

М. В. ГАЛЬПЕРИН, Ю. П. ЗЛОБИН, В. А. ПАВЛЕНКО

М. В. ГАЛЬПЕРИН
Ю. П. ЗЛОБИН
В. А. ПАВЛЕНКО



УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА



М. В. ГАЛЬПЕРИН
Ю. П. ЗЛОБИН
В. А. ПАВЛЕНКО

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Второе издание, переработанное
и дополненное



МОСКВА

«ЭНЕРГИЯ» 1978



Scan AAW

ББК 32.846.5
Г 17
УДК 621.375.024

Гальперин М. В. и др.

Г 17 Усилители постоянного тока/ Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1978. — 248 с., ил.

В пер.: 85 к.

В книге рассмотрены вопросы проектирования и применения усилителей постоянного тока. Излагаются основные положения теории точности и устойчивости усилителей, методы их проектирования, в том числе по таким параметрам, как быстродействие и температурная стабильность. Даются описание и анализ различных схем усилителей: с непосредственной связью, М—ДМ, автогенераторных, с гальваническим разделением для измерительных устройств.

Первое издание книги вышло в 1972 г. Во втором издании обновлен материал по большому числу схем как отдельных узлов, так и усилителей в целом с учетом успехов интегральной технологии.

Книга предназначена для широкого круга специалистов по электронике постоянного тока, системам автоматического регулирования, измерительным и вычислительным устройствам и может быть полезна аспирантам и студентам соответствующих специальностей.

ББК 32.846.5

Г 30404-249
051(01)-78 — 100-78

6Ф6

ПРЕДИСЛОВИЕ

Под усилителем постоянного тока обычно понимают электронную схему, способную усиливать сколь угодно медленные изменения электрического тока или э. д. с.

Широкое применение таких усилителей в технике измерения, системах регулирования и аналоговых вычислителях, а также в ряде иных случаев вызвало необходимость разработки большого числа типов схем, обладающих самыми разнообразными свойствами. В развитии схемотехники усилителей постоянного тока главенствующее положение в последние годы заняли схемы на транзисторах и интегральные схемы. Это привело к повышению надежности, долговечности, уменьшению габаритов и потребляемой мощности, но вместе с тем выдвинуло ряд специфических проблем, обусловленных особенностями полупроводниковой техники.

Предлагаемая книга имеет цель ознакомить читателя с основами теории усилителей постоянного тока и основными схемными конфигурациями и тем самым дать возможность оценить варианты схем усилителей постоянного тока с точки зрения конкретных потребностей.

За несколько лет, прошедших после выхода в свет первого издания, интегральная схемотехника стала основой электроники, существенно изменились методы расчета и анализа схем. Поэтому при подготовке данного издания материал книги существенно обновился.

Глава 1 поможет читателю определить совокупность параметров и выбрать структуру усилителя, соответствующую поставленной задаче.

В гл. 2 рассмотрены схемы каскадов усиления постоянного тока с непосредственными связями, дается анализ их статических и динамических характеристик, описываются приемы и методы повышения метрологических свойств.

Глава 3 посвящена усилителям и другим схемам с двойным преобразованием сигнала. Особое внимание

уделено их динамическим характеристикам и способам улучшения последних. Рассмотрены типы модуляторов и демодуляторов и их свойства, структуры устройств гальванического разделения цепей постоянного тока.

Глава 4 содержит основные сведения об автогенераторных усилителях, методах расчета их статических и динамических характеристик и выбора параметров цепей.

В гл. 5 приведены практические схемы усилителей постоянного тока различных типов как измерительных, так и операционных. Особое внимание уделялось применению интегральных схем. Охватить полностью все оригинальные схемотехнические идеи здесь не представлялось возможным, поэтому авторы остановились на тех, которые, по их мнению, представляют собой наибольший интерес.

Авторы благодарят В. В. Певзнера, И. Н. Теплюка, А. А. Белову и Г. С. Казееву за помощь при подготовке рукописи и будут признательны читателям, приславшим замечания и предложения по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, изд-во «Энергия».

Авторы

Глава первая

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1-1. Внешняя обратная связь

Во всех измерительных вычислительных и других схемах, за исключением некоторых специальных применений, к усилителям постоянного тока предъявляются требования стабильности заданного значения коэффициента передачи в широком диапазоне частот, начиная от частоты $f \rightarrow 0$, при большом линейном динамическом диапазоне выходных сигналов в условиях значительных изменений нагрузки. Между тем разброс параметров отдельных деталей неизбежно приводит к тому, что усиление не может оставаться одинаковым от образца к образцу. Кроме того, оно меняется из-за временного старения, изменения свойств отдельных деталей при колебаниях температуры, влажности и т. п. С другой стороны, нелинейность характеристик отдельных усилительных элементов практически не позволяет получить постоянный коэффициент передачи в большом динамическом диапазоне.

Введение отрицательной обратной связи (о. о. с.) в этих условиях оказывается практически единственным эффективным способом стабилизировать усиление. Кроме того, удовлетворить специальным требованиям к входным и выходным параметрам усилителей также оказывается возможным только путем введения соответствующих о. о. с.

Внешняя положительная обратная связь, которая в некоторых случаях и могла бы дать нужный эффект, в усилителях постоянного тока обычно не употребляется из-за трудностей, связанных прежде всего с сохранением устойчивости в условиях широкого разброса параметров.

Способы введения о. о. с. в усилителях постоянного тока показаны на рис. 1-1.

а) Для схемы с последовательной о. о. с. по напряжению (со сложением напряжений) (рис. 1-1, а) имеем¹ (при $Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2} \parallel Z_{BX} \gg Z_H$):

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{Z_H K(p) (U_{\text{ВХ}} + U_{\text{о.с.}})}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_H} = \frac{Z_H K(p) [U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}} \beta(p)]}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_H},$$

где

$$\beta(p) = \frac{Z_{\beta 2} \parallel Z_{BX}}{Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2} \parallel Z_{BX}}.$$

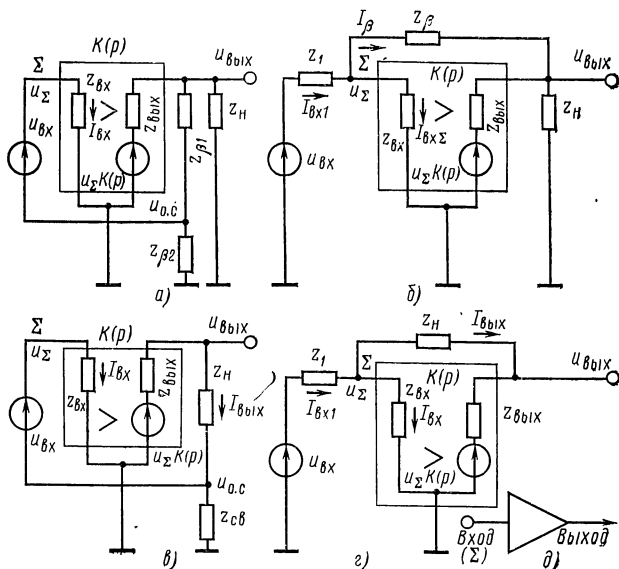


Рис. 1-1. Схемы включения о. о. с. (а—в) и условное изображение усилителя постоянного тока (г).

Находим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K(p) U_{\text{ВХ}} Z_H}{[1 - K(p) \beta(p)] \left[\frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - K(p) \beta(p)} + Z_H \right]};$$

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}} + U_{\text{о.с.}}}{Z_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВХ}} (Z_{\text{ВЫХ}} + Z_H)}{[1 - K(p) \beta(p)] Z_{\text{ВХ}} \left[\frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - K(p) \beta(p)} + Z_H \right]}.$$

¹ Знак \parallel означает параллельное соединение сопротивлений.

При $Z_H \gg Z_{\text{ВЫХ}}/[1 - K(p)\beta(p)]$

$$K'(p) = \frac{K(p)}{1 - K(p)\beta(p)}; \quad (1-1)$$

$$Z'_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - K(p)\beta(p)}; \quad (1-2)$$

$$Z'_{\text{ВХ}}(p) = \frac{Z_{\text{ВХ}} [1 - K(p)\beta(p)] Z_H}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_H}, \quad (1-3)$$

где $K'(p)$, $Z'_{\text{ВХ}}(p)$ и $Z'_{\text{ВЫХ}}(p)$ — комплексные коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления усилителя с обратной связью; $K(p)$, $Z_{\text{ВЫХ}}(p)$ и $Z_{\text{ВХ}}(p)$ — соответственно те же параметры для усилителя без обратной связи, а $\beta(p)$ — коэффициент передачи цепи обратной связи (здесь и далее используется преобразование по Лапласу; $p = \sigma + j\omega$ — комплексная переменная, ω — угловая частота [1]).

