскада.

При расчетах каскада, когда режимы по постоянному току ПТ разделены, обычно достаточно задаваться допустимым изменением крутизны, поскольку в этом случае

$$\frac{\Delta g_{21}}{g_{21}} = \frac{\Delta K_0}{K_0}.$$

Вспомогательные цепи служат для обеспечения исходного режима транзистора и его температурной стабилизации. В остальном они не должны заметно влиять на электрические показатели каскадов, для чего в состав последних вводят блокировочные конденсаторы.

Рассмотрим примеры резистивных каскадов с различным видом вспомогательных цепей. Знакомая нам простейшая схема представлена на рис. 41, а. Здесь термостабильность определяется типом ПТ и выбором его

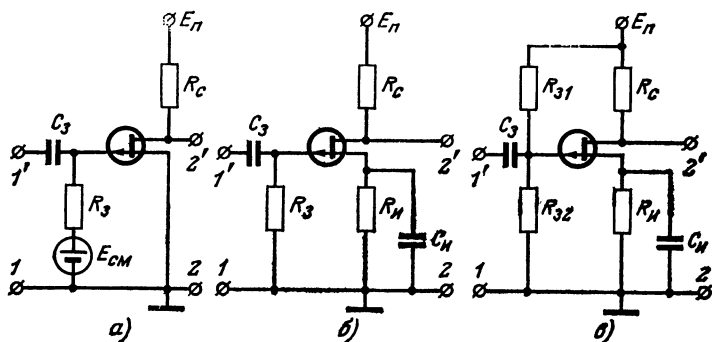


Рис. 41.

рабочей точки. Если используется режим термостабильной крутизны, то смещение на затворе выбирается из соотношения

$$E_3 = U_{31} = U_0 - (0,3 \div 0,4 \text{ в}) \text{ и } R_3 \leq 200 \div 300 \text{ ком.}$$

Схемы каскадов с автоматическим смещением представлены на рис. 41, б и в. Термостабильность в них обеспечивается за счет обратной связи по тепловым приращениям (обычно говорят «за счет обратной связи по постоянному току»). Расчет каскада обычно начинается с выбора ПТ и его рабочей точки, исходя из требо-

ваний к электрическим показателям каскада. Зная возможный перепад внешней температуры и параметры ПТ, определяют  $\Delta U_T$ . Затем, задавшись требованием к стабильности, находят необходимую величину коэффициента  $N_n$ . Используя соотношение  $N_n = g_{21}/1 + g_{21}R_n$ , находят  $R_n$ .  $R_3$  обычно выбирают из условия  $R_3 \leq 200 \div 300 \text{ ком}$ .

Конденсатор  $C_n$  служит для устранения обратной связи по переменному току. Величина его емкости выбирается по допустимому снижению усиления каскада на низших рабочих частотах:

$$C_n \geq \frac{1}{2\pi F_n R_n} \sqrt{\frac{(M_n \gamma)^2 - 1}{1 - M_n^2}},$$

где  $F_n$  — низшая рабочая частота каскада;  $M_n$  — допустимый относительный спад коэффициента усиления на этой частоте;  $\gamma = 1 + g_{21}R_n$  — параметр обратной связи.

В настоящее время широко используются каскады, выполненные на основе сочетания полевых и биполярных транзисторов. Транзисторы в них могут включаться с отдельным питанием по постоянному току и с непосредственной связью. Усилители такого типа рассмотрены рядом авторов, так, например, в [Л. 3], где найдена и их термостабильность. Для учета тепловых изменений выходных токов ПТ таких каскадов может быть использована приведенная выше методика, а также известные соотношения, например из [Л. 6, 7].

Рассмотрим примеры. В каскаде (см. рис. 23,б) используется полевой и биполярный транзисторы, режимы работы которых по постоянному току связаны. ПТ включен по схеме ОС, нагрузкой его служит высокое выходное сопротивление БТ, включенного по схеме ОБ. Через транзисторы течет общий ток. Термостабильность каскада обеспечивается цепями стабилизации транзистора  $T_2$ . Для облегчения подбора необходимых режимов в цепь затвора ПТ включен делитель.

В каскаде, схема которого изображена на рис. 42, сочетание ОИ—ОЭ (транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ ) служит для усиления сигналов. Для улучшения термостабильности режима транзисторов по постоянному току в каскад введена усиленная отрицательная обратная связь (ООС). Усилитель постоянного тока цепи обратной связи собран на транзисторе  $T_3$ . Управляющее напряжение на его вход

подается с эмиттерной цепи транзистора  $T_2$ . Отрицательная ОС по переменному току устраняется включением блокировочного конденсатора. В таких каскадах с активной ООС можно получить хорошую стабильность коэффициента усиления, необходимо только для обеспечения уверенной работы исключить возможность за-  
пираания транзисторов во всем возможном диапазоне изменений окружающей температуры [Л. 3].

На рис. 43,а приведена перспективная для широкого применения схема каскада ОС—ОЭ. Каскад имеет малую входную емкость. Коэффициент передачи его слабо зависит от частоты, поскольку в каскаде действует ООС.

Напряжение обратной связи схемы ОЭ служит выходным, когда сигнал снимается с зажимов  $2'2$ . По этому выходу каскад обладает низким выходным сопротивлением. Свойства каскада при использовании выхода  $2''2$  определяются последовательной ООС по току, действующей

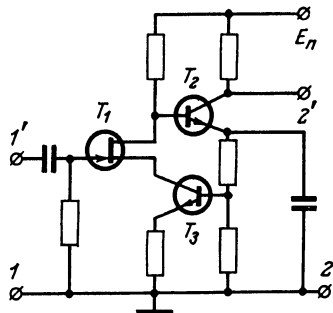


Рис. 42.

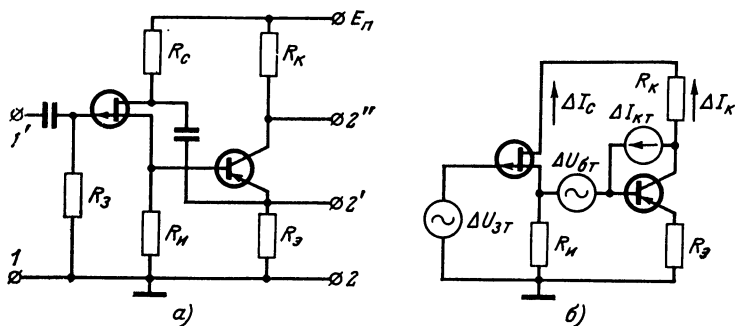


Рис. 43.

щей за счет  $R_э$ . Таким образом, сопротивление резистора  $R_э$  в большой степени определяет усилительные свойства каскада: чем оно больше, тем больше коэффициент передачи по выходу  $2'2$  и меньше по  $2''2$ . Резистор  $R_э$  существенно влияет и на термостабильность выходного

тока. Таким образом, особенностью каскада является тесная связь между условиями его работы по переменному току и термостабильностью его параметров. Это усложняет расчет каскада по заданным к нему требованиям.

Поверочный расчет такого каскада, когда известны типы примененных транзисторов и параметры пассивных элементов, не представляет больших трудностей.

Следует сначала определить рабочие точки транзисторов с учетом заданной величины напряжения питания. Затем провести расчет каскада по переменному току. Тепловые изменения выходного тока, считая, что ток коллектора и ток эмиттера равны, можно оценить, используя расчетные соотношения для коэффициентов  $N_i$  и  $N_{\text{н}}$  схемы ОЭ [Л. 6].

Схема рассматриваемого сочетания транзисторов для учета тепловых приращений приведена на рис. 43,б. Используя ее и считая генераторы независимыми, можно получить следующие расчетные соотношения для определения изменений тока коллектора:

а) при учете  $\Delta U_{\text{т}}$

$$\Delta I'_{\text{к}} = \Delta U_{\text{з.т}} K_{\text{х.х}} N''_{\text{н}},$$

где

$$K_{\text{х.х}} = N'_{\text{н}} R_{\text{н}} = \frac{g'_{21} R_{\text{н}}}{1 + g'_{21} R_{\text{н}}}.$$

Здесь  $g'_{21}$  — крутизна ПТ в рабочей точке;

$$N''_{\text{н}} = \frac{g''_{21}}{1 + g''_{21} R_{\text{э}} + g''_{11} (R'_{\text{внх}} + R_{\text{э}})}$$

— коэффициент нестабильности, полученный по [Л. 6], где  $R'_{\text{внх}} =$

$= \frac{R_{\text{н}}}{1 + g'_{21} R_{\text{н}}}$  — выходное сопротивление схемы ОС;  $g''_{21}, g''_{11}$  — параметры БТ (низкочастотные значения  $y$ -параметров);  $R_{\text{н}}, R_{\text{э}}$  — сопротивления резисторов;

б) при учете  $\Delta U_{\text{б.т}}$

$$\Delta I''_{\text{к}} = \Delta U_{\text{б.т}} N_{\text{н}};$$

в) при учете  $\Delta I_{\text{к.т}}$

$$\Delta I'''_{\text{к}} = \Delta I_{\text{к.т}} N_{\text{т}},$$

где  $N_{\text{т}} = \frac{1 + (g''_{21} + g''_{11}) (R'_{\text{внх}} + R_{\text{э}})}{1 + g''_{21} R_{\text{э}} + g''_{11} (R'_{\text{внх}} + R_{\text{э}})}$  — коэффициент нестабильности [Л. 6].

Общее изменение тока коллектора

$$\Delta I_{\text{к}} = \Delta I'_{\text{к}} + \Delta I''_{\text{к}} + \Delta I'''_{\text{к}}.$$

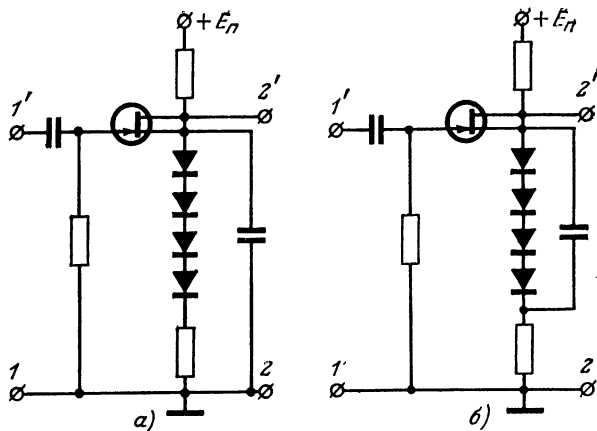


Рис. 44.

Суммирование, естественно, должно проводиться с учетом знаков приращений. При расчете  $\Delta I_k$  воздействие  $\Delta I_{a, \tau}$  не учитывалось, поскольку предполагалось, что выбирается  $R_a \leq 200 \div 300$  ком.

Как указывалось выше, во вспомогательных цепях могут использоваться термокомпенсирующие элементы. Примером такой параметрической стабилизации является каскад, схема которого изображена на рис. 44 [Л. 20]. Авторы утверждают, что при отсутствии диодов уход коэффициента усиления при изменении температуры на  $100^\circ\text{C}$  составляет  $30\%$ . При введении же четырех диодов в цепь истока транзистора (рис. 44,а) нестабильность уменьшилась до  $6\%$ , при введении дополнительной обратной связи по переменному току (рис. 44,б) до  $3\%$ , при тщательном подборе диодов нестабильность составила  $1\%$ . Это говорит об эффективности метода термокомпенсации и о сложности реализации каскадов с термокомпенсирующими ячейками. Последнее препятствует широкому распространению таких схем.

## Глава третья

### РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

#### 13. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Каскады УРЧ, так же как и УПЧ, усиливают сигналы малого уровня и, следовательно, работают в линейном режиме. Поэтому усилительный каскад можно

представить эквивалентной схемой активного линейного четырехполюсника с резонансной нагрузкой (рис. 45).

Эта схема справедлива для любого усилительного прибора (электронная лампа, транзистор и полевой транзистор); здесь коэффициенты трансформации

$$m_1 = \frac{U_{m2}}{U_{mк}} < 1 \text{ и } m_2 = \frac{U_{m \text{ вых}}}{U_{mк}} < 1.$$

Используя соотношения, известные из теории линейных четырехполюсников, находим коэффициент усиления каскада  $K$  и его входную проводимость  $Y_{вх}$  [Л. 8].

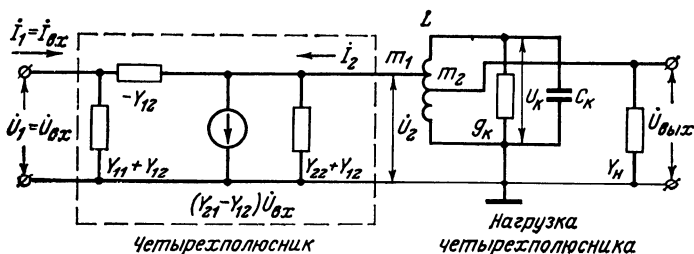


Рис. 45.

Коэффициент усиления каскада

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{m \text{ вых}}}{\dot{U}_{m \text{ вх}}} = - \frac{\dot{Y}_{21} m_1 m_2}{m_1^2 \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{к} + m_2^2 \dot{Y}_{н}},$$

где  $Y_{к}$  и  $Y_{н}$  — проводимости контура и нагрузки каскада.

На резонансной частоте реактивные составляющие проводимостей  $Y_{22}$  и  $Y_{н}$  компенсируются реактивной составляющей контура  $b_{к}$ :

$$m_1^2 b_{22} + b_{к} + m_2^2 b_{н} = 0.$$

и модуль коэффициента усиления каскада равен:

$$K_0 = \frac{|Y_{21}| m_1 m_2}{m_1^2 g_{22} + g_{к} + m_2^2 g_{н}}.$$

Входная проводимость каскада

$$\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11} + \frac{m_1}{m_2} \dot{Y}_{12} \dot{K}.$$

Из теории резонансных усилителей известно, что расчет основных характеристик каскада производится без

учета влияния внутренней обратной связи, обусловленной обратной проводимостью  $Y_{12}$ , т. е. полагая  $Y_{12}=0$ . Потом проверяют каскад на устойчивость с учетом влияния внутренней обратной связи.

Найдем устойчивый коэффициент усиления каскада.

На основании критерия устойчивости Найквиста каскад находится на пороге генерации при условии

$$\dot{K}\dot{\beta} = \operatorname{Re}(\dot{K}\dot{\beta}) + j \operatorname{Im}(\dot{K}\dot{\beta}) = 1.$$

Это условие выполняется при балансе фаз входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  и напряжения обратной связи  $U_{\text{о.с.}}$ , что соответствует  $\operatorname{Im}(\dot{K}\dot{\beta})=0$ , и равенстве этих напряжений  $U_{\text{вх}}=U_{\text{о.с.}}$ , т. е.  $\operatorname{Re}(\dot{K}\dot{\beta})=1$ . Условие устойчивости находят из наилучшего случая, соответствующего балансу фаз, при котором не выполняется равенство амплитуд напряжений.

Для количественной оценки влияния положительной обратной связи на усиление каскада вводят коэффициент устойчивости  $K_y$ , [Л. 8, 9, 10], который равен отношению коэффициента усиления каскада без обратной связи к коэффициенту усиления каскада при действии положительной обратной связи:

$$K_y = \frac{K}{K_{\text{о.с}}} = 1 - \operatorname{Re}(\dot{K}\dot{\beta}).$$

Здесь  $\operatorname{Re}(\dot{K}\dot{\beta})$  соответствует критической частоте, определяемой из уравнения  $\operatorname{Im}(\dot{K}\dot{\beta})=0$ .

Крайние значения  $K_y$  соответствуют 0 и 1. При  $K_y=0$  в каскаде возникает генерация, а при  $K_y=1$  в каскаде отсутствует внутренняя обратная связь. Определяя  $\operatorname{Re}(\dot{K}\dot{\beta})$  при  $\operatorname{Im}(\dot{K}\dot{\beta})=0$ , полагая, что входной и выходной контуры одинаковы, настроены на одну частоту, и используя  $Y$ -параметры четырехполюсника, после соответствующих преобразований получаем выражение коэффициента устойчивого усиления каскада с любым усилительным прибором:

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{\frac{2(1-K_y)|Y_{21}|}{|Y_{12}|}} \frac{m_2}{m_{2\text{вх}}}, \quad (74a)$$

где  $m_{2\text{вх}}$  — коэффициент трансформации на входе каскада;  $m_2$  — коэффициент трансформации на входе следующего каскада. В большинстве случаев  $m_{2\text{вх}}=m_2$ .



Полевые транзисторы, как показано в гл. 1, при  $f \leq 0,7f_T$  имеют  $|Y_{21}| = g_{21}$  и  $|Y_{12}| = \omega C_{з.с.}$ . Подставляя значения  $|Y_{21}|$  и  $|Y_{12}|$  в выражение (74а), получаем коэффициент устойчивого усиления каскада на полевом транзисторе:

$$K_{уст} = \sqrt{\frac{2(1 - K_y) g_{21}}{\omega C_{з.с.}}} \frac{m_2}{m_{2вх}}. \quad (74б)$$

Выражение (74б) справедливо и для каскада на лампе, если положить  $g_{21} = S$  и  $C_{з.с.} = C_{а.с.}$  [Л. 8, 9, 10].

Рассмотрим влияние внутренней обратной связи на полную проводимость входного контура. Как известно, полная входная проводимость четырехполюсника при действии внутренней обратной связи может быть представлена в следующем виде:

$$\dot{Y}_{з.вх} = \dot{Y}_3 - \dot{Y}_{12} \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \dot{Y}_3 (1 - \dot{Y}_{12} / \dot{Y}_3 \times \dot{U}_2 / \dot{U}_1).$$

Здесь  $\dot{Y}_3 = \dot{Y}_{к1} + \dot{Y}_{11}$ , где  $Y_{к1}$  — проводимость контура.

Так как  $\dot{Y}_{12} / \dot{Y}_3 = \dot{\beta}$  и  $\dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \dot{K}$ , то

$$\dot{Y}_{з.вх} = \dot{Y}_3 (1 - \dot{K} \dot{\beta}).$$

На резонансной частоте при положительной обратной связи  $\text{Im}(\dot{K} \dot{\beta}) = 0$

$$g_{з.ос} = g_3 [1 - \text{Re}(\dot{K} \dot{\beta})] = g_3 K_y.$$

Выражая проводимости через затухание входного контура, получаем:

$$K_y = \frac{\rho_{о.с} d_{о.с.}}{\rho d}. \quad (75а)$$

Для того чтобы полное затухание входного контура изменялось незначительно, величина внутренней обратной связи должна быть небольшой и  $\rho_{о.с.} = (\omega L)_{о.с.} \approx \rho = \omega_0 L$ . С учетом этого равенства выражение (75а) можно записать в следующем виде:

$$K_y \approx \frac{d_{о.с.} f_0}{d f_0} = \frac{\Pi_{о.с.}}{\Pi}, \quad (75б)$$

где  $\Pi_{о.с.}$  и  $\Pi$  — ширина полосы пропускания входного контура при действии внутренней обратной связи и без нее. Следовательно,  $K_y$  характеризует уменьшение поло-

сы пропускания входного контура за счет действия положительной обратной связи.

Обычно допускают сужение полосы пропускания входного контура на 10—20%, что соответствует  $K_y = 0,9 \div 0,8$ .

Современные высокочастотные полевые транзисторы имеют  $g_{21} \leq 5 \text{ ма/в}$  и  $C_{з.с} < 10 \text{ пф}$ . Поэтому каскад на полевом транзисторе имеет значительную внутреннюю обратную связь за счет  $C_{з.с}$  и, следовательно, меньший коэффициент устойчивого усиления, чем каскад на пентоде.

Для оценки влияния внутренней обратной связи на параметры входного контура найдем для него уравнения частотной и фазовой характеристик, выраженные через  $K_y$ .

Полная проводимость входного контура равна:

$$\dot{Y}_a = \frac{1}{Z_a} = \dot{Y}_{a1} + \dot{Y}_{вх} = \frac{1 + j\xi_1}{m_2^2 R_{a1}} - \dot{Y}_{12} \frac{\dot{Y}_{21}}{1 + j\xi_2} m_1^2 R_{a2},$$

где  $\xi$  — обобщенная расстройка контура.

Полагая входной и выходной контуры одинаковыми и настроенными на одну частоту  $R_{a1} = R_{a2} = R_a$ ,  $\xi_1 = \xi_2 = \xi$  и учитывая, что  $\text{Re}(K\beta) = 1 - K_y$  при  $\text{Im}(K\beta) = 0$ , после соответствующих преобразований получаем уравнения частотной и фазовой характеристик:

$$\gamma = \frac{|Z_a|}{R_a} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + 2(1 - K_y) \frac{\xi}{1 + \xi^2}\right]^2 + \left[\xi + 2(1 - K_y) \frac{1}{1 + \xi^2}\right]^2}}; \quad (76)$$

$$\varphi = -\arctg \frac{\xi + 2(1 - K_y) \frac{1}{1 + \xi^2}}{1 + 2(1 - K_y) \frac{\xi}{1 + \xi^2}}. \quad (77)$$

На рис. 46 приведены частотные и фазовые характеристики входного контура каскада при  $K_y = 0,9$ , рассчитанные по формулам (76) и (77). Как видно, при  $K_y = 0,9$  максимум частотной характеристики сдвигается влево, а полоса пропускания уменьшается на 10%. Фазовая характеристика при действии внутренней обратной

связи проходит при  $\xi = \pm 1$  через  $\zeta = 45^\circ$ , а нулевое значение фазового сдвига соответствует резонансной частоте контура с учетом вносимой емкости, обусловленной действием внутренней обратной связи. Вследствие того что внутренняя обратная связь действует на все контуры усилителя, за исключением последнего, выражения для частотной и фазовой характеристик  $n$ -каскадного усилителя можно записать в следующем виде:

$$\gamma_y = \gamma^{n-1} \gamma_1; \quad (78)$$

$$\varphi_y = (n-1)\varphi + \varphi_1, \quad (79)$$

где

$$\gamma_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}$$

и  $\varphi_1 = -\operatorname{arctg} \xi$  определяют частотную и фазовую характеристики оконечного каскада.

Условие устойчивости  $n$ -каскадного усилителя имеет вид:

$$K_0 = \sqrt[n]{K_{0y}} \leq K_{уст}, \quad (80)$$

где  $K_{0y}$  — коэффициент усиления усилителя. Если это условие не выполняется, то коэффициент усиления каждого каскада усилителя следует уменьшить до значений, при

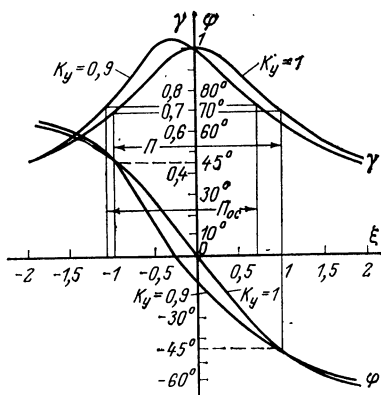


Рис. 46.

которых выполняется условие устойчивости. Понижение усиления каскада производится уменьшением коэффициента трансформации  $m_1$ . В каскадах УПЧ уменьшение  $K_0$  осуществляется путем увеличения емкости контура. Целесообразно применять также нейтрализацию внутренней обратной связи [Л. 3]. Методы расчета каскадов УРЧ и УПЧ на полевых транзисторах те же, что и для ламповых каскадов [Л. 8—10].

В каскаде, который выполнен по схеме ОЗ, так же как и в ламповом каскаде ОС, имеются:

обратная связь, вызванная протеканием выходного тока через входной контур и являющаяся отрицательной, так как выходное напряжение каскада находится в фазе с входным напряжением; наличие глубокой отрицательной обратной связи повышает устойчивость каскада;

обратная связь по напряжению, существующая за счет проходной проводимости.

Устойчивый коэффициент усиления каскада ОЗ по аналогии с ламповым каскадом ОС при  $K_y = 0,9$  равен:

$$K_{уст} \approx 0,2 \frac{g_{01}/m_{2вх}^2 + g_{21}}{\omega C_{н.с}} \frac{m_2}{m_1},$$

где  $g_{01}$  — резонансная проводимость входного контура;  $m_1$  — коэффициент трансформации со стороны выхода полевого транзистора.

В диапазоне низких частот из-за сложности конструктивного выполнения катушки с большой индуктивности весьма затруднительно построение резонансных усилителей на основе колебательного контура с сосредоточенными элементами. Поэтому в таких усилителях используются активные фильтры (см. гл. 5).

Для уменьшения коэффициента шума и повышения устойчивости усилителя применяются гибридные каскодные схемы [Л. 3] — первый каскад на полевом транзисторе в схеме с общим истоком (ОИ), а второй на биполярном транзисторе в схеме с общей базой (ОБ). Усилитель, выполненный таким образом, обладает большим входным сопротивлением, весьма слабой внутренней обратной связью и малым коэффициентом шума.

Коэффициент усиления каскада ОИ—ОБ равен:

$$K_{ок} = (K_0)_{о.и} (K_0)_{о.б} \approx \frac{g_{210.и}}{|Y_{вх.об}|} |Y_{210.б}| m_1 m_2 R_{э2},$$

так как

$$|Y_{вх.об}| \approx |Y_{210.б}|,$$

то

$$K_{ок} = g_{210.и} m_1 m_2 R_{э2},$$

т. е. определяется коэффициентом усиления одного каскада на полевом транзисторе.

Коэффициент шума каскодной схемы, как известно [Л. 3, 8], определяется коэффициентом шума первого каскада.

Рассмотрим нелинейные и перекрестные искажения в резонансном усилителе.

Нелинейность характеристики усилительного прибора нарушает пропорциональную связь амплитуд высокочастотных колебаний на входе и выходе каскада, в результате чего искажается огибающая кривая выходного напряжения. За счет нелинейности характеристики усилительного прибора может возникнуть перекрестная модуляция, что обусловлено зависимостью коэффициента усиления полезного сигнала от изменений амплитуды мешающего сигнала. Вследствие этого полезный сигнал оказывается промодулированным мешающим сигналом.

Проходные характеристики полевого транзистора с  $p-n$  переходом хорошо аппроксимируются полиномом четвертой степени (см. приложение). Нелинейные искажения огибающей и перекрестная модуляция в каскаде на полевом транзисторе с  $p-n$  переходом определяются по тем же формулам, что и для каскада на лампе [Л. 9],

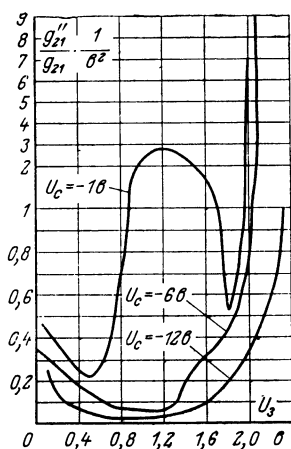


Рис. 47.

экспериментально полученные графики зависимости  $g''_{21}/g_{21}$  для полевого транзистора КП102Е от изменений напряжений на стоке  $U_c$  и на затворе  $U_g$ . Как видно, при номинальном напряжении на стоке  $U_c = 12$  в величина  $g''_{21}/g_{21}$  начинает резко возрастать при  $U_g > 2$  в. При малых напряжениях на стоке, когда проходная характеристика значительно отличается от квадратичной, величина  $g''_{21}/g_{21}$  также растет.

$$K_{н.н} = \frac{3}{16} \frac{g''_{21}}{g_{21}} m_c U_{mc}^2; \quad (81a)$$

$$K_{пер} = \frac{1}{2} \frac{m_m}{m_c} \frac{g''_{21}}{g_{21}} U_{mm}^2, \quad (81б)$$

где  $m_c$  и  $m_m$  — коэффициенты модуляции сигнала и мешающего сигнала;  $g''_{21}$  — вторая производная крутизны;  $U_{mc}$  и  $U_{mm}$  — амплитуды напряжения сигнала и мешающего сигнала.

Из приведенных формул видно, что коэффициенты нелинейных искажений и перекрестных модуляций пропорциональны отношению  $g''_{21}/g_{21}$ .

На рис. 47 приведены экс-

#### 14. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА РЕЗОНАНСНОГО КАСКАДА

Определим коэффициент шума резонансных усилителей, выполненных на основе  $LC$ -контуров. Такие усилители работают на частотах выше  $0,5 \text{ Мгц}$ , где основным является белый шум полевого транзистора.

Как было показано в гл. 1, основными источниками белого шума являются:

шумы затвора, которые характеризуются средним квадратом шумового тока затвора:

$$\overline{i_{ш.з}^2} = \overline{i_{ш.дР}^2} + \overline{i_{ш.гек}^2};$$

индуцированные шумы затвора, характеризуемые средним квадратом шумового тока затвора  $\overline{i_{ш.инд}^2}$ ;

тепловые шумы токопроводящего канала, которые характеризуются так же, как и у электронных ламп, шумовым сопротивлением [Л. 2]

$$R_{ш.у} = \frac{0,6 \div 0,75}{g_{21}};$$

тепловые шумы, обусловленные активной составляющей входной проводимости, средний квадрат шумового входного тока равен:

$$\overline{i_{ш.вх}^2} = 4kT_0 g_{11} \Pi_{ш},$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/град}$  — постоянная Больцмана;

$$T_0 = (273^\circ + t^\circ) K = 273^\circ + 20^\circ \approx 300^\circ K$$

— стандартная эффективная шумовая температура;  
 $\Pi_{ш}$  — шумовая полоса пропускания.

Эквивалентная схема каскада с входной цепью и источником сигнала в виде генератора тока приведена на рис. 48,а, а его эквивалентная шумовая схема — на рис. 48,б.

Здесь

$$m_1 = U_m / U_{мк} < 1 \text{ и } m_2 = U_{мвх} / U_{мк} < 1$$

коэффициенты трансформации входного контура со стороны источника сигнала и со стороны входа полевого транзистора. Общий коэффициент трансформации входного контура равен:

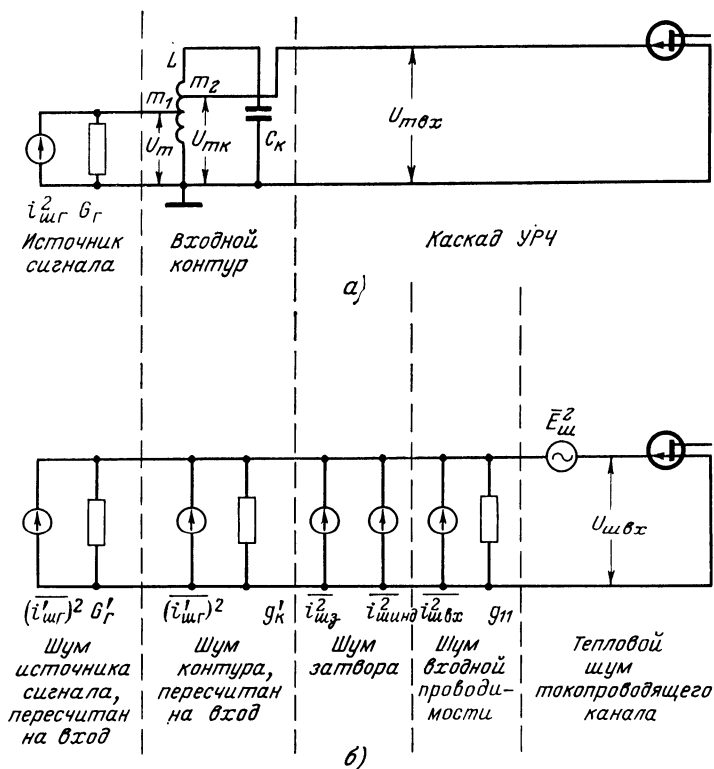


Рис. 48.

$$M = \frac{U_m}{U_{m \text{ вх}}} = \frac{U_m}{U_{mк}} \frac{U_{mк}}{U_{m \text{ вх}}} = \frac{m_1}{m_2}.$$

Пересчитаем ко входу полевого транзистора средние квадраты генераторов шумовых токов источника сигнала, контура и их проводимости:

$$\overline{(i'_{ш.г})^2} = M^2 \overline{i_{ш.г}^2}; \quad \overline{(i'_{ш.к})^2} = \frac{\overline{i_{ш.к}^2}}{m_2^2};$$

$$G'_г = M^2 G_г; \quad g'_к = \frac{g_к}{m_2^2}.$$

Полный средний квадрат шумового тока затвора равен:

$$\overline{i_{ш.з.в}^2} = \overline{i_{ш.з}^2} + \overline{i_{ш.инд}^2}.$$

Заменяем шумовой источник э. д. с.  $E_{\text{ш}}$  эквивалентным ему источником тока

$$\overline{i_{\text{ш}}^2} = \overline{E_{\text{ш}}^2} (\Sigma g)^2 = 4kT_0 R_{\text{ш.у}} (G'_{\text{г}} + g'_{\text{к}} + g_{11})^2 \Pi_{\text{ш}}.$$

Параллельно этому источнику шумового тока никакой проводимости не включается, так как э. д. с.  $E$  не имеет собственного сопротивления ( $R_{\text{ш.у}}$ —воображаемое сопротивление). После такой замены получим эквивалентную шумовую схему, состоящую только из шумовых генераторов тока (рис. 49).

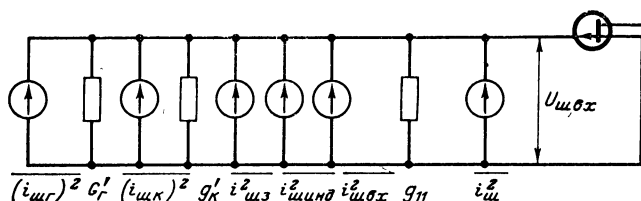


Рис. 49.

Средние квадраты пересчитанных шумовых токов источника сигнала и контура равны:

$$\begin{aligned} \overline{(i'_{\text{ш.г}})^2} &= 4kT_0 G'_{\text{г}} \Pi_{\text{ш}}; \\ \overline{(i'_{\text{ш.к}})^2} &= 4kT_0 g'_{\text{к}} \Pi_{\text{ш}}. \end{aligned}$$

Найдем выражение для коэффициента шума усилительного каскада с входной цепью

$$F_y = \frac{U_{\text{ш.вх}}^2}{U_{\text{ш.вх.г}}^2} = \frac{\Sigma \overline{i_{\text{ш}}^2}}{(\overline{i'_{\text{ш.г}}})^2}.$$

Подставляя сюда значения средних квадратов шумовых токов, получаем:

$$\begin{aligned} F_y = 1 + \frac{\overline{i_{\text{ш.з.э}}^2}}{4kT_0 \Pi_{\text{ш}}} \frac{1}{G'_{\text{г}}} + \frac{g'_{\text{к}}}{G'_{\text{г}}} + \frac{g_{11}}{G'_{\text{г}}} + \\ + R_{\text{ш.у}} \frac{(G'_{\text{г}} + g'_{\text{к}} + g_{11})^2}{G'_{\text{г}}}. \end{aligned} \quad (82)$$

Так как второе слагаемое меньше других, пренебрегая им, получаем упрощенное выражение для коэффициента шума

$$F_y = 1 + \frac{g'_{\text{к}}}{G'_{\text{г}}} + \frac{g_{11}}{G'_{\text{г}}} + R_{\text{ш.у}} \frac{(G'_{\text{г}} + g'_{\text{к}} + g_{11})^2}{G'_{\text{г}}}. \quad (83)$$



Ошибка в расчете коэффициента шума по формуле (83) не превышает 10—20%. Найдем выражение для коэффициента шума в режиме согласования. В режиме согласования  $G'_{г.с} = g'_к + g_{11}$  и коэффициент шума равен:

$$F_{г.с} = 2 + 4R_{ш.у}(g'_к + g_{11}). \quad (84)$$

Следовательно, коэффициент шума в режиме согласования во входной цепи  $F_{г.с} > 2$ . Подставляя сюда значение  $R_{ш.у}$  и учитывая, что  $g'_к \ll g_{11}$ , получаем:

$$F_{г.с} \approx 2 + (2,4 \div 3) g_{11}/g_{21}.$$

Найдем общий коэффициент трансформации входной цепи в режиме согласования:

$$G'_{г.с} = M^2 G_{г.} = g'_к + g_{11}, \quad (85)$$

откуда

$$M_{с} = \sqrt{\frac{g'_к + g_{11}}{G_{г.}}}$$

Как видно из выражения (83), при некотором значении  $G'_{г.} = G'_{г.опт}$  коэффициент шума минимален. Найдем условие получения минимального коэффициента шума. Для этого приравняем нулю производную  $dF_{г.}/dG'_{г.} = 0$ . После преобразований получим:

$$M_{м.ш} = M_{с} \sqrt[4]{1 + \frac{1}{R_{м.у}(g'_к + g_{11})}}. \quad (86)$$

При малой входной проводимости полевого транзистора его вход подключается непосредственно к контуру ( $m_2 = 1$ ) и тогда  $M_{с} = m_{1с}$ ,  $M_{м.ш} = m_{1м.ш}$  и  $g'_к = g_{к.}$

При  $R_{ш.у}(g'_к + g_{11}) > 1$   $M_{м.ш} \approx M_{с}$ . Подставляя в выражение (82)  $G'_{г.} = G'_{г.м.ш} = M^2_{м.ш} G_{г.}$ , после преобразований получаем:

$$F_{у.мин} = 1 + [2R_{ш.у}(g'_к + g_{11})] \left[ 1 + \sqrt[4]{1 + \frac{1}{R_{м.у}(g'_к + g_{11})}} \right]. \quad (87)$$

В режиме минимального коэффициента шума  $F_{у.мин} > 1$ . Если источником сигнала является настроенная антенна, то входная цепь каскада работает в режиме согласования. Если же источником сигнала является предыдущий каскад, то при  $R_{ш.у}(g'_к + g_{11}) < 1$  можно осу-

существовать режим минимального коэффициента шума (согласование по минимуму коэффициента шума).

Найдем коэффициент шума каскада с ОЗ. В каскаде с ОЗ, так же как и в каскаде с ОС, действуют две обратные связи: по напряжению и по току. Пренебрегая действием первой, будем учитывать действие обратной связи по току, которая, как известно, повышает входную проводимость на величину  $g_{21}$ .

Шумы, обусловленные флуктуациями выходного тока полевого транзистора, учитываются шумовым сопротивлением  $R_{ш}$ . Поэтому добавочную входную проводимость  $g_{21}$  следует считать нешумящей и не добавляющей нового шумового источника в эквивалентную шумовую схему (рис. 49), а при расчетах подключенной параллельно проводимости  $g_{11}$ . Проведя анализ эквивалентной шумовой схемы с учетом  $g_{21}$ , так же как и в предыдущем случае, найдем коэффициент шума каскада с ОЗ

$$F_{y.з} = 1 + \frac{g'_k}{G'_r} + \frac{g_{11}}{G'_r} + R_{ш.у} \frac{(G'_r + g'_k + g_{11} + g_{21})^2}{G'_r}.$$

В режиме согласования во входной цепи

$$G_{r.c} = M_c^2 G_r = g'_k + g_{11} + g_{21},$$

откуда

$$M_c = \sqrt{\frac{g'_k + g_k + g_{21}}{G_r}} \approx \sqrt{\frac{g_{21}}{G_r}}.$$

Подставляя в выражение (83) значение  $g_{r.c}$ , получаем

$$F_{y.c} = 2 - \frac{g_{21}}{g'_k + g_{11} + g_{21}} + 4R_{ш.у}(g'_k + g_{11} + g_{21}).$$

Обычно выполняется условие  $g'_k + g_{11} \ll g_{21}$  и при этом  $F_{y.c} \approx 1 + R_{ш.у}g_{21}$ . Подставляя сюда значение  $R_{ш}$ , получаем  $F_c \approx 3,4 \div 4$ .

Полученные формулы для коэффициентов трансформации и коэффициента шума по своей структуре аналогичны формулам для лампового каскада [Л. 8, 10]. Для уменьшения коэффициента шума каскада с ОИ следует выбирать тип полевого транзистора с наименьшим значением произведения  $R_{ш.у}g_{11}$ , а для каскада с ОЗ с наименьшим произведением  $R_{ш.у}g_{21}$ .

Формулы для коэффициента шума получены без учета обратных связей в каскаде. Наличие обратных связей увеличивает коэффициент шума каскада. Так как в каскаде внутренняя обратная связь мала ( $K_0 \leq K_{уст}$ ), а обратная связь за счет индуктивности ввода истока мала в рабочем диапазоне частот, практически можно считать, что обратные связи в каскаде не влияют на коэффициент шума.

## 15. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ, КАК РЕГУЛЯТОРЫ УСИЛЕНИЯ

В радиоприемных и усилительных устройствах широко применяются разнообразные регулировки усиления — ручные и автоматические [Л. 8, 11—15]. Не рассматривая специфики этих видов регулирования, остановимся лишь на особенностях, связанных с использованием ПТ в качестве элементов систем регулировки усиления.

Регулировку усиления устройств производят, изменяя коэффициент усиления каскадов или вводя в тракт прохождения сигнала специальные цепи — делители напряжения с управляемыми коэффициентами передачи. Коэффициент усиления каскада можно изменять, меняя параметры усилительного прибора, варьируя нагрузкой или глубиной обратной связи. Для выполнения любой из этих функций можно воспользоваться ПТ, поскольку, управляя режимом по постоянному току, можно существенно изменять его крутизну, выходное и входное сопротивления, в связи с чем ПТ может использоваться как усилительный прибор с управляемой крутизной, как элемент с управляемым выходным сопротивлением и как эквивалент пассивного переменного резистора.

При изменении режима ПТ величины емкостей  $C_{з.л}$  и  $C_{з.с}$  меняются незначительно. Поэтому эффективно использовать ПТ как эквивалент переменного конденсатора не удастся. Однако и регуляторы усиления, основанные на изменении реактивности (регулировка за счет расстройки контуров и некоторые мостовые схемы), встречаются крайне редко. При использовании ПТ как усилительного прибора с переменной крутизной или эквивалента переменного резистора изменения его емкостей учитываются. На высоких частотах изменение емкостей несколько снижает эффективность регулировки.

Рассмотрим особенности ПТ как элемента регулировки усиления. При этом будем рассматривать каскад ОИ.

**Управление крутизной ПТ.** Изменяя крутизну транзистора, можно эффективно регулировать усиление каскада.

Глубина регулировки, т. е. отношение максимального усиления к минимальному, в этом случае зависит от допустимых пределов изменения крутизны. Варьируя напряжение на затворе, можно менять крутизну практически от нуля (при  $U_{03} = U_0$ ) до значения, которое соответствует максимально допустимой мощности рассеивания транзистора  $P_{с.макс}$ . Последнее наступает в области открытого  $p-n$  перехода.

Пределы изменения крутизны, которые можно использовать при регулировании, обычно существенно меньше максимально достижимых. В области открытого  $p-n$  перехода проходные характеристики имеют резко выраженную нелинейность, кроме того, при открытом переходе ПТ обладает значительным входным током  $I_3$  и небольшим выходным сопротивлением. Эту область в усилительных режимах обычно не используют. Не удастся использовать и всей области закрытого  $p-n$  перехода ( $U_{03} = 0$ ,  $U_{03} = U_0$ ). Связано это с необходимостью выполнения требований к нелинейным искажениям и стабильности частотных и фазовых характеристик каскада.

Линейное регулирование с малыми нелинейными искажениями можно осуществить, когда рабочая точка ПТ не выходит за пределы участка проходной характеристики, близкого к квадратичному (см. табл. 1). Этот участок находится в середине проходной характеристики. Когда  $U_{03}$  приближается к нулю или напряжению запирающего, линейная зависимость крутизны от напряжения на затворе нарушается, причем особенно резко при изменении напряжения на затворе в сторону меньших токов стока.

Одной из важнейших характеристик регулируемого каскада является динамический диапазон регулирования, под которым понимается отношение максимального коэффициента усиления к минимальному при допустимом уровне нелинейных искажений. Требования к уровню нелинейных искажений в основном и определяют возможные пределы перемещения рабочей точки, а следовательно, и изменения крутизны.

Степень нелинейных искажений зависит как от характера нелинейности проходной характеристики, так и от

амплитуд входных сигналов. Чем меньше амплитуда, тем меньше искажения. Поскольку для ПТ характерен низкий уровень шумов, то регулировка усиления возможна в каскадах, работающих в режиме усиления сравнительно малых сигналов. Это позволяет приближать регулируемые каскады к входу устройства.

При расчетах искажений можно непосредственно использовать проходные характеристики или зависимость производных крутизны от напряжения на затворе (см. рис. 47). Однако поскольку таких характеристик в справочных данных на ПТ не дается, то они должны быть предварительно получены. Для расчетов может быть рекомендована нормированная проходная характеристика (см. П-14). Она справедлива при изменении напряжения на затворе от 0 до  $0,85 U_0$ , что соответствует уменьшению крутизны относительно ее значения при  $U_{03}=0$  примерно в 5 раз. В [Л. 67] рассматривается расчет нелинейных искажений, основанный на моделировании проходных характеристик и машинном расчете.

Рассматривая графики рис. 50, можно сделать вывод, что на крутизну ПТ, а следовательно, и на усилитель-

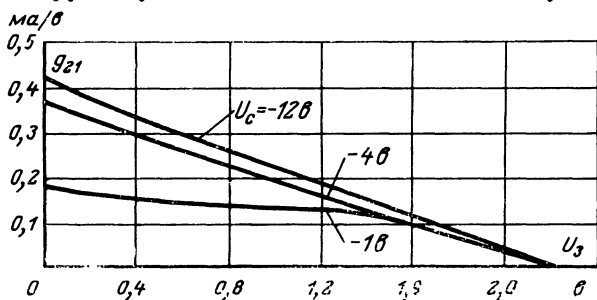


Рис. 50.

ные свойства каскада изменение напряжения на стоке  $U_{oc}$  влияет незначительно. Еще в меньшей степени от этого напряжения зависит глубина регулировки. Однако этот вывод справедлив в тех случаях, когда с нелинейными искажениями можно не считаться. Действительно, из рис. 47 видно, что уровень нелинейных искажений при прочих равных условиях сильно зависит от напряжения  $U_{oc}$ . Это обстоятельство оказывается существенным именно для регулируемых каскадов. Общая закономерность такова: чем больше  $U_{oc}$ , тем меньше нели-

нейные искажения и тем больше динамический диапазон регулирования. Связано это с тем, что при малых напряжениях  $U_{0c}$  протяженность квадратичного участка проходной характеристики уменьшается. Это трудно заметить, рассматривая графики, изображенные на рис. 50. Кривые, представленные на рис. 47, не противоречат им, а раскрывают более тонкую их структуру. Поскольку при регулировке крутизны используется близкий к квадратичному участок проходной характеристики, то при расчетах глубины регулировки для определения крутизны можно пользоваться приближенным соотношением (19)

$$g_{21} = \frac{2I_c}{U_0} (1 - U_3/U_0).$$

Следующее ограничение на глубину регулировки связано с тем, что при изменении крутизны существенно меняется выходное сопротивление ПТ. Оценку выходного сопротивления можно проводить по (25)

$$R_{c.н} = \frac{R_{c.но}}{1 - U_3/U_0},$$

где  $R_{c.но}$  — выходное сопротивление при  $U_3=0$ , имеющее сравнительно небольшую величину — порядка 50 — 100 *ком*.

Как видно из режимной зависимости крутизны и выходного сопротивления, изменение напряжения на затворе, снижающее крутизну, вызывает рост выходного сопротивления. Следовательно, если выходное сопротивление ПТ соизмеримо с сопротивлением цепи нагрузки, то изменение его снижает эффективность регулировки, осуществляемой за счет вариации крутизны. Кроме того, в этом случае в процессе регулировки усиления существенно могут меняться частотные и фазовые характеристики каскада. Допустимые пределы изменения этих характеристик определяют требования к их стабильности. Они, а также требования к линейности регулировочной характеристики, создают дополнительные ограничения на глубину регулировки. Обычно рабочую точку, соответствующую максимальной крутизне, выбирают так, чтобы выходное сопротивление  $R_{c.н}$  значительно превышало резонансное сопротивление нагрузки.

При изменении режима транзистора меняются и емкости  $C_{з.н}$  и  $C_{з.с}$ , которые у современных ПТ составляют 2—5 *пф*. Их изменения можно оценить по графикам,

приведенным на рис. 8 и 9. Изменения емкостей ПТ не велики и учет их обычно не приводит к необходимости затем уменьшать глубину регулировки.

Еще один фактор оказывает влияние на глубину регулировки. Наличие большой около 2—5 *пф* емкости  $C_{з.с}$  обуславливает — особенно на высоких частотах — прямое прохождение сигнала на выход усилителя. Прямое прохождение определяет возможное минимальное значение коэффициента передачи.

В гл. 1 обсуждалось влияние температуры окружающей среды на ток стока и крутизну. Отмечалось, что это влияние зависит от положения рабочей точки. В гл. 2 даны рекомендации для оценки термостабильности каскадов. Материалы этих глав можно использовать для учета влияния температуры окружающей среды на изменение глубины регулировки усиления. Отметим, что при режимных регулировках нецелесообразно применять цепи термостабилизации режима, например цепь автоматического смещения, поскольку они снижают эффективность регулировки.

Рассмотренный способ регулировки усиления за счет изменения крутизны ПТ позволяет обеспечить регулировку усиления каскада на 30—40 *дб*.

**Регулирование выходным сопротивлением ПТ при больших напряжениях на стоке.** Управление выходным сопротивлением ПТ возможно за счет изменения напряжения на затворе, когда рабочая точка не выходит за пределы пологого участка выходных характеристик.

Как видно из рис. 5, наклон характеристик и, следовательно, величина выходного сопротивления зависят от напряжения на затворе. Практически достижимая минимальная величина выходного сопротивления 8—10 *ком*. При увеличении запирающего напряжения на затворе оно возрастает в 10—15 раз. Выходное сопротивление остается линейным до сравнительно больших уровней переменных напряжений на участке сток — исток (несколько единиц вольт).

При работе в области высоких частот сказывается комплексность выходного сопротивления. Его реактивная составляющая в основном определяется емкостью  $C_{з.с}$ , величина которой мало зависит от положения рабочей точки (см. рис. 8, 9). Строго говоря, эта емкость нелинейная, но нелинейность выражена менее сильно, чем

у выходного сопротивления, и с ней обычно не считаются.

Изменение выходного сопротивления ПТ можно использовать для регулировки усиления каскада за счет шунтирования его нагрузки. В этом случае в рабочей точке, соответствующей максимальному усилению, выходное сопротивление регулируемого ПТ должно быть соизмеримо с сопротивлением нагрузки в цепи стока. Для уменьшения усиления рабочую точку следует сдвигать в сторону открытого  $p$ - $n$  перехода.

В случае, когда регулируемый транзистор используется и для обеспечения усиления, существенно, что уменьшение выходного сопротивления сопровождается ростом крутизны. Возрастание крутизны снижает эффективность регулировки, причем поскольку крутизна и выходная проводимость (при работе в квадратичном участке проходной характеристики) меняются при изменении управляющего напряжения на затворе в одинаковой степени, то регулировка усилителя возможна только вне этого участка — при больших токах стока. Глубокая регулировка возможна лишь в том случае, когда можно не считаться с нелинейными искажениями и ростом входной проводимости.

Лучшие результаты можно получить, если в качестве управляемого шунта нагрузки использовать дополнительный транзистор. В этом случае на транзистор, служащий для усиления сигнала, регулирующее напряжение не подают. Его режим стабилизируют, в связи с чем отпадает недостаток, свойственный однотранзисторному каскаду, в котором изменение крутизны противодействует регулировке. Это приводит к тому, что при регулировке селективные свойства двухтранзисторного каскада меняются в меньшей степени, чем у однотранзисторного.

Облегчаются условия обеспечения малых уровней нелинейных искажений, каскад может работать с большими входными сигналами. Режим по постоянному току усилительного транзистора выбирается так же, как в однотранзисторном нерегулируемом каскаде. При оценке нелинейных искажений, возникающих в двухтранзисторном регулируемом каскаде, учитывают нелинейность проходной характеристики усилительного транзистора и выходного сопротивления регулируемого транзистора. С нелинейностью выходного сопротивления усилительно-



го транзистора не считаются — оно всегда существенно больше, чем у регулируемого.

Следует отметить, что поскольку в процессе регулировки усиления полоса пропускания регулируемого каскада меняется, то обычно ее выбирают шире, чем полосы пропускания других каскадов. Практически достижимый диапазон регулировки в рассмотренных каскадах составляет 30—40 дБ.

Если транзистор работает в пологой области выходных характеристик, то, как указано выше, нельзя получить от него малых выходных сопротивлений. Следовательно, применить его как эквивалент переменного резистора в цепи обратной связи нельзя. В делителях напряжения он может использоваться, но только в поперечных их ветвях. Ввести ПТ в продольные ветви не удастся из-за сложности обеспечения режима по постоянному току.

Управление выходным сопротивлением ПТ при напряжении на его стоке, близком к нулю. В таком режиме ПТ (как эквивалент переменного резистора) может быть использован наиболее эффективно. Выходное сопротивление определяется наклоном выходных характеристик (см. рис. 6). При напряжении  $U_3=0$  выходное сопротивление минимально и может быть определено из соотношения

$$R_{с.н} = R_0 = \frac{1}{g_{21\max}},$$

где  $g_{21\max}$  — крутизна ПТ при  $U_3=0$ .

С ростом запирающего напряжения на затворе выходное сопротивление растет. Графики зависимости  $R_{с.н} = \varphi(U_3)$  для нескольких групп транзисторов приведены на рис. 51 [Л. 42]. Величина выходного сопротивления может быть определена аналитически из соотношения (23)

$$R_{с.н} = \frac{\exp(U_3/U_0)}{g_{21\max}(1 - 2bU_0)}$$

или при

$$U_3 \leq 0,25U_0 \quad R_{с.н} = R_0 \frac{1 + U_3/U_0}{1 - 2bU_0}.$$

Изменяя напряжение  $U_{03}$ , сопротивление  $R_{с.н}$  можно менять примерно от 100 ом до 10 ком.

В рассматриваемом режиме управления выходным сопротивлением ПТ на его сток не требуется подавать постоянного напряжения — транзистор эквивалентен

пассивному переменному резистору. Однако в отличие от пассивного резистора выходное сопротивление ПТ линейно в сравнительно небольших пределах изменения амплитуды переменного напряжения  $U_{с.н}$ . Уровень сигнала, при котором с нелинейностью можно не считаться, зависит от величины выходного сопротивления — чем больше выходное сопротивление, тем меньше этот уровень. Так, например, эквивалентное сопротивление 100—500 ом остается практически линейным до напряжений сток — исток примерно в 250 мв, а сопротивление 5—10 ком до напряжений 2—5 мв. Величины сопротивлений, которые удастся использовать в линейном режиме, ограничены единицами килоом.

Значение максимально допустимого сопротивления можно определить, если заданы требования к допустимой величине нелинейных искажений и известна максимально возможная амплитуда сигнала.

Отсутствие необходимости в подаче постоянного напряжения на стоке и возможность обеспечения малых выходных сопротивлений позволяют использовать ПТ как эквивалент переменного резистора в цепи обратной связи каскада, а также в продольных и поперечных ветвях делителей напряжения. В продольных ветвях их применяют редко, поскольку в этом случае для уменьшения коэффициента передачи необходимо увеличивать выходное сопротивление ПТ. Действующее на нем переменное напряжение может вызвать недопустимые нелинейные искажения.

В широкополосных делителях, когда существенны искажения по гармоникам сигнала, можно пользоваться формулой [Л. 42]

$$K_{н.н} = 25 \frac{R_{с.н}}{R_0} \frac{U_{мс}}{U_0}.$$

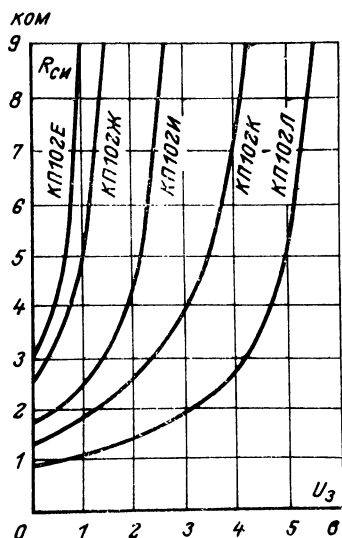


Рис. 51.

Здесь  $K_{н.л}$  — коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике;  $U_{мс}$  — амплитуда сигнала, действующая между стоком и истоком. При работе делителей на высоких частотах следует учитывать выходную емкость ПТ. Влияние ее на коэффициент передачи зависит от места включения ПТ.

**Регулирование выходным сопротивлением ПТ за счет изменения напряжения на стоке.** О характере зависимости выходного сопротивления от напряжения на стоке можно судить по характеристикам, представленным на рис. 5, 6. При малых напряжениях (на крутом участке характеристики) это сопротивление невелико — сотни ом, при напряжениях, соответствующих области насыщения тока стока, сотни килоом. Таким образом, варьируя напряжением стока, можно менять выходное сопротивление на два-три порядка. К недостаткам этого метода следует отнести необходимость обеспечения сравнительно большой мощности по цепи регулирования и то, что в начальной области выходных характеристик невелики уровни переменного напряжения, в пределах которого регулируемое выходное сопротивление можно считать линейным.

**Управление входным сопротивлением ПТ.** Входное сопротивление ПТ зависит от напряжения на затворе в области открытого  $p-n$  перехода. Его можно снижать до сотен ом. Однако тепловой режим транзистора в таких условиях работы не исследован; технические условия, по которым можно судить о его особенностях, отсутствуют. В литературе можно встретить схемы регулирования с использованием этого эффекта.

При рассмотрении свойств ПТ как регулируемого элемента следует отметить, что управляемый полевой транзистор чаще используется как элемент с переменной крутизной или как эквивалент пассивного переменного резистора.

Рассмотрим некоторые схемные реализации регулируемых каскадов. На рис. 52 приведена схема регулируемого каскада с резонансным контуром в цепи стока. Здесь транзистор одновременно выполняет функции регулируемого элемента и усилительного прибора. От использования цепи автоматического смещения пришлось отказаться, так как оно препятствует перемещению рабочей точки транзистора и, следовательно, снижает эффективность регулировки усиления, осуществляемой за

счет изменения режима. Такой каскад может применяться в системах ручной и автоматической регулировки усиления, производимой путем изменения крутизны ПТ или шунтированием контура изменяющимся выходным сопротивлением транзистора. В первом случае сопротивление контура должно быть меньше выходного сопротивления ПТ в точке максимального усиления, во втором —

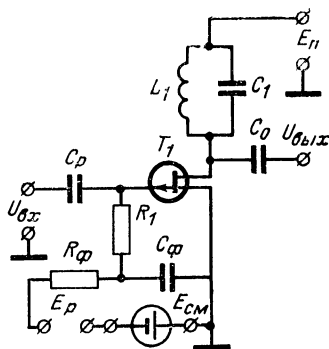


Рис. 52.

соизмеримо с ним. Уменьшение усиления при управлении крутизной происходит при движении рабочей точки в сторону запирающего транзистора. При регулировании за счет шунтирования контура для уменьшения усиления рабочую точку нужно перемещать в область больших токов стока. Исходная рабочая точка — в обоих случаях обычно выбирается в области закрытого  $p-n$  перехода. Изменения крутизны и выходного сопротивления ПТ влияют на коэффициент усиления противоположным образом. В связи с этим при неправильном выборе исходного режима коэффициент усиления под воздействием поданного на затвор напряжения может сначала несколько возрастать и только потом уменьшается.

Регулирование усиления путем изменения выходного сопротивления ПТ влияет на избирательные свойства каскада и стабильность фазовых характеристик, в связи с чем используется редко. Управление крутизной более перспективно.

На приведенном ниже примере можно показать, какие ограничения на глубину регулировки за счет изменения крутизны ПТ накладывают требования к нелинейным искажениям.

Пусть каскад собран на транзисторе КП103Е, э. д. с. источника питания  $E=12$  в, максимально возможная амплитуда входного сигнала  $U_{вх}=50$  мв, резонансная частота  $f=500$  кГц, сопротивление контура  $R_{0\phi}=50$  ком. Примем коэффициент нелинейных искажений  $K_{н.и}=0,01$ . Пусть из соображений, связанных с обеспечением стабильности резонансной частоты и полосы пропускания, а также с учетом требований к устойчивости, выбрана исходная рабочая точка с  $U_з=0,4$  в.

Проверим допустимость положения указанной точки с учетом требований к нелинейным искажениям. Используя (81а), найдем ма-

ксимально допустимое отношение производных крутизны

$$\frac{g''_{21}}{g_{21}} = K_{н.п} \frac{16}{3} \frac{1}{U_{м.с}^2 m_c},$$

примем глубину модуляции  $m_c = 0,6$ , тогда

$$\frac{g''_{21}}{g_{21}} = 10^{-2} \frac{16}{3} \frac{1}{0,6 (50 \cdot 10^{-3})^2} = 35,15 \text{ 1/в}^2.$$

На рис. 47 и 50 приведены графики, относящиеся к транзистору КП103Е. Воспользовавшись рис. 47, при  $U_3 = 0,4$  в находим, что в выбранной исходной рабочей точке искажения не превосходят допустимых. Используя рис. 50, находим  $g_{21\max} = 0,35 \text{ ма/в}$ . Максимальный коэффициент передачи

$$K_{\max} = g_{21\max} R_n; \quad K_{\max} = 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3 = 17,5.$$

При нелинейных искажениях  $K_{н.п} < 0,01$  находим  $U_3 = 2$  в, тогда  $g_{21\min} = 0,03 \text{ ма/в}$ . Этому значению крутизны соответствует минимальный коэффициент передачи

$$K_{\min} = g_{21\min} \cdot R_n; \quad K_{\min} = 0,03 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3 = 1,5.$$

Оценим прямое прохождение сигнала на выход через емкость  $C_{з.с.}$ . Выше сказано, что сопротивление контура  $R_{0с} = 50 \text{ ком}$ , примем  $C_{з.с} = 5 \text{ пф}$ .

Коэффициент передачи напряжения от источника с малым внутренним сопротивлением на выход каскада

$$\begin{aligned} |K_{\min 2}| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_{з.с}^2 R_{0с}^2}}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(6,28 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-12})^2}}} = 0,618 \end{aligned}$$

Поскольку  $K_{\min 2} < K_{\min 1}$ , то с прямым прохождением сигнала можно не считаться. Глубина регулировки каскада  $K_{\max}/K_{\min 1} = 11,7$ . Если канал транзистора закрывать полностью, то диапазон изменения коэффициента усиления будет больше  $K_{\max}/K_{\min 2} = 28,3$ .

Практически достижимый диапазон регулирования таких каскадов составляет 30—40 дБ [Л. 1, 2, 3, 13, 22]. Он зависит от типа примененного ПТ, уровня входных сигналов, рабочей частоты и других требований к каскаду.

На рис. 53 приведена схема каскада [Л. 3], в котором транзистор  $T_1$  выполняет функции усилительного прибора, а  $T_2$  — управляющего элемента — переменного шунта нагрузки. Транзистор  $T_1$  — полевой,  $T_2$  — биполярный, в каскаде могли быть использованы только полевые транзисторы. Применение биполярного транзистора позволяет несколько увеличить глубину регулировки, по-

сколько у него меньше величина минимально возможного выходного сопротивления, чем у полевого.

Достоинством описываемого каскада (по сравнению с рассмотренным выше — рис. 52) является то, что напряжение сигнала и управляющее напряжение поданы на разные транзисторы. Кроме того, для транзистора  $T_1$  применено автоматическое смещение.

На рис. 54 представлена схема каскада, в котором усиление регулируется путем изменения глубины отрицательной обратной связи [Л. 1]. Напряжение сигнала  $U_{вх}$  усиливается биполярным транзистором. Полевой транзистор  $T_2$  включен для обеспечения режима по постоянному току и температурной стабильности, транзистор  $T_3$  используется как управляемый элемент цепи обратной связи. Выходное сопротивление  $T_3$  можно определить по формуле (23). Диапазон изменения коэффициента усиления определяется отношениями

$$N = \frac{K_{\max}}{K_{\min}}, \quad N = \frac{1 + g_{21}R_{\partial, \max}}{1 + g_{21}R_{\partial, \min}},$$

где  $R_{\partial, \max}$  и  $R_{\partial, \min}$  — максимальное и минимальное сопротивления участка цепи между эмиттером транзистора  $T_1$  и общей точкой. Зависимость коэффициента усиления каскада от управляющего напряжения линейна в широких пределах. Соотношение, приведенное для расчета диапазона регулировки, не учитывает частотной зависимости выходного сопротивления ПТ. С повышением частоты выходное сопротивление падает и уменьшает действие обратной связи.