б) Для схемы с параллельной о. о. с. по напряжению (со сложением токов) (рис. 1-1,б), приняв, что цепь о. о. с. не шунтирует нагрузку, запишем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{Z_H K(p)}{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_H} [U_{\text{ВХ}} \gamma(p) + U_{\text{ВЫХ}} \beta(p)],$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K(p) \gamma(p) Z_H U_{\text{ВХ}}}{[1 - K(p)\beta(p)] \left[\frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - K(p)\beta(p)} + Z_H \right]};$$

$$I_{\text{ВХ}\Sigma} = \frac{U_{\text{ВХ}} \gamma(p) + U_{\text{ВЫХ}} \beta(p)}{Z_{\text{ВХ}}} \approx \frac{\gamma(p) U_{\text{ВХ}}}{[1 - K(p)\beta(p)] \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{Z_{\text{ВХ}}}};$$

$$I_{\text{ВХ1}} = I_{\text{ВХ}\Sigma} + I_{\beta}.$$

Следовательно:

$$K'(p) = \frac{\gamma(p) K(p)}{1 - \beta(p) K(p)} \quad (1-4)$$

$$Z'_{\text{ВЫХ}} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 - \beta(p) K(p)}; \quad (1-5)$$

$$Z'_{\text{ВХ}\Sigma} = Z_{\text{ВХ}} \parallel \frac{Z_{\beta}}{1 - K(p)} \parallel Z_1; \quad (1-6)$$

$$Z'_{\text{ВХ1}} = Z_1 + \frac{Z_{\beta}}{1 - K(p)} \parallel Z_{\text{ВХ}}; \quad (1-7)$$

где

$$\gamma(p) = \frac{Z_{\beta} \parallel Z_{\text{вх}}}{Z_{\beta} \parallel Z_{\text{вх}} + Z_1} \quad (1-8)$$

— передаточная функция входной цепи;

$$\beta(p) = \frac{Z_1 \parallel Z_{\text{вх}}}{Z_1 \parallel Z_{\text{вх}} + Z_{\beta}} \quad (1-9)$$

— передаточная функция цепи обратной связи; $Z'_{\text{вх} \Sigma}$ — входное сопротивление в суммирующей точке Σ , а $Z'_{\text{вх}1}$ — входное сопротивление в точке подключения $U_{\text{вх}}$.

Выражения (1-1) — (1-7) показывают, что при достаточно больших значениях $|K(p)|$ и $|\beta(p)|$ усилитель, охваченный отрицательной обратной связью по напряжению, приобретает следующие свойства:

1. Усиление $K'(p)$ практически оказывается независимым от $K(p)$ и определяется только параметрами цепи внешней обратной связи. За счет этого, в частности, может быть достигнута высокая линейность при усилении сигнала:

2. Выходное сопротивление становится весьма малым (усилитель практически превращается в генератор напряжения).

3. Входное сопротивление схемы со сложением напряжений (рис. 1-1,а) возрастает в $|1 - K(p)\beta(p)|$ раз, а входное сопротивление схемы со сложением токов (рис. 1-1,б) в точке подключения $U_{\text{вх}}$ может сколь угодно мало отличаться от $Z_1(p)$, в то время как входное сопротивление в суммирующей точке Σ стремится к нулю. При этом напряжение в точке Σ , обусловленное входными сигналами, в обеих схемах становится малой величиной (в точке Σ образуется квази нуль сигнала).

в) Последовательная о. о. с. по току (со сложением напряжений) (рис. 1-1,в) вводится с помощью сопротивления $Z_{\text{св}}$, на котором падает напряжение, пропорциональное току нагрузки.

Из этой схемы следует, что на входное сопротивление последовательная о. о. с. по току действует аналогично обратной связи по напряжению со сложением напряжений. Выходное сопротивление и усиление по напряжению можно получить, записав уравнения для

усилителя с короткозамкнутым выходом ($Z_H=0$):

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\Sigma} K(p)}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{св}}};$$

$$U_{\Sigma} = I_{\text{вых}} Z_{\text{св}} + U_{\text{вх}};$$

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} K(p)}{Z_{\text{вых}} + Z_{\text{св}} [1 - K(p)]}.$$

При холостом ходе, т. е. при $Z_H \rightarrow \infty$ $U_{o.c}=0$, а потому

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K(p).$$

Сравнивая выражения для $U_{\text{вых}}$ при холостом ходе и для $I_{\text{вых}}$ при нагруженном усилителе, получаем:

$$Z'_{\text{вых}} = Z_{\text{вых}} + Z_{\text{св}} [1 - K(p)]; \quad (1-10)$$

$$K'(p) = \frac{K(p) Z_H}{Z'_{\text{вых}}}. \quad (1-11)$$

Однако обычно усилитель с обратной связью по току используют как усилитель-преобразователь мощности, отдающий в нагрузку ток, не зависящий от Z_H и строго пропорциональный входному напряжению $U_{\text{вх}}$. Поэтому усилители с обратной связью по току принято характеризовать крутизной

$$S'(p) = K(p) / Z_{\text{вых}}, \quad (1-12)$$

размерность которой выражается в амперах на вольт. Для нагруженного усилителя крутизна оказывается несколько меньше, чем для усилителя с короткозамкнутым выходом:

$$S'_H(p) = \frac{S'(p) Z'_{\text{вых}}}{Z'_{\text{вых}} + Z_H}. \quad (1-13)$$

Связь крутизны $S'(p)$ усилителя, охваченного обратной связью с коэффициентом передачи $\beta(p)$, и крутизны $S(p)$ усилителя без обратной связи выразится:

$$S'(p) = \frac{S(p)}{1 - S(p) Z_{\text{св}} \beta(p) + \frac{Z_{\text{св}}}{Z_{\text{вых}}}}. \quad (1-14)$$

Предположив, что $K(p) \beta(p) Z_{\text{св}} \gg Z_{\text{вых}}$, получим:

$$S'(p) = \frac{1}{Z_{\text{св}} \beta(p)}. \quad (1-15)$$

г) Параллельная о. о. с. по току (со сложением токов) может быть введена согласно схеме рис. 1-1,г. По

параметрам входа эта схема аналогична схеме рис. 1-1,б, а крутизна и выходное сопротивление определяются формулами (1-10) и (1-13)—(1-15).

Из выражений (1-10)—(1-14) следует, что усилитель с введением обратной связи по току приобретает следующие свойства:

1. Крутизна уменьшается примерно в $|1 - S(p)Z_{св}\beta(p)|$ раз.

2. Выходное сопротивление возрастает на $Z_{св}[1 - K(p)\beta(p)]$ или в $|1 - S(p)Z_{св}\beta(p)|$ раз, т. е. при $|S(p)Z_{св}\beta(p)| \gg 1$ выходной ток практически не зависит от $Z_{н}$, а определяется $U_{вх}$, β и $Z_{св}$.

Таким образом, свойства усилителей с обратной связью по току симметричны по отношению к свойствам усилителей с обратной связью по напряжению [2].

Термины «обратная связь по току» и «обратная связь по напряжению» в известной мере условны. Действительно, если $Z_{н}$ в схеме рис. 1-1,в рассматривать как элемент цепи обратной связи, а не нагрузку, то без труда можно обнаружить, что обратная связь по отношению к напряжению, измеряемому между выходом и шиной земли, есть связь по напряжению. Если в схеме рис. 1-1,б ток, протекающий по цепи обратной связи, рассматривать как выходную величину, а $Z_{г}$ — как нагрузку, то схема рис. 1-1,б окажется схемой с параллельной обратной связью по току [2].

1-2. Операции над аналоговыми сигналами

а) Умножение на постоянный коэффициент и суммирование

При обратной связи по напряжению со сложением напряжений (рис. 1-2,а) усилитель суммирует ряд напряжений $U_{вх1}$, $U_{вх2}$, ..., $U_{вхn}$ и т. д., включенных последовательно на входе.

Очевидно, что если выходной величиной считается не напряжение $U_{вых}$, пропорциональное сумме $U_{вхi}$, а ток $i_{г}$ через сопротивление нагрузки $R_{г}$, также пропорциональный сумме $U_{вхi}$, то о. о. с. есть связь по току. Такого рода суммирование часто применяется в измерительной технике, но мало употребительно в вычислительных машинах из-за наличия большого числа незаземленных источников (источники $U_{вхi}$, а также $U_{вых}$

не имеют общей точки отсчета, что по вполне понятным причинам весьма неудобно). Кроме того, в этой схеме усложняется суммирование величин с различными масштабами. С этой точки зрения более эффективной представляется схема с обратной связью по напряжению и сложением токов, показанная на рис. 1-2,б.

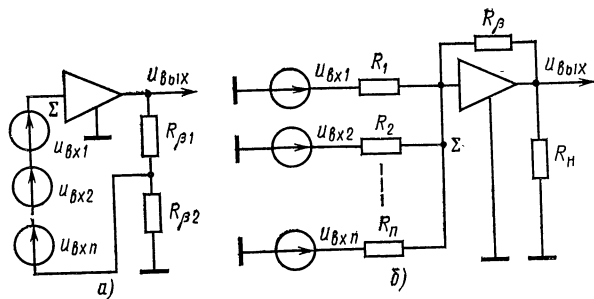


Рис. 1-2. Выполнение операции суммирования.