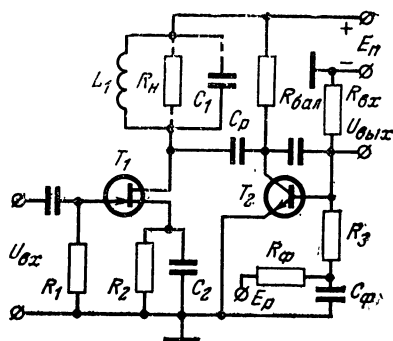


Рис. 53.

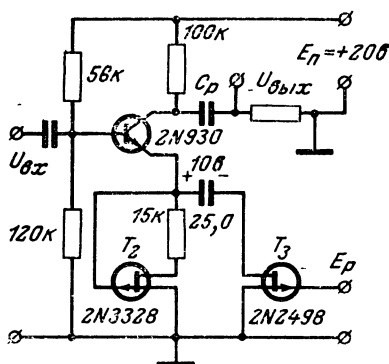


Рис. 54.

На рис. 55 представлены схемы управляемых аттенюаторов (делителей) [Л. 1, 3, 13, 42, 24], в которых ПТ используются как управляемые элементы.

В аттенюаторе, схема которого изображена на рис. 55,а, ПТ работает в режиме, когда постоянное напряжение на сток не подается. Регулируемый транзистор и резистор  $R$  можно поменять местами.

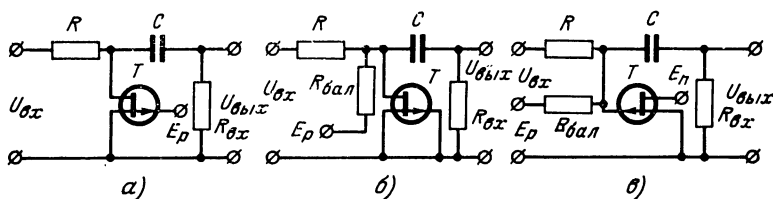


Рис. 55.

Коэффициент передачи делителя (рис. 55,а) без учета входного сопротивления следующего каскада  $R_{вх}$  равен:

$$K_{\Pi} = \frac{R_{с.н}}{R_{с.н} + R}.$$

Диапазон регулирования определяется соотношением

$$N = \frac{R_{с.н.макс} + R}{R_0 + R}.$$

Здесь  $R_{с.н.макс}$  — максимально допустимое значение выходного сопротивления. Величина  $R_{с.н}$  выбирается с учетом требований к допустимому уровню нелинейных искажений.

При расчетах схемы следует учитывать выходную емкость ПТ. Влияние ее на частотную характеристику делителя зависит от места включения ПТ.

На рис. 55,б представлена схема делителя, в котором

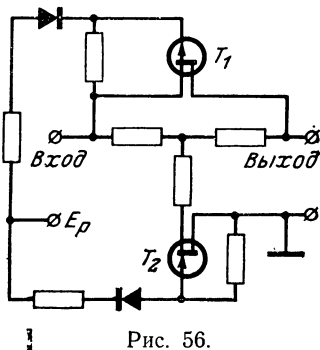


Рис. 56.

регулирующее напряжение подается на сток ПТ. Такой способ управления позволяет получить значительные пределы регулировки коэффициента передачи. Однако использовать широкие изменения напряжения на стоке можно только при сравнительно малых сигналах, поскольку при переходе с пологого участка выходной характеристики на крутой ее участок резко возрастает нелинейность выходного сопротивления. Недостатком является и необходимость в обеспечении по цепи управления сравнительно большого тока — тока стока ПТ.

В аттенюаторе, схема которого представлена на рис. 55,в, в качестве регулируемого используется входное сопротивление ПТ. Здесь помимо напряжения регулирования на сток транзистора подают постоянное напряжение. Транзистор работает в режиме открытого  $p-n$  перехода. Аттенюатор, схема которого представлена на рис. 55,а, предпочтительнее других, поскольку в нем на сток ПТ не требуется подавать напряжение и ПТ потребляет меньшую мощность по цепи управления.

Диапазон регулирования рассмотренных аттенюаторов составляет 30—40 дБ [Л. 44, 13]. Эти аттенюаторы можно включать последовательно для увеличения диапазона регулировки [Л. 13].

На рис. 56 [Л. 25] приведена схема коммутируемого электронного аттенюатора, предназначенного для работы в диапазоне сравнительно низких частот. Для обеспечения надлежащего характера управления коэффициентом передачи необходим управляющий сигнал  $E_p$  двойной полярности.

Транзистор  $T_1$  включен в продольную ветвь аттенюатора;  $T_2$  — в поперечную его ветвь. Транзисторы используются при отсутствии постоянного напряжения на стоке. В режиме максимального коэффициента передачи транзистор  $T_1$  открыт. В этом случае сопротивление канала транзистора  $T_1$  мало. Сигнал поступает на выход с малым ослаблением. Транзистор  $T_2$  в это время закрыт. В режиме ослабления сигнала транзистор  $T_1$  закрыт, а  $T_2$  — открыт. В поперечном плече аттенюатора возможна замена ПТ на биполярный.

Регулирование электронных аттенюаторов сопровождается изменением реактивных составляющих входного и выходного сопротивления транзисторов, поэтому применяют схемы с коррекцией. Примером скорректированного аттенюатора служит усилитель (рис. 57) с согласо-



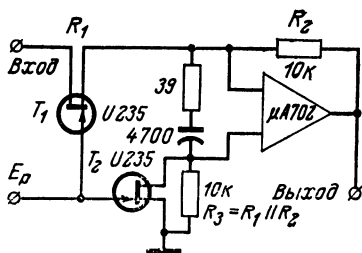


Рис. 57.

ванной парой полевых транзисторов [Л. 26]. Этот усилитель может рассматриваться как активный фильтр с регулируемым коэффициентом передачи. Изменение коэффициента передачи сопровождается коррекцией частотной характеристики. В усилителе применены положи-

тельная и отрицательная обратная связь, глубина которых одновременно изменяется под действием регулирующего напряжения. Коэффициент передачи усилителя определяется глубиной отрицательной обратной связи. Она зависит от соотношения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Функции сопротивления  $R_1$  выполняет регулируемый транзистор  $T_1$ . Положительная частотно-зависимая обратная связь служит для сохранения при регулировании постоянства полосы пропускания. Постоянная времени цепи этой обратной связи регулируется изменением выходного сопротивления транзистора  $T_2$ . Работа аналогичных фильтров и применение в них ПТ в качестве регулируемых элементов рассмотрена в гл. 5. Высокочастотные делители с коррекцией частотных характеристик, так называемые «вариолоссеры», рассмотрены в [Л. 13].

В книге не рассматриваются особенности работы транзистора в режиме «ключа», поэтому отметим лишь перспективность такого их использования.

Полевые транзисторы имеют высокие пробивные напряжения, что позволяет коммутировать ими сигналы высокого уровня. Пониженный уровень шумов и малые остаточные напряжения на открытом ПТ открывают возможности для коммутирования сигналов низких уровней. Кроме того, полевые транзисторы обеспечивают хорошую развязку между источником входного сигнала и цепью управления. Указанные достоинства ПТ способствуют его применению в режиме «ключа» и импульсных переключающих устройствах [Л. 25].

# ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ

### 16. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Как известно, эффект преобразования частоты представляет собой результат электронного перемножения гармонических составляющих спектра принимаемого сигнала с вспомогательным синусоидальным напряжением местного генератора-гетеродина.

Условно различают два типа преобразователей частоты. В преобразователях первого типа полезный эффект обусловлен детектированием на нелинейном элементе суммы напряжений сигнала и гетеродина. Такие ПЧ иногда называют аддитивными.

В преобразователях второго типа полезный эффект получается благодаря непосредственному перемножению указанных напряжений. Такие ПЧ иногда называют мультипликативными. Примерами таких ПЧ могут служить двухсеточные преобразователи на многосеточных лампах.

Как будет показано ниже, на полупроводниковых приборах с полевым эффектом реализуются оба типа ПЧ, отличающихся как по схемотехническому исполнению, так и по своим техническим характеристикам.

Основные требования, предъявляемые к ПЧ, следующие:

1. На выходе количество побочных (паразитных) продуктов преобразования должно быть малым, а их амплитуда должна быть значительно меньше, чем амплитуда полезно используемых колебаний. В частности, преобразователь должен в случае необходимости обеспечивать существенное подавление колебаний несущей частоты или колебаний гетеродина (или тех и других вместе).

2. Преобразователь должен быть устойчив в широком смысле, т. е. не только в отношении степени удаленности от самовозбуждения, но и стабильности его параметров при воздействии различных дестабилизирующих факторов, таких как изменение температуры окружающей среды, изменение режима работы, технологический разброс параметров активного элемента и т. п.

3. Преобразователь должен иметь возможно меньший коэффициент шума. Выполнение этого требования особенно важно при отсутствии в приемнике усилителя радиочастоты.

В последнее время в связи с развитием специальных методов радиоприема и микроэлектроники возникла необходимость в широкополосных ПЧ.

Наличие квадратичного участка проходной вольт-амперной характеристики, малый уровень шума, а также высокое входное сопротивление делают перспективным использование полевых транзисторов в преобразователях частоты [Л. 56—59].

## 17. АДДИТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ОТДЕЛЬНЫМ ГЕТЕРОДИНОМ

Схемы аддитивных преобразователей на ПТ являются наиболее распространенными и по своей практической реализации в большой степени аналогичными ПЧ на ламповых триодах или биполярных транзисторах. Они выполняются как со смещенным гетеродином [Л. 3], так и с отдельным гетеродином.

Ниже будут рассмотрены только ПЧ с отдельным гетеродином, как обладающие лучшими характеристиками.

Такие преобразователи могут выполняться либо по простой схеме (с использованием одного ПТ), либо по балансной схеме.

**Простой однотранзисторный ПЧ.** Принципиальная схема простого ПЧ изображена на рис. 58. Преобразо-

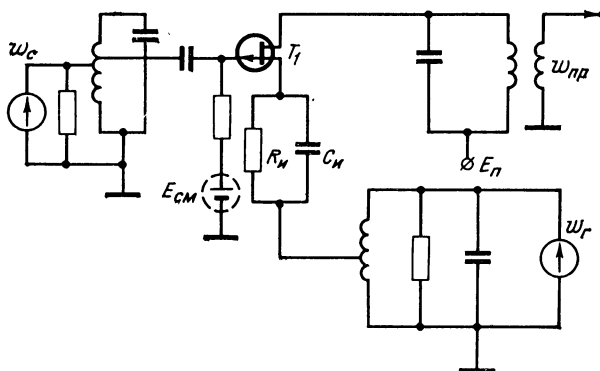


Рис. 58.

ватель частоты имеет внешний источник смещения  $E_{см}$  и цепь автоматического смещения  $C_{и}-R_{и}$ , стабилизирующую режим работы ПЧ (внешний источник смещения показан на рис. 58 пунктиром, поскольку он может и отсутствовать). Источник сигнала и гетеродин включены в цепи разных электродов ПТ с целью уменьшения связи между сигнальным и гетеродинным контурами. Предполагается, что контуры, настроенные с учетом входных и выходных емкостей, обладают чисто активным сопротивлением на резонансной частоте.

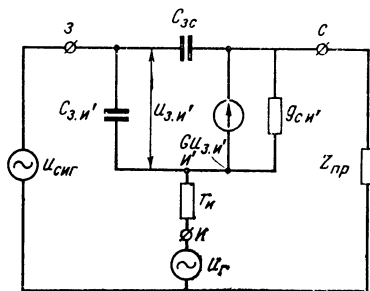


Рис. 59.

С учетом эквивалентной схемы ПТ, описанной в гл. 1 (рис. 3), схема замещения ПЧ на высоких частотах представлена на рис. 59. Здесь параметры эквивалентной схемы  $G$  и  $g_{с.и}'$  имеют существенно выраженные нелинейные зависимости, а параметры  $C_{з.и}'$  и  $C_{з.с}$  слабо выраженные зависимости от токов и напряжений в схеме (см. гл. 1);  $U_{сиг}$  и  $U_{г}$  — напряжения источников сигнала и гетеродина, пересчитанные непосредственно ко входу ПТ (с учетом величины входных проводимостей ПТ для напряжений сигнала и гетеродина).

Расчет ПЧ включает в себя определение  $Y$ -параметров ПТ в режиме преобразования частоты, выбор режима ПЧ для получения достаточного эффекта преобразования при допустимых искажениях сигнала и коэффициенте шума  $F_{п}$ . Здесь под термином «выбор режима ПЧ» следует понимать выбор как режима по постоянному току, так и амплитуды гетеродина.

Сначала определим эффект преобразования, который характеризуется крутизной преобразования  $S_{п}$ .

Как указано в § 2, схема, изображенная на рис. 3, справедлива до частот генерации ПТ, а граничная частота по крутизне в несколько раз превышает эту частоту. В связи с этим, если ограничиться диапазоном частот, где

$$\left. \begin{aligned} [\omega_c C_{з.и}', r_{и}]^2 &\ll 1; \\ [\omega_{г} C_{з.и}', r_{и}]^2 &\ll 1, \end{aligned} \right\} \quad (88)$$

то можно считать крутизну частотно-независимой и для расчетов  $S_{\Pi}$  использовать статическую проходную вольт-амперную характеристику \*.

При этом целесообразно различать два режима работы ПЧ: без отсечки выходного тока и с отсечкой. Для удобства последующих расчетов целесообразно ввести нормирование напряжений по величине напряжения отсечки  $U_0$ .

Если транзистор работает без отсечки выходного тока (рис. 60), то режим работы ПЧ следует выбирать

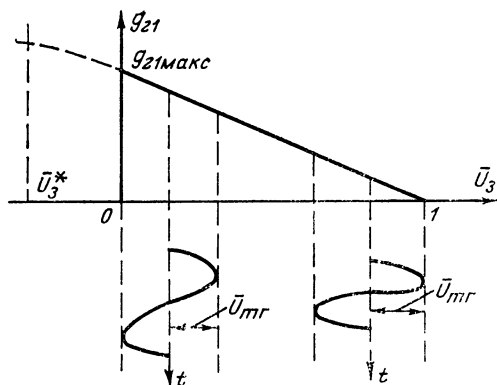


Рис. 60.

таким образом, чтобы нормированная амплитуда гетеродина  $\bar{U}_{mг}$  удовлетворяла условиям

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{mг} = (U_{mг}/U_0) = \bar{U}_3 & \text{ при } 0 \leq \bar{U}_3 < 0,5; \\ \bar{U}_{mг} = 1 - \bar{U}_3 & \text{ при } 0,5 \leq \bar{U}_3 < 1. \end{aligned} \right\} \quad (89)$$

Как правило, при проведении инженерных расчетов крутизны  $S_{\Pi}$  проходную характеристику ПТ можно считать квадратичной и использовать аппроксимирующее выражение (21), при этом  $g_{21} = g_{21\max}(1 - \bar{U}_3)$ . Для такой аппроксимации, используя метод двух ординат, несложно рассчитать зависимость  $S_{\Pi} = f(U_3)$ . Крутизна преобразования  $S_{\Pi}$ , как известно [Л. 11], определяется половиной амплитуды первой гармоники  $S_{m1}$  в разложении временной зависимости малосигнальной крутизны от на-

\* Рекомендации по учету влияния частотных свойств ПТ см. в приложении.

пряжения гетеродина. Результаты такого расчета приведены на рис. 61. Поведение реальных зависимостей  $g_{21} = \varphi(U_3)$ , как было указано в гл. 1, имеет некоторые отличия по сравнению с идеальными, линейными зависимостями. Функцию  $S_{\Pi} = f(\bar{U}_3)$  по реальной характеристике можно рассчитать методом трех или пяти ординат при графическом задании характеристики (см. [Л. 8]) или, если характеристика задана аналитически, по методике, изложенной в приложении. Пример такой зависимости, усредненной для нескольких ПТ типа КП103,

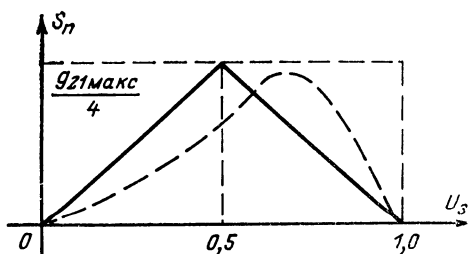


Рис. 61.

представлен на рис. 61 (пунктир). Из рассмотрения приведенных на рис. 61 кривых нетрудно сделать вывод о том, что при работе ПТ без отсечки наибольшая величина  $S_{\Pi}$  достигается при  $\bar{U}_3 = 0,5 \div 0,6$  и  $\bar{U}_{mг} = 0,5 \div 0,4$ . При изменении  $\bar{U}_{mг}$  происходит пропорциональное изменение  $S_{\Pi}$ .

Следует заметить, что для повышения крутизны преобразования следовало бы использовать весь диапазон изменения  $g_{21}$  (рис. 60), т. е. выбирать режим работы ПТ из условия

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{mг} &= 0,5 (\bar{U}_3 + \bar{U}_3^*) \text{ при } 0 < \bar{U}_3 < 0,5 (\bar{U}_3 - \bar{U}_3^*); \\ \bar{U}_{mг} &= 1 - \bar{U}_3 \text{ при } 0,5 (\bar{U}_3 - \bar{U}_3^*) < \bar{U}_3 < 1. \end{aligned} \right\} \quad (90)$$

Поскольку величина  $U_3^* = (0,25 \div 0,3 \text{ в})$ , то, с одной стороны, такой режим работы полезен для повышения  $S_{\Pi}$ , особенно при небольших  $U_0$ , но, с другой стороны, увеличение амплитуды гетеродина (например, при перестройке по диапазону) может привести к резкому возрастанию входной проводимости. Этого позволяет избежать введение цепи автосмещения. Однако, как показано в [Л. 31], цепь автосмещения в ПТ приводит к увеличению искажений. Следовательно, режим работы ПЧ, вытекающий из условий (90), не всегда целесообразен.

Если транзистор работает с отсечкой выходного тока (рис. 62), то режим работы ПЧ следует выбирать таким

образом, чтобы полностью использовать характеристику крутизны, т. е.

$$\bar{U}_{m\Gamma} = \bar{U}_3. \quad (91)$$

Для проведения инженерных расчетов можно принять кусочно-линейную аппроксимацию крутизны  $g_{21}$ . Тогда в соответствии с [Л. 11]  $S_{\Pi} = 0,5 g_{21\max} \alpha_1(\theta)$ .

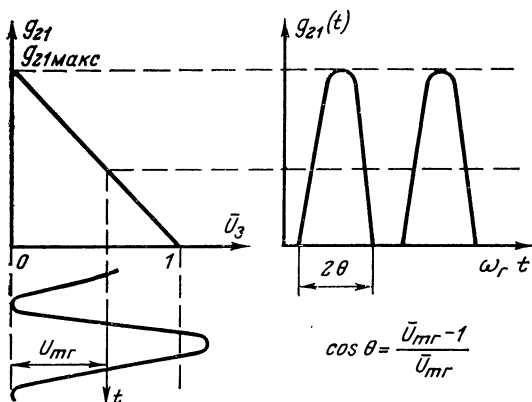


Рис. 62.

На рис. 63 изображены графики зависимости коэффициентов разложения  $\alpha_0(\theta)$ ,  $\alpha_1(\theta)$ ,  $\alpha_2(\theta)$  и  $\alpha_3(\theta)$  от угла

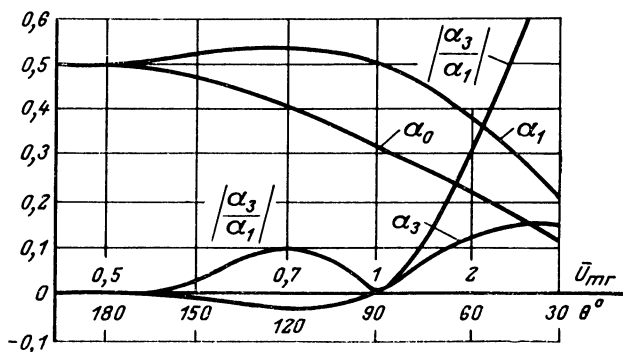


Рис. 63.

отсечки  $\theta$ . Каждому значению  $\theta$  можно согласно выражению

$$\cos \theta = (\bar{U}_{m\Gamma} - 1) / \bar{U}_{m\Gamma}$$

привести в соответствие определенное значение нормированной амплитуды гетеродина. Нетрудно видеть, что максимальное значение  $S_{\Pi}=0,27 g_{2\text{макс}}$  при  $\theta=120^\circ$ , что соответствует  $\bar{U}_3=\bar{U}_{\text{мг}}=0,7$ . Этот максимум не критичен, что позволяет получить стабильный коэффициент передачи ПЧ при допустимой нестабильности амплитуды гетеродина.

Таким образом, расчет крутизны преобразования ПЧ на ПТ аналогичен расчету лампового ПЧ. Выбор  $\bar{U}_3=\bar{U}_{\text{мг}}=0,7$  позволяет получить наибольшее значение  $S_{\Pi}$ , обладающее высокой стабильностью при допустимых изменениях амплитуды гетеродина.

Процесс преобразования частоты сопровождается искажениями сигнала \*, в частности в однострансном ПЧ образуются комбинационные частоты вида

$$k_1\omega_{\Gamma}\pm k_1\omega_c, k_1\omega_{\Gamma}\pm k_2\omega_c, k_2\omega_{\Gamma}\pm k_1\omega_c, \\ k_2\omega_{\Gamma}\pm k_2\omega_c, \text{ где } k_1=1, 3, 5 \dots, k_2=0, 2, 4 \dots$$

и появляются перекрестные искажения, которые являются наиболее опасным видом искажений [Л. 17]. Этот вид искажений количественно характеризуется коэффициентом перекрестных искажений  $K_{\Pi.и.}$

При расчете искажений необходимо пользоваться более точной аппроксимацией проходной вольт-амперной характеристики, нежели та, которая использовалась для определения крутизны преобразования.

При этих расчетах проходную характеристику ПТ в окрестности рабочей точки  $I_{0c}$  удобно представить в явной форме — в виде полинома  $n$ -степени:

$$I_c = I_{0c} + S_0 u_{вх} + \frac{S'}{2!} u_{вх}^2 + \frac{S''}{3!} u_{вх}^3 + \frac{S'''}{4!} u_{вх}^4 + \dots, \quad (92)$$

где коэффициенты  $S_0, S', S'', S'''$  зависят от положения рабочей точки;  $u_{вх}$  — мгновенное значение входного сигнала.

Запись (92) позволяет рассчитывать искажения по известной методике [Л. 9, 17]; например, коэффициент  $K_{\Pi.и.}$  в режиме преобразования частоты при работе ПТ без отсечки тока определяется выражением

$$K_{\Pi.и.} = \frac{S'''}{2S' [1 + 0,125U_{\text{мг}}^2 (S'''/S')]} \frac{m_{\Pi}}{m_c} U_{\text{мп}}^2 \approx \\ \approx 0,5 (S'''/S') (m_{\Pi}/m_c) U_{\text{мп}}^2, \quad (93)$$

---

\* Под искажениями сигнала в режиме преобразования условимся в дальнейшем понимать модуляционные искажения, перекрестные искажения (или перекрестную модуляцию), комбинационные искажения (появление токов комбинационных частот) и подобные им нелинейные явления, возникающие в процессе преобразования частоты сигнала.



где  $U_{мп}$  и  $m_{п}$  — соответственно амплитуда напряжения и коэффициент модуляции АМ-помехи;  $m_c$  — коэффициент модуляции АМ-сигнала. Подчеркнем, что выражение (93) справедливо при  $U_{мп} \ll U_{мг}$ .

Для определения режима работы ПЧ с целью получения минимального значения  $K_{п.и}$  целесообразно обратиться к результатам экспериментального исследования при работе одностранзисторного ПЧ в двух режимах: без отсечки выходного тока и с его отсечкой.

На рис. 64 приведена экспериментальная зависимость  $K_{п.и} = f(\bar{U}_3)$  (сплошная линия) при выполнении условия (89), т. е. в режиме без отсечки выходного тока. В процессе эксперимента амплитуда помехи  $U_{мп}$  поддерживалась постоянной. Как следует из этой зависимости, минимальное значение  $K_{п.и}$  соответствует  $U_3 \approx 0,5 U_0$ , т. е. приблизительно середине линейного участка характеристики  $g_{21} = \varphi(\bar{U}_3)$  (см. рис. 60). Резкое увеличение  $K_{п.и}$  на краях рабочего участка вызвано тем, что при этом в соответствии с (89) амплитуда гетеродина уменьшается и приближается к амплитуде помехи  $U_{мп}$ , величина которой при эксперименте поддерживалась постоянной. Таким образом, только в центральной части рабочего участка выполняется неравенство  $U_{мп} \ll U_{мг}$  и расчет  $K_{п.и}$  можно вести по формуле (93), используя дифференциальные параметры  $S'$  и  $S'''$ , вычисление которых проведено в приложении. В литературе часто приводят другую характеристику  $U_{мп} = f(U_3)$  при  $K_{п.и} = \text{const}$  [Л. 56, 59], при этом в каждой точке выполняется неравенство  $U_{мп} \ll U_{мг}$  при  $U_{мг} = \text{const}$ .

Для ориентировочного расчета  $K_{п.и}$  в оптимальной рабочей точке, где  $U_3 \approx 0,5 U_0$ , можно пользоваться приближенным соотношением \*

$$K_{п.и} = 2 (\bar{S}''' / \bar{S}') (m_{п} / m_c) \bar{U}_{мп}^2,$$

где  $\bar{S}'$  и  $\bar{S}'''$  определяются либо по формулам (П-15), либо по графикам, приводимым в приложении, приняв  $n=2$ .

На рис. 64 приведена экспериментальная зависимость  $K_{п.и} = f(\bar{U}_3)$  (пунктир) при выполнении условия (91), т. е. в режиме с отсечкой тока. Здесь отчетливо видны два минимальных значения  $K_{п.и}$ : первое — при  $\bar{U}_3 = \bar{U}_{мг} \approx 0,5$  и второе, которое существенно больше первого, при  $\bar{U}_3 = \bar{U}_{мг} \approx 1,05$ . Физически существование пер-

\* Подробный вывод этого соотношения, имеющего обозначение (П-18), см. в приложении.

вого минимума очевидно: он соответствует рассмотренному выше оптимальному режиму при работе ПЧ без отсечки. Наличие второго минимума можно объяснить следующим образом: при работе ПТ с отсечкой  $K_{\text{ПЧ}}$  пропорционален отношению  $\alpha_3(\theta)/\alpha_1(\theta)$ , которое принимает второе нулевое значение (рис. 63) при  $\theta=90^\circ$ , т. е. при  $\bar{U}_3=\bar{U}_{\text{мг}}=1$ ; отличие реальной проходной вольт-амперной характеристики от идеализированной приводит к тому, что в этом режиме имеет место не нулевое, а некоторое минимальное значение.

Итак, оптимальный режим работы ПЧ на ПТ, при котором получается наибольшее значение  $S_{\text{П}}$  при минимальных перекрестных искажениях, соответствует  $\bar{U}_3=\bar{U}_{\text{мг}}\approx 0,5$  (работа без отсечки).

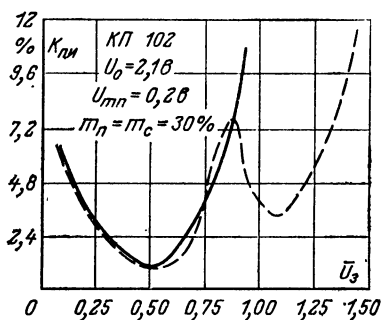


Рис. 64.

Продолжим определение  $Y$ -параметров ПТ в режиме преобразования частоты. Найдем входную и выходную проводимости. Не будем при этом учитывать режимные зависимости  $C_{3,н}$  и  $C_{3,с}$ , поскольку они слабо выражены (см. гл. 1). Это позволяет пренебречь эффектом обратного преобразования частоты, обусловленным нелинейностью указанных емкостей. Тогда, используя схему рис. 59, получаем выражение для входной проводимости ПТ на частоте  $\omega_c$  в режиме преобразования:

$$Y_{11\text{П}} = \frac{j\omega_c C_{3,н'0}}{(1 + G_0 r_{\text{П}}) + j\omega_c C_{3,н'0} r_{\text{П}}} + j\omega_c C_{3,с0}$$

или с учетом очевидных допущений  $Gr_{\text{П}} \ll 1$  и принятого выше (88)

$$Y_{11\text{П}} = g_{11\text{П}} + jb_{11\text{П}},$$

где

$$g_{11\text{П}} = (\omega_c C_{3,н'0})^2 r_{\text{П}}; \quad b_{11\text{П}} = \omega_c (C_{3,с0} + C_{3,н'0}); \quad (94)$$

$C_{3,н'0}$ ,  $C_{3,с0}$  и  $G_0$  — значения соответствующих параметров, усредненных за период гетеродинного напряжения. При работе ПТ без отсечки тока они приблизительно равны значениям в выбранной рабочей точке.

Полученные выше соотношения справедливы до тех пор, пока амплитуда гетеродина такова, что не вызывает появления тока затвора, резко увеличивающего входную проводимость.

Таким образом, при сделанных допущениях выражение для входной проводимости в режиме преобразования имеет тот же вид, что и для режима усиления (10).

Определим выходную проводимость ПТ в режиме преобразования на частоте  $\omega_{\text{пр}}$ :

$$Y_{22\text{п}} = g_{22\text{п}} + jb_{22\text{п}},$$

где  $g_{22\text{п}}$  — среднее значение выходной проводимости  $g_{22}$  за период гетеродинного напряжения;  $b_{22\text{п}} = \omega_{\text{пр}} C_{3.с0}$ .

Используя выражение (25), нетрудно получить:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для режима ПЧ с } \theta = 180^\circ \\ g_{22\text{п}} = g_{22} = g_{22\text{макс}} (1 - \bar{U}_{03}); \\ \text{для режима ПЧ с } \theta < 180^\circ \quad g_{22\text{п}} = g_{22\text{макс}} \alpha_0(\theta), \end{array} \right\} \quad (95)$$

где  $g_{22}$  — малосигнальное значение выходной проводимости в рабочей точке ПЧ; значения коэффициента  $\alpha_0(\theta)$  показаны на рис. 63.

Рассмотрение выражений (94) и (95) позволяет сделать вывод о том, что в режиме работы ПЧ с отсечкой значения проводимостей  $g_{11\text{п}}$  и  $g_{22\text{п}}$  падают с уменьшением  $\theta$ .

Коэффициент усиления по мощности в режиме полного согласования (согласования по входу и выходу)

$$K_{\text{м}} = \frac{P_{\text{вых.п}}}{P_{\text{вх.п}}} = K_{\text{п}}^2 \frac{g_{22\text{п}}}{g_{11\text{п}}} = \frac{1}{16} \frac{g_{21\text{макс}}^2}{g_{22\text{макс}} g_{11\text{п}}} \frac{[\alpha_1(\theta)]^2}{\alpha_0(\theta)},$$

где коэффициент передачи по напряжению в режиме полного согласования

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{\text{пр}}}{U_{\text{с}}} = \frac{1}{2} \frac{S_{\text{п}}}{g_{22\text{п}}}.$$

Наибольшая величина  $K_{\text{м}}$  достигается при  $\theta = 90^\circ$  (при этом отношение  $[\alpha_1(\theta)]^2/\alpha_0(\theta) = 0,8$ ) и определяется соотношением

$$K_{\text{м.макс}} = 0,05 \frac{g_{21\text{макс}}^2}{g_{22\text{макс}} g_{11\text{п}}}.$$

Как указывалось выше, эффектом обратного преобразования частоты, который обуславливает появление на входе ПЧ дополнительной составляющей тока с частотой  $\omega_{\text{с}}$ , в первом приближении можно пренебречь. Действительно, если источник сигнала и гетеродин вклю-

чены так, как показано на рис. 59, то основные пути возникновения дополнительной составляющей входного тока с частотой  $\omega_c$  таковы:

во-первых, преобразование суммы напряжений  $u_r$  и  $u_{пр}$  на нелинейной проводимости  $g_{с.н.}$  (рис. 59), в результате чего на сопротивлении  $r_n$  выделяется напряжение с частотой  $\omega_c$ , которое и обуславливает появление на входных зажимах ПТ (через емкость  $C_{з.н.}$ ) составляющей тока с частотой  $\omega_c$ ;

во-вторых, часть выходного напряжения  $u_{пр}$  (с частотой  $\omega_{пр}$ ) выделяется на сопротивлении  $r_n$  (рис. 59) и, суммируясь с напряжением  $u_r$ , преобразуется на нелинейной емкости  $C_{з.н.}$ .

Следует подчеркнуть, что при указанном включении источника сигнала и гетеродина емкость  $C_{з.с}$  в обратном преобразовании не участвует.

Поскольку величина  $r_n$  достаточно мала, а нелинейность  $C_{з.н.}$  слабо выражена, то рассмотренные дополнительные составляющие входного тока с частотой  $\omega_c$  также малы, эффектом обратного преобразования в первом приближении можно пренебречь, вследствие чего можно считать  $Y_{12п}=0$ . В связи с этим потеря устойчивости в ПЧ может произойти только в случае достаточно близких  $\omega_c$  и  $\omega_{пр}$  (т. е. в длинноволновом и средневолновом диапазоне). Механизм возникновения самовозбуждения при этом такой же, как и в УПЧ (см. гл. 3); поэтому для повышения устойчивости необходимо выбирать режим ПЧ таким, чтобы отношение  $S_n/C_{з.с}$  было возможно большим. Величина  $S_n$  определяется выбором оптимального режима преобразования. Величина  $C_{з.с}$  зависит в основном от  $U_c$  (см. гл. 1), поэтому для уменьшения  $C_{з.с}$  необходимо в разумных пределах увеличивать постоянное напряжение на стоке.

Определим теперь входную  $Y_{вх.п}$  и выходную  $Y_{вых.п}$  проводимости преобразователя частоты на ПТ.

Входная проводимость определяется по формуле

$$Y_{вх.п} = Y_{11п} - \frac{Y_{12п}Y_{21п}}{Y_{22п} + Y_{н.п}} - \frac{Y_{12п}Y_{21}}{Y_{22} + Y_n},$$

где второй член учитывает эффект обратного преобразования частоты, а третий член — то обстоятельство, что выходной контур для частоты  $\omega_c \gg \omega_{пр}$  представляет собой емкостную проводимость  $Y_n = j\omega_c C_n$ ;  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  — соответствующие проводимости ПЧ на частоте  $\omega_c$ .

Поскольку выше было принято  $Y_{12п}=0$ , то

$$Y_{вх.п} = Y_{11п} - (Y_{12}Y_{21})/(Y_{22} + Y_n).$$

Подставив в это соотношение выражение для  $Y$ -параметров (10) и проделав несложные преобразования, получим:

$$Y_{вх.п} = Y_{11п} + |\Delta g_{11} + j\omega_c(\Delta C_{11})|,$$

где

$$\Delta g_{11} = B (\omega_c \tau)^2 / [1 + (\omega_c \tau)^2];$$

$$B = g_{21} C_{12} / (C_{22} + C_n); \tau = (C_{22} + C_n) / g_{22}, C_{12} = C_{22} = C_{3.c0}.$$

Практически всегда выполняется неравенство  $(\omega_c \tau)^2 \gg 1$  и приращение активной составляющей входной проводимости  $\Delta g_{11}$  максимально. Оно составляет  $\Delta g_{11 \max} = g_{21} C_{12} / (C_{22} + C_n)$ . Этот эффект приводит к существенному возрастанию входной проводимости ПЧ. Для снижения его влияния целесообразно использовать в качестве ПЧ каскодную схему, например схему ОИ — ОБ, обладающую весьма малой проходной емкостью. Выходная проводимость определяется согласно формуле

$$Y_{\text{вых. п}} = Y_{22\text{п}} - \frac{Y_{12\text{п}} Y_{21\text{п}}}{Y_{11\text{п}} + Y_{\Gamma. \text{п}}} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} + Y_{\Gamma}},$$

где второй член учитывает эффект обратного преобразования частоты, а третий член — то, что входной контур для частоты  $\omega_{\text{пр}} \ll \omega_c$  представляет собой индуктивную проводимость;

$$Y_{\Gamma} = \frac{1}{j\omega_{\text{пр}} L_c}$$

$Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{11}$  — соответствующие проводимости ПЧ на частоте  $\omega_{\text{пр}}$ . В предположении  $Y_{12\text{п}} = 0$  получим:

$$Y_{\text{вых. п}} = Y_{22\text{п}} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} + Y_{\Gamma}}.$$

Проводя рассмотрение аналогично тому, как это было сделано для  $Y_{\text{вх. п}}$ , в предположении  $Y_{11} \ll Y_{\Gamma}$  и  $G_{0\Gamma} \ll 1$  несложно привести выражение для  $Y_{\text{вых. п}}$  к виду

$$Y_{\text{вых. п}} = Y_{22\text{п}} + \Delta g_{22} + j\omega_{\text{пр}} (\Delta C_{22}),$$

где

$$\Delta g_{22} = -\omega_{\text{пр}}^2 g_{21} L_c C_{3.c0};$$

$$\Delta C_{22} = \omega_{\text{пр}}^2 L_c C_{3.c0}^2.$$

Отметим, что внешние ОС также существенным образом влияют на величину рассмотренных проводимостей. По аналогии с ламповым ПЧ [Л. 9, 11] нетрудно, например, показать, что последовательное включение индуктивности  $L_{\Gamma}$  в цепь истока ПТ приводит к увеличению активной составляющей входной проводимости ПЧ на величину  $\Delta g_{11} = \omega_c^2 g_{210} C_{3.и.0} L_{\Gamma}$ . Такое влияние в схеме реального ПЧ на ПТ (рис. 58) оказывает выходное сопротивление гетеродина, которое на частоте  $\omega_c$  имеет индуктивный характер, если  $\omega_{\Gamma} > \omega_c$ .

Коэффициент шума ПЧ в области белого шума, в пренебрежении шумами гетеродина и без учета шума по зеркальному каналу может быть рассчитан по формуле, аналогичной (83):

$$F_{\Pi} = 1 + g'_{\kappa}/G'_c + g_{1\Pi}/G'_c + \\ + R_{\Pi\Pi}(G'_c + g'_{\kappa} + g_{1\Pi})^2/G'_c, \quad (96)$$

где  $G'_c$  и  $g'_{\kappa}$  — проводимость источника сигнала и проводимость потерь сигнального контура, пересчитанные ко входу ПТ,

$$R_{\Pi\Pi} = \frac{2}{3} g_{210}/(S_{\Pi})^2 = 4R_{\Pi.Y} \frac{\alpha_0(\theta)}{[\alpha_1(\theta)]^2} \quad (97)$$

— шумовое сопротивление ПТ в режиме преобразования [Л. 60];  $g_{210}$  — среднее значение крутизны (за период гетеродинного напряжения).

При работе ПТ в режиме преобразования частоты без отсечки выходного тока ( $\theta = 180^\circ$ ) и выборе напряжения  $\bar{U}_3 = \bar{U}_{\text{нгр}} = 0,5$ , соответствующего минимальным перекрестным искажениям сигнала, получим:

$$R_{\Pi\Pi} = 8R_{\Pi.Y},$$

где  $R_{\Pi.Y} = 2/3g_{21\text{макс}}$  соответствует шумовому сопротивлению в усилительном режиме при  $I_c = I_{c.\text{нас}}$ , т. е. когда  $g_{21} = g_{21\text{макс}}$ .

При работе ПТ в режиме преобразования частоты с отсечкой выходного тока ( $\theta < 180^\circ$ ) минимальная величина  $R_{\Pi\Pi}$  соответствует  $\theta = 90^\circ$  и определяется выражением

$$R_{\Pi\Pi} = 5R_{\Pi.Y}.$$

Таким образом, этот режим предпочтителен для получения лучших шумовых свойств ПЧ на ПТ.

Отметим, что расчеты  $F_{\Pi}$ ,  $F_{\Pi.\text{мин}}$  и т. п. можно производить по соответствующим формулам, приведенным в гл. 3 для режима усиления, только заменив в них  $G'_r$  на  $G'_c$ ,  $G_r$  на  $G_c$  и  $R_{\Pi.Y}$  на  $R_{\Pi\Pi}$ .

Расчеты показывают, что в оптимальном режиме  $F_{\Pi} \approx \approx 2F_y$ .

Для уточнения расчета  $F_n$  нужно учесть также изменение входной проводимости ПЧ за счет внешних и внутренних обратных связей. Так поступают при расчете ламповых каскадов [Л. 9—11], при этом обратные связи учитывают введением дополнительных составляющих входной проводимости, которым приписываются свои шумовые температуры, устанавливаемые опытным путем. Для ПТ, насколько нам известно, таких экспериментов не проводилось. Пока можно говорить только о качественной стороне дела. Здесь, видимо, как и в ламповых преобразователях, увеличение входной проводимости под действием этих факторов приведет к увеличению значения  $F_n$ . Отметим, что в литературе не существует единой точки зрения на целесообразность учета обратных связей при определении шумовых параметров транзисторных каскадов. В то же время некоторые авторы предлагают использовать в ПЧ обратные связи [Л. 60] для улучшения шумовых свойств схем.

Отметим особенности выбора типа транзистора и режима работы однотранзисторного ПЧ на ПТ. Транзистор должен обладать возможно большей величиной отношения  $g_{21\text{макс}}/U_0$  (при этом достигается наибольшее значение  $S_n$  и наименьшая величина  $R_{ш.п.}$ ) и малым значением  $r_n$  (для уменьшения искажений). При выборе режима ПЧ следует руководствоваться следующими соображениями:

если требуется обеспечить коэффициент усиления при минимальных перекрестных искажениях и не предъявляются особые требования к величине коэффициента шума  $F_n$ , то оптимальным будет режим  $U_3 = U_{mг} = 0,5U_0$ ;

если требуется обеспечить достаточный коэффициент усиления по мощности  $K_m$  при полном согласовании ПЧ и получить минимальную величину коэффициента шума, то оптимальным следует считать режим  $U_3 = U_{mг} = U_0$ , соответствующий  $\theta = 90^\circ$ .

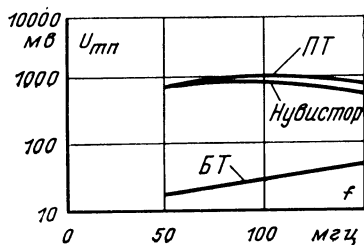


Рис. 65.

Представляет интерес сравнение динамического диапазона каскадов на полевых и биполярных транзисторах. Очень часто в литературе отмечается, что ПТ с  $p-n$  переходом как активный нелинейный элемент (НЭ) выгодно отличают хорошие динамические характеристики, в частности, по перекрестной модуляции [Л. 56—58]. На рис. 65 представлены зависимости интенсивности поме-

хи  $U_{\text{мг}}$ , вызывающей 1%-ную перекрестную модуляцию от частоты для некоторых типов активных НЭ: нувистора, биполярного транзистора (БТ) и ПТ с  $p$ - $n$  переходом [Л. 56]. Как видно, нелинейные свойства ПТ соответствуют нувистору и значительно лучше нелинейных свойств БТ. Однако такое сравнение проводится без учета величины коэффициента передачи по напряжению  $K_{\text{п}}$  (или по мощности для диапазона высоких частот) в конкретной схеме.

Представляет интерес сравнить величину динамического диапазона преобразователей частоты на ПТ и БТ при одинаковых коэффициентах передачи по напряжению  $K_{\text{п}}$  (или по мощности для диапазона высоких частот). Уравняем  $K_{\text{п}}$  (или крутизну преобразования  $S_{\text{п}}$ ) двух ПЧ: на БТ и ПТ, для чего в ПЧ на БТ, обладающем заведомо большей крутизной, введем отрицательную обратную связь, например, посредством последовательного включения резистора в цепь эмиттера БТ. При этом проходная характеристика линеаризуется и, как показывают экспериментальные исследования, проведенные на отечественных ПТ и БТ динамические диапазоны обеих схем ПЧ (при одинаковых величинах  $U_{\text{мг}}$  и  $S_{\text{п}}$ ) получаются практически одинаковыми, по крайней мере в том диапазоне частот, где транзисторы можно считать безынерционными.

Можно отметить увеличение динамического диапазона ПЧ на ПТ в двух случаях:

при использовании ПТ с  $p$ - $n$  переходом с большим значением малосигнальной крутизны  $g_{21}$  и малым значением  $r_{\text{и}}$ ; например мощных ПТ [Л. 32];

при использовании вместо рассмотренных транзисторов с  $p$ - $n$  переходом ПТ с изолированным затвором, обладающих лучшей квадратичностью проходной характеристики [Л. 67].

**Балансные преобразователи частоты.** Здесь будут рассмотрены более сложные (балансные) преобразователи, позволяющие существенно улучшить спектральный состав выходного тока (или выходного напряжения).

Балансные ПЧ можно представить как соединение специальным образом нескольких простых, однотранзисторных ПЧ, расчет характеристик которых был приведен ранее. В [Л. 18] описан общий подход к расчету характеристик сложных ПЧ с использованием известных характеристик простого преобразователя. Поэтому ниже



основное внимание уделяется не расчету, а особенностям построения и реализации бестрансформаторных широкополосных устройств на ПТ, перспективных для микроисполнения радиоаппаратуры.

1. Простая балансная схема ПЧ. Один из возможных вариантов балансной схемы ПЧ, аналогичной ламповой, показан на рис. 66. Естественно, что наилучшие результаты могут быть достигнуты при полной симметрии схемы. В этом идеальном случае спектральный состав выходного тока  $i_{\text{вых}} = i_{c1} - i_{c2}$  содержит составляющие вида [Л. 18]

$$k_1\omega_r \pm k_1\omega_c; \quad k_2\omega_r \pm k_1\omega_c,$$

где  $k_1=1, 3, 5 \dots$ ,  $k_2=0, 2, 4 \dots$ , т. е. отсутствуют гармоники гетеродина, что является несомненным достоинством. Другое известное преимущество балансной схемы — возможность подавления шумов гетеродина.

Бестрансформаторный вариант простого балансного ПЧ, обладающего большей широкополосностью, изображен на рис. 67. Здесь переход от симметричного выхода к несимметричному осуществляется с помощью дифференциального усилителя. К идентичности характеристик соответствующих пар транзисторов предъявляются достаточно жесткие требования. Таким требованиям удовлетворяют выпускаемые за рубежом сдвоенные ПТ (другими словами, дифференциальные пары), оформленные в одном корпусе (например, V252, V257, 2N3954).

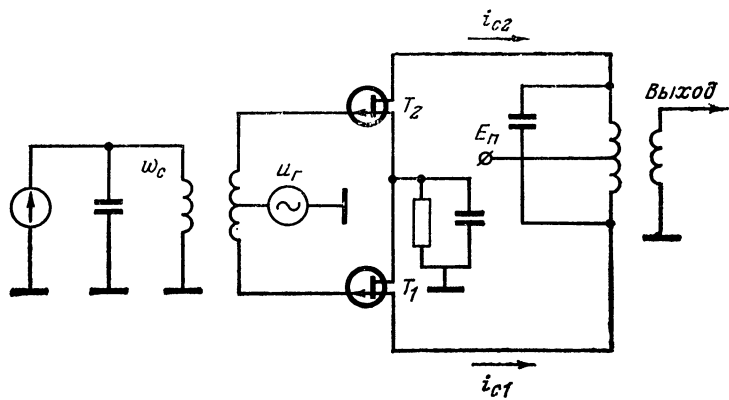


Рис. 66.

В [Л. 28] описана схема балансного смесителя, использующего такую дифференциальную пару и работающего до 450 мГц при подавлении напряжения гетеродина более 30 дБ. В ней ПТ включены по схеме с общим затвором.

**2. Преобразователи частоты с перекрестными связями.** Широкополосный ПЧ с перекрестными связями является одной из возможных реализаций устройства, струк-

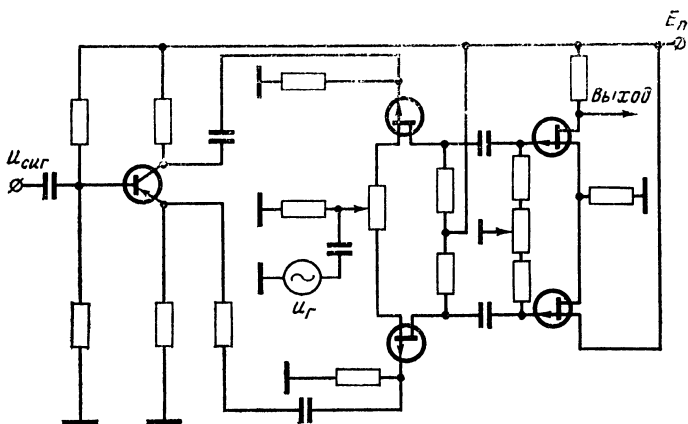


Рис. 67.

турная схема которого представлена на рис. 68. В состав этой схемы входят два вычитающих устройства, сумма-

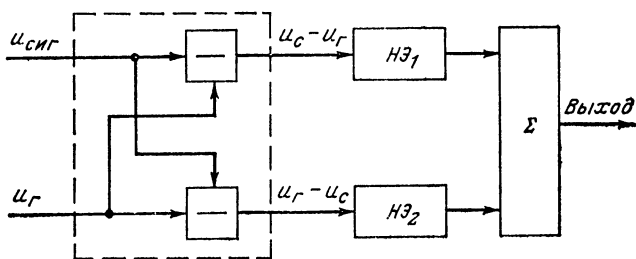


Рис. 68.

тор и два активных нелинейных элемента (НЭ), проходная вольт-амперная характеристика которых в общем случае описывается полиномом  $n$ -степени. Для операции вычитания (рис. 68), как правило, используются диффе-

ренциальные усилители или суммирующие схемы с инверторами.

На рис. 69 представлен ПЧ с перекрестными связями, являющийся одной из практических реализаций блок-схемы рис. 68. Несомненным достоинством такого ПЧ является простота выполнения, обусловленная минимальным количеством активных элементов. Этот ПЧ представляет собой два работающих на общую нагрузку

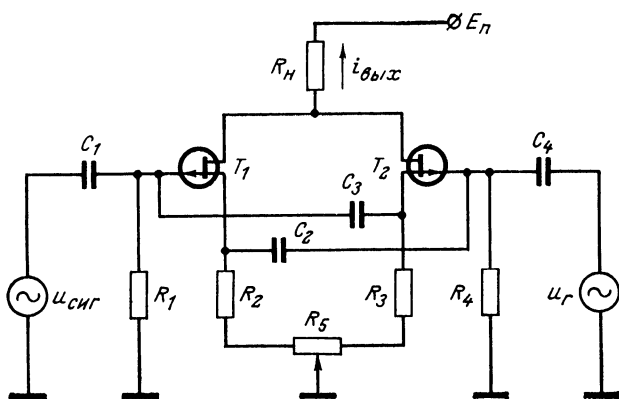


Рис. 69.

ку одностранзисторных смесителя, на входы которых напряжения сигнала и гетеродина подаются в противофазе:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вх I}} &= u_{\text{сиг}} - u_{\text{Г}}; \\ u_{\text{вх II}} &= u_{\text{Г}} - u_{\text{сиг}} = -u_{\text{вх I}}. \end{aligned} \right\} \quad (98)$$

При полной симметрии схемы, изображенной на рис. 69, используя разложение (92), выходной ток можно представить в виде

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{с1}} + i_{\text{с2}} = 2I_{\text{ос}} + S_0(u_{\text{вх I}} + u_{\text{вх II}}) + \frac{S'}{2!}(u_{\text{вх I}}^2 + u_{\text{вх II}}^2) + \frac{S''}{3!}(u_{\text{вх I}}^3 + u_{\text{вх II}}^3) + \frac{S'''}{4!}(u_{\text{вх I}}^4 + u_{\text{вх II}}^4) + \dots \quad (99)$$

При подстановке (98) в (99) получим:

$$i_{\text{вых}} = 2I_{\text{ос}} + S'u_{\text{вх I}}^2 + \frac{S'''}{12}u_{\text{вх I}}^4 + \dots \quad (100)$$

В последнем разложении по сравнению с (92) отсутствуют нечетные члены, что обуславливает выходной спектр согласно [Л. 16, 72] в виде суммы гармонических составляющих

$$k_1\omega_r \pm k_1\omega_c \text{ и } k_2\omega_r \pm k_2\omega_c.$$

Итак, преимуществом таких ПЧ является отсутствие (в идеальном случае) в выходном спектре также составляющих с частотами  $\omega_c$  и  $\omega_r$ . Однако в этой схеме ПЧ в отличие от балансной схемы, изображенной на рис. 66, не подавляется составляющая с частотой паразитной амплитудной модуляции напряжения гетеродина, что является большим ее недостатком.

Крутизна преобразования по первой гармонике гетеродина в этой схеме в 2 раза выше, чем в однострансistorной, поскольку по своим усилительным и шумовым свойствам такой ПЧ можно уподобить параллельному соединению двух однострансistorных ПЧ. Такое представление позволило установить, что величина коэффициента шума ПЧ с перекрестными связями, выполненного на БТ, как показано в [Л. 16], равна коэффициенту шума однострансistorного ПЧ на БТ.

Для обеспечения широкополосности в ПЧ с перекрестными связями на ПТ величину  $R_n$  выбирают небольшой (обычно не более 3 ком).

Экспериментальные исследования преобразователя, проведенные для диапазона частот 1,5—2 Мгц, показали, что при выборе оптимального режима подавление побочных продуктов преобразования удалось получить более 40 дб по отношению к напряжению промежуточной частоты.

Из-за малой величины сопротивления нагрузки и невысокого значения крутизны коэффициент передачи такого ПЧ невелик. Его можно поднять, если вместо  $T_1$  и  $T_2$  применить сочетание полевого транзистора с БТ.

Существенным недостатком ПЧ с перекрестными связями является сравнительно низкое значение входного сопротивления. Для получения высоких качественных показателей таких ПЧ источники входных сигналов должны иметь малое выходное сопротивление. В противном случае возникают сильные внутренние связи, что не позволяет представить ПЧ в виде двух независимых од-

нотранзисторных ПЧ, работающих на одну нагрузку. На рис. 70 изображена схема ПЧ с перекрестными связями, которая обладает высоким входным сопротивлением, достигнутым за счет двух истоковых повторителей, выполняющих функции трансформатора сопротивления. Эта схема является аналогом лампового варианта ПЧ [Л. 27].

Отметим общую особенность рассмотренного типа ПЧ. Формула (100), характеризующая его выходной ток, при условии  $S^{\text{III}} = S^{\text{V}} = \dots = 0$  соответствует алгоритму

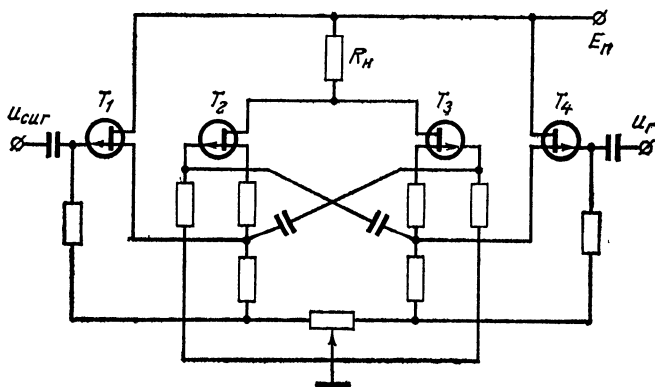


Рис. 70.

квадратора. Следовательно, ПЧ с перекрестными связями в первом приближении представляет собой преобразователь частоты на одном квадраторе (схему квадратора на ПТ можно найти в [Л. 1]). Дальнейшее улучшение спектрального состава ПЧ можно получить, реализовав на двух квадраторах алгоритм перемножающего устройства (ПУ) следующего вида:

$$\frac{1}{4} [(x + y)^2 - (x - y)^2] = xy.$$

Заметим, что указанный алгоритм реализуется в первом приближении и в кольцевых схемах ПЧ, образованных соответствующим соединением двух простых балансных схем.

## 18. МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Принцип действия мультипликативных ПЧ основан на непосредственном электронном перемножении двух сигналов. В последующем изложении основное внимание

уделяется широкополосным и бестрансформаторным устройствам, даны их некоторые качественные характеристики и рекомендации к применению.

**Широкополосный ПЧ на основе дифференциального усилителя.** Известно [Л. 61], что дифференциальный усилитель (ДУ) на БТ является универсальной ячейкой, на базе которой могут быть успешно реализованы операции усиления, ограничения, преобразования частоты, регулирования усиления и т. п. Учитывая это обстоятельство, выясним возможности построения ПЧ с использованием ДУ на полевых транзисторах. Функциональная схема

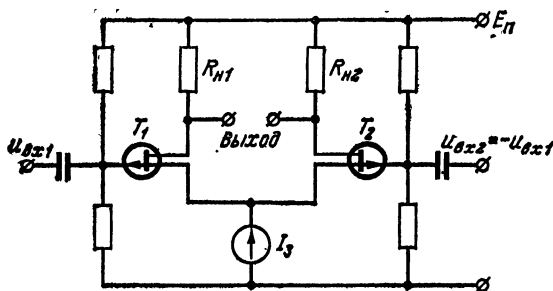


Рис. 71.

такого усилителя с генератором тока в общей цепи истоков показана на рис. 71. Схема для переменных составляющих изображена на рис. 72. Здесь в качестве генератора тока также использован полевой транзистор  $T_3$ , который можно рассматривать как генератор тока, поскольку его нагрузкой служат истоковые входы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , имеющие относительно малые входные сопротивления. Установим связь, существующую между мгновенными значениями выходного тока  $i_{c1}$  (или  $i_{c2}$ ) и входных напряжений, подводимых к зажимам 1, 2, 3 в предположении полной симметрии схемы, идентичности плеч и безынерционности ПТ в рассматриваемом диапазоне частот. Кроме того, примем  $R_r \ll |Z_{вх}|$ . При таких допущениях из рис. 72 нетрудно получить, что

$$I_{н1} + I_{н2} \cong I_{c1} + I_{c2} = I_{c3}; \quad (101)$$

$$u_{31} - u_{32} = u_{вх1} - u_{вх2}; \quad (102)$$

$$U_{031} = U_{032} = U_{03}.$$

Если ко входам «1—2» подводятся противофазные и равные по амплитуде сигналы, т. е.  $u_{\text{BX1}} = -u_{\text{BX2}}$ , то  $u_{\text{З1}} = -u_{\text{З2}} = 2u_{\text{BX1}}$ . На практике часто используется только один из входов, например «1»; тогда  $u_{\text{BX2}} = 0$  и (102) принимает вид:

$$u_{31} - u_{32} = u_{BX1}. \quad (103)$$

Будем считать, что ДУ реализован на идеальной дифференциальной паре полевых транзисторов с  $p$ - $n$  пе-

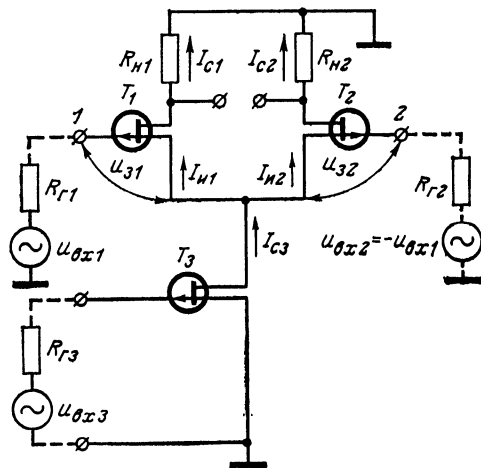


Рис. 72.

реходом,  $u_{\text{вх2}}=0$  и проходная вольт-амперная характеристика ПТ достаточно хорошо аппроксимируется квадратичной параболой:

$$I_c = I_{c.\text{HAC}} (1 - U_3/U_0)^2, \quad (104)$$

что справедливо при достаточно больших напряжениях на стоке.

С учетом (104) запишем выражения для токов  $I_{c1}$  и  $I_{c2}$ :

$$I_{c1} = I_{c, \text{нac}} (1 - \bar{U}_{03} - \bar{u}_{31})^2; \quad (105)$$

$$I_{c_2} = I_{c_{\text{HAC}}} (1 - \bar{U}_{03} - \bar{u}_{31} + \bar{u}_{BX1})^2, \quad (106)$$

где

$$\bar{u}_{31} = u_{31}/U_0; \quad \bar{u}_{BX1} = u_{BX1}/U_0.$$

Ток стока  $I_{c3}$  транзистора  $T_3$  при  $u_{вх3}=0$  равен  $I_{oc3}$  — току в рабочей точке.

При подаче на вход 3 переменного напряжения  $u_{вх3} = U_{mвх3} \sin \omega t$  ток стока  $I_{c3}$  транзистора  $T_3$  изменяется и его можно определить из соотношения

$$I_{c3} = I'_{c.нас} [1 - (U_{033} + u_{вх3})/U'_{03}],$$

где  $U_{033}$  — напряжение на затворе  $T_3$  в рабочей точке;  $I'_{c.нас}$  — ток стока  $T_3$  при  $U_{033}=0$ .

Для того чтобы установить связь между токами и напряжениями в рассматриваемом ДУ, подставим (105) и (106) в (101); в результате несложных преобразований получим:

$$\xi_1 + \sqrt{\xi_1} \bar{u}_{вх1} - 0,5\xi_3 + 0,5\bar{u}_{вх1}^2 = 0,$$

где  $\xi_1 = I_{c1}/I_{c.нас}$ ;  $\xi_3 = I_{c3}/I_{c.нас}$ .

Разрешим это уравнение относительно  $\sqrt{\xi_1}$ :

$$\sqrt{\xi_1} = -0,5\bar{u}_{вх1} \pm \sqrt{0,5\xi_3 - 0,25\bar{u}_{вх1}^2}.$$

Поскольку физически возможно лишь положительное решение, то после возведения в квадрат получим:

$$\xi_1 = 0,5\xi_3 - \bar{u}_{вх1} \sqrt{0,5\xi_3 - 0,25\bar{u}_{вх1}^2} = F(\xi_3; \bar{u}_{вх1}). \quad (107)$$

Если принять  $u_{вх3}=0$ , то, как указывалось выше, получим  $I_{c3}=I_{oc3}$ . Тогда (107) приобретает вид:

$$\xi_1 = 0,5\xi_{03} - \bar{u}_{вх1} \sqrt{0,5\xi_{03} - 0,25\bar{u}_{вх1}^2} = F(\xi_{03}; \bar{u}_{вх1}), \quad (108)$$

где  $\xi_{03} = I_{oc3}/I_{c.нас}$ .

Назовем последнее выражение обобщенной характеристикой ДУ на ПТ. Отметим, что такое представление характеристики справедливо до  $|\bar{u}_{вх1 \max}| \leq \sqrt{\xi_{03}}$ . На рис. 73 приведены зависимости  $\xi_1(\bar{u}_{вх1})$  для двух значений  $\xi_{03}$ : 1 и 0,25. Нетрудно видеть, что линейный участок этих характеристик ограничен

$$|\bar{u}_{вх1}| \leq 0,25U_{m вх1} = 0,25\sqrt{\xi_{03}}$$

и зависит от значения коэффициента  $\xi_{03}$ .

Для определения спектрального состава тока  $I_{c1}$ , когда на входы ДУ воздействуют два сигнала  $u_{вх1} =$



$= U_{mBX1} \sin \omega_c t$  и  $u_{BX3} = U_{mBX3} \sin \omega_r t$ , представим функцию  $F(\xi_{03}; \bar{u}_{BX1})$  в виде ряда по степеням аргумента  $\bar{u}_{BX1}$ :

$$\xi_1 = F(\xi_3; 0) + F'(\xi_3; 0) \bar{u}_{BX1} + \frac{F''(\xi_3; 0)}{2!} \bar{u}_{BX1}^2 + \dots, \quad (109)$$

где  $F(\xi; 0) = 0,5\xi_3$ ;  $F' = -\sqrt{0,5\xi_3}$ ;  $F'' = \frac{3}{\sqrt{0,5\xi_3}}$ .

Ограничимся рассмотрением двух первых слагаемых в разложении (109):

$$\xi_1 = 0,5\xi_3 - \sqrt{0,5\xi_3} \bar{u}_{BX1}. \quad (110)$$

Такое представление справедливо, когда амплитуда  $\bar{u}_{BX1}$  не выходит за пределы линейного участка на обобщенной вольт-амперной характеристике (рис. 73) при выбранном значении  $\xi_{03}$ .