Используя уравнения (1-4), (1-8) и (1-9), нетрудно записать* при $|K(p)\beta(p)| \gg 1$:

$$U_{\text{вых}} \approx -R_{\beta} \sum_{i=1}^n \frac{U_{\beta x i}}{R_i} \quad (1-16)$$

или, если R_{β} — нагрузка,

$$i_{\beta} \approx - \sum_{i=1}^n \frac{U_{\beta x i}}{R_i} \quad (1-17)$$

б) Интегрирование и другие операции над спектрами

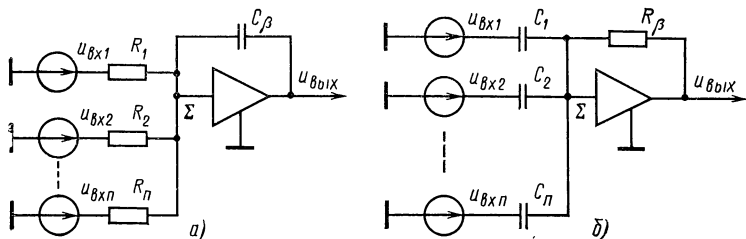
Если в качестве входных проводимостей в схеме рис. 1-2,б использовать активные сопротивления R_1, R_2, \dots, R_n , но R_{β} заменить конденсатором C_{β} в соответствии со схемой рис. 1-3,а, то при $|K(p)\beta(p)| \gg 1$ получим следующее равенство для выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}}(p) \approx -\frac{1}{pC} \sum_{i=1}^n \frac{U_{\beta x i}(p)}{R_i} = - \sum_{i=1}^n \frac{U_{\beta x i}}{T_{\Sigma i} p}, \quad (1-18)$$

откуда следует, что выходное напряжение в схеме рис. 1-3,а пропорционально интегралу от суммы входных

* Здесь и далее считается, что усилитель изменяет знак.

напряжений, каждое из которых интегрируется со своим масштабным коэффициентом (своей постоянной времени интегрирования $T_{\text{и}i} = R_i C_{\beta}$). Физически это можно представить так: в силу того, что благодаря о. о. с. напряжение в точке Σ удерживается равным нулю, сумма



а — интегрирование; б — дифференцирование.

Рис. 1-3. Схемы выполнения операций при параллельной о. о. с. токов во входных цепях определяет ток заряда конденсатора C_{β} , т. е. имеет место соотношение

$$C_{\beta} dU_{\text{ВЫХ}} = - \sum_{i=1}^n \frac{U_{\text{ВХ } i}}{R_i} dt$$

или

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = - \frac{1}{C_{\beta}} \int_0^t \sum_{i=1}^n \frac{\dot{u}_{\text{ВХ } i}(t)}{R_i} dt, \quad (1-19)$$

что является оригиналом функции от p (1-18).

Нетрудно видеть, что при включении во входных цепях конденсаторов C_1, C_2, \dots, C_n , а в обратную связь — сопротивления R_{β} согласно схеме рис. 1-3,б получаем соответственно операцию дифференцирования

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = - \sum_{i=1}^n U_{\text{ВХ } i}(p) R_{\beta} C_i p, \quad (1-20)$$

где $R_{\beta} C_i = T_{\text{д}i}$ — постоянная времени дифференцирования.

Однако такая схема дифференцирования употребляется редко, так как прямое включение конденсаторов во входные цепи усилителя может привести к тому, что высокочастотные шумы самого усилителя и наводки от предыдущих схем, непосредственно попадающие в сум-

мирующую точку Σ , в силу большого значения $|K(p)|$ практически «забывают» выход усилителя. Кроме того, при такой схеме включения могут возникнуть трудности, связанные с сохранением устойчивости, как это будет видно из дальнейшего.

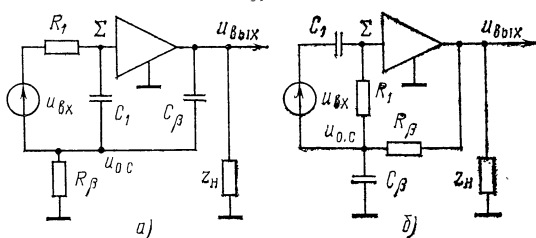


Рис. 1-4. Схемы выполнения операций при последовательной о. о. с.

а — интегрирование; б — дифференцирование.

Схемы выполнения операций интегрирования и дифференцирования при о. о. с. со сложением напряжений несколько сложнее. Действительно, для выполнения операции интегрирования усилитель приходится включать в соответствии с рис. 1-4, а. Для этой схемы имеем (при $|K(p)| \gg 1$):

$$U_{\text{вых}}(p) = \frac{U_{\text{вх}}(p) \gamma(p) K(p)}{1 - \beta(p) K(p)} \approx \frac{U_{\text{вх}}(p) K(p)}{(T_{\text{н}}p + 1) \left(1 - K(p) \frac{T_{\text{н}}p}{T_{\text{н}}p + 1} \right)} \approx - \frac{U_{\text{вх}}(p)}{T_{\text{н}}p}, \quad (1-21)$$

где $T_{\text{н}} = R_1 C_1 = R_\beta C_\beta$ — постоянная времени интегрирования; $\gamma(p) \approx 1/T_{\text{н}}p + 1$ — передаточная функция входной цепи; $\beta(p) \approx T_{\text{н}}p / (T_{\text{н}}p + 1)$ — передаточная функция цепи обратной связи.

Дифференцирование может быть осуществлено в соответствии со схемой рис. 1-4, б, для которой

$$U_{\text{вых}}(p) \approx -U_{\text{вх}}(p) T_{\text{д}}p, \quad (1-22)$$

где $T_{\text{д}} = R_1 C_1 = R_\beta C_\beta$.

Такое включение усилителя обладает всеми недостатками, присущими схеме рис. 1-3, б.

Возможно осуществление операций интегрирования и дифференцирования путем употребления в соответ-

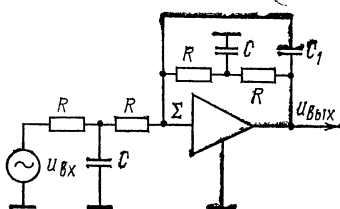


Рис. 1-5. Схема моделирования колебательного звена.

вующих цепях индуктивностей. Однако такого рода прием не нашел практического применения из-за нелинейности ферромагнитных сердечников, а также больших значений необходимых индуктивностей и проблемы устойчивости.

Операционный усилитель постоянного тока может быть использован для других операций [3-7]. В качестве примера можно привести схему моделирования колебательного звена (рис. 1-5), передаточная функция которой

$$K'(p) = - \frac{1}{R^2 C C_1 p^2 + 2RC_1 p + 1}. \quad (1-23)$$

в) Нелинейные операции

Если проводимость на входе или в обратной связи усилителя постоянного тока нелинейна, то на выходе усилителя воспроизведется эта же нелинейная зависимость или соответственно обратная ей [3, 4].

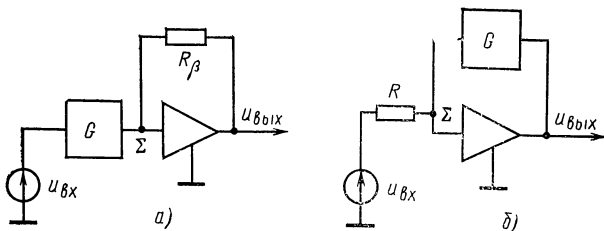


Рис. 1-6. Схемы воспроизведения нелинейных зависимостей с помощью операционного усилителя.

Действительно, если проводимость G , приведенная на рис. 1-6, а, с зависимостью тока от напряжения

$$i_G = F(U_G) \quad (1-24)$$

включена во входную цепь, то

$$U_{\text{вых}} = -i_{\text{вх}} R_{\beta} = -R_{\beta} F(U_{\text{вх}}). \quad (1-25)$$

Если ψ — функция, обратная F , то при включении проводимости с зависимостью (1-24) в обратную связь

(рис. 1-6,б) имеем:

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R} = F(U_{\text{вых}}) \quad (1-26)$$

или

$$U_{\text{вых}} = \psi(-i_{\text{вх}}) = -\psi(i_{\text{вх}}) = -\psi\left(\frac{U_{\text{вх}}}{R}\right). \quad (1-27)$$

В последнем равенстве учтен тот факт, что при такой схеме включения в принципе можно воспроизводить только нечетные функции $U_{\text{вх}}$.

1-3. Частотные характеристики и устойчивость

При охвате усилителя постоянного тока обратной связью возникают обычные в практике проектирования следящих систем трудности, связанные с необходимостью сохранять устойчивость. Дело осложняется тем, что коэффициенты усиления усилителей постоянного тока по изложенным выше причинам огромны, спектр пропускаемых частот может быть весьма широк, а передаточный коэффициент цепи обратной связи меняется в больших пределах.

Применяя к усилителю с обратной связью обычные критерии устойчивости [8], приходится считаться с тем фактом, что для схем суммирования, усиления и т. п. из-за наличия паразитных параметров, действующих на высоких частотах, и прежде всего входной емкости цепь обратной связи представляет собой (если не применять коррекции) апериодическое звено

$$\beta_i(p) = \frac{\beta_0}{T_{\beta} p + 1}, \quad (1-28)$$

где β_0 — коэффициент передачи цепи обратной связи при $\omega \rightarrow 0$; T_{β} — постоянная времени цепи обратной связи.

В схеме интегрирования имеем:

$$\beta(p) \approx \frac{k T_{\text{и}} p}{T_{\text{и}} p + 1}, \quad (1-29)$$

где $T_{\text{и}}$ — постоянная времени интегрирования.

Для схем дифференцирования $\beta(p)$ имеет вид (1-28) с тем отличием от схем усиления, что T_{β} имеет значительно большие значения.

Характеристическое уравнение системы усилитель — цепь обратной связи имеет вид:

$$1 = K(p) \beta(p), \quad (1-30)$$

а потому форма годографа Найквиста функции $K(j\omega)\beta(j\omega)$, получаемого при равной нулю действительной части p , определяет устойчивость усилителя.