Оценим спектр выходного тока с учетом того, что транзисторы  $T_1 - T_2$  пары и транзистор  $T_3$  неидентичны:  $I'_{c,нас} = a I_{c,нас}$  и  $U_0 = b U'_0$  и на входы ДУ поданы  $u_{BX1}$  и  $u_{BX3}$ . Тогда, используя выражение (110) и заменяя коэффициенты  $\xi_1$  и  $\xi_3$  соотношениями для токов, получаем такую запись:

$$I_{c1} = 0,5 I_{c3} - I_{m1} \sin \omega_c t + \\ + I_{c,нас} \sqrt{\frac{a}{2}} b \bar{U}_{mBX1} \bar{U}_{mBX3} \sin \omega_c t \sin \omega_r t, \quad (110a)$$

где  $I_{c3} = I'_{c,нас} [1 - (U_{033} + U_{mBX3} \sin \omega_r t) / U'_0]^2$ ;

$$I_{m1} = I_{c,нас} \sqrt{\frac{a}{2}} (1 - b \bar{U}_{033}) \bar{U}_{mBX1}.$$

Отсюда следует, что в токе  $I_{c1}$  (или  $I_{c2}$ ) содержатся гармонические составляющие с частотами  $\omega_c$ ;  $\omega_r$ ;  $2\omega_r$ ;  $\omega_c \pm \omega_r$ . Используя (110a), находим крутизну преобразования по первой гармонике гетеродина:

$$S_H = 0,35b \sqrt{a} I_{c,нас} U_{mBX3} / U_0^2.$$

Если  $a = b = 1$ , то  $S_H = 0,35 I_{c,нас} U_{mBX3} / U_0^2$ .

Определим выходное напряжение, снимаемое с дифференциального выхода (между стоками  $T_1$  и  $T_2$ ):

$$U_{ВВХ} = U_{c1} - U_{c2} = (I_{c3} - 2I_{c1}) R_H = 2\{I_{m1} \sin \omega_c t - \\ - S_H U_{mBX1} [\cos(\omega_c - \omega_r) t - \cos(\omega_c + \omega_r) t]\} R_H.$$

В выходном напряжении исчезли составляющие с частотами  $\omega_r$  и  $2\omega_r$ . Подчеркнем, что полученное соотношение справедливо при принятых выше допущениях: ограничении максимальной амплитуды входного сигнала, квадратичности вольт-амперных характеристик транзисторов и идентичности плеч.

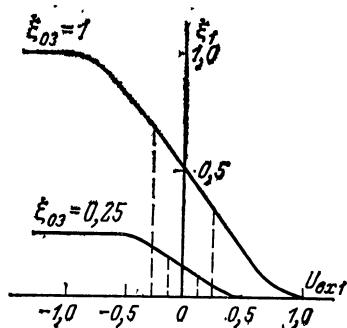


Рис. 73.

Применение ПТ в дифференциальном ПЧ (при условии их безинерционности в рассматриваемом диапазоне частот) позволяет из-за большой величины входного сопротивления исключить влияние  $R_r$  на уровень продуктов преобразования и спектральный состав выходного напряжения (пока выполняется неравенство  $R_r \ll |Z_{вх}|$ ). Эти результаты можно получить при работе ПТ только на квадратичном участке, причем рабочая точка  $T_3$  должна обеспечиваться внешним источником смещения, а не цепью автосмещения. В противном случае, как показывают результаты экспериментальных исследований, резко возрастает уровень побочных продуктов преобразования.

Основной недостаток такого преобразователя при использовании несимметричного выхода заключается в некотором ухудшении шумовых свойств по сравнению с однотранзисторным ПЧ, поскольку в цепь общей обратной связи включаются дополнительные источники шумов, обусловленные транзистором  $T_3$ . При использовании симметричного выхода указанный недостаток отсутствует.

**Преобразователи частоты, основанные на использовании начального участка выходных вольтамперных характеристик ПТ с  $p$ - $n$  переходом.** На возможность применения этого участка для создания эффективных перемножающих устройств (ПУ) указывается в ряде работ [Л. 29—30, 62—66]. В этом классе ПУ используется практически линейная зависимость проводимости участка исток—сток ПТ от напряжения между затвором и истоком при нулевом потенциале между истоком и стоком.

Начальный участок выходных характеристик хорошо описывается зависимостью (11)

$$I_c = g_{21\text{макс}} (U_c - bU_c^2) \exp(-U_3/U_0).$$

Как было показано в гл. 1, в сравнительно небольшом диапазоне напряжений ( $|U_c| < |U_0 - U_3|$  и  $U_3 \leq 0,2U_0$ ) имеет место соотношение

$$I_c = g_{21\text{макс}} U_c (1 - bU_c) (1 - U_3/U_0), \quad (111)$$

где  $b = 0,5\theta^{-1}$ .

При  $bU_c \ll 1$  получим:

$$I_c = g_{21\text{макс}} U_c (1 - U_3/U_0). \quad (112)$$

Если к стоку и затвору ПТ приложены гармонические напряжения  $u_1 = U_{m1} \sin \omega_1 t$  и  $u_2 = U_{m2} \sin \omega_2 t$ , то последнее выражение указывает на возможность выполнения операции перемножения этих сигналов. Подчеркнем, что операция перемножения широко используется на практике, в частности для создания ПЧ с малым уровнем побочных продуктов.

Как следует из (112), при этом имеют место следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial I_c}{\partial U_c} &= g_{\text{вых}} = g_{21\text{макс}} (1 - U_3/U_0); \\ \frac{\partial I_c}{\partial U_3} &= g_{21} = -g_{21\text{макс}} (U_c/U_0), \end{aligned} \right\} \quad (113)$$

где  $g_{21}$  — крутизна ПТ в усилительном режиме;  $g_{\text{вых}}$  — выходная проводимость. Соотношения (113) являются основным критерием при отборе экземпляров ПТ для работы в схемах ПУ рассматриваемого типа: в возможно большем диапазоне изменения напряжений  $U_3$  и  $U_c$  значение  $g_{\text{вых}}$  должно быть линейно-падающей функцией  $U_3$  при  $U_c = \text{const}$ , а значение  $g_{21}$  должно быть пропорционально  $U_c$  при  $U_3 = \text{const}$ .

К числу общих недостатков ПУ, использующих начальный участок выходных характеристик ПТ, относятся:

повышенный коэффициент шума, так как работа ПТ с малыми напряжениями на стоке сопровождается значительным возрастанием уровня шумов;

ухудшение частотных свойств.

По этим причинам такие ПЧ находят ограниченное применение.

Рассмотрим некоторые разновидности ПУ, в которых используется указанный принцип преобразования. Простейшая схема ПУ, изображенная на рис. 74, а [Л. 66], не требует особых пояснений; отметим только, что постоянное напряжение на стоке ПТ равно нулю. Определим спектральный состав выходного тока  $I_0 = I_c + I_{RП}$  (точка

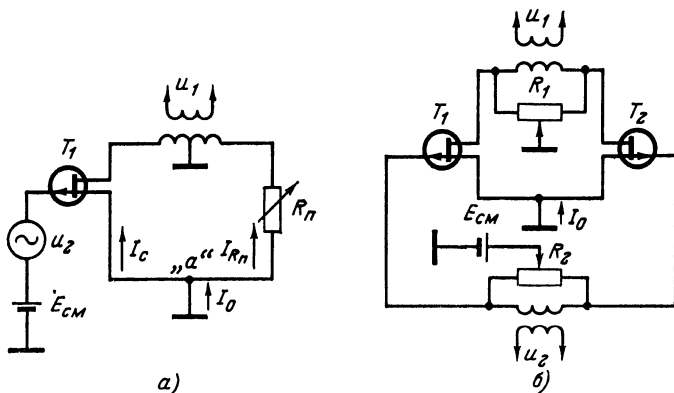


Рис. 74.

«а»). Если  $u_c = nU_{m1}\sin \omega_1 t$  ( $n$  — коэффициент трансформации) и  $u_3 = U_{03} + U_{m2}\sin \omega_2 t$ , то согласно (111)

$$\begin{aligned} I_c = & I_{c0} + I_{m1}\sin \omega_1 t + I_{m2}\sin \omega_2 t - \\ & - I_{m3}\cos (\omega_1 - \omega_2)t + I_{m4}\cos (\omega_1 + \omega_2)t + \\ & + I_{m5}\cos 2\omega_1 t - I_{m6}\sin (\omega_2 - 2\omega_1)t - I_{m7}\sin (\omega_2 + 2\omega_1)t, \end{aligned}$$

где

$$\left. \begin{aligned} I_{c0} &= -0,5g_{21\text{макс}}bn^2U_{m1}^2(1 - U_{03}/U_0); \\ I_{m1} &= g_{21\text{макс}}nU_{m1}(1 - U_{03}/U_0); \\ I_{m2} &= 0,5g_{21\text{макс}}bn^2U_{m1}^2(U_{m2}/U_0); \\ I_{m3} &= I_{m4} = 0,5g_{21\text{макс}}nU_{m1}(U_{m2}/U_0); \\ I_{m5} &= 0,5g_{21\text{макс}}bn^2U_{m1}^2(1 - U_{03}/U_0); \\ I_{m6} &= I_{m7} = 0,25g_{21\text{макс}}bn^2U_{m1}^2(U_{m2}/U_0). \end{aligned} \right\} \quad (114)$$

При  $bnU_{m1} \ll 1$  на выходе весьма мало содержание гармонических составляющих тока с частотами  $\omega_2$ ,  $2\omega_1$ ,  $\omega_2 - 2\omega_1$ ;  $\omega_2 + 2\omega_1$ . Поскольку  $I_{RП} = -nu_1/R_{П}$ , то при выбо-

ре величины  $R_{\Pi} = 1/[g_{21\text{макс}}(1 - U_{03}/U_0)]$  из спектра выходного тока  $I_0$  удается полностью устранить составляющую с частотой  $\omega_1$ . Таким образом, весьма простыми средствами удастся исключить из спектра выходного тока первые гармоники перемножаемых напряжений.

Логическим развитием рассмотренной схемы является балансная схема рис. 74,б [Л.66]. Здесь функцию пере-

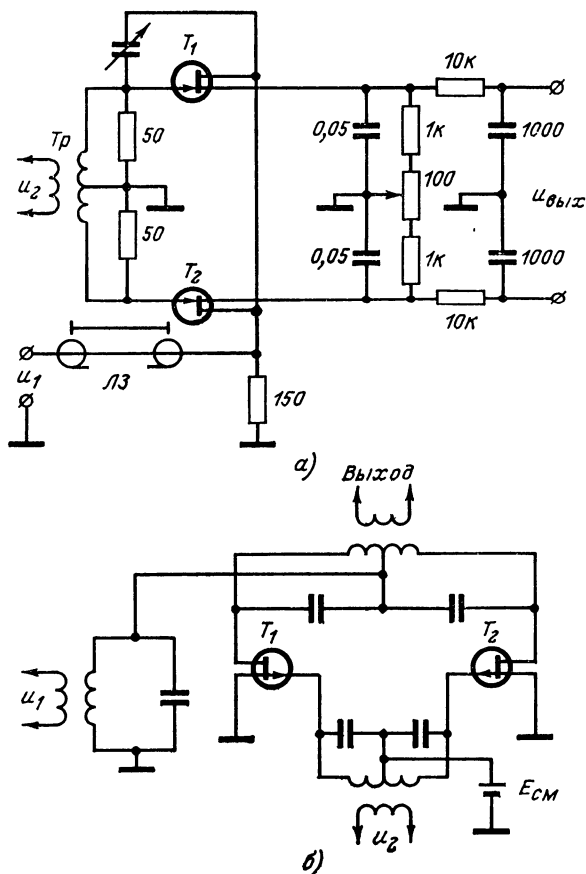


Рис. 75.

менного сопротивления  $R_{\Pi}$  выполняет второй полевой транзистор  $T_2$ . Если данная схема симметрична, то из (114) видно, что выходной ток  $I_0$  содержит постоянную составляющую  $I_{c0}$  и гармонические составляющие вида

$(\omega_1 \pm \omega_2)$  и  $2\omega_1$ . Переменные резисторы  $R_1$  и  $R_2$  позволяют произвести компенсацию первой гармоники напряжения  $u_1$  при разбросе параметров транзисторов.

Чтобы выделить выходной сигнал, в цепь  $I_0$  ПУ должна быть включена нагрузка, требования к характеру которой зависят от взаимного расположения спектров входного и выходного сигналов ПУ.

Пример практического выполнения рассмотренного типа ПУ, функционирующего в составе широкополосного коррелятора, иллюстрируется схемой рис. 75,а [Л. 62]. Здесь  $T_1$  и  $T_2$  — ПТ типа 2 N4416 (с  $n$ -каналом),  $Tr$  — широкополосный трансформатор (диапазон частот 0,1—100 МГц), ЛЗ — коаксиальная линия задержки. Схема работает в диапазоне частот 0,1—100 МГц. Выходная полоса определяется интегратором. Максимальная амплитуда входных сигналов для получения высокой точности перемножения не превышает 300 мВ. В диапазоне входных частот 0,1—50 МГц такое ПУ обеспечивает точность перемножения  $2 \div 3\%$ .

Другим примером может служить балансный ПЧ с резонансной нагрузкой в цепи стока ПТ (рис. 75,б), являющийся модификацией ПУ, схема которого показана на рис. 74,б.

В рассмотренных выше ПУ требуется симметричный вход, для чего обычно применяются трансформаторы. Рассмотрим практическую реализацию бестрансформаторных широкополосных ПУ, использующих также указанный принцип. Один из таких вариантов показан на рис. 76 [Л. 29]. Здесь для обеспечения симметрии дифференциального каскада выбрано:

$$R_{n1} = R_{n2} = R_n, \quad R_{a1} = R_{a2} = R_a, \quad R_{b1} = R_{b2} = R_b,$$

$R_b$  — сравнительно низкоомное сопротивление ( $R_b \leq \leq 300 \text{ ом}$ ).

Рабочие точки транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  обеспечиваются двумя источниками питания, при этом  $I_1 = I_2 \approx E_{п2}/R_a$ .

Проведем анализ работы этой схемы в режиме преобразования частоты. При правильно сбалансированной схеме и выключенных генераторах  $u_{\text{сиг}}$  и  $u_T$  напряжение между стоком и истоком в исходном состоянии равно нулю. Для узлов «1» и «2» записываются выражения

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= i_{a1} - i_c; \\ I_2 &= i_{a2} + i_c. \end{aligned} \right\} \quad (115)$$

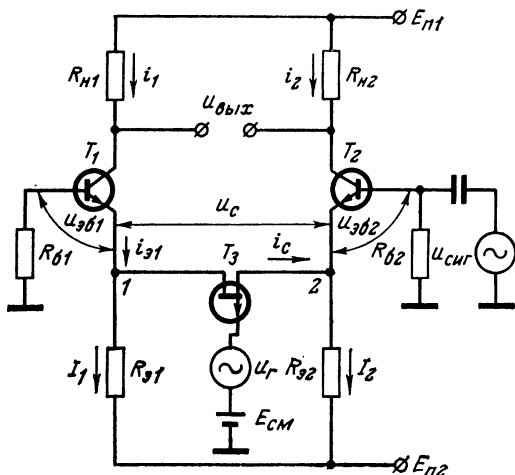


Рис. 76.

Кроме того, при условии малости  $R_b$  для переменных составляющих можно получить:

$$u_{\text{сиг}} = u_{\text{э.б2}} - u_{\text{э.б1}} + u_c.$$

Для определения тока  $i_c$  на основании (112) запишем:

$$i_c = g_{21\text{макс}} u_c [1 - (U_{03} + u_r)/U_0],$$

где

$$U_{03} = E_{\text{см}} + U_{\text{э.б2}};$$

$U_{\text{э.б2}}$  — постоянное смещение, действующее на переходе эмиттер — база  $T_2$ .

Из последнего выражения определим  $u_c$ :

$$u_c = \frac{i_c}{g_{21\text{макс}} [1 - (U_{03} + u_r)/U_0]}. \quad (116)$$

В предположении экспоненциальной зависимости тока коллектора  $i_1$  биполярного транзистора  $T_1$  от напряжения  $u_{\text{э.б1}}$  найдем этот ток. Из (115) получим:

$$i_{\text{э1}} + i_{\text{э2}} \approx i_1 + i_2 = 2I_1 = 2E_{\text{п2}}/R_c,$$

тогда

$$2I_1 = i_1 \{1 + \exp[(u_{\text{сиг}} - u_c)/U_T]\},$$

откуда

$$i_1 = I_1 \{1 + \text{th}[0,5(u_c - u_{\text{сиг}})/U_T]\}. \quad (117)$$

Поскольку выше было показано, что  $i_1 = I_1 + i_c$ , то, сравнив это равенство с (117), получим:

$$i_c/I_1 = \text{th}[0,5(u_c - u_{\text{сиг}})/U_T]. \quad (118)$$

Выходное сопротивление ПТ в начальной области выходных характеристик (в схеме с ОИ)  $R_{\text{с.и}}$  значительно превышает выходное сопротивление каскада типа ОК. Поэтому разность между  $u_c$  и  $u_{\text{сиг}}$  весьма мала; тогда, учитывая только первый член разложения функции (118) в ряд, получаем:

$$i_c = 0,5I_1(u_c - u_{\text{сиг}})/U_T. \quad (119)$$

Решая совместно (119) и (116), после несложных преобразований получим:

$$i_c \{1 - A[1 - (U_{03} + u_r)/U_0]\} = g_{21\text{макс}} u_{\text{сиг}} \times \\ \times [1 - (U_{03} + u_r)/U_0], \quad (120)$$

где  $A = 2g_{21\text{макс}}U_T/I_1 = 2g_{21\text{макс}}/S_{\text{бт}}$ ;  $g_{21\text{макс}}$  — малосигнальная крутизна полевого транзистора;  $S_{\text{бт}}$  — крутизна усиления биполярного транзистора.

Формула (120) получена в достаточно общем виде, но использование ее для расчета выходного спектра затруднительно. С целью упрощения расчетов оценим выражение, стоящее в фигурных скобках. Если транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  работают с достаточно большими токами ( $I_1 > 1 \text{ ма}$ ), то  $S_{\text{бт}} \gg g_{21\text{макс}}$ , то при этом  $A \ll 1$ . Кроме того, всегда  $|[1 - (U_{03} + u_r)/U_0]| \leq 1$ . С учетом двух последних неравенств запись (120) можно существенно упростить:

$$i_c = g_{21\text{макс}} u_{\text{сиг}} [1 - (U_{03} + u_r)/U_0].$$

При подстановке в последнее выражение  $u_{\text{сиг}} = U_{mc} \sin \omega_c t$  и  $u_r = U_{mr} \sin \omega_r t$  получим:

$$i_c = g_{\text{вых}}|_{U_3=U_{03}} U_{mc} \sin \omega_c t - \\ - 0,5g_{21\text{макс}} \frac{U_{mc}U_{mr}}{U_0} [\cos(\omega_c - \omega_r)t - \cos(\omega_c + \omega_r)t], \quad (121)$$

где  $g_{\text{вых}}|_{U_3=U_{03}} = g_{21\text{макс}}(1 - U_{03}/U_0)$  — выходная проводимость ПТ в начальной области выходных характеристик (в схеме с ОИ) при  $U_3 = U_{03}$ . Выходное напряжение



с дифференциального выхода

$$u_{\text{вых}} = 2i_c R_H. \quad (122)$$

Соотношения (121) и (122) показывают, что спектральный состав напряжений, снимаемых как с дифференциального, так и с недифференциального выходов, одинаков.

Итак, ПЧ, выполненный по схеме рис. 76, позволяет (с учетом принятых допущений) практически исключить из спектра выходного тока (или напряжения) составляющую с частотой  $\omega_r$ . Составляющая с частотой  $\omega_c$  при этом не устраняется.

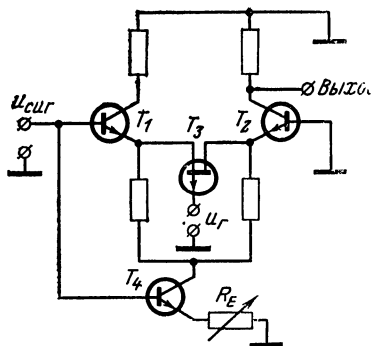


Рис. 77.

Экспериментальные исследования такого ПЧ показали, что путем выбора оптимального режима работы в диапазоне частот сигнала и гетеродина до 1 МГц удается получить ослабление комбинационных частот по сравнению с составляющей промежуточной частоты  $\omega_{\text{пр}} = \omega_c \pm \omega_r$  не менее 35 дБ.

Небольшое усложнение схемы, предложенное Бином в [Л. 30] (рис. 77), позволяет, если это необходимо, исключить из спектра выходного напряжения, снимаемого с недифференциального выхода (коллектора  $T_2$ ), также и составляющую с частотой  $\omega_c$ , причем компенсация этой составляющей осуществляется с помощью вариации сопротивления  $R_E$  в цепи эмиттера  $T_4$ . В результате (с учетом наших допущений) в схеме имеет место преимущественное содержание только двух составляющих с частотами  $(\omega_c - \omega_r)$  и  $(\omega_c + \omega_r)$ .

Заметим, что большая группа ПУ, реализуемых на операционных усилителях, в цепи обратной связи которых использованы ПТ в режиме управляемого сопротивления, достаточно подробно рассмотрена в [Л. 63, 64].

Общим для рассмотренных схем мультипликативных ПЧ является то, что они представляют собой линейные системы с переменными параметрами.

**Преобразователи частоты, использующие ПТ с двумя затворами.** Применение плоскостного ПТ с двумя затворами (иногда называемо-

го плоскостным полевым тетродом) позволяет создать простые перемножающие устройства с хорошими качественными показателями [Л. 68, 69]. Схема ПЧ, выполненная на этом приборе, показана на рис. 78. Такой ПЧ характеризуется прежде всего большим входным сопротивлением со стороны затворов  $z_1$  и  $z_2$ , а также хорошей развязкой между источниками  $u_{снг}$  и  $u_r$ .

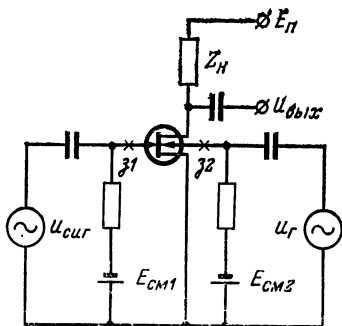


Рис. 78.

Рассмотрим процесс преобразования частоты на плоскостном тетроде. Известно [Л. 68], что малосигнальные значения крутизны по обоим затворам в режиме насыщения (т. е. при больших значениях  $U_{oc}$ ) определяются следующим образом:

$$g_{31} = \frac{\partial i_c}{\partial u_{31}} \bigg|_{\substack{U_{032}=\text{const} \\ U_{oc}=\text{const}}} = 0,5g_0 [1 - \sqrt{(u_{31} + \varphi)/U_0} + (u_{31} - u_{32})/4U_0]; \quad (123)$$

$$g_{32} = \frac{\partial i_c}{\partial u_{32}} \bigg|_{\substack{U_{031}=\text{const} \\ U_{oc}=\text{const}}} = 0,5g_0 [1 - \sqrt{(u_{32} + \varphi)/U_0} + (u_{32} - u_{31})/4U_0], \quad (124)$$

где  $\varphi$  — контактная разность потенциалов;  $U_0$  — напряжение отсечки;

$$u_{31} = U_{031} + u_{снг}; \quad u_{32} = U_{032} + u_r.$$

Согласно [Л. 68] для получения максимального динамического диапазона необходимо  $U_{031} = 0$ ; при этом, если  $U_{mc} \ll U_{mr}$  и  $U_{mc} \ll U_0$ , то

$$g_{31} = 0,5g(K - u_{32}/4U_0), \quad (125)$$

где  $K = 1 - \sqrt{\varphi/U_0} \approx 1$ .

Выражение (125) показывает, что  $g_{31}$  является линейной функцией напряжения на втором затворе  $u_{32}$ . В выражениях (123) и (124) не учтено влияние паразитного сопротивления истока, наличие которого приводит к отклонению зависимости (125) от линейной. Для зарубежных типов плоскостных тетродов максимальная величина  $g_{31}$  при  $u_{32} = 0$   $g_{31\text{макс}} = 0,5Kg_0$  составляет приблизительно 1 ма/в; диапазон рабочих частот 100—200 Мгц [Л. 68].

Переменная составляющая выходного сигнала при подаче на затворы соответственно  $u_{снг} = U_{mc} \sin \omega_c t$  и  $u_r = U_{mr} \sin \omega_r t$

$$u_{вых} = i_c Z_H = (g_{31} u_{снг} + g_{32} u_r) Z_H, \quad (126)$$

откуда

$$\begin{aligned} i_c = & 0,5g_0 [K - (U_{032}/4U_0)] U_{mc} \sin \omega_c t + \\ & + 0,25g_0 U_{mc} (U_{mr}/U_0) \sin \omega_c t \sin \omega_r t + \\ & + 0,5g_0 [1 - \sqrt{(U_{032} + \varphi + U_{mr} \sin \omega_r t)/U_0} + \\ & + (U_{032} + U_{mr} \sin \omega_r t)/4U_0] U_{mr} \sin \omega_r t. \end{aligned} \quad (127)$$

Соотношение (127) позволяет представить ток  $i_c$  как сумму гармонических составляющих с частотами  $\omega_c$ ,  $\omega_r$ ,  $2\omega_r$ ,  $\omega_r \pm \omega_c$ .

Из (127) нетрудно также получить выражение для крутизны преобразования на первой гармонике гетеродина:

$$S_{\Pi} = 0,125 g_0 (U_{mT}/U_0) \approx 0,25 g_{31 \max} (U_{mT}/U_0).$$

Следует заметить, что если плоскостной тетрод обладает несимметричной геометрией (когда  $g_{31} \gg g_{32}$ ), это позволяет согласно (126) и (127) уменьшить интенсивность гармоник гетеродина и уровень побочных продуктов преобразования. Благодаря этому с хорошей точностью реализуется операция перемножения.

В заключение отметим, что наличие двух управляющих электродов дает возможность на одном плоскостном полевом тетроде создать ПЧ с совмещенным гетеродином, по своему исполнению аналогичный ПЧ на двойном триоде; схема такого ПЧ описана в [Л. 3]:

## Глава пятая

### ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В АКТИВНЫХ ФИЛЬТРАХ

#### 19. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В АКТИВНЫХ ФИЛЬТРАХ

В радиоприемных устройствах частотная селекция обычно обеспечивается за счет  $LC$ -фильтров. Существующая тенденция к микроминиатюризации изменила критерии конструирования радиотехнической аппаратуры. Микроминиатюризация устройств частотной селекции в диапазоне низких и умеренно высоких частот затруднена из-за отсутствия катушек индуктивностей, конструктивно и технологически совместимых с интегральными схемами. В связи с этим для решения задач частотной селекции все большее применение находят активные фильтры.

Активные фильтры — электронные устройства, состоящие из пассивных  $RC$ -звеньев и активных четырехполюсников и создающие заданную амплитудно-частотную характеристику. В качестве активных четырехполюсников в активных фильтрах (АФ) используются управляемые источники тока или напряжения.

Первые АФ, выполненные в виде частотно-избирательных усилителей, известны уже давно. Однако их широкое применение стало возможным лишь после того, как было налажено промышленное производство транзисторов и интегральных схем.

Высокое входное сопротивление и малый уровень собственных шумов ПТ позволяют значительно расширить

возможности активных фильтров. Уменьшение нагрузочных эффектов на пассивный  $RC$ -фильтр за счет высокого входного сопротивления ПТ позволяет увеличить стабильность характеристик фильтра. Применение ПТ в качестве переменного активного сопротивления с электронным управлением значительно увеличивает схемотехнические возможности, позволяя создавать целый ряд частотно-селективных цепей с управляемыми характеристиками.

Еще больший успех может обеспечить сочетание полевых и биполярных транзисторов. Высокое входное сопротивление ПТ и большая крутизна характеристик биполярных транзисторов позволяет создавать активные четырехполюсники с характеристиками, приближающимися по своим свойствам к идеальным управляемым источникам (генераторам) тока или напряжения [Л. 93].

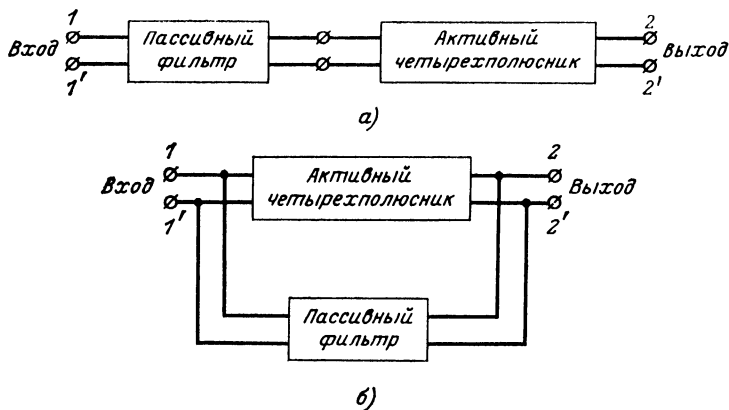


Рис. 79.

Возможность объединения в общем кристалле полевого и биполярного транзисторов открывает большие перспективы их использования в АФ различных типов, выполненных методами гибридной и интегральной технологии.

По способу построения АФ можно разделить на два класса.

Первый (рис. 79,а) — пассивный фильтр включается в цепи прямой передачи, а активный четырехполюсник используется как буферный каскад. Фильтры этого класса обладают высокой стабильностью характеристик, но

используются лишь для создания частотно-селективных устройств с низкой избирательностью в виде простейших звеньев нижних (ФНЧ) или верхних частот (ФВЧ). Это обусловлено тем, что повышение избирательности таких фильтров возможно лишь путем увеличения числа связанных  $RC$ -звеньев и связано по этой причине с существенным возрастанием габаритов устройства.

Второй (рис. 79,б) — пассивный фильтр включается в цепи обратной связи. Здесь ограничения на форму амплитудно-частотной характеристики снимаются. Однако для обеспечения высокой стабильности характеристик фильтра на одном активном четырехполюснике нужно реализовать звено не выше второго порядка. Частотные характеристики сложных фильтрующих цепей формируются каскадным соединением звеньев первого и второго порядка [Л. 19, 23, 91].

Различают фильтры и по виду использованного активного четырехполюсника — усилитель, гиратор, конвертор отрицательного сопротивления.

В фильтрах на основе усилителей широко используется частотно-зависимая обратная связь. При использовании отрицательной обратной связи частотный отклик АФ противоположен отклику примененного пассивного фильтра, при положительной — совпадает. В качестве цепи обратной связи применяются пассивные  $RC$ -цепи.

Фильтры с отрицательной обратной связью практически не чувствительны к изменению коэффициента усиления активного четырехполюсника, но для реализации высокодобротных звеньев требуются жесткие допуски на характеристики пассивного фильтра [Л. 19, 91]. Это условие не позволяет использовать указанный метод для создания фильтров с добротностью полюсов передаточной функции более 40—50.

Частотный диапазон таких устройств лежит в пределах от единиц герц до единиц мегагерц. Нижняя частотная граница обуславливается трудностями согласования пассивного фильтра с усилительным устройством, а верхняя — условиями устойчивости фильтра.

Характеристики фильтров с положительной обратной связью чувствительны как к изменению параметров пассивного фильтра, так и усилителя. Но при реализации звеньев с малой добротностью ( $Q=10\div 20$ ) такие фильтры обладают еще достаточно хорошей стабильностью характеристик. Высокая стабильность обеспечивается,

с одной стороны, сравнительно малым коэффициентом передачи по петле обратной связи (всегда меньше единицы) и, с другой стороны, применением высокостабильного усилителя (повторителя) [Л. 4, 39].

Частотный диапазон этих фильтров лежит в пределах от единиц герц до десятков мегагерц.

На первых стадиях разработки АФ широкое применение получили звенья на конверторах. Конвертор отрицательного сопротивления (КОС) невзаимный четырехполюсник, обладающий следующим свойством; любой импеданс, подключенный к одной из его пар зажимов, трансформируется на другую пару в импеданс, противоположный по знаку [Л. 93]. При включении в качестве нагрузки КОС резистора на входных зажимах получается отрицательное сопротивление. Следовательно, КОС можно использовать для компенсации потерь в пассивных  $RC$ -фильтрах.

Фильтры на КОС просты по конструкции, однако они могут использоваться лишь в звеньях с малой добротностью. Величина последней — порядка нескольких десятков единиц, что связано с потенциальной неустойчивостью устройств с КОС. Это обстоятельство, кроме того, приводит к необходимости вводить буферные каскады при каскадировании звеньев на КОС, что сильно снижает их конкурентноспособность по сравнению с фильтрами на усилителях.

Практические схемы конверторов легко приводятся к идеальным моделям КОС выбором глубины положительной обратной связи. По этой причине использование в КОС высокого выходного сопротивления ПТ не дает выигрыша по сравнению с биполярными транзисторами. Создание КОС с переменными параметрами вызывает трудности, связанные с обеспечением устойчивости фильтра.

Фильтры на гираторах обладают высокой стабильностью характеристик, приближающейся к стабильности пассивной  $LC$ -цепи [Л. 91]. Гиратор — невзаимный четырехполюсник, обладающий следующим свойством: любой импеданс, подключенный к одной из его пар зажимов, трансформируется на другую пару в обратно пропорциональный импеданс с противоположным знаком. Он способен инвертировать импедансы и, следовательно, позволяет преобразовывать емкостную нагрузку в реактивное сопротивление индуктивного характера

Основное достоинство таких фильтров — возможность непосредственной замены индуктивности на ее эквивалент. Данный способ позволяет сохранить и все преимущества пассивного  $LC$ -фильтра — высокую стабильность, каноническую структуру, двунаправленность схемы и, что не менее важно, не требует специальных методов синтеза. Гираторная индуктивность является весьма гибким элементом, ее характеристики — величину индуктивности и добротность — можно менять подбором величины преобразуемой емкости или параметров гиратора.

В высококачественном гираторе необходимо обеспечивать высокое входное и выходное сопротивление, поэтому схемы гираторов на биполярных транзисторах сложны. Однако они могут быть упрощены при использовании сочетаний полевых и биполярных транзисторов. Возможность выполнения гиратора в виде отдельного интегрального модуля делает фильтры на гираторах конкурентноспособными с другими типами высокодобротных фильтрующих устройств диапазона низких частот.

Включение в пассивный  $RC$ -фильтр переменных резисторов или конденсаторов позволяет управлять параметрами пассивного  $RC$ -звена и, следовательно, всего фильтра. Для электронного управления характеристиками фильтров можно использовать варикап или варактор как переменный конденсатор, а ПТ как переменный резистор. Перестройка частотных фильтров емкостью с электронным управлением широко известна [Л. 92, 35]. Использование ПТ как управляющего элемента АФ еще не нашло широкого освещения. Поэтому в дальнейшем большее внимание уделено перестраиваемым фильтрам с ПТ.

Как переменное сопротивление ПТ в активных фильтрах удобно использовать в режиме малых напряжений сток — исток. В этом случае ПТ ведет себя как пассивный переменный резистор (см. § 3, 4) и в схему фильтра не надо вводить дополнительных блокировочных элементов по цепям питания. Такие элементы необходимы, например, в устройствах, использующих варикап или варактор.

Наибольший интерес представляют вопросы применения ПТ в гираторных фильтрах и перестраиваемых фильтрах на основе усилителей. Эти вопросы и будут рассматриваться в дальнейшем.

## 20. ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ФИЛЬТРЫ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Активный фильтр с частотно-зависимой обратной связью представляет собой усилитель, в цепи обратной связи которого включен пассивный  $RC$ -фильтр. Наиболее часто в цепи обратной связи включается режекторное звено или  $RC$ -цепь второго порядка [Л. 19, 23, 91].

Для уменьшения габаритов фильтра используют унифицированные микросхемы линейных усилителей, среди которых наиболее удобными представляются дифференциальные усилители. В этом случае к одному из входов подключается источник сигнала, а ко второму — пассивный фильтр цепи обратной связи. Если пассивный фильтр включен между выходом усилителя и инвертирующим входом, то в фильтре создается отрицательная частотно-зависимая обратная связь. Использование для этой цели неинвертирующего входа обеспечит в фильтре положительную обратную связь. Величину коэффициента усиления можно регулировать путем введения внешней дополнительной частотно-независимой отрицательной обратной связи.

Применение усилителей в интегральном исполнении позволяет реализовать фильтры на частотах до единиц мегагерц. Такие устройства могут использоваться и в качестве УПЧ.

Для создания узкополосных избирательных устройств наиболее часто применяются фильтры с двойным  $T$ -мостом в цепи отрицательной обратной связи. Структурная схема такого фильтра приведена на рис. 79. Добротность фильтра определяется усилением  $K_0$  и добротностью моста  $Q_\Phi$ :

$$Q = |K_0| Q_\Phi.$$

Если

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = 1$$

и  $T$ -образные звенья моста симметричны, то  $Q_\Phi = 0,25$ ; если

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \infty,$$

то  $Q_\Phi = 0,5$ . Указанные величины добротности достигаются при нагрузке, превышающей выходное сопротивление моста не менее чем в 5—10 раз.



Для симметричного моста (рис. 80) частота квазирезонанса определяется выражением

$$\omega_p = \frac{1}{RC}.$$

Входное и выходное сопротивление моста можно рассчитать из соотношения

$$Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вых}} = R_2 + \frac{1}{j\omega_p C}.$$

Отклонение сопротивлений моста  $R_1$  и  $R_3$  от расчетных значений вызывает изменение резонансной частоты. Относительное изменение частоты равно:

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = \pm \frac{3\Delta R_1}{R} \pm \frac{3\Delta R_3}{R}, \quad (128)$$

где  $R$  — номинальная величина сопротивлений  $R_1$  и  $R_3$ ;  $\omega_p$  — расчетное значение резонансной частоты. Если

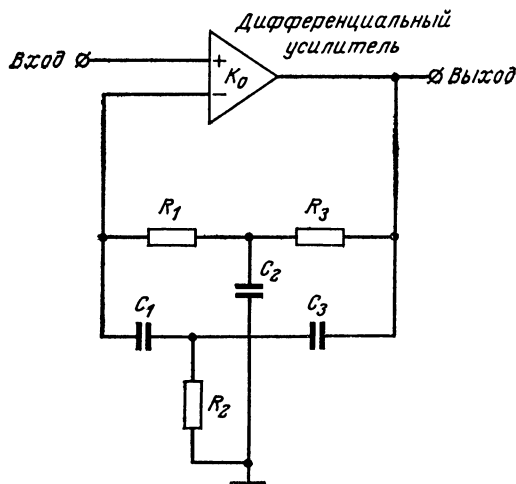


Рис. 80.

$\Delta R_1 = R_1 - R > 0$  или  $\Delta R_3 = R_3 - R > 0$ , то добротность фильтра возрастает.

Отклонение величины  $R_2$  от номинального значения  $0,5R$  также вызывает изменение резонансной частоты:

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = \pm \frac{\Delta R_2}{2R}. \quad (129)$$

При этом, если  $\Delta R_2 = R_2 - 0,5R > 0$ , добротность фильтра падает.

Когда входное сопротивление усилителя  $R_{вх}$  близко входному (выходному) сопротивлению моста, то амплитудно-частотная характеристика фильтра искажается. Изменение коэффициента усиления фильтра на резонансной частоте (по сравнению с рассмотренным выше случаем) может быть определено из выражения

$$\Delta \frac{K_{рез}}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - 1/(2a + 1)^2}} - 1,$$

где  $a = R_{вх}/R$  — коэффициент нагрузки моста.

Соответственно изменение резонансной частоты усилителя

$$\Delta \omega_p = \omega_p \left( \sqrt{1 + \frac{2}{K_0 a}} - 1 \right)$$

и эквивалентная добротность фильтра

$$Q_s = \frac{2aQ}{\sqrt{1 + (2a + 1)^2}}.$$

Из (128) и (129) видно, что, включив в ветвях моста переменные сопротивления, можно управлять характеристиками фильтра; перестраивать резонансную частоту и менять величину эквивалентной добротности. Рассмотрим несколько примеров реализации перестраиваемых фильтров, использующих ПТ в качестве переменного сопротивления.

На рис. 81 представлена схема узкополосного перестраиваемого фильтра, у которого резисторы в плечах Т-моста заменены на ПТ. Для получения отрицательной обратной связи Т-мост включен между выходом и инвертирующим входом усилителя.

Если ПТ работают при нулевых напряжениях на стоке, то согласно (23) при подаче управляющего напряжения на их затворы сопротивления участков сток — исток меняются по закону  $R = R_0 \exp(U_g/U_0)$ . При этом

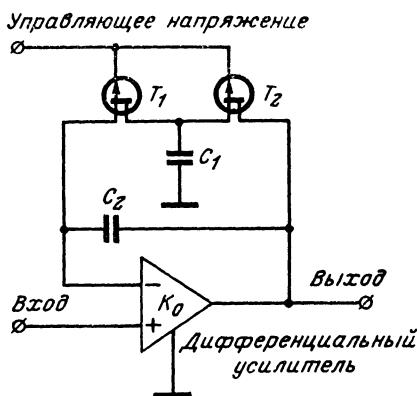


Рис. 81.

усилитель настраивается на частоту

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2} \sqrt{R_{01} R_{02}}} \exp \left[ \left( -\frac{U_{31}}{U_{01}} \right) + \left( -\frac{U_{32}}{U_{02}} \right) \right].$$

Величина добротности от емкостей  $C_1$  и  $C_2$  зависит в большей степени, чем от сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ ; приближенно

$$Q = 0,5K \sqrt{\frac{C_1}{C_2}},$$

где  $K$  — коэффициент усиления по напряжению усилителя.

При изменении лишь двух компонент моста нарушается его симметрия, поэтому при перестройке резонансной частоты несколько изменяется и добротность. Указанным способом [Л. 37] удавалось получить коэффициент перекрытия резонансной частоты около трех при изменении добротности и коэффициента усиления не более чем на 2 дб.

Если требуется изменение полосы пропускания системы с сохранением резонансной частоты, схему избирательного усилителя необходимо выполнить так, как показано на рис. 82.

Применив симметричный мост  $M=N=2$  и включив ПТ параллельно резистору с сопротивлением  $R' > 0,5R$ , можно менять добротность фильтра в обе стороны от значения, равного [Л. 3]

$$Q = 0,25(K+1).$$

При изменении сопротивления резистора  $R'$  несколько меняется и значение резонансной частоты. Это ограничивает диапазон регулировки добротности. Так, например, трехкратное изменение добротности сопровождается изменением резонансной частоты на 10%.

Для создания фильтрующих цепей с широкой полосой пропускания обычно используется положительная обратная связь. Фильтры строятся в виде отдельных звеньев ФВЧ и ФНЧ, для чего в петлю обратной связи включается пассивный фильтр второго, реже третьего порядка. Методику расчета амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик таких звеньев можно найти в [Л. 5, 39].

Фильтры хорошо каскадируются и могут использоваться при создании устройств с широкой полосой про-

пускания путем перемножения характеристик звеньев ФВЧ и ФНЧ.

Для повышения крутизны скатов частотных характеристик в звеньях ФВЧ и ФНЧ используют режекторные фильтры. Формирование характеристики требуемого типа достигается введением дополнительных корректирующих  $RC$ -цепей. Уменьшение габаритов пассивных цепей можно достичь, применив режекторный фильтр с распределенными параметрами.

Заменяя резисторы пассивных  $RC$ -фильтров на полевые транзисторы, можно получить фильтры с управляемыми характеристиками. Реализация перестраиваемых звеньев ФВЧ и ФНЧ с режекторными цепями вызывает определенные трудности, связанные с необходимостью одновременного изменения параметров нескольких элементов (не менее трех) по разным законам. По этой же причине ограничено использование в перестраиваемых системах трехзвенных пассивных фильтров.

Схема перестраиваемого активного ФНЧ второго порядка приведена на рис. 83,а. Частотная характеристика звена может иметь подъем вблизи частоты среза, определяемый выбранным коэффициентом демпфирования [Л. 38]. При расчете фильтра первоначально задаются затуханием на частоте среза. Для получения заданной скорости спада амплитудно-частотной характеристики по обобщенной характеристике фильтра второго порядка (нормированной зависимости амплитуды сигнала на выходе от частоты) выбирают требуемый коэффициент демпфирования (затухания).

Для фильтра нижних частот начальные условия расчета имеют вид:

$$R_{вх} > 10X_{c_2}; \quad R_{вых} < 0,1X_{c_1}; \quad R = R_1 + R_2;$$

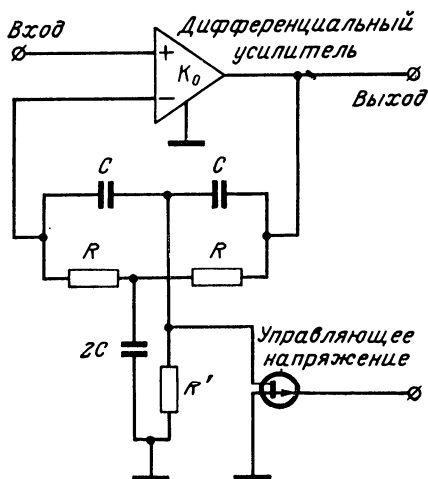


Рис. 82.

где  $R_{вх}$  — входное сопротивление усилителя;  $R_{вых}$  — выходное сопротивление усилителя;  $X_{c_1}$ ,  $X_{c_2}$  — сопротивления емкостей  $C_1$  и  $C_2$  на частоте среза;  $R_1$ ,  $R_2$  — сопротивления сток — исток полевых транзисторов  $ПТ_1$  и  $ПТ_2$ .

Выражение, определяющее зависимость частоты сре-

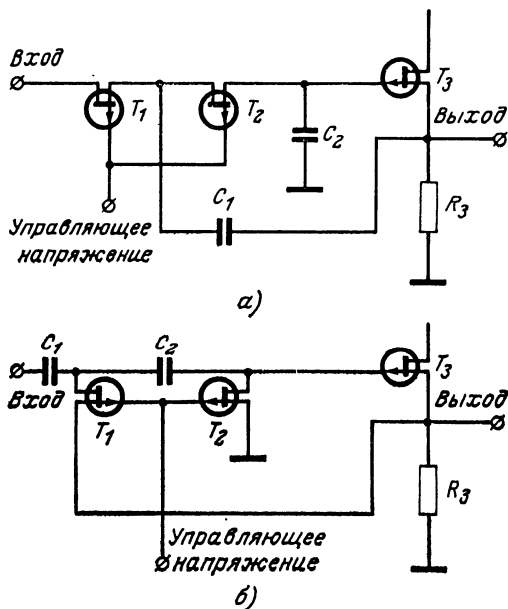


Рис. 83.

за от управляющего напряжения на затворах ПТ, имеет вид:

$$f = \frac{1}{2\pi M C_2 R_0} \exp\left(-\frac{U_s}{U_0}\right),$$

где

$$M = \sqrt{C_1/C_2}.$$

Коэффициент демпфирования, определяющий величину подъема амплитудно-частотной характеристики, вычисляется из соотношения

$$\rho = \frac{1}{M} + \frac{2}{M} (1 - K),$$

где  $K$  — коэффициент усиления по напряжению использованного усилителя.

Коэффициент демпфирования не зависит от величины сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , следовательно, перестройка частоты среза происходит с сохранением формы амплитудно-частотной характеристики. Схема звена ФВЧ с электронным управлением показана на рис. 83,б. В основу расчета ФВЧ можно положить те же принципы, что и для звена ФНЧ. Для обеспечения заданной скорости спада амплитудно-частотной характеристики по обобщенной характеристике фильтра второго порядка выбирают требуемый коэффициент демпфирования. По известным частоте среза и коэффициенту демпфирования определяют номиналы компонентов фильтра. Соответствующие расчетные соотношения имеют вид:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_{01} R_{02}}} \exp \left[ \left( -\frac{U_{01}}{U_{01}} \right) + \left( -\frac{U_{02}}{U_{02}} \right) \right].$$

Коэффициент демпфирования

$$\rho = \frac{1 + M^2}{2\lambda M} + \frac{\lambda}{2M} (1 - K),$$

где

$$M = \sqrt{C_1 / C_2}; \quad \lambda = \sqrt{R_1 / R_2};$$

$K$  — коэффициент усиления по напряжению примененного усилителя.

Параметры повторителя для фильтра выбираются из соотношений

$$R_{вх} > 10R_2; \quad R_{вых} < 0,1R_1.$$

В практических устройствах оба ПТ обычно работают при одинаковых управляющих напряжениях, в связи с чем сопротивления сток — исток  $R_1 = R_2$ .

В этом случае подбор коэффициента демпфирования можно осуществить при помощи емкостей  $C_1$  и  $C_2$  и коэффициента усиления  $K$ .

Используя комбинации звеньев ФВЧ и ФНЧ, можно получать и полосовые фильтры с электронным управлением.

При создании фильтров диапазона низких и инфранизких частот постоянные времени пассивного  $RC$ -фильтра достигают десятков секунд, для обеспечения чего резисторы пассивного фильтра должны иметь сопротивления порядка нескольких мегом. В этом случае осуществлять эффективную перестройку фильтра заменой

резисторов на ПТ не удастся и применяются другие принципы перестройки [Л. 91]. Схемы таких фильтров приведены на рис. 84. В отличие от рассмотренных выше фильтров, здесь используются два усилителя. Введение второго усилителя уменьшает взаимное влияние звеньев пассивного  $RC$ -фильтра и позволяет независимо регулировать частоту среза и величину коэффициента демпфирования за счет изменения коэффициентов передачи усилителей. Так как оба усилителя имеют общий вход, то

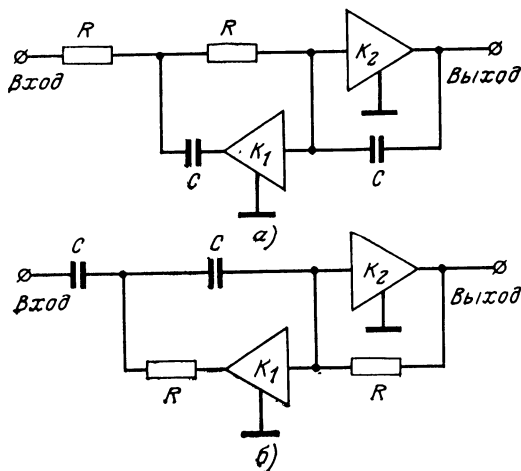


Рис. 84.

в фильтре можно применить один усилитель, имеющий два выхода. Полевые транзисторы можно использовать для повышения входного сопротивления усилителя и для регулировки его коэффициента передачи.

Схема перестраиваемого звена ФНЧ показана на рис. 84,а. Параметры фильтра определяются из соотношений:

коэффициент усиления

$$K = \frac{K_1}{C \cdot R^2 (1 - K_1)}.$$

Частота среза

$$f = \frac{1}{2\pi CR \sqrt{1 - K_1}};$$

коэффициент демпфирования

$$\rho = \frac{3 - 2K_1 - K_2}{2 \sqrt{1 - K_1}}.$$

Так как частота среза фильтра не зависит от коэффициента усиления  $K_2$ , то настройка фильтра на заданную частоту может быть осуществлена выбором коэффициента усиления  $K_1$ . Требуемую величину коэффициента демпфирования можно получить, меняя коэффициент усиления второго усилителя.

Схема звена ФВЧ показана на рис. 84,б. Параметры звена определяются из выражений:

коэффициент передачи

$$K = K_1;$$

частота среза

$$f = \frac{\sqrt{1 - K_1}}{2CR};$$

коэффициент демпфирования

$$\rho = \frac{3 - 2K_1 - K_2}{2\sqrt{1 - K_1}}.$$

Как и в звене ФНЧ, подбором коэффициента усиления первого усилителя фильтр настраивается на задан-

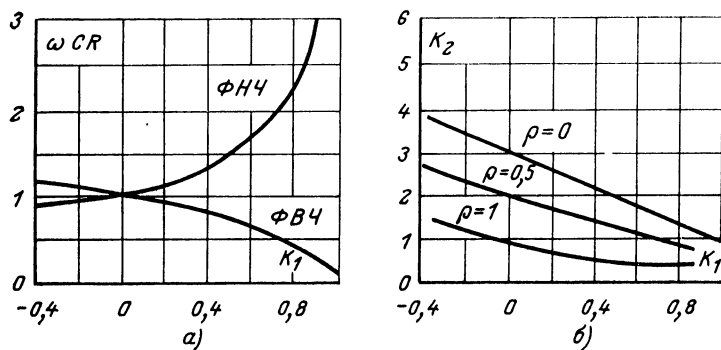


Рис. 85.

ную частоту среза, а второго — на требуемое затухание.

Зависимость нормированной частоты среза от величины коэффициента усиления  $K_1$  представлена на рис. 85,а. Соотношение коэффициентов усиления  $K_1$  и  $K_2$ , обеспечивающее заданную величину коэффициента демпфирования, приведено на рис. 85,б.



## 21. ГИРАТОРНЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ

Гиратор — пассивный четырехполюсник, обладающий матрицей проводимостей или сопротивлений вида

$$\|g\| = \begin{vmatrix} 0 & -g \\ g & 0 \end{vmatrix} \quad \text{или} \quad \|r\| = \begin{vmatrix} 0 & -r \\ r & 0 \end{vmatrix}.$$

Так как в гираторе используется отрицательная обратная связь, он является потенциально устойчивым.

Трудность практической реализации гираторов связана в первую очередь с необходимостью создания нулевых входных и выходных проводимостей. Высокое входное сопротивление ПТ позволяет существенно упростить схему и улучшить свойства гираторов, приблизив их к идеальным. В матрицу проводимостей реального гиратора входят все четыре параметра:

$$\|g\| = \begin{vmatrix} g_{11} & -g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{vmatrix}.$$

Появление конечных значений собственных проводимостей в матрице гиратора вызывает уменьшение добротности полюсов реализуемой передаточной функции. При включении на вход реального гиратора преобразуемой емкости  $C$  для подсчета величины имитированной индуктивности можно использовать соотношение [Л. 33, 34]

$$L = \frac{C}{g_{21}g_{12}} \left( 1 + \frac{g_{11}^2}{\omega^2 C^2} \right). \quad (130)$$

Активные потери индуктивности удобно оценивать, используя понятие затухания (величины обратной добротности)

$$d = \frac{R}{Q} = d_1 + d_2 = \frac{g_{22}\omega C}{g_{21}g_{12}} + \frac{g_{11}\Delta}{g_{21}g_{12}\omega C}, \quad (131)$$

где  $\Delta$  — определитель матрицы проводимости реального гиратора.

Из (130) видно, что величина имитированной индуктивности зависит от частоты. Частотная зависимость затухания (131) отличается от аналогичной зависимости для обычной катушки индуктивности.

Минимум затухания индуктивности

$$d_{\min} = \frac{2\sqrt{1+A}}{A}$$

достигается на частоте

$$\omega_{\text{опт}} = \frac{g_{11}}{C} \sqrt{1+A},$$

где

$$A = \left| \frac{g_{21}g_{12}}{g_{11}g_{22}} \right|$$

— параметр преобразования.

На этой частоте имитируется индуктивность

$$L_{\text{опт}} = \frac{C}{g_{21}g_{12}} \left( \frac{2+A}{1+A} \right).$$

Изменение величины индуктивности и затухания в диапазоне частот можно оценить, используя соотношения

$$\frac{L}{L_{\text{опт}}} = \frac{1+A+\left(\frac{\omega_{\text{опт}}}{\omega}\right)^2}{2+A} \quad (132)$$

и

$$\frac{d}{d_{\text{мин}}} = 0,5 \left( \frac{\omega_{\text{опт}}}{\omega} + \frac{\omega}{\omega_{\text{опт}}} \right). \quad (133)$$

На рис. 86, 87 приведены рассчитанные по соотношениям (132) и (133) графики. Пользуясь ими, можно определить характеристики имитированной индуктивности, работающей в диапазоне частот. Из сопоставления графиков видно, что по мере повышения добротности имитированной индуктивности (увеличение параметра преобразования гиратора) зависимость параметров индуктивности от частоты уменьшается. При использовании высококачественных гираторов ( $A \gg 1$ ) частотной зависимостью величины имитированной индуктивности можно пренебречь.

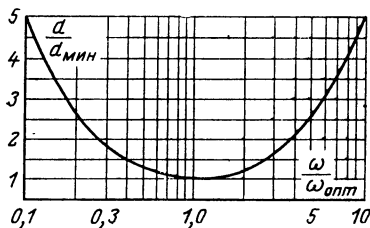


Рис. 86.

Неидеальность гиратора связана и с тем, что элементы его матрицы имеют частотную зависимость.

Положим, что паразитный фазовый сдвиг в гираторе обусловлен частотными свойствами взаимных проводимости

стей, тогда

$$Y_{21}Y_{12} = |Y_{12}Y_{21}| \exp j\varphi,$$

где  $\varphi$  — суммарный фазовый сдвиг в гираторе.

Для высококачественных гираторов  $A \gg 1$  и с влиянием фазового сдвига на величину имитированной индуктивности и частоту настройки можно не считаться. В то же время добротность имитированной индуктивности сильно зависит от фазового сдвига и может быть определена из соотношений

$$Q(\varphi) = \frac{Q}{1 + \varphi Q} \quad (134)$$

в случае произвольной настройки гиратора или

$$Q'(\varphi) = \frac{Q_{\max}}{1 + \varphi Q_{\max}} \quad (135)$$

для гиратора, настроенного на частоту  $\omega_{\text{опт}}$ .

В (134) и (135) за  $Q$  и  $Q_{\max}$  принята величина добротности имитированной индуктивности при  $\varphi = 0$ .

Из (134) и (135) видно, что при отрицательных значениях  $\varphi$  активные потери имитированной индуктивности могут быть полностью скомпенсированы. Гиратор, нагруженный емкостью, теряет устойчивость при условии

$$|\varphi| = 1/Q.$$

Обычно в гираторах используются апериодические некорректированные усилители, в пределах полосы пропускания которых можно считать:

$$-\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_b}; \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega_n}{\omega}.$$

Здесь под граничной частотой  $\omega_n$  и  $\omega_b$  усилителей необходимо понимать граничные частоты в режиме короткого замыкания по входу и выходу, поскольку для расчета используется матрица проводимостей.

При использовании высококачественных гираторов допустимые сдвиги фазы в петле гиратора не превосходят десятых долей радиана. В этом случае можно считать  $-\varphi \approx \omega/\omega_b$ ,  $\varphi \approx \omega_n/\omega$ .

Переходя к выражению для добротности, получаем:

$$Q(\varphi) \approx \frac{Q}{1 + \left( \frac{\omega_n}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_b} \right) Q}. \quad (136)$$

Соотношение (136) позволяет сформулировать требования к частотным характеристикам усилителей, применяемых при построении гиратора. Например, при использовании усилителя с граничными частотами  $\omega_n$  или  $\omega_v$  полная компенсация потеря имитированной ин-

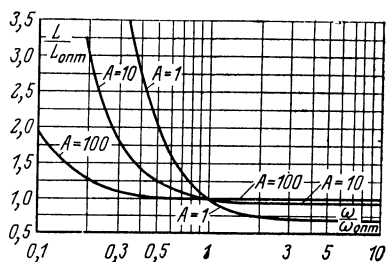


Рис. 87.

дуктивности с исходной добротностью  $Q = 10$  произойдет на частоте  $\omega = 0,1 \omega_v$ , а уменьшение добротности в 2 раза на частоте  $\omega = 10 \omega_n$ . В гираторе, имитирующем индуктивность с большей величиной добротности, требования к широкополосности усилителя еще более возрастут. Из рассмотренного примера следует, что в любом случае для расчета характеристик гираторов нельзя применять низкочастотную эквивалентную схему активного элемента.

## 22. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ИМИТИРОВАННЫМИ ИНДУКТИВНОСТЯМИ

Для построения простейшей избирательной системы со стороны зажимов гиратора, имитирующих индуктивность, включается контурная емкость  $C_k$ . Помимо частотной селекции, гиратор может выполнять функции усилителя. Для этого введение сигнала в гиратор и съем его должны осуществляться в разных точках. Структурная схема такого усилителя приведена на рис. 88.

Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя может быть рассчитана из соотношения [Л. 35]

$$K(\omega) = \frac{Q_k \frac{\omega_p}{\omega}}{Q_k \left( \frac{\omega_p}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_p} \right) + j},$$

где  $Q_k$  — добротность резонансной системы;  $\omega_p$  — резонансная частота.

Величины этих коэффициентов определяются внешней нагрузкой гиратора. Их можно определить из соотно-

ношений

$$Q_k = \sqrt{A\beta_1\beta_2}/(\beta_1 + \beta_2); \quad \omega_p = \sqrt{A\beta_1\beta_2}, \quad (137)$$

где  $\beta_1 = g_{11}/C$ ;  $\beta_2 = g_{22}/C_k$ .

Максимум добротности резонансной системы достигается при выполнении условия

$$\beta_1 = \beta_2. \quad (138)$$

В этом случае основные параметры усилителя — добротность, резонансная частота  $\omega_{p, \text{опт}}$  и коэффициент усиления на резонансной частоте  $K(\omega_{p, \text{опт}})$  рассчитываются по следующим формулам:

$$K(\omega_{p, \text{опт}}) = Q_{k, \text{макс}} = 0,5 \sqrt{A}; \quad \omega_{p, \text{опт}} = \beta_1 \sqrt{A}. \quad (139)$$

Приведенные выше соотношения справедливы при условии  $A \gg 1$ , которое практически всегда выполняется.

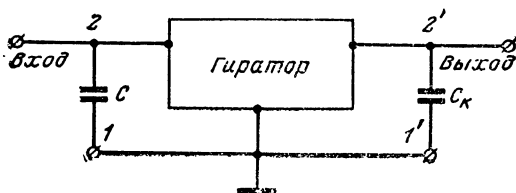


Рис. 88.

Стабильность фильтров с имитированными индуктивностями можно охарактеризовать коэффициентом чувствительности резонансной частоты и добротности как функции параметров элементов фильтра.

Воспользовавшись определением коэффициентов чувствительности по Боде [Л. 19], согласно (137) для добротности и резонансной частоты системы можно записать:

$$\left. \begin{aligned} S_A^Q &= 0,5; \quad S_{\beta_1}^Q = -S_{\beta_2}^Q = \frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_1 + \beta_2}; \\ S_A^{\omega_p} &= S_{\beta_1}^{\omega_p} = S_{\beta_2}^{\omega_p} = 0,5. \end{aligned} \right\} \quad (140)$$

Из (140) следует, что минимум коэффициентов чувствительности достигается при условии  $\beta_1 = \beta_2$ , т. е. в режиме оптимальной настройки гиратора. Одновременно с достижением минимальной чувствительности характеристик фильтра достигается и максимальная добротность резонансной системы, поэтому оптимальный режим настройки гиратора можно считать предпочтительным.

Расчет параметров имитированной индуктивности и резонансной системы, в которой она используется, может быть выполнен на основе соотношений (132), (133) и (137), (139). Он сводится к определению требуемой величины параметра преобразования гиратора для реализации заданной величины добротности. Если определенное значение параметра преобразования  $A_{\text{треб}}$  больше, чем у имеющегося в наличии гиратора, то он должен быть заменен другим с более качественными характеристиками. Из двух гираторов, работающих в заданном диапазоне частот и имеющих одинаковое значение параметра преобразования, необходимо выбирать прибор с меньшим значением собственных проводимостей. Это позволит снизить величину емкости конденсаторов.

Совместное рассмотрение (139) и (140) позволяет предложить и порядок настройки резонансной системы с имитированной индуктивностью. Выбор заданной величины добротности необходимо производить изменением параметров гиратора, но при этом следует сохранять симметрию схемы  $g_{11}=g_{22}$ ,  $|g_{12}|=|g_{21}|$ . (Величины емкостей, нагружающих гиратор, будут равными и минимальными по величине.) Настройка фильтра на заданную резонансную частоту производится изменением емкостей конденсаторов, нагружающих гиратор, при соблюдении соотношения (138). В этом случае перестройка резонансной частоты фильтра будет осуществляться с сохранением величины добротности.

### **23. ИМИТИРОВАННЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ В ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРАХ**

Величина имитированной индуктивности фильтра и ее добротность зависят от характеристических параметров матрицы гиратора и преобразуемой емкости. Это свойство можно использовать при создании перестраиваемых усилителей, для чего необходим гиратор с регулируемыми параметрами или перестраиваемая по величине емкость.