Действительно, согласно критерию устойчивости Найквиста система будет устойчива, если вектор $v=1-K(j\omega)\beta(j\omega)$ при изменении частоты от 0 до ∞ повернется в комплексной плоскости $\text{Im}[K(j\omega)\beta(j\omega)]$, $\text{Re}[K(j\omega)\beta(j\omega)]$ на суммарный угол, равный нулю [8, 9].

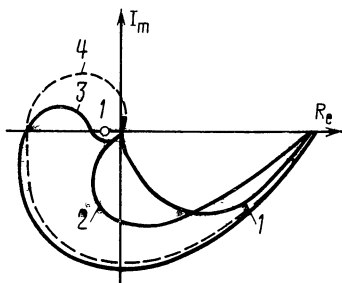


Рис. 1-7. Амплитудно-фазовые характеристики в случаях: абсолютной устойчивости (1, 2); условной устойчивости (3); потери устойчивости при замыкании о. о. с. (4).

Рисунок 1-7 иллюстрирует сказанное; годографы 1, 2, 3 относятся к устойчивым системам (3 — условно-устойчивым) усилитель — цепь обратной связи, между тем как годограф 4 относится к неустойчивой системе.

Однако численный анализ усилителей постоянного тока с помощью критерия Найквиста не всегда удобен, значения $|K(j\omega)\beta(j\omega)|$ построение годографа в масштабе становится невозможным [9].

так как в силу больших значений $|K(j\omega)\beta(j\omega)|$ построение годографа в масштабе становится невозможным [9].

Обычно приходится применять метод логарифмических частотных характеристик. При этом критерий устойчивости можно сформулировать так: фазовый сдвиг φ в системе должен быть меньше π на частотах, при которых логарифмическая амплитудно-частотная характеристика пересекает ось частот, т. е. на частотах, при которых усиление системы, выраженное в децибелах, $20\lg |K\beta|$ оказывается равным нулю.

На рис. 1-8 показаны логарифмические амплитудно-частотные (ЛАХ) и фазо-частотные характеристики, типичные для усилителей постоянного тока. Характеристика 4 относится к неустойчивой системе.

Существенно, что сам по себе фазовый сдвиг, больший π , не означает потери устойчивости, важно, чтобы при пересечении ЛАХ оси частот фазовый сдвиг был меньше π . Если теперь учесть соотношения (1-28) и (1-29), то станет ясно, что собственно усилитель, предназначенный для работы при широких вариациях

β_0 , должен иметь $\varphi \leq \pi/2$ на частотах, где $|K(j\omega)| \geq 1$, т. е. наклон ЛАХ на высоких частотах, где происходит спад усиления к единице, должен быть 20 дБ/дек. Для минимально фазовых систем такой наклон обеспечивает $\varphi \leq \pi/2$ [10].

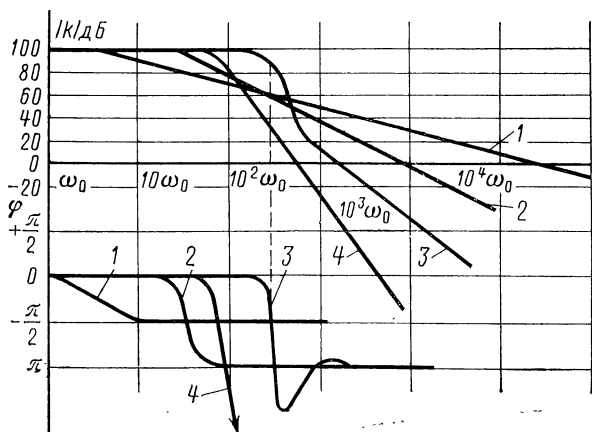


Рис. 1-8. Логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики усилителей постоянного тока, соответствующие абсолютной устойчивости (1, 2); условной устойчивости (3); потере устойчивости при замыкании о. о. с. (4).

Таким образом, для сохранения устойчивости усилитель должен иметь на высоких частотах передаточную функцию аperiodического звена

$$K(p) = - \frac{k_0}{T_0 p + 1}, \quad (1-31)$$

где $k_0/T_0 = \omega_{\text{ср}}$ — частота среза усилителя, на которой $|K(j\omega)| = 1$.

Исключение составляют весьма низкочастотные усилители, для которых выполняется условие

$$\frac{1}{T_0} \gg \omega_{\text{ср}}. \quad (1-32)$$

Для таких схем допустим наклон ЛАХ усилителей при пересечении оси абсцисс (т. е. около точки $|K(j\omega)| = 1$), равный 40 дБ/дек, и фазовый сдвиг в усилителе, приближающийся к π . Однако безразлично входит ли T в передаточную функцию цепи о. о. с. или сам усилитель есть звено второго порядка.

Для повышения точности усилителя необходимо иметь максимум $A=|K(j\omega)\beta(j\omega)|$ в как можно более широком диапазоне частот. Это находится в явном противоречии с требованиями устойчивости. Выше показано, что наклон частотной характеристики на высоких частотах разомкнутого усилителя должен

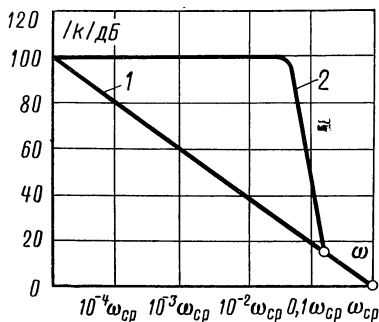


Рис. 1-9. Варианты (1 и 2) логарифмических амплитудных характеристик усилителей постоянного тока.

быть минимальным, т. е. 20 дБ/дек. Если известна добротность элементов, т. е. произведение коэффициента усиления на полосу пропускания, то известна и частота $\omega_{ср}$. Отсюда, если задано значение коэффициента усиления на нулевой частоте $\omega=0$ и во всем диапазоне частот до $\omega_{ср}$ соблюдается указанный наклон 20 дБ/дек, то коэффициент усиления определен на любой частоте $\omega \leq \omega_{ср}$, а погрешность будет максимальной. Усилитель при этом можно считать аperiодическим звеном с передаточной функцией вида (1-31); линейно падающая ЛАХ усилителя приведена на рис. 1-9 (прямая 1). Значительного уменьшения ошибки на средних частотах можно достичь, если придать ЛАХ форму, показанную на рис. 1-9 (кривая 2). Устойчивость при этом, очевидно, сохранится, а усилитель становится условно устойчивой системой (т. е. на частотах $\omega < \omega_{ср}$ $\varphi > \pi$, но при $\omega = \omega_{ср}$ $\varphi < \pi$). Однако использование усилителей с такого вида частотными характеристиками сопряжено с рядом трудностей [9, 11, 12], связанных с возможным разбросом параметров как самих усилителей, так и цепей обратной связи. Действительно, предположим, что коэффициент передачи цепи обратной связи на частоте пересечения характеристик 1 и 2 (рис. 1-9) меньше, чем величина, обратная коэффициенту передачи усилителя на этой частоте. Тогда в полном контуре усилитель — цепь о. о. с. наклон ЛАХ на частоте среза этого контура будет равен или больше наклона характеристики 2, т. е. система усилитель — цепь о. о. с. будет неустойчивой. Помимо того, использование характеристик типа 2 может вызывать колебательные переходные процессы на выходе усилителей при скачкообразных входных воздействиях [12]. Эти процессы имеют сравнительно малые затухания, и, таким образом, фактическое время установления выходной величины усилителя с заданной точностью может во много раз превышать время нарастания фронта на выходе усилителя.

Вообще говоря, ситуация такова, что частотные характеристики усилителей в идеале следовало бы выбирать в зависимости от типа входных сигналов. В одних случаях речь идет о неискаженном преобразовании широкополосных сигналов без разрывов и скачков — здесь требуется минимальная ошибка статизма [39]. В других требуется максимальная скорость нарастания выходного сигнала (сравнивающие устройства — компараторы), в третьих — минимальное время установления выхода с заданной точностью (измеритель-

ные системы, системы М — ДМ и т. п.). Однако, как это будет видно из следующего параграфа, соответствующие изменения могут вноситься за счет внешних цепей обратной связи. В силу указанных обстоятельств усилители широкого применения целесообразно строить с характеристиками вида 1 на рис. 1-9. В дальнейшем речь будет идти о синтезе схем усилителей с характеристиками именно этого типа за исключением специально оговариваемых случаев.

1-4. Передаточные функции

Рассмотрим передаточные функции усилителей с о. о. с. для частного, но важного случая, когда усилитель представляет аperiodическое звено с передаточной функцией вида (1-31). Такое рассмотрение необходимо потому, что на высоких частотах усилитель всегда описывается уравнением (1-31) и переходный процесс на его выходе при скачкообразных и импульсных входных воздействиях определится этой формой частотных характеристик на высоких частотах [13-16].

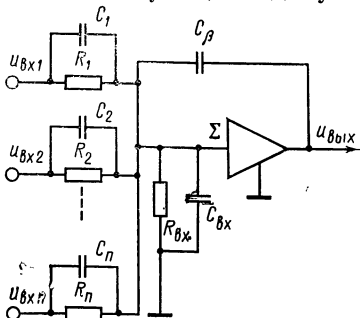


Рис. 1-10. К расчету передаточной функции суммирующего усилителя.

а) Усилитель с о. о. с. по напряжению

Для суммирующего усилителя (рис. 1-10) из выражения (1-4) получаем при $|k_0'| \gg |k'| = R_\beta / R_i$

$$K'(p) = - \frac{R_\beta (T_i p + 1)}{R_i (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}, \quad (1-33)$$

где
$$T = \sqrt{\frac{T_c T_0 (R_i + R_\beta)}{k_0 R_i}}; \quad (1-34)$$

$$\xi = \frac{(T_c + T_0) (R_i + R_\beta)}{k_0 R_i} + T_\beta; \quad (1-35)$$

$$2 \sqrt{\frac{T_c T_0 (R_i + R_\beta)}{k_0 R_i}};$$

$$T_c = (\Sigma C_i + C_{\text{вх}} + C_\beta) (R_i \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n \parallel$$

$$\parallel R_{\text{вх}} \parallel R_\beta); \quad T_\beta = R_\beta C_\beta; \quad T_i = R_i C_i.$$

Передаточная функция ошибки имеет вид:

$$E(p) = \frac{R_p [T^2 p^2 + (2\xi T - T_i) p]}{R_i (T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}. \quad (1-36)$$

Из выражения (1-36) следует, что наискорейшее убывание погрешности с частотой (40 дБ/дек) будет при условии

$$2\xi T = T_i. \quad (1-37)$$

Если

$$T_p \gg \frac{(T_o + T_c) (R_i + R_p)}{k_o R_i}, \quad (1-38)$$

то (1-37) принимает вид:

$$T_p = T_i. \quad (1-39)$$

Заметим, что при $|k_o| \gg |k'|$ всегда

$$T > \frac{(T_o + T_c) (R_i + R_p)}{k_o R_i}.$$

Следует, однако, выбрать C_i и C_p достаточно малыми, чтобы не вызывать существенного увеличения T . Выражения (1-36)—(1-39) показывают, что равенство (1-39) есть необходимое условие наилучшей компенсации спада частотных характеристик самого усилителя и цепи обратной связи.

Однако условие (1-39) еще не обеспечивает должного качества переходного процесса при $\xi < 1$ и может не соответствовать наибольшей полосе пропускания усилителя, охваченного о. о. с., когда $\xi > 1$.

Действительно, в случае $\xi < 1$ при подаче на вход усилителя скачкообразного входного воздействия на выходе появится сигнал с колебательной формой переходного процесса. С другой стороны, если $\xi > 1$, то знаменатель выражения (1-33) будет иметь действительные корни, один из которых будет меньше $1/T$, соответствующей (1-34). Следовательно, именно этот корень определит полосу пропускания усилителя с о. о. с. Количественный анализ реакции усилителя на скачкообразное воздействие показывает, что наилучшая передача скачка напряжения усилителем соответствует условию

$$\xi = 1, \quad (1-40)$$

т. е.

$$T_{\varphi} = 2 \sqrt{\frac{T_c T_0 (R_i + R_{\varphi})}{k_0 R_i}} - \frac{(T_c + T_0) (R_i + R_{\varphi})}{k_0 R_i} \approx 2T. \quad (1-41)$$

Таким образом, при сигналах с ограниченным спектром (скоростью нарастания, не превышающей в относительных единицах $1/T$) оптимальная коррекция соответствует условиям (1-39) и (1-40). Однако при скачкообразных входных воздействиях с крутизной фронта

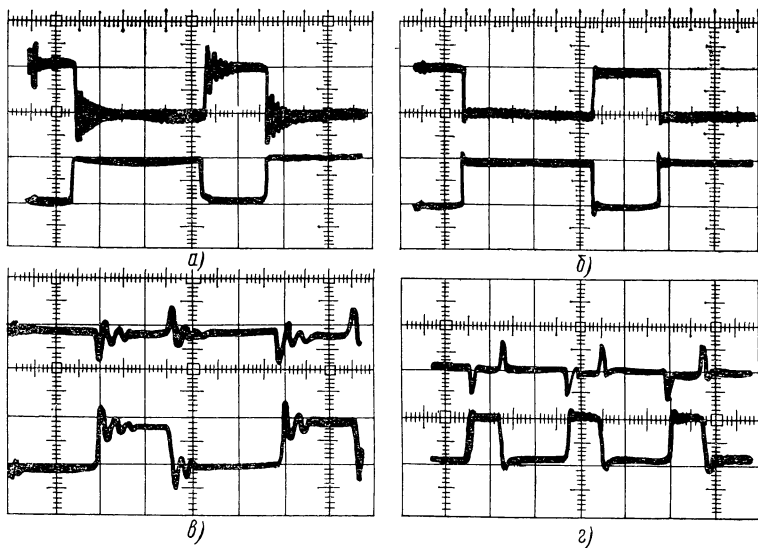


Рис. 1-11. Переходные процессы в схеме инвертирующего усилителя при входном воздействии в виде прямоугольных импульсов.

а — усилитель без коррекции (верхний луч — выход, нижний — вход); *б* — то же при оптимальной коррекции; *в* — в суммирующей точке усилителя без коррекции (верхний луч) и на выходе (нижний луч); *г* — то же при оптимальной коррекции.

выше $1/T$ соотношения (1-39) и (1-41) не являются оптимальными; возникнет выброс, затухание которого будет происходить медленнее, чем нарастание сигнала при условии

$$T_i = T = T_{\varphi}/2, \quad (1-42)$$

которое и дает совместно с (1-40) оптимальную коррекцию.

При этом замкнутый усилитель оказывается апериодическим звеном с постоянной времени T .

На практике удобно добиться минимального значения T_c , которое обычно зависит от емкости монтажа, наблюдая переходный процесс на выходе усилителя

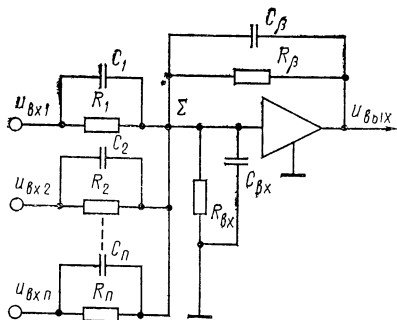


Рис. 1-12. К расчету передаточной функции интегрирующего усилителя.

переходные процессы на выходе (нижние лучи) и в точке Σ усилителя без коррекции (рис. 1-11,в) и при выполнении условий (1-39) и (1-40) (рис. 1-11,г). Изображение сигналов в точке Σ определяется формулой

$$U_{\Sigma}(p) = \frac{1}{p} E(p).$$

Для интегратора (рис. 1-12) имеем:

$$K'_n(p) = - \frac{T_i p + 1}{\left(T_n p + \frac{R_{BX} + R_i}{k_0 R_{BX}} \right) \left(\frac{T_0}{k_0} p^2 + 1 \right)}, \quad (1-43)$$

откуда следует, что при $T_i = T_0/k_0$ наступает компенсация ошибки статизма на высоких частотах, а ошибка значительно меньше, чем у сумматора (или масштабного усилителя). Основная погрешность вносится на низких частотах (при больших временах интегрирования) от конечного значения усиления k_0 за счет аппроксимации динамических характеристик интегрирующего усилителя апериодическим звеном с большим усилением.

Выражения (1-33), (1-36) и (1-43), как легко видеть, относятся и к усилителям с о. о. с. со сложением

при скачкообразном воздействии (рис. 1-11,а). Необходимо получить $\xi \approx 1$, постепенно увеличивая C_{β} , пока не прекратится колебательность, и, наконец, подобрать C_i так, чтобы получить наиболее короткие фронты без выбросов (рис. 1-11,б).

Осциллограммы на рис. 1-11,в и г дают наглядную интерпретацию понятию ошибки статизма. На них показаны пе-

напряжений с той разницей, что корректирующие конденсаторы, аналогичные C_i и C_β , должны включаться в схеме рис. 1-2,а параллельно $R_{\beta 1}$ и $R_{\beta 2}$ соответственно.

б) Усилитель с о. о. с. по току

Рассмотрим зависимость крутизны усилителя с последовательной о. о. с. по току от параметров усилителя и цепи о. о. с. [17].

Полагая в схеме, приведенной на рис. 1-13, $R_\beta = R_H$, считая выходное сопротивление усилителя малым и используя выражения (1-10), (1-12), (1-13) и (1-31), получаем выражение для крутизны усилителя

$$S'(p) = \frac{K(p)}{Z_{\text{вых}} + [1 - K(p)] Z_{\text{св}} + Z_H} =$$

$$= \frac{k_0 (T_{\text{св}} p + 1) (T_H p + 1)}{(T_I^2 p^2 + 2\xi_I T_I p + 1)(k_0 R_{\text{св}} + R_H)}, \quad (1-44)$$

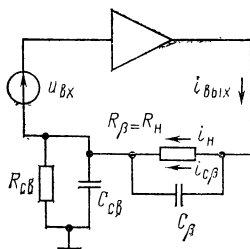


Рис. 1-13. К расчету передаточной функции усилителя с о. о. с. по току.