Принцип использования переменного конденсатора в перестраиваемых резонансных контурах с имитированной индуктивностью такой же, как и в фильтрах с обычной индуктивностью.

При необходимости обработки сигнала с помощью перестраиваемой избирательной системы добротность индуктивности должна быть по крайней мере большей

5—10. Для получения такой добротности требуется высококачественный гиратор, у которого  $A \gg 100$ . В этом случае частотной зависимостью величины имитированной индуктивности можно пренебречь, специфика применения имитированной индуктивности отразится лишь в законе изменения затухания избирательной системы при перестройке частоты. Обычно с потерями в контурной емкости можно не считаться и тогда закон изменения затухания перестраиваемого резонансного контура полностью определяется характеристиками имитированной индуктивности. Рассматривая (132) и (133), отметим следующие возможные режимы работы перестраиваемого контура.

1. Перестройка контура производится в области частот выше частоты оптимальной настройки гиратора. Если выполняется соотношение  $\omega > 2\omega_{\text{опт}}$ , то закон перестройки резонансной частоты совпадает с законом изменения затухания. Полученный результат эквивалентен случаю перестройки емкостью обычного колебательного контура с дискретной индуктивностью.

2. Диапазон перестройки контура лежит в области частот ниже частоты оптимальной настройки и выполняется соотношение  $\omega < 0,5\omega_{\text{опт}}$ . В этом случае закон изменения резонансной частоты и закон изменения затухания обратны, т. е. перестройка контура производится с сохранением постоянства полосы пропускания.

3. При перестройке контура вблизи оптимальной частоты настройки гиратора, при выполнении соотношения  $0,5\omega_{\text{опт}} < \omega < 2\omega_{\text{опт}}$  перестройка контура происходит с сохранением постоянства затухания.

Действительно, если параметр преобразования  $A = 100$ , то относительное приращение затухания на границах определенных частотных диапазонов составляет всего 25 %, в то время как относительное изменение величины имитированной индуктивности не превосходит 0,25 %. Значение параметра  $A = 100$  соответствует согласно (133) минимальной величине затухания  $d_{\text{мин}} = 0,2$  ( $Q = 5$ ). При решении задач частотной селекции обычно требуются большие значения добротностей, следовательно, указанные выше изменения величины имитированной индуктивности в диапазоне частот будут еще меньше.

В указанных случаях перестройка контура происходит с нарушением оптимального режима работы преобразователя, что приводит к ухудшению стабильности

характеристик колебательного контура [Л. 90]. Сохранить оптимальный режим работы гиратора удается при перестройке колебательного контура одновременным изменением контурной и преобразуемой емкостей по одинаковому закону. Это следует из (138). Поскольку при перестройке резонансной частоты сохраняется режим настройки гиратора, то остается постоянной и величина затухания контура.

Использование двух переменных конденсаторов увеличивает и коэффициент перекрытия частоты перестраиваемого контура, который стремится к коэффициенту перекрытия спаренного конденсатора.

Применение гираторов с переменными параметрами в избирательных усилителях открывает более широкие возможности, чем рассмотренный выше способ с переменной емкостью. Продемонстрируем это несколькими примерами. Используя (137) и (139), легко установить, что для создания перестраиваемого резонансного усилителя, сохраняющего постоянство полосы пропускания, у гиратора должны меняться величины взаимных проводимостей. Значения собственных проводимостей должны при этом оставаться неизменными.

Перестраиваемый избирательный усилитель, сохраняющий постоянную величину добротности, можно построить на гираторе, у которого совместно меняются величины характеристических проводимостей, а величина параметра преобразования остается постоянной.

Перечисленные варианты являются наиболее характерными и не исчерпывают все возможности применения гираторов с управляемыми параметрами.

#### **24. СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ ГИРАТОРОВ И ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Высокостабильные гираторы строятся на основе усилителей, охваченных глубокой отрицательной обратной связью. Структурные схемы гираторов представлены на рис. 89. Гиратор имеет две ветви усиления — прямую и обратную, включенные параллельно при реализации гиратора по  $Y$ -схеме и последовательно — для  $Z$ -схемы (рис. 89, *а* и *б*). При построении гиратора по  $Y$ -схеме каждая ветвь представляет собой источник тока, управляемый напряжением. Таким образом, каждая ветвь гиратора, выполненного по  $Y$ -схеме, должна представлять



собой усилитель с высоким входным и выходным сопротивлениями и большим коэффициентом усиления. При реализации Z-схемы усилители должны иметь высокое входное и низкое выходное сопротивления. При этом требуется, чтобы один усилитель давал поворот фазы сигнала на  $0^\circ$ , другой — на  $180^\circ$ .

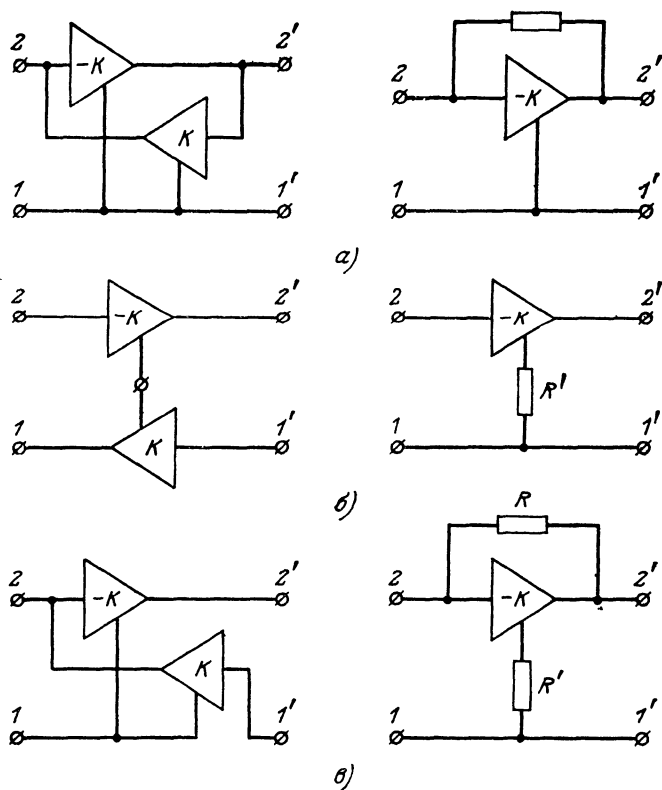


Рис. 89.

В гираторах с пассивной отрицательной обратной связью усилитель, неинвертирующий фазу, заменяется на пассивный резистор. В таком гираторе требуемый коэффициент усиления в петле обеспечивается лишь одним усилителем. Это ограничивает реализуемую величину добротности до нескольких десятков.

Кроме гираторов, построенных по  $Y$  или  $Z$ -схемам, можно применить обратную связь смешанного  $ZY$ -типа (рис. 89, в).

Для получения высокودобротных индуктивностей требуется гиратор с параметром преобразования  $A \gg 1$ . Например, при добротности  $Q_L = 5$   $A \geq 100$ , а при  $Q_L = 50$   $A \geq 10^4$  [см. (139)]. Параметр преобразования характеризует коэффициент усиления по петле гиратора в режиме холостого хода, т. е. определяет усиительные свойства примененных активных четырехполюсников.

Гиратор образуют усилители, замкнутые в петлю отрицательной обратной связи. Если гиратор строится на усилителях с отрицательной обратной связью, то он всегда потенциально устойчив и имеет собственные активные потери.

Для упрощения схем усилителей, образующих гиратор, можно использовать местную положительную обратную связь [Л. 91]. Ее введение снижает стабильность характеристик гиратора, а при больших коэффициентах регенерации может привести к неустойчивости.

На практике часто встречаются схемы гираторов с асимметрией  $g_{11} \neq g_{22}$ ,  $|g_{12}| \neq |g_{21}|$ . Характеристики таких гираторов можно значительно улучшить, используя дополнительную отрицательную обратную связь [Л. 89]. При введении пассивной отрицательной обратной связи  $Y$  или  $Z$ -типа максимальная величина параметра преобразования достигается при включении в цепи обратной связи резистора, сопротивление которого определяется соотношением

$$\frac{1}{R} = R' \Delta \approx \sqrt{g_{11} g_{22}}, \quad (141)$$

где  $R$  — сопротивление отрицательной обратной связи  $Y$ -типа;  $R'$  — сопротивление отрицательной обратной связи  $Z$ -типа;  $\Delta$  — определитель матрицы проводимости гиратора без обратной связи.

При использовании обратной связи смешанного  $ZY$ -типа величина параметра преобразования достигает максимального значения, если величины примененных сопротивлений подчиняются соотношению

$$\left( \frac{1}{R} + R' \Delta \right) = \sqrt{g_{11} g_{22}}.$$

Достижимая величина добротности имитированной индуктивности одинакова при оптимальной величине обратной связи любого типа. Входная и выходная проводимости зависят от вида обратной связи. Они максимальны при связи  $Y$ -типа, минимальны при связи  $Z$ -типа и имеют среднее значение при смешанной  $ZY$ -связи. Эти проводимости при фиксированной величине преобразуемой емкости и параметра преобразования определяют величину имитиру-

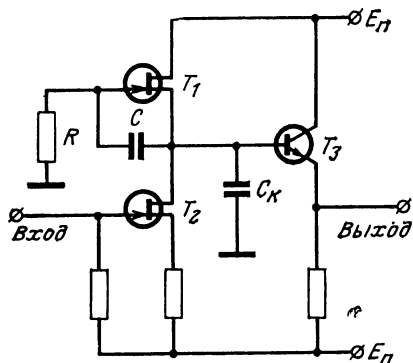


Рис. 90.

вают величину имитированной индуктивности и частоту, на которой реализуется максимум добротности. Так, при обратной связи  $Z$ -типа максимум добротности получается на более низкой частоте. Однако повышение входного и выходного сопротивлений накладывает более жесткие требования на элементы, обеспечивающие режимы транзисторов по постоянному току.

Простейшая схема гиратора с пассивной обратной связью может быть выполнена на одном полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком. Однако добротность таких схем не превышает нескольких единиц; для полевых транзисторов, у которых  $g_{21} = 1,5 \div 2,0$  ма/в, она доходит до 5—7. Схема резонансного усилителя, использующего однотранзисторный гиратор, представлена на рис. 90. Гиратор построен на полевом транзисторе  $T_1$  по схеме с пассивной отрицательной связью параллельного типа. Обратная связь в гираторе создается резистором  $R$ , включенным в цепи затвор — сток транзистора  $T_1$ . Сопротивление резистора обратной связи  $R$  рассчитывается согласно (141).

При включении емкости  $C$  на вход гиратора (затвор — исток  $T_1$ ) на зажимах сток — исток имитируется индуктивность, которая с емкостью  $C_k$  образует параллельный колебательный контур, являющийся нагрузкой усилительного каскада. Для устранения влияния нагрузки на характеристики гиратора на выход усилителя

включен эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе.

Для повышения добротности резонансной системы до 10—20 в гираторе можно применить сочетание полевого и биполярного транзисторов. Схема избирательного усилителя с гиратором на составном транзисторе представлена на рис. 91.

Гиратор собран на составном транзисторе (полевой транзистор  $T_1$  и биполярный транзистор  $T_2$ ). Обратная связь в гираторе создается резистором  $R$ , включенным

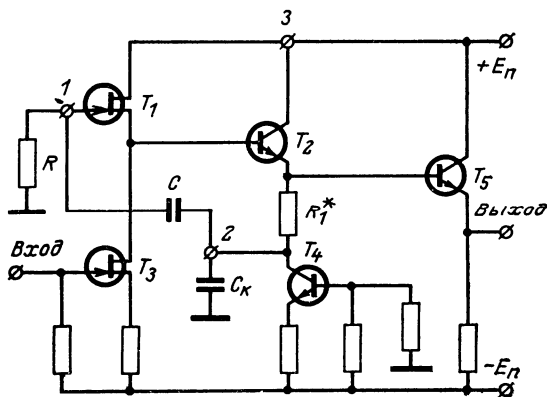


Рис. 91.

в цепи затвор транзистора  $T_1$  — коллектор транзистора  $T_2$ . Местная обратная связь, осуществляемая за счет резистора  $R_1$ , служит для повышения стабильности характеристик транзистора  $T_2$ . Транзисторы  $T_3$  и  $T_4$  обеспечивают режим по постоянному току активных элементов, образующих гиратор ( $T_1$  и  $T_2$ ). Одновременно транзистор  $T_4$  является блокировочным элементом, устраняющим шунтирование эквивалентного колебательного контура низким сопротивлением источника питания. Для ослабления влияния нагрузки на характеристики гиратора на выходе усилителя включен эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе.

Гиратор образуется на зажимах 1—2 и 2—3. Заземленным оказывается зажим 3. При включении на вход гиратора (зажимы 1—2) емкости  $C$  на зажимах 2—3 имитируется индуктивность, которая с емкостью  $C_K$  образует колебательный контур. Выбор номиналов  $R$ ,  $C$

и  $C_K$  производится, как и в предыдущем случае, согласно выражениям (138), (139) и (141).

Для реализации высокодобротных гираторов (с добротностью, равной нескольким сотням) используется параллельная активная обратная связь. Усилители, образующие гиратор, включаются параллельно и встречно. Они должны обладать высоким входным и выходным сопротивлением. Для повышения входного сопротивления в усилителях используют ПТ. Выходное сопротив-

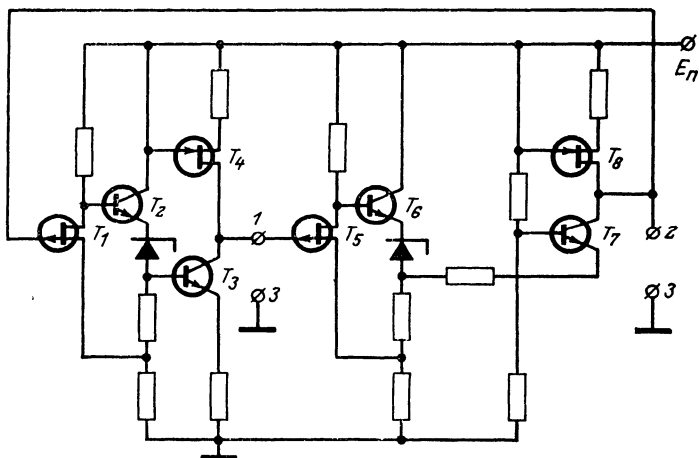


Рис. 92.

ление увеличивают за счет использования в качестве нагрузки транзистора. Для примера на рис. 92 представлена схема гиратора, выполняемого в виде интегрального модуля [Л. 86]. Инвертирующий усилитель собран на транзисторах  $T_5$ — $T_8$ . В ветви обратной связи усилителя использованы транзисторы  $T_1$ — $T_4$ . Гиратор образуется на зажимах 1—3 и 2—3. Применение в гираторе сочетания полевых и биполярных транзисторов позволило получить высокие качественные показатели. Устройство обеспечивает в области низких частот добротность имитированной индуктивности, равную 450. При повышении рабочей частоты значение добротности растет и на частоте 250 кГц она составляет 2000. Гиратор практически симметричен — величины собственных проводимостей составляют  $10^{-6}$  сим.

Наряду с высокими значениями добротности гираторные фильтры обладают и хорошей стабильностью. В [Л. 34] сообщается, что при использовании высокостабильных конденсаторов в диапазоне температур от 0 до 50°C резонансный контур с имитированной индуктивностью в диапазоне частот от 0,3 до 30 кГц имел температурный коэффициент резонансной частоты  $50 \cdot 10^{-6}^\circ\text{C}$ .

При построении фильтров для диапазона инфранизких частот необходимы гираторы с очень малыми вели-

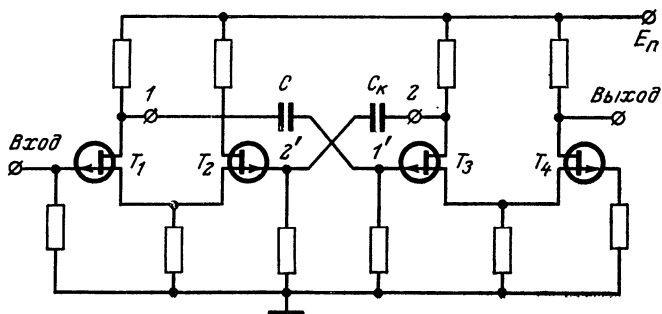


Рис. 93.

чинами собственных проводимостей. Это условие удается выполнить при использовании в гираторе обратной связи последовательного типа (см. рис. 89,б). Схема фильтра диапазона инфранизких частот представлена на рис. 93. Здесь гиратор выполнен по схеме с активной обратной связью последовательного типа. Усилители прямой и обратной передачи выполнены на дифференциальных каскадах с ПТ. При работе фильтра в области низких частот возможно использовать режим микротоков ПТ, что позволяет резко уменьшить потребляемую мощность и увеличить значения входного и выходного сопротивления гиратора. В [Л. 36] рассмотрены схемы гираторного фильтра на дифференциальных каскадах с ПТ, работающими в режиме микротоков  $I_c = 10 \text{ мка}$ . При использовании отечественных транзисторов удавалось реализовать добротность резонансного контура, равную 7. Для настройки на резонансную частоту 10 гц требовалось два конденсатора с емкостью 300 пф.

Фильтр с перестраиваемыми параметрами можно получить, введя в гиратор, выполненный по схеме с активной обратной связью параллельного типа, переменные

резисторы [Л. 90]. Структурная схема перестраиваемого гираторного фильтра приведена на рис. 94.

Частоту настройки фильтра и его добротность можно определить из соотношений

$$\left. \begin{aligned} \omega_p &= \frac{\omega_{p0}}{K+1}; \\ Q &= \frac{Q_0(M+1)}{M+K+1}, \end{aligned} \right\} \quad (142)$$

где  $\omega_{p0}$ ,  $Q_0$  — значения резонансной частоты и добротности при  $R_d=0$ ;  $K=g'_{22}/g_d$  — параметр перестройки;  $M=g'_{22}/g'_{11}$  — параметр гиратора.

Зависимости (142) получены в предположении, что примененные в гираторе усилители имеют одинаковые значения собственных проводимостей. Из (142) следует, что при малых значениях  $M$  фильтр перестраивается с сохранением полосы пропускания. Постоянная добротность обеспечивается при  $M \gg 1$ . Оба случая легко реализуются с достаточной для инженерной практики точностью. В качестве примера на рис. 95 приведена схема перестраиваемого фильтра с постоянной добротностью. Гиратор с переменными параметрами образует два усилителя, включенных параллельно и встречно. Усилитель прямой передачи по схеме с ОЭ, петля обратной связи — каскадное соединение ОК—ОБ. Оба усилителя собраны

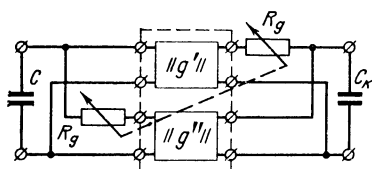


Рис. 94.

на основе дифференциального каскада. На входах дифференциальных каскадов включены эмиттерные повторители, что позволяет провести согласование усилителей в петле гиратора по постоянному току.

Два эмиттерных повторителя, не включенных в петле гиратора, служат для ввода сигнала в фильтр. Съем сигнала осуществляется с выхода одного из повторителей, включенных в петле преобразователя. При этом обеспечивается малое влияния нагрузки и генератора на параметры фильтра, а коэффициент усиления остается постоянным во всем диапазоне перестройки резонансной частоты. Инверсия импеданса обнаруживается на за-

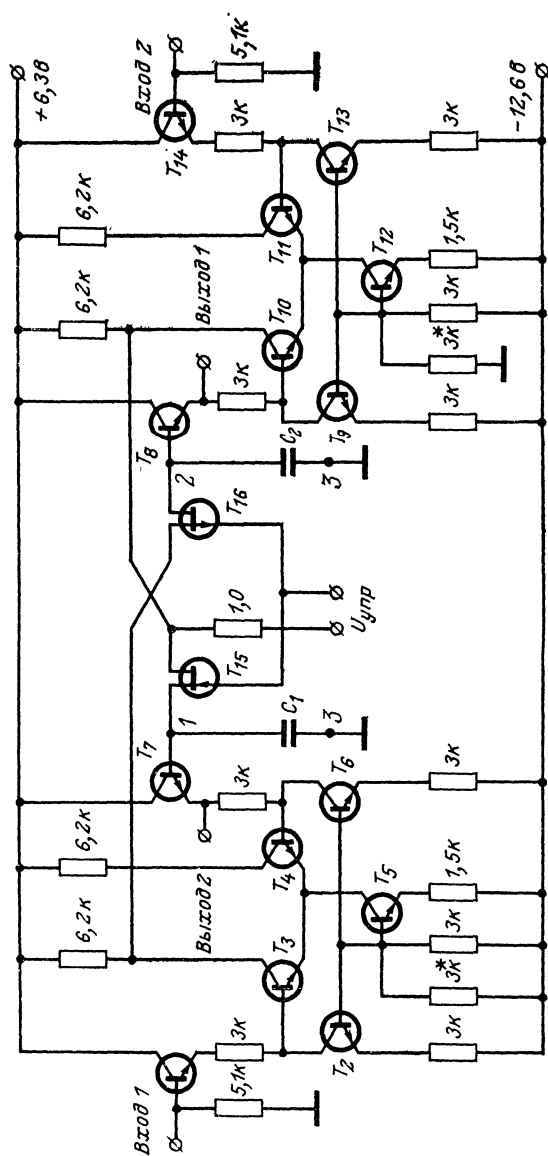


Рис. 95.



жимах 1—3 и 2—3. Подключение к гиратору двух конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  позволяет создать перестраиваемый фильтр с высоким входным и низким выходным сопротивлением, работающий как от симметричного, так и несимметричного генератора.

Необходимый закон перестройки гиратора в фильтре обеспечивается двумя добавочными резисторами, включенными на выходе усилителей. Для осуществления электронного управления характеристиками они заменены на два полевых транзистора  $T_{15}$  и  $T_{16}$ . При увеличении сопротивлений управляющих резисторов резонансная частота контура уменьшается. Поэтому при нулевых сопротивлениях добавочных резисторов контур должен быть настроен на верхнюю частоту выбранного диапазона перестройки.

При использовании биполярных транзисторов ( $T_1—T_7$  и  $T_8—T_{14}$ ) типа ГТ311 величины проводимостей усилителей, образующих гиратор, равны:

$$\begin{aligned} g'_{11} = g''_{11} &= 0,8 \cdot 10^{-5} \text{ см}; & g'_{21} &= 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \\ g'_{22} = g''_{22} &= 0,15 \cdot 10^{-3} \text{ см}; & g''_{21} &= -7,0 \cdot 10^{-3} \text{ см}. \end{aligned}$$

При нулевых величинах сопротивлений переменных резисторов гиратор имеет следующие параметры:

$$\begin{aligned} g_{110} &= g'_{11} + g''_{22} = 0,16 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \\ g_{220} &= g''_{11} + g'_{22} = 0,16 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \\ g_{210} &= g'_{21} = 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ см}; & g_{120} &= g''_{21} = -7,0 \cdot 10^{-3} \text{ см}. \end{aligned}$$

Максимальная величина переменного сопротивления ПТ ограничивается несколькими десятками килоом. Для получения больших диапазонов перестройки приходится применять малые величины сопротивлений нагрузки оконечных каскадов усилителей. В силу указанных причин в фильтре, схема которого приведена на рис. 95, удавалось получить перестройку частоты лишь в пределах декады. Максимальная добротность резонансной системы равнялась 25 и менялась во всем диапазоне перестройки менее чем на 15%. Фильтр устойчив при работе на частотах не выше 35 кГц.

Рассмотренный фильтр можно применить в перестраиваемом генераторе синусоидальных колебаний с неизменной по диапазону амплитудой. Для создания генератора достаточно вход фильтра подключить через ре-

зистор к выходу дифференциального каскада, не использованного в петле гиратора. Выбором сопротивления этого резистора регулируется форма генерируемых колебаний и их амплитуда.

Схема фильтра, сохраняющего при перестройке резонансной частоты постоянную полосу пропускания, приведена на рис. 96. В отличие от рассмотренной выше схемы управление параметрами гиратора осуществляется путем изменения коэффициентов передачи усилителей, образующих преобразователь.

Общая структурная схема гиратора аналогична рассмотренной выше. Изменены лишь точки включения управляющих резисторов (полевых транзисторов), а для повышения добротности имитированной индуктивности в нагрузке дифференциальных каскадов включены дополнительные транзисторы.

При нулевых напряжениях на затворах ПТ гиратор имеет следующие характеристики:

$$g_{11}=g_{22}=2 \cdot 10^{-5} \text{ см}; \quad g_{21}=4,1 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \\ g_{12}=-3,8 \cdot 10^{-3} \text{ см}.$$

Изменение управляющего напряжения на затворах ПТ от 0 до 1,2 в меняет значения взаимных проводимостей в пределах

$$g_{21}=(4,1-0,2) \cdot 10^{-3} \text{ см}; \quad g_{12}=- (3,8-0,72) \cdot 10^{-3} \text{ см}.$$

Нагрузив такой инвертор двумя конденсаторами  $C_1$  и  $C_2$ , получим перестраиваемый фильтр, сохраняющий постоянство полосы пропускания. При нулевом управляющем напряжении частота настройки фильтра максимальна. По мере увеличения управляющего напряжения резонансная частота уменьшается. При изменении управляющего напряжения величины собственных проводимостей гиратора остаются постоянными, следовательно, не меняется и режим настройки гиратора. На заданный диапазон частот усилитель настраивается путем выбора емкостей конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Для обеспечения оптимального режима настройки гиратора их величины выбираются с учетом соотношения (138).

При использовании высокочастотных биполярных транзисторов типа ГТЗ13, ГТЗ11, ПТ типа КП103 и оптимальной настройке гиратора на частоте 25 кгц (при равенстве нулю управляющего напряжения) доб-

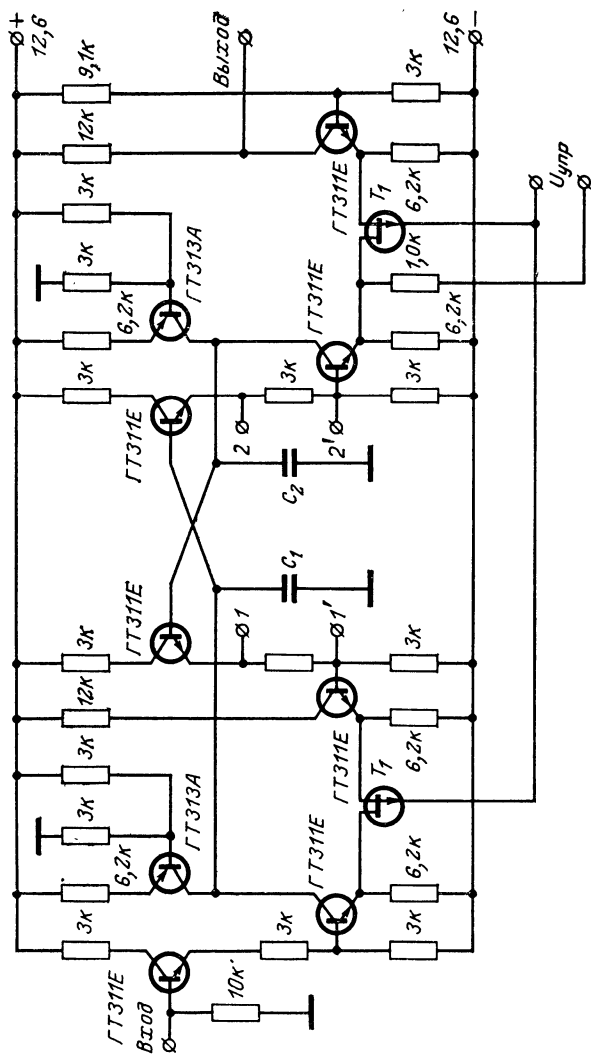


Рис. 96.

ротность резонансной системы равнялась 95. Изменение частоты настройки в сторону понижения частоты до 100 *гц* приводит к уменьшению величины добротности менее чем на 5%. Повышение частоты настройки выше 25 *кгц* вызывает резкое изменение добротности. Так, при оптимальной настройке при частотах выше 28 *кгц* усилитель теряет устойчивость.

Изменение управляющего напряжения от 0 до 1,2 *в* перестраивает фильтр более чем на декаду. При работе фильтра на частотах ниже 25 *кгц* изменение полосы пропускания составляет менее 3%.

При перестройке фильтра меняется его коэффициент усиления. Постоянство коэффициента усиления обеспечивается путем включения на вход фильтра дополнительного регулируемого каскада. Для этой цели удобно использовать один из усилителей, образующих гиратор. Управление регулируемым каскадом производится напряжением, противофазным управляющему напряжению фильтра. Указанным способом удастся поддерживать постоянство коэффициента усиления при перестройке частоты на декаду в пределах 15%.

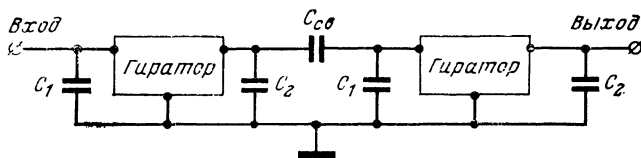


Рис. 97.

Предложенный вариант перестраиваемого фильтра с постоянной полосой пропускания не является единственным. Для создания аналогичного гиратора можно применить любую пару усилителей с регулируемым коэффициентом передачи. Необходимым условием является лишь сохранение при регулировке постоянного входного и выходного сопротивления усилителя. По возможности следует избегать «режимных регулировок», которые трудно осуществить в замкнутом кольце гиратора.

Перестраиваемые гираторы можно использовать в многоконтурных избирательных системах. Применяв емкостную связь между резонансными контурами, можно получить перестраиваемый фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), сохраняющий постоянную ширину полосы пропускания при перестройке средней частоты.

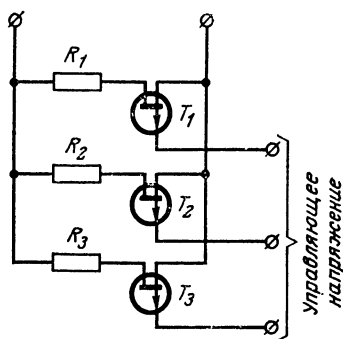


Рис. 98.

Структурная схема перестраиваемого ФСС представлена на рис. 97. В ФСС используются гираторы, собранные по схеме рис. 96. В перестраиваемых ФСС удобно использовать гиратор с перестраиваемыми параметрами, поскольку постоянство величины контурной емкости и емкости связи обеспечивает и неизменность коэффициента связи между резонансными контурами.

Для перестройки фильтров можно использовать ПТ в режиме ключа. Схема дискретного переменного резистора приведена на рис. 98. При малом числе дискретов указанный способ повысит температурную стабильность резонансной частоты.

В перестраиваемых гираторных фильтрах могут использоваться и переменные конденсаторы (варакторы). С этим вопросом можно ознакомиться в [Л. 35].

## ПРИЛОЖЕНИЕ

### К анализу нелинейных процессов в усилительном каскаде при работе полевого транзистора без отсечки выходного тока

Несмотря на многочисленные публикации по результатам исследований усилителей и преобразователей частоты на ПТ с *p-n* переходом расчетный аппарат, позволяющий оценивать нелинейные искажения, развит недостаточно. Существующие инженерные методы расчета применимы только для области низких частот, где можно пренебречь инерционностью транзисторов [Л. 31, 70, 87]. Авторы некоторых работ, посвященных этим вопросам [Л. 70], при создании инженерного метода расчета используют квадратичную аппроксимацию проходной вольт-амперной характеристики «идеального» ПТ и затем учитывают влияние сопротивления  $r_{и}$ . Экспериментальные исследования показывают, что использование полученных таким образом расчетных соотношений для определения нелинейных продуктов высшего порядка



где  $I'_{\text{с.нас}}$  — некоторая фиктивная величина, связанная с реальной величиной  $I_{\text{с.нас}}$  соотношением (16). Заметим, что аппроксимация (15) дает удовлетворительные результаты до  $U_{03} \leq 0,85 U_0$ .