где $T_{\text{св}} = R_{\text{св}} C_{\text{св}}$; $T_H = R_H C_\beta$; при $k_0 R_{\text{св}} \gg R_H$:

$$T_I = \sqrt{\frac{T_0 T_H R_{\text{св}} + T_0 T_{\text{св}} R_H}{k_0 R_{\text{св}} + R_H}} = \sqrt{\frac{T_0 T_{\text{св}} (R_H + R_{\text{св}})}{k_0 R_{\text{св}}}}; \quad (1-45)$$

$$\xi_I = \frac{R_{\text{св}} T_0 + R_{\text{св}} T_H + R_H T_0 + R_H T_{\text{св}} + k_0 R_{\text{св}} T_H}{2 T_I (k_0 R_{\text{св}} + R_H)} =$$

$$= \frac{\frac{(T_{\text{св}} + T_0) (R_{\text{св}} + R_H)}{k_0 R_{\text{св}}} + T_H}{2 \sqrt{\frac{(R_H + R_{\text{св}}) T_0 T_{\text{св}}}{k_0 R_{\text{св}}}}}; \quad (1-46)$$

$$T_{\text{с}} = (R_H \parallel R_{\text{св}}) (C_{\text{св}} + C_\beta).$$

При выводе уравнений (1-44) — (1-46) не приняты во внимание входные сопротивление и емкость самого усилителя в силу того, что при необходимости их можно учесть как включенные параллельно $R_{\text{св}}$ и $C_{\text{св}}$. Существенно, что выражения (1-34), (1-35) и (1-45), (1-46) совершенно тождественны.

Однако нас интересует в конечном счете не крутизна усилителя $S'(p)$, получаемая из (1-44), а крутизна

$S'_H(p)$, определяющая ток I_H только через R_H (без учета тока $I_{C\beta}$ через C_β). Так как

$$I_\beta = I_H + I_{C\beta},$$

то

$$S'(p) = S'_H(p) + S'_{C\beta}(p), \quad (1-47)$$

где $S'_{C\beta}(p)$ — крутизна, определяющая ток $I_{C\beta}$.

Учитывая, что

$$\frac{I_H}{I_{C\beta}} = \frac{1}{T_H p}, \quad (1-48)$$

получаем:

$$S'_H(p) = \frac{S'(p)}{T_H p + 1}. \quad (1-49)$$

Подставляя (1-44) в (1-49), получаем окончательное выражение для крутизны усилителя по отношению к нагрузке

$$S'_H(p) = - \frac{k_0 (T_{св} p + 1)}{(k_0 R_{св} + R_H) (T^2_I p^2 + 2\xi_I T_I p + 1)}. \quad (1-50)$$

Если $k_0 R_{св} \gg R_H$ — условие обеспечения глубокой обратной связи по току, то можно записать крутизну ошибки по току для высоких частот в виде

$$S_*(p) = \frac{T^2_I p^2 + (2\xi_I T_I - T_{св}) p}{R_{св} (T^2_I p^2 + 2\xi_I T_I p + 1)}, \quad (1-51)$$

откуда следуют условия оптимальной частотной коррекции по току

$$\xi_I = 1; \quad (1-52)$$

$$2\xi_I T_I = T_{св}, \quad (1-53)$$

полностью совпадающие с условиями оптимальной коррекции усилителей с о. о. с. по напряжению.

1-5. Дрейф нуля

Важнейшим источником погрешностей усилителей постоянного тока является дрейф, под которым понимают появление на выходе усилителя ложного сигнала, обусловленного не внешними помехами, попадающими на входы, а получающегося в силу свойств самой схемы усилителя. При этом обычно различают медленный дрейф, т. е. спонтанные изменения выходного напряже-

ния с частотами менее 0,1—1,0 Гц, и быстрый дрейф, или фон (шум), содержащий гармоники выше 1 Гц вплоть до $f \rightarrow \infty$. Первый обусловлен температурными изменениями параметров элементов усилителя, особенностями его схемы, временным старением деталей, уходом питающих напряжений от номинала, второй — наводками на схему от сети, утечками и собственными шумами усилителей и т. п.

Наиболее существенной составляющей обычно оказывается медленный дрейф, хотя в ряде случаев шум подавить труднее и тогда он начинает играть главенствующую роль. Так как соотношения, относящиеся к медленному дрейфу, с успехом могут быть распространены и на высокочастотные его составляющие (в том числе и пульсации от источников питания) с учетом зависимостей $K(p)$ и $\beta(p)$, то в этом параграфе мы рассмотрим только влияние медленного дрейфа и специфические ошибки от утечек в источниках питания.

а) Составляющие дрейфа, зависящие от параметров усилителя

Дрейф усилителей постоянного тока имеет две составляющие [3, 4, 18]: по току и по напряжению.

Первая составляющая обусловлена входным током $I_{вх}$, который протекает через суммирующую точку, не зависит от напряжения в этой точке, а определяется режимом работы входного каскада усилителя. В ламповых усилителях — это сеточные токи, токи утечек; в усилителях на биполярных транзисторах — режимные базовые токи и т. д. Ток $I_{вх}$ создает в суммирующей точке Σ напряжение статизма, подобно полезному сигналу.

Действительно, для эквивалентной схемы рис. 1-14,а можно записать

$$\frac{U_{o.c}}{Z_{\beta 2}} + \frac{U_{o.c} - U_{вых}}{Z_{\beta 1}} = I_{вх}, \quad (1-54)$$

$$-k_0(U_{вх} + U_{o.c}) = U_{вых}, \quad (1-55)$$

откуда

$$\begin{aligned} U_{вых} &= \frac{I_{вх}(Z_{\beta 1} \parallel Z_{\beta 2})k_0(Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2})}{Z_{\beta 1} + (k_0 + 1)Z_{\beta 2}} - \frac{U_{вх}k_0(Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2})}{Z_{\beta 1} + (k_0 + 1)Z_{\beta 2}} = \\ &= -\frac{k_0[I_{вх}(Z_{\beta 1} \parallel Z_{\beta 2}) + U_{вх}]}{1 + k_0\beta}. \end{aligned} \quad (1-56)$$

Сравнение последнего выражения с формулой (1-1) показывает, что наличие тока $I_{\text{вх}}$ эквивалентно присутствию дополнительного входного сигнала $I_{\text{вх}} (Z_{\beta 1} \parallel Z_{\beta 2})$, включенного последовательно с $U_{\text{вх}}$.

Из (1-56) следует также, что напряжение дрейфа на выходе, создаваемое $I_{\text{вх}}$, равно:

$$U_{\text{др} I} \approx -I_{\text{вх}} Z_{\beta 1}, \quad (1-57)$$

а напряжение статизма от $I_{\text{вх}}$ есть:

$$U_{\text{др} I}^{\Sigma} \approx \frac{I_{\text{вх}} Z_{\beta 1}}{k_0}. \quad (1-58)$$

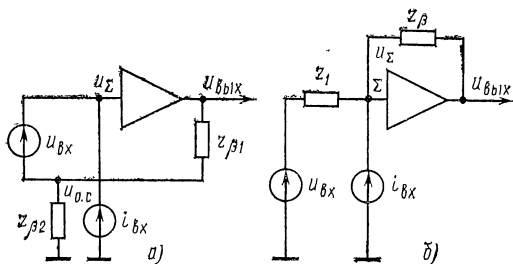


Рис. 1-14. К определению дрейфа от входного тока.

а — для последовательной о. о. с.; б — для параллельной о. о. с.

Наиболее важный факт, следующий из выражений (1-56) — (1-58), заключается в том, что напряжение дрейфа, вызываемое $I_{\text{вх}}$, зависит только от $Z_{\beta 1}$ и практически при глубокой о. о. с. не зависит от других факторов ($Z_{\beta 2}$, β и т. п.).

Если считать $Z_{\beta 1}$ нагрузкой, то схема, приведенная на рис. 1-14, а, является схемой с о. о. с. по току, а так как из выражений (1-56) и (1-57) следует, что практически весь ток $I_{\text{вх}}$ протекает через $Z_{\beta 1}$, то $I_{\text{вх}}$ целиком оказывается составляющей дрейфа усилителя с о. о. с. по току и токовым выходом.

Рассматривая схему на рис. 1-14, б, нетрудно убедиться, что входной ток и в этом случае также полностью протекает через Z_{β} и соотношения (1-57) и (1-58) верны и для этой схемы.

Вторая составляющая дрейфа усилителей постоянного тока — дрейф по напряжению, приложенный внутри усилителя. Он вызывается асимметричностью каскадов, разбросом параметров деталей, дрейфом этих параметров при старении, колебаниях температуры и, наконец, изменениями питающих напряжений. Этот дрейф приводится к суммирующей точке в том смысле, что его значение на выходе усилителя зависит от коэффициента усиления замкнутого усилителя и вызывает в точке Σ напряжение того же знака, что и напряжение дрейфа на выходе.

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 1-15, в которой $U_{др0}$ — некоторый источник внутреннего дрейфа, а

$$k_0 = k_1 k_2.$$

Передаточный коэффициент цепи обратной связи для источника внутреннего дрейфа

$$\beta_{др} = \beta k_1,$$

где $\beta = Z_{\beta 2} / (Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2})$ — передаточный коэффициент внешней о. о. с. усилителя.

Применяя принцип суперпозиции, получаем для выходного сигнала выражение

$$U_{вых} = - \frac{U_{вх} k_0}{1 + \beta k_0} - \frac{U_{др0} k_2}{1 + \beta_{др} k_0} = - \frac{U_{вх} k_1 k_2}{1 + \beta k_1 k_2} - \frac{U_{др0} k_2}{1 + \beta k_1 k_2}. \quad (1-59)$$

В (1-59) принято, что инверсия заложена в части усилителя, обозначенной k_2 . Это, очевидно, не нарушает общности представления (1-59).

Выражение (1-59) соответствует известному из теории следящих систем результату, что влияние помехи, приложенной к внутренней точке системы, меньше влияния входного сигнала в k_1 раз. Поэтому внутренний дрейф усилителя удобно характеризовать величиной

$$U'_{др} = U_{др0} / k_1, \quad (1-60)$$

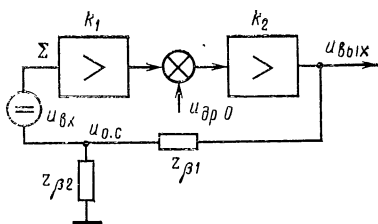


Рис. 1-15. Схема к расчету дрейфа по напряжению усилителя с последовательной о. о. с.

называемой дрейфом, приведенным ко входу. Удобство обращения с этой величиной состоит в том, что удается оценивать суммарный эффект от многих сигналов дрейфа независимо от точек их приложения. Действительно, если имеется несколько сигналов дрейфа, приложенных в разных точках усилителя, напряжение общего приведенного дрейфа получается как алгебраическая сумма отдельных его составляющих

$$U'_{др} = \sum_{i=1}^{i=N} \frac{U^i_{др0}}{k^i_1}, \quad (1-61)$$

где i — индекс порядкового номера точки приложения напряжения дрейфа.

Выражение (1-59), приняв $\beta k_0 \gg 1$, приближенно можно переписать в виде

$$U_{вых} = - \frac{U_{вх} + U'_{др}}{\beta}, \quad (1-62)$$

откуда при $U_{вх}=0$ получаем напряжение дрейфа на выходе

$$U_{дрU} = -U'_{др}/\beta \quad (1-63)$$

и в суммирующей точке

$$U^{\Sigma}_{дрU} = U_{дрU}\beta = -U'_{др}, \quad (1-64)$$

откуда ясен физический смысл понятия приведенного дрейфа. Знак напряжения дрейфа от $U_{др0}$ в точке Σ и на выходе совпадает, а $U^{\Sigma}_{дрU}$ не является, таким образом, аналогом напряжения статизма, как это имело место в случае дрейфа от $I_{вх}$.

Для усилителя с о. о. с. по току и токовым выходом дрейф выходного тока от $U_{др0}$ составит:

$$I_{др} = \frac{U_{дрU} - U^{\Sigma}_{дрU}}{Z_{\beta 1}} = \frac{U'_{др} - \frac{U'_{др}}{\beta}}{Z_{\beta 1}} = - \frac{U'_{др}}{Z_{\beta 2}}. \quad (1-65)$$

Таким образом, дрейф тока в нагрузке зависит только от характера и значения $Z_{\beta 2}$ и не зависит от самой нагрузки.

Этот результат хорошо согласуется с тем, что другие свойства усилителя с глубокой о. о. с. по току также определяются по существу величиной $Z_{св} = Z_{\beta 2}$.

При $U_{вх}=0$ схема, приведенная на рис. 1-15, аналогична схеме со сложением токов, для которой полезно

привести приближенные формулы напряжения дрейфа в случае суммирования и интегрирования.

Для суммирующего усилителя (см. рис. 1-2,б) имеем на выходе

$$U_{\text{др.с}} = U_{\text{др.}I} + U_{\text{др.}U} = -i_{\text{вх}} R_{\beta} - \frac{U'_{\text{др}} (R_{\beta} + R_1 \parallel R_2 \parallel \dots R_n)}{R_1 \parallel R_2 \parallel \dots R_n} \quad (1-66)$$

и в суммирующей точке

$$U_{\text{др.с}}^{\Sigma} \approx U_{\text{др.}U}^{\Sigma} = -U'_{\text{др}}. \quad (1-67)$$

Для интегрирующего усилителя (рис. 1-3,а) имеем на выходе

$$U_{\text{др.и}} = U_{\text{др.}I} + U_{\text{др.}U} = -\frac{i_{\text{вх}} t}{C_{\beta}} - \frac{U'_{\text{др}} t}{(R_1 \parallel R_2 \parallel \dots R_n) C_{\beta}} \quad (1-68)$$

и в суммирующей точке

$$U_{\text{др.и}}^{\Sigma} \approx U_{\text{др.}U}^{\Sigma} = -U'_{\text{др}}. \quad (1-69)$$

При отличном от нуля выходном сопротивлении источника входного сигнала ток $I_{\text{вх}}$ вносит дополнительную составляющую в дрейф по напряжению схем с последовательной о. о. с. по напряжению и току. Приведенная ко входу эта составляющая равна $I_{\text{вх}} Z_{\Gamma}$, где Z_{Γ} — выходное сопротивление источника входного сигнала.

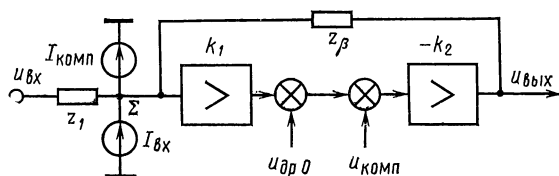


Рис. 1-16. Эквивалентная схема для расчета составляющих дрейфа усилителя с параллельной о. о. с. по напряжению.

Из изложенного следует важный вывод о том, что установка нуля на выходе усилителя (компенсация составляющих дрейфа $I_{\text{вх}}$ и $U_{\text{др}0}$) должна проводиться отдельно по обоим этим составляющим, особенно в случае, когда в процессе работы параметры цепи обратной связи меняются.

Действительно, рассмотрим, например, схему, приведенную на рис. 1-16. В этой схеме ток $I_{вх}$ можно компенсировать заданием в точку Σ тока $I_{комп}$, а $U_{др0}$ — заданием компенсирующего напряжения $U_{комп}$. Можно, однако, себе представить, что $U_{др0}$ компенсируется приложением к внутренней точке $U_{др0}$ (или наоборот). Тогда для выхода усилителя действительно равенство

$$U_{др0} = I_{вх} Z_p + \frac{U_{др0} (Z_1 + Z_p)}{k_1 Z_1} = 0,$$

которое нарушится при любых отклонениях Z_p и Z_1 .

При раздельной же установке нуля по $I_{вх}$ и $U_{др0}$ нуль на выходе окажется не нарушенным при любых комбинациях Z_p и Z_1 .

В частности, раздельная установка нуля совершенно необходима в интегрирующих усилителях, которые обычно имеют два режима — режим установки начальных условий (в обратной связи включен резистор) и режим собственно интегрирования (в обратной связи включен конденсатор).

б) Дрейф и пульсации из-за утечек в блоках питания усилителя

Источники питания усилителей от промышленной сети имеют токи утечки на землю $I_{ут}$, протекающие по распределенным сопротивлениям между землей и фазовыми проводами питающей сети, проходным емкостям трансформатора источника питания и т. п.

В зависимости от способа введения о. о. с. и заземления цепи нагрузки усилителя влияние тока утечки выпрямителя существенно меняется.

При параллельной о. о. с. по напряжению (см. рис. 1-1,б) ток утечки выпрямителя вообще не влияет на работу усилителя, так как источники питания такого усилителя и цепь нагрузки заземлены в одной точке.

При последовательной о. о. с. (см. рис. 1-1,в) источник питания усилителя и цепь нагрузки не могут быть заземлены в одной точке, поэтому ток утечки выпрямителя может оказывать существенное влияние на работу усилителя [19]. Падение напряжения на элементах усилителя, вызванное током утечки выпрямителя, может привести либо к насыщению усилителя и потере чувст-

вительности, либо к искажению выходного сигнала, вызванному наложением на его полезную составляющую напряжения пульсации с частотой, равной частоте тока утечки выпрямителя.

Эквивалентная схема выходной цепи усилителя приведена на рис. 1-17. Сопротивление нагрузки и выходное сопротивление усилителя обозначены в виде комплексных полных сопротивлений, так как в эти цепи обычно вводятся реактивные элементы для сглаживания пульсации выходного сигнала и для коррекции частотной характеристики усилителя. Внутренним сопротивлением выпрямителя пренебрегаем, считая его выход по переменному току на частоте, равной частоте тока утечки, замкнутым накоротко, что на практике обычно имеет место.

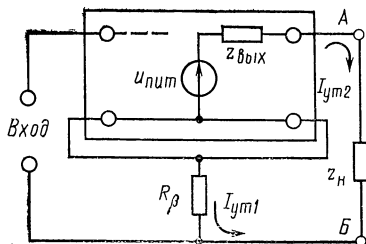


Рис. 1-17. Эквивалентные схемы выходной цепи усилителя с о. о. с. по току для различных случаев заземления выхода (А и В).

При работе усилителя с о. о. с. по току возможны два варианта заземления выхода.

В случае заземления нагрузки в точке соединения с сопротивлением обратной связи (точка В) токи утечки, протекающие по двум параллельным ветвям, соответственно равны:

$$I_{ут1} = I_{ут} \frac{Z_н + Z_{вых}}{Z_н + Z_{вых} + R_\beta}; \quad (1-70)$$

$$I_{ут2} = I_{ут} \frac{R_\beta}{Z_н + Z_{вых} + R_\beta}. \quad (1-71)$$

В низкочастотных усилителях, где частота тока утечки находится за пределами полосы пропускания усилителя, допустимый ток утечки выпрямителя определяется следующими факторами. С одной стороны, составляющая $I_{ут2}$, протекая по цепи нагрузки, искажает полезный сигнал, проявляясь в виде пульсации выходного тока. Допустимый ток утечки, обусловленный этой составляющей, равен:

$$I_{ут.доп} = I_{н.доп} \frac{\delta_{доп}}{100} \frac{Z_н + Z_{вых} + R_\beta}{R_\beta} \frac{\sqrt{x_н^2 + R_н^2}}{x_н}, \quad (1-72)$$

где $\delta_{\text{доп}}$ — допустимая погрешность от пульсации тока в нагрузке, %; R_n и x_n — активная и реактивная составляющие нагрузки.