Пусть на вход усилительного каскада на ПТ поступает переменное напряжение  $u_{\text{вх}}$ , под действием которого возникает управляющее напряжение  $u_{3.и'}$ . Тогда выходной ток

$$I_c = I_{0c} + i_c = -I'_{\text{с.нас}} \left[ 1 - \frac{U_{03.и'} + u_{3.и'}}{U_0} \right]^n, \quad (11-1)$$

где

$$\begin{aligned} U_{03.и'} &= E_{\text{см}} - I_{0c} r_{и}; \\ u_{3.и'} &= u_{\text{вх}} - i_{и'} r_{и} - i_3 R_{\Gamma}; \end{aligned}$$

$E_{\text{см}}$  — напряжение внешнего смещения, поданного на затвор;  $I_{0c}$  — ток стока в начальной рабочей точке (для ПТ с  $p$ -каналом имеет отрицательное значение).

Учитывая последние соотношения, выражение (П-1) запишем в виде

$$\begin{aligned} & \sqrt[n]{\frac{I_{0c} + i_c}{-I'_{\text{с.нас}} \left[ 1 - \frac{E_{\text{см}} - I_{0c} r_{и}}{U_0} \right]^n}} = \\ & = 1 - \frac{u_{\text{вх}} - i_{и'} r_{и} - i_3 R_{\Gamma}}{U_0 [1 - (E_{\text{см}} - I_{0c} r_{и})/U_0]}. \end{aligned} \quad (\text{П-2})$$

Для узлов «з», «и'» и «с» на рис. П-1 можно составить уравнения для переменных составляющих токов:

$$\begin{aligned} i_3 &= i_{C3.и'} - i_{C3.c}; \\ i_{и'} &= i_{\Gamma} + i_{C3.и'} \approx i_c + i_{C3.и'}; \\ i_c &= i_{\Gamma} + i_{C3.c} \approx i_{\Gamma}. \end{aligned}$$

Последнее приближение означает пренебрежение прямым прохождением входного сигнала через емкость  $C_{3.c}$ . Это накладывает ограничение на диапазон частот, в котором расчеты справедливы.

Определим емкостные токи  $i_{C3.и'}$  и  $i_{C3.c}$ :

$$\left. \begin{aligned} i_{C3.и'} &= \frac{dQ_1}{dt} = \frac{dQ_1}{du_{3.и'}} \frac{du_{3.и'}}{di_c} \frac{di_c}{dt} \approx \frac{C_{3.и'}}{G} \frac{di_c}{dt}; \\ i_{C3.c} &= \frac{dQ_2}{dt} = \frac{dQ_2}{du_{C3.c}} \frac{du_{C3.c}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-3})$$

где  $G$  и  $C_{з.н'}$  зависят от напряжения на затворе, причем

$$G \approx \frac{di_c}{du_{з.н'}} = \frac{nI'_{с.нас}}{U_0} \left[ 1 - \frac{U_{0з.н'} + u_{з.н'}}{U_0} \right]^{n-1},$$

а  $C_{з.н'}$  определяется согласно выражению (27);  $u_{с.з.с}$  — переменное напряжение на  $C_{з.с}$ , равное:

$$u_{с.з.с} \approx -u_{з.н'} - i_c(R_n + r_n). \quad (\text{П.4})$$

Если подставить (П-3) и (П-4) в (П-2), ввести обозначения

$$\bar{i}_c = \frac{i_c}{I_{0c}}; \quad \tilde{u}_{вх} = \frac{u_{вх}}{U_n}; \quad U_n = U_0 [1 - (E_{см}/U_0)];$$

$$q = -\frac{I_{0c}r_n}{U_n}; \quad p = -\frac{I_{0c}}{U_n}; \quad m = \frac{U_0}{nI'_{с.нас}}$$

и принять  $(\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c})^{n-1} \approx \sqrt[n]{1 + \bar{i}_c}$ , поскольку  $n = 1,8 \div 2,2$ , после несложных преобразований получим:

$$\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c} = 1 - \frac{\tilde{u}_{вх}}{1-q} - \frac{q}{1-q} \bar{i}_c -$$

$$\frac{[C_{з.н'н}(R_r + r_n) + C_{з.с}R_r]}{n \sqrt[n]{1 + \bar{i}_c}} \frac{d\bar{i}_c}{dt} - \frac{p}{1-q} [m(C_{з.н'0} -$$

$$- C_{з.н'н})(R_r + r_n) + C_{з.с}R_r(R_n + r_n)] \frac{d\bar{i}_c}{dt}. \quad (\text{П-5})$$

Дифференциальное уравнение (П-5) можно рассматривать как математическую модель нелинейного усилительного каскада на ПТ и использовать его при численных расчетах на ЭЦВМ. Им можно воспользоваться и для аналитических расчетов, например для определения эффекта преобразования.

Найдем крутизну преобразования. В этом случае в (П-5) следует принять  $R_n = 0$ ; тогда получим:

$$\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c} = 1 - \frac{\tilde{u}_{вх}}{1-q} - \frac{q}{1-q} \bar{i}_c - \frac{1}{n \sqrt[n]{1 + \bar{i}_c}} [C_{з.н'н}(R_r +$$

$$+ r_n) + C_{з.с}R_r] \frac{d\bar{i}_c}{dt} - \frac{p}{1-q} [m(C_{з.н'0} - C_{з.н'н})(R_r +$$

$$+ r_n) + C_{з.с}R_r r_n] \frac{d\bar{i}_c}{dt}. \quad (\text{П-6})$$



Для удобства последующих выкладок приведем уравнение (П-6) к виду

$$\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c} = 1 - b_1 \tilde{u}_{вх} - b_2 \bar{i}_c - \left[ \frac{b_3}{\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c}} + b_4 \right] \frac{d\bar{i}_c}{dt}. \quad (\text{П-7})$$

Наложив ограничения на величину нормированного тока  $\bar{i}_c \leq 0,5$ , можно упростить полученное выражение (П-7), учитывая, что

$$\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c} = 1 + \frac{1}{n} \bar{i}_c + \frac{1}{2n} \left( \frac{1}{n} - 1 \right) \bar{i}_c^2$$

и

$$\frac{b_3}{\sqrt[n]{1 + \bar{i}_c}} = b_3 \left( 1 - \frac{1}{n} \bar{i}_c \right).$$

Используя эти соотношения в (П-7), получим:

$$\begin{aligned} \left( \frac{1}{n} + b_2 \right) \bar{i}_c &= \frac{1}{2n} \left( 1 - \frac{1}{n} \right) \bar{i}_c^2 - b_1 \tilde{u}_{вх} - \\ &- (b_3 + b_4) \frac{d\bar{i}_c}{dt} + \frac{b_3}{n} \bar{i}_c \frac{d\bar{i}_c}{dt}. \end{aligned} \quad (\text{П-8})$$

Для этого уравнения уже можно получить аналитическое решение. При отыскании такого решения примем, что на входе ПТ действует сумма двух гармонических сигналов с различными частотами  $u_{сиг} = U_{мс} \sin \omega_c t$  и  $u_r = U_{mr} \sin \omega_r t$ . Для упрощения решения считаем, что  $U_{мс} \ll U_{mr}$ , а значение  $\omega_{пр} = \omega_c - \omega_r$  таково, что для этой частоты ПТ можно считать безынерционным. При принятых допущениях указанную сумму входных сигналов можно представить в виде  $u_{вх} = U_{вх} \sin(\omega_r t + \psi)$ , где

$$U_{вх} = U_{mr} \left[ 1 + \frac{U_{мс}}{U_{mr}} \cos(\omega_c - \omega_r) t \right]. \quad (\text{П-9})$$

Для отыскания составляющей выходного тока с частотой  $\omega_{пр}$  найдем сначала зависимость нормированной постоянной составляющей выходного тока  $\bar{i}_{0c}$  от амплитуды эквивалентного входного сигнала  $U_{вх}$ , представленного (П-9).

Используя принцип гармонического баланса для решения (П-8), при наших допущениях можно получить:

$$\bar{i}_{0c} = \frac{1}{4} \frac{n(n-1) b_1^2}{(1 + n b_2)^3} \frac{\tilde{U}_{мвх}^2}{1 + (\omega_r \tau)^2}, \quad (\text{П-10})$$

где

$$\tau = \frac{n(b_3 + b_4)}{1 + nb_2}.$$

Теперь определим нормированную амплитуду тока промежуточной частоты, для чего подставим (П-9) в (П-10) и выделим искомую составляющую; в результате получим:

$$\bar{i}_{\omega_{\text{пр}}} = 0,5 \frac{n(n-1)b_1^2}{(1+nb_2)^3} \frac{\tilde{U}_{m0}\tilde{U}_{m\tau}}{1+(\omega_r\tau)^2}. \quad (\text{П-11})$$

Используя полученное выражение, найдем крутизну преобразования

$$\dot{S}_{\Pi} = \frac{I_{\text{с.пр}}}{U_{m0}} = S_{\Pi} / [1 + (\omega_r\tau)^2], \quad (\text{П-12})$$

где  $S_{\Pi}' = \frac{I_{0c}}{2U_{\text{н}}} \frac{n(n^2-1)(1-q)}{(1-q+nq)^3} \tilde{U}_{m\tau}$  — низкочастотное значение крутизны преобразования.

Полученное выражение (П-12) учитывает влияние высокочастотных свойств ПТ. Как видно, инерционность ПТ можно не учитывать, если  $(\omega_r\tau)^2 \ll 1$ .

В ряде применений с инерционностью ПТ можно не считаться. В связи с этим представляет интерес более подробно исследовать работу ПЧ в диапазоне низких частот, где инерционностью можно пренебречь; тогда уравнение (П-6) приобретает вид:

$$1 - \sqrt[n]{1 + \bar{i}_c} - \frac{q}{1-q} \bar{i}_c' = \frac{\tilde{u}_{\text{нх}}}{1-q}. \quad (\text{П-13})$$

Назовем его нормированной проходной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) ПТ (в неявном виде). Такая запись выгодно отличается от приведенной в [Л. 70] наличием только одного обобщенного параметра  $q$ , который определяется режимом ПТ по постоянному току.

Для расчета крутизны преобразования  $S_{\Pi}$  и анализа искажений нормированную проходную ВАХ удобно представить в виде ряда в окрестности выбранной рабочей точки:

$$\bar{i}_c' = \bar{S}_0 \tilde{u}_{\text{нх}} + \frac{\bar{S}_1}{2} \tilde{u}_{\text{нх}}^2 + \frac{\bar{S}_2}{3!} \tilde{u}_{\text{нх}}^3 + \frac{\bar{S}_3}{4!} \tilde{u}_{\text{нх}}^4 + \dots, \quad (\text{П-14})$$

$$\left. \begin{aligned} \text{где } \bar{S}_0 &= -\frac{n}{1-q+nq}; \quad \bar{S}' = \frac{n(n-1)(1-q)}{(1-q+nq)^3}; \\ \bar{S}'' &= -\frac{n(n-1)(1-q)}{(1-q+nq)^5} (n-2n^2q+2q-2); \\ \bar{S}''' &= \frac{n(n-1)^2(1-q)^2}{(1-q+nq)^5} \times \\ &\times \left[ \frac{5(q-1-n+3nq-4n^2q)}{(1-q+nq)^2} + \frac{(2n-1)(3n-1)}{(n-1)(1-q)} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-15})$$

Коэффициенты разложения  $\bar{S}_0$ ,  $\bar{S}'$ ,  $\bar{S}''$  и  $\bar{S}'''$  получены последовательным дифференцированием неявной функции, (П-13); графики их зависимости от изменений  $q$  для нескольких значений  $n$  показаны на рис. П-2. Как видно, при определенных значениях  $q$  коэффициенты  $\bar{S}''$  и  $\bar{S}'''$  обращаются в нуль, но это достигается только при  $n > 2$ .

Следует подчеркнуть, что полученные выражения могут быть успешно использованы при анализе искажений

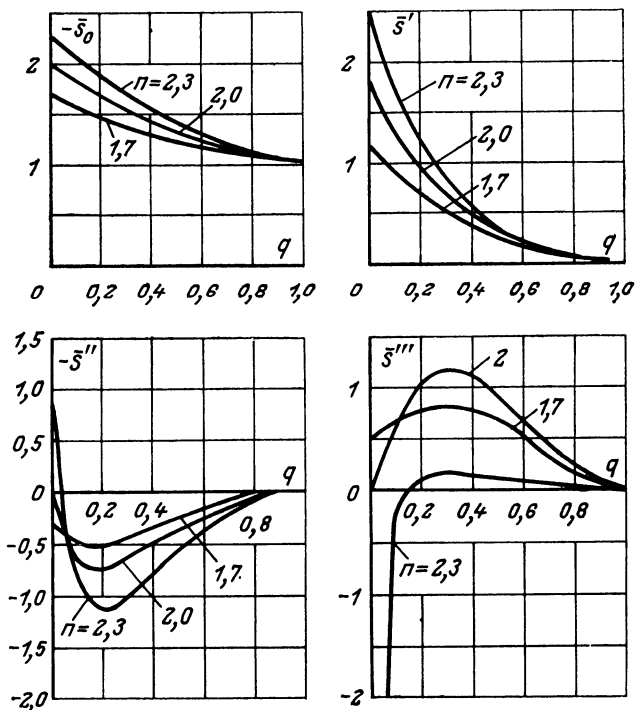


Рис. П-2.

как в режиме преобразования частоты, так и в режиме усиления.

Используя методику [Л.<sup>9</sup>, 17], из (П-14) получаем выражение для крутизны и коэффициента перекрестных искажений  $K_{п.и}$  в режиме преобразования

$$S_{п} = \frac{1}{2} \frac{I_{0c}}{U_{п}} \bar{S}' \tilde{U}_{мг} \left( 1 + \frac{1}{8} \frac{\bar{S}'''}{\bar{S}'} \tilde{U}_{мг}^2 \right); \quad (\text{П-16})$$

$$K_{п.и} = \frac{\bar{S}'''}{2\bar{S}' \left( 1 + \frac{1}{8} \frac{\bar{S}'''}{\bar{S}'} \tilde{U}_{мг}^2 \right)} \frac{m_{п}}{m_{с}} \tilde{U}_{мг}^2, \quad (\text{П-17})$$

и для коэффициента перекрестных искажений  $K'_{п.и}$  в режиме усиления

$$K'_{п.и} = 0,5 (\bar{S}''/\bar{S}_0) \frac{m_{п}}{m_{с}} \tilde{U}_{мг}^2,$$

где  $\tilde{U}_{мг} = (U_{мг}/U_{п})$  — нормированная амплитуда напряжения и  $m_{п}$  — коэффициент модуляции АМ-помехи соответственно;  $m_{с}$  — коэффициент модуляции АМ-сигнала.

Оценку величины  $K_{п.и}$  в режиме минимальных искажений ( $\tilde{U}_{03} = 0,5 U_0 = U_{мг}$ ) следует проводить по (П-17), при этом  $U_{п} \approx 0,5 U_0$ . Если принять  $n=2$ , то из (П-17) получим:

$$K_{п.и} = 2 (\bar{S}'''/\bar{S}') (U_{мг}/U_0)^2 \frac{m_{п}}{m_{с}}. \quad (\text{П-18})$$

Для выяснения зависимости искажений от режима удобнее пользоваться не (П-13), а другим представлением нормированной проходной характеристики

$$1 - \sqrt[n]{1 + \bar{i}_c} - a_2 \bar{i}_c = a_1 \bar{u}_{вх}, \quad (\text{П-19})$$

где  $\bar{u}_{вх} = (u_{вх}/U_0)$ , а параметры  $a_1, a_2$  имеют простую связь с положением рабочей точки ПТ:

$$\frac{1}{a_1} = \sqrt[n]{\frac{I_{0c}}{-I'_{с.нас}}} , \quad a_2 = \frac{q}{1-q} = \frac{r_{п} I'_{с.нас}}{U_0} \left( -\frac{I_{0c}}{I'_{с.нас}} \right)^{\frac{n-1}{n}}. \quad (\text{П-20})$$

Заметим, что (П-20) нетрудно найти, приравняв соответствующие коэффициенты в выражениях (П-13) и (П-19). Анализируя (П-20), можно получить, например, что  $q=0$  соответствует  $a_2=0$  [т. е.  $(I_{0c}/I'_{с.нас})=0$ ], при этом  $I_{0c}=0$ , т. е. транзистор закрыт:  $U_{03}=U_0$ .

При расчетах требуется точное измерение  $r_{п}$  и  $n$ , для чего можно использовать ЦВМ [Л. 100].

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Севин Л. Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968.
2. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. М., «Энергия», 1967.
3. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов. М., «Энергия», 1970.
4. Полевые транзисторы. Физика, технология и применение. М., «Советское радио», 1971.
5. Маклюков М. И. Инженерный синтез активных  $RC$ -фильтров низких и инфранизких частот. М., «Энергия», 1971.
6. Горбань Б. Г. Широкополосные усилители на транзисторах. М., 1967 (МЭИ).
7. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. М., «Связь», 1966.
8. Радиоприемные устройства, под ред. Н. В. Боброва. М., «Советское радио», 1971.
9. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. М., Воениздат, 1954.
10. Перцов С. В., Шуцкой К. А. Усилители радиочастоты. М., «Энергия», 1969.
11. Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Т. 1, 2. М., «Советское радио», 1963.
12. Кривицкий Б. Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. М., Госэнергиздат, 1962.
13. Крылов Г. М., Смирнов Г. А. Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления. М., «Энергия», 1967.
14. Серапин Г. К. Автоматические регулировки в радиоприемниках. М., Связьиздат, 1938.
15. Гартаковский Г. П. Динамика систем автоматической регулировки усиления. М., Госэнергиздат, 1967.
16. Сенина Р. С. Сложный бестрансформаторный транзисторный смеситель. — «Материалы НТК ЛЭИС», 1969, вып. 2.
17. Голубев В. Н. Частотная избирательность радиоприемников АМ сигналов. М., «Связь», 1970.
18. Мовшович М. Е. Полупроводниковые преобразователи частоты. М., «Энергия», 1968.
19. Знаменский А. Е., Теплюк И. К. Активные  $RC$ -фильтры. «Связь», 1970.
20. Де Колд. Использование диодов для температурной стабилизации коэффициента усиления полевого транзистора. — «Электроника», 1971, т. 44, № 12.
21. Петров Н. Г. Широкополосный реостатный каскад на плоскостном транзисторе. — В кн.: Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ. Секция радиотехническая, подсекция приемно-усилительных устройств. МЭИ, 1969.

22. Богатырев Е. А., Малюков В. И., Силаев В. А. Универсальная схема, использующая систему ФАП, для интегрального исполнения. — В кн.: Заочный семинар «Интегральные схемы». Новосибирск, «Наука», 1972.

23. Мошитц Г. Фильтры без катушек индуктивности (обзор), ТИИЭР, 1970, т. 58, № 12.

24. Заочный семинар. Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Лекция 5. Применение полевых транзисторов в устройствах с автоматической регулировкой усиления. Регулировка усиления каскадов на полевых транзисторах. Новосибирск, «Наука», 1970.

25. Фарли. Прецизионные программируемые цифровые АРУ. — «Электроника», 1971, т. 44, № 18.

26. Фонтен, Ребуль. Получение постоянной полосы пропускания усилителя при помощи согласованной пары полевых транзисторов. — «Электроника», 1970, т. 43, № 11.

27. Демьянов В. Балансный смеситель. — «Радио», 1965, № 12.  
28. Сдвоенные высокочастотные полевые транзисторы (сообщение). — «Электроника», 1969, № 20.

29. Гребене А., Камензинд. Использование фазовой синхронизации для создания резонансного контура на интегральной схеме. — «Электроника», 1969, № 9.

30. Бин В. Аналоговый умножитель. — «ТИИЭР», 1967, № 7.

31. Сенина Р. С. Крутизна преобразования и двухсигнальные искажения в смесителе на полевом транзисторе с плоскостным затвором. — «Материалы НТК ЛЭИС», 1970, вып. 3.

32. Полевой транзистор с динамическим диапазоном 140 дБ (сообщение). — «Электроника», 1971, № 18.

33. Горбань Б. Г., Силаев В. А. Имитированные индуктивности в активных фильтрах. — «Труды МЭИ. Радиоприемные устройства», 1972, вып. 110.

34. Ааронсон. Активные фильтры. Ч. 10. Гираторные индуктивности. — «Электроника», 1969, т. 42, № 14.

35. Масленников В. В. Использование селективных RC-усилителей в блоке усилителя радиочастоты супергетеродинных радиоприемников. — «Радиотехника», 1972, т. 27, № 8.

36. Масленников В. В. Низкочастотные избирательные RC-усилители на полевых транзисторах. — «Электросвязь», 1970, № 12.

37. Делатрейндж. Использование полевых транзисторов для перестройки активного фильтра. — «Электроника», 1969, т. 42, № 25.

38. Лоу. Перестройка полосы прозрачности активного фильтра с помощью полевых транзисторов. — «Электроника», 1966, т. 39, № 20.

39. Чаповский М. З., Ловейко В. Н. Проектирование активных фильтров на основе эмиттерного повторителя. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», 1969, вып. 4.

40. Са. Теория генерации НЧ-шумов в полевых транзисторах с плоскостным затвором. — «ТИИЭР», 1964, т. 52, № 7.

41. Ван дер Зил. Тепловые шумы в полевых транзисторах. — «ТИИЭР», 1962, т. 50, № 8.

42. Вальков А. А., Топчилов Н. А., Колосовский А. В. Кремниевые полевые транзисторы типов 2П102 и КП102 (ТН-1) — В кн.: Тенденция развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1969.

43. **Винецкий В. Л., Холодарь Г. А.** Статистическое взаимодействие электронов и дефектов в полупроводниках. Киев «Наукова думка», 1969.

44. **Родес Р. Г.** Несовершенства и активные центры в полупроводниках. М., «Металлургия», 1968.

45. **Нанавати Р. П.** Введение в полупроводниковую электронику. М., «Связь», 1965.

46. **Нарышкин А. К., Врачев А. С.** Теория низкочастотных шумов. М., «Энергия», 1972.

47. **Вальков А. А., Колосовский А. В., Топчилов Н. А.** Кремниевые полевые транзисторы типов 2П103 и КП103 (ТН-5). — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. Новосибирск, «Наука», 1970.

48. **Сполдине.** Шум полевого транзистора при низких температурах. — «ТИИЭР», 1968, т. 56, № 5.

49. **Ганцев В. Л., Немчинов В. М., Сиколенко С. Ф.** Входные каскады усилителей постоянного тока на униполярных транзисторах. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», 1971, вып. 7.

50. **Немчинов В. М., Сиколенко С. Ф.** Температурный дрейф усилителя на полевом транзисторе с  $p-n$  переходом. — «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», 1969, вып. 4.

51. **Корн Г., Корн Т.** Электронные аналоговые и аналогоцифровые вычислительные машины. Ч. 1, М., «Мир», 1967.

52. **Kaufman A. B.** Field effect transistors under nuclear radiation. — «Electronic Industries», 1964, v. 23, № 3.

53. **Hendricks I. V.** Programmed course on field effect transistors. — «Electronic Engineer», 1967, v. 26, № 9.

54. **Myers D. K.** Avoiding radiation effects on semiconductors. — «Electronic Engineer», 1967, v. 26, № 9.

55. **Gregory B. L., Smits F. M.** A comparison of radiation tolerance of field effect and bipolar transistors. — «IEEE Transaction on Electron Devices», 1965, v. ED-12, № 5.

56. **Klein E.** High frequency circuit design using FET's. — «Proc. Nat. Electron. Conf. Chicago», 1967, v. 23.

57. **Monroe E. F. R. F.** Applications of the F. E. T. — «Design Electronics», 1968, v. 5, № 6.

58. **Leonard David N.** Improve FM performance with FET's. — «Design Electronics», 1967, v. 15, № 5.

59. **Kwok Siang — Ping.** Field effect transistor RF mixer design techniques. — «WESCON Techn. Papers», 1967, № 2, 8/1.

60. **Okamoto M., Van der Ziel.** Noise figure of FET mixers with HF feedback from output to input. — «IEEE J. Solid — State Circuits», 1968, № 3.

61. **Keller J. P.** Linear IC's: pt 3. Differential amplifiers at work. — «Electronics», 1967, v. 40, № 19.

62. **Mora Andre, Henry Herve.** Realisation d'un correlateur analogique a large bande utilisant des transistors a effet de champ. — «C. R. Acad. Sc.», Paris, 1969, v. 269, № 24.

63. **Crawford F. H., Adams W. S.** VVR analog multipliers. — «Instruments and control systems», 1970, № 8.

64. **Crawford F. H., Adams W. S.** FET conductance multipliers. — «Instruments and Control systems», 1970, № 9.

65. **Squires W. K.** Mixer circuit employing linear resistive elements. Патент США, кл. 325—450, № 3383601.

66. **Highleyman W., Jacob E.** An analog multiplier using two FET. — «IRE Trans.», 1962, v. CS-10, IX, № 3.
67. **Miller D. M., Meyer R. G.** Nonlinearity and cross modulation in field — effect transistors. — «IEEE J. Solid — State Circuits», SC-6, 1971, v. 4.
68. **Yang E. S.** Four — terminal field — effect transistors for amplitude modulation. — «IEEE J. Solid — State Circuits», 1969, v. 4, № 2.
69. **Bozic S. M., Shah A. K.** Modulation characteristics of junction field — effect transistor tetrodes. — «Intern. J. Electronics», 1971, v. 30, № 1.
70. **Vogel J. S.** Nichtlineare Vorgänge in Feldeffekt — Transistoren. — «A. E. U», 1967, Bd 21, № 11.
71. **Vogel J. S.** Машинная модель для расчета нелинейных процессов в полевых транзисторах. — «A. E. U», 1969, Bd 23, Н. 7.
72. **Surana D. C., Gardiner J. C.** Crosscoupled transistor mixer. — «Proc. Inst. Elec. Eng.», 1970, 117, № 11.
73. **Klaassen F. M., Robinson J. R.** Anomalous noise behaviour of the junction — gate field — effect transistor at low temperatures. — «IEEE Trans. Electron Dev.», 1970, v. ED-17, № 10, p. 852—857.
74. **Hawkins R. J.** Blood worth GG, excess leakage — current noise in junction field — effect transistors. — «Electronics Letters», 1970, v. 6, № 13, p. 401—403.
75. **Robinson F. N. H.** Noise in field — effect transistors at moderately high frequencies. — «Electronic Eng.», 1969.
76. **Kamal J.** Transport phenomena in degenerate simple model semiconductor at high electric fields. — «Phys. Status Solidi», 1969, v. 35, № 2, p. 801—808.
77. **Ambrozy A.** On the gate current of junction field effect transistors. — «Period Polytechn. Elec. Eng.», 1970, v. 14, p. 355—361.
78. **Gunn J. B.** High electric field effects in semiconductors. — «Progress in Semiconductors», 1958, v. 2.
79. **Lauritzen P. O.** Low-frequency generation noise in junction field effect transistors. — «Solid-State Electronic», 1965, v. 8, № 1, p. 41—48.
80. **Schneider B., Strutt M.** Theory and experiments on shot noise in silicon p-n junction diodes and transistors. — «Proc. IRE», 1959, № 4.
81. **Hemment P. L. F., Stevens P. R. C.** Defect introduction rates and defect identification studies in low — energy electron irradiated silicon. Nucl — «Instrum. and Meth.», 1971, v. 92, № 4.
82. **Hooge F. N.**  $1/f$  noise is nosurface effect. — «Phys. Lett.», 1969, v. 29A.
83. **Kern H. E., McKenzie J. H.** Noise from neutron induced defects in junction field effect transistors. — «IEEE Trans. on Nucl. Sci.», 1970, v. NS-17, № 6.
84. **Russell H. T. D. C.** feedback stabilizes bias on FFT/bipolar pair. — «Electronics Design», 1970, № 5.
85. **Meyer — Brötz G., Kley A.** Zum Problem der Gleichtaktunterdrückung bei Transistor — Differenz — Verstärkern. — «Nachrichtentechnische Zeitschrift», 1966, № 2.
86. **Hove R.** Monolite gyrator opens way to microfilters. — «E. D. N.», 1970, v. 15, № 15, p. 41, 42.



87. Sherwin James S. Knowing the cause helps to cure distortion in FET amplifiers. — «Electronics», 1966, v. 39, № 25.

88. Ли. Широкополосные усилители на полевых транзисторах. — «Электроника», 1971, т. 44, № 6.

89. Горбань Б. Г., Силаев В. А. Активные четырехполюсники для имитаторов индуктивности. Материалы научно-технического семинара по усилительной технике. Конструирование и технология производства усилительных устройств и их компонентов. НТОРЭиС им. А. С. Попова. М., 1971, 34—41.

90. Горбань Б. Г., Силаев В. А. Перестраиваемые частотно-избирательные фильтры на имитированных индуктивностях. — «Труды МЭИ. Радиоприемные устройства». 1972, вып. 110, с. 101—106.

91. Хьюлсман Л. П. Активные фильтры. М., «Мир», 1972.

92. Лабутин В. К. Колебательный контур, перестраиваемый нелинейной емкостью. М. «Энергия», 1964.

93. Основы инженерной электрофизики. Под ред. П. А. Ионкина. Ч. II. М., «Высшая школа», 1972.

94. Крислов Ю. Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. М., «Советское радио», 1972.

95. Таммет Х. А. О выборе режима работы н. ч. усилительного каскада на полевых транзисторах. — «Труды Таллинского политехнического ин-та. Сер. А», 1970, № 291.

96. Овчаренко В. И. Метод разделения тока затвора на составляющие затвор — сток, затвор — исток для полевых транзисторов с  $p$ - $n$  переходом. — «Электронная техника. Сер. Качество изделий электронной техники», 1971, вып. 4 (10), с. 50—53.

97. Нарышкин А. К., Герасимова Т. И. Исследование температурной зависимости шумов полевых транзисторов. — В кн.: Материалы научно-технического семинара по усилительной технике (помехи и борьба с ними в приемно-усилительных устройствах). М., НТОРЭС, 1971, с. 6—12.

98. Goller L. Feldeffekttransistoren als steuerbare, lineare Widerstände. — «Nachrichtentechnische Zeitschrift», 1970, № 10.

99. Surana D. C., Gardner J. G. Commutation of mixing coefficient for FET transistors with non — square — low transfer characteristic. — «Electronics Letters», 25—th Jule, 1970, v. 6, № 13.

100. Surana D. C., Gardner J. G. Calculation of intermodulation distortion levels in FET mixers and modulators. — «Electronics Letters», 1971, v. 7, № 8.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<b>Глава первая. Параметры и характеристики полевых транзисторов . . . . .</b>	<b>5</b>
1. Принцип действия полевого транзистора . . . . .	5
2. Эквивалентная схема полевого транзистора . . . . .	8
3. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов . . . . .	13
4. Режимная и температурная зависимости параметров полевых транзисторов . . . . .	17
5. Ток затвора . . . . .	27
6. Шумы транзисторов . . . . .	31
7. Радиационная стойкость . . . . .	38
<b>Глава вторая. Полевые транзисторы в резистивных каскадах . . . . .</b>	<b>39</b>
8. Одиночные резистивные каскады . . . . .	39
9. Сочетание полевых и биполярных транзисторов . . . . .	49
10. Усилители постоянного тока . . . . .	57
11. Шумы входных каскадов апериодических усилителей . . . . .	71
12. Стабилизация режимов усилительных каскадов . . . . .	75
<b>Глава третья. Резонансные усилители на полевых транзисторах . . . . .</b>	<b>85</b>
13. Усилители радиочастоты и промежуточной частоты . . . . .	85
14. Коэффициент шума резонансного каскада . . . . .	93
15. Полевые транзисторы как регуляторы усиления . . . . .	98
<b>Глава четвертая. Полевые транзисторы в преобразователях частоты . . . . .</b>	<b>113</b>
16. Общие положения . . . . .	113
17. Аддитивные преобразователи частоты с отдельным гетеродином . . . . .	114
18. Мультипликативные преобразователи частоты . . . . .	132
<b>Глава пятая. Полевые транзисторы в активных фильтрах . . . . .</b>	<b>146</b>
19. Особенности применения полевых транзисторов в активных фильтрах . . . . .	146
20. Перестраиваемые фильтры с частотно-зависимой обратной связью . . . . .	151
21. Гираторные индуктивности . . . . .	160
22. Избирательные усилители с имитированными индуктивностями . . . . .	163
23. Имитированные индуктивности в перестраиваемых фильтрах . . . . .	165
24. Способы построения гираторов и избирательных усилителей . . . . .	167
<b>Приложение. К анализу нелинейных процессов в усилительном каскаде при работе полевого транзистора без отсечки выходного тока . . . . .</b>	<b>180</b>
<b>Список литературы . . . . .</b>	<b>188</b>

**Цена 52 коп.**