С другой стороны, составляющая $I_{\text{ут1}}$ приводит к появлению падения напряжения на сопротивлении R_β , которое прикладывается ко входу усилителя. Это может привести либо к насыщению усилителя, либо к появлению на его выходе постоянной составляющей (смещения нуля) в усилителях с двойным преобразованием сигнала при равенстве или кратности частоты тока утечки и несущей частоты. В этом случае допустимый ток утечки выпрямителя равен:

$$I_{\text{ут. доп}} = \frac{I_{\text{вых. макс}}}{SR_\beta}, \quad (1-73)$$

где $I_{\text{вых. макс}}$ — максимальный допустимый ток на выходе усилителя; S — коэффициент преобразования усилителя без о. о. с.

Поскольку в низкочастотных усилителях, не пропускающих частоту, равную частоте тока утечки, нагрузка обычно шунтируется конденсатором большой емкости, т. е. $x_n \ll R_n$, а значение $\beta S \gg 1$ (где β — коэффициент передачи цепи обратной связи), то допустимый ток утечки выпрямителя ограничивается выражением (1-73).

Если частота тока утечки лежит в полосе пропускания усилителя, то влияние тока утечки на помехи в цепи нагрузки существенно меняется. В этом случае ток утечки выпрямителя, определяемый выражением (1-73), не приводит к насыщению усилителя, как это было в ранее рассмотренном примере. Ток помехи в цепи нагрузки, обусловленный воздействием составляющей $I_{\text{ут1}}$, протекающей по резистору цепи обратной связи, равен:

$$I_{\text{вых. п}} = I_{\text{ут1}} R_\beta \frac{S}{1 + \beta S}.$$

При достаточно большой величине βS практически весь ток помехи, попадающий в цепь о. о. с., протекает через нагрузку. Таким образом, к току помехи, описываемому выражением (1-71), прибавится ток помехи $I_{\text{вых. п.}}$. Суммарный ток помехи в цепи нагрузки будет равен:

$$I_{\text{пс}} = I_{\text{ут2}} + I_{\text{вых. п}} = \frac{I_{\text{ут}} R_\beta}{Z_n + Z_{\text{вых}} + R_\beta} \left[1 + \frac{S(Z_n + Z_{\text{вых}})}{1 + \beta S} \right]. \quad (1-74)$$

В отличие от низкочастотного усилителя здесь реактивности цепи нагрузки мало влияют на частотах питающей сети, поэтому перераспределение тока в цепи нагрузки можно не учитывать. Таким образом, допустимый ток утечки выпрямителя можно определить из выражения (1-74), задавшись допустимым суммарным током помехи в цепи нагрузки.

Полагая (1-74) $\beta S \gg 1$ и $R_\beta \ll Z_H + Z_{\text{вых}}$ (обычно выполняющиеся на практике условия), видим, что суммарный ток помехи в цепи нагрузки стремится к току утечки, протекающему по сопротивлению R_β , и компенсирует его, а коэффициент при $I_{\text{ут}}$ в правой части выражения (1-74) стремится к единице, т. е. $I_{\text{ут}}$ воздействует подобно входному току усилителя (см. § 1-5).

Рассмотрим второй случай заземления выхода усилителя, когда нагрузка заземляется в точке соединения с выходным каскадом усилителя (точка А на рис. 1-17). Такой способ заземления выхода используется в усилителях с гальванической развязкой входа и выхода, где способ заземления нагрузки обычно ничем не ограничивается.

В этом случае составляющие тока утечки в схеме будут соответственно равны:

$$I_{\text{ут1}} = I_{\text{ут}} \frac{Z_{\text{вых}}}{Z_H + Z_{\text{вых}} + R_\beta}; \quad (1-75)$$

$$I_{\text{ут2}} = I_{\text{ут}} \frac{Z_H + R_\beta}{Z_H + Z_{\text{вых}} + R_\beta}. \quad (1-76)$$

Если частота среза усилителя ниже частоты тока утечки, то допустимый ток утечки выпрямителя может быть найден из выражения (1-73).

Если частота тока утечки лежит в полосе пропускания усилителя, то к току помехи в цепи нагрузки $I_{\text{ут2}}$ прибавится ток помехи $I_{\text{вых.п}}$. При таком способе заземления составляющие тока помехи в схеме $I_{\text{вых.п}}$ и $I_{\text{ут2}}$ протекают навстречу друг другу и суммарный ток помехи с учетом (1-75) будет равен:

$$I_{\text{пс}} = I_{\text{ут1}} R_\beta \frac{S}{1 + \beta S} - I_{\text{ут1}} = \left(\frac{R_\beta S}{1 + \beta S} - 1 \right) \frac{I_{\text{ут}} Z_{\text{вых}}}{Z_H + Z_{\text{вых}} + R_\beta}. \quad (1-77)$$

Сравнивая $I_{\text{пс}}$ для двух способов заземления нагрузки усилителя, можно заключить, что для широкополос-

ных усилителей лучшим способом является заземление выхода усилителя, при котором можно допустить значительно большее значение тока утечки выпрямителя.

В усилителях с трансформаторной гальванической развязкой в цепи о. о. с. и коэффициентами передачи цепи о. о. с. по напряжению, отличающимися от единицы, для расчета допустимого тока утечки выпрямителя в ранее полученные выражения в качестве R_p подставляется значение сопротивления, приведенное к выходу цепи о. о. с.

1-6. Усилители постоянного тока с дифференциальным входом

Рассмотрим схему включения усилителя, показанную на рис. 1-18,а. Сигнал на выходе определяется соотношением [20]

$$U_{\text{вых}} = -k_0(U_1 - U_2). \quad (1-78)$$

При достаточно большом модуле коэффициента усиления $|k_0|$ за счет о. о. с. будет поддерживаться равенство

$$U_1 = U_2. \quad (1-79)$$

Благодаря равенству (1-79) о. о. с. будет в данной схеме уменьшать входной ток сигнала в $(1 + \beta k_0)$ раз, т. е. входное сопротивление схемы с о. о. с. будет иметь вид:

$$Z'_{\text{вх}} = Z_{\text{вх}}(1 + \beta k_0), \quad (1-80)$$

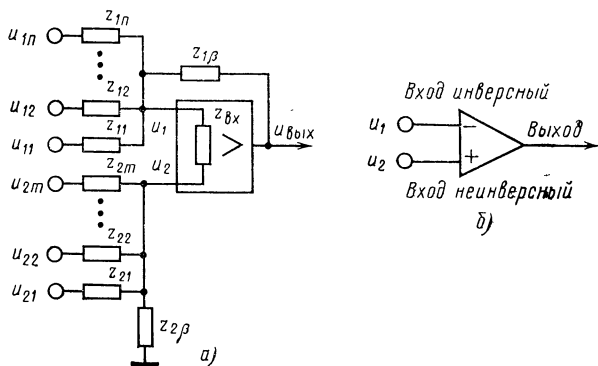


Рис. 1-18. Схема включения (а) и условное изображение (б) усилителя с дифференциальным входом.

где

$$\beta \approx \frac{Z_{11} \| Z_{12} \| \dots Z_{1n}}{Z_{11} \| Z_{12} \| \dots Z_{1n} + Z_{1\beta}}. \quad (1-81)$$

Если удовлетворяются условия

$$|Z'_{\text{вх}}| \gg |Z_{1i}|; \quad |Z'_{\text{вх}}| \gg |Z_{1\beta}|; \quad |Z'_{\text{вх}}| \gg Z_{2\beta}, \quad (1-82)$$

то

$$U_2 = \frac{\sum_{j=1}^m U_{2j} g_{2j}}{g_{2\beta} + \sum_{j=1}^m g_{2j}} = \sum_{j=1}^m U_{2j} \gamma_{2j} \quad (1-83)$$

и

$$U_1 = \frac{U_{\text{вых}} g_{1\beta} + \sum_{i=1}^n U_{1i} g_{1i}}{g_{1\beta} + \sum_{i=1}^n g_{1i}} = \beta U_{\text{вых}} + \sum_{i=1}^n U_{1i} \gamma_{1i}, \quad (1-84)$$

где $g=1/Z$ — соответствующие проводимости.

Из (1-79), (1-83) и (1-84) получаем основное уравнение операций в дифференциальной схеме

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sum_{j=1}^m U_{2j} \gamma_{2j} - \sum_{i=1}^n U_{1i} \gamma_{1i}}{\beta}. \quad (1-85)$$

Для случая алгебраического сложения (g — активные проводимости) имеем:

$$U_{\text{вых}} = \sum_{j=1}^m U_{2j} \frac{g_{2j} \left(g_{1\beta} + \sum_{i=1}^n g_{1i} \right)}{\left(g_{2\beta} + \sum_{j=1}^m g_{2j} \right) g_{1\beta}} - \sum_{i=1}^n U_{1i} \frac{g_{1i}}{g_{1\beta}}. \quad (1-86)$$

Особенностью интегрирования является то обстоятельство, что при $Z_{1\beta} = \frac{1}{pC_1}$ и $Z_{2\beta} = R_{2\beta}$ передаточная

функция усилителя со стороны входа $2j$ есть:

$$W_{2j}(p) \approx \frac{\left(\sum_{i=1}^n g_{1i} + C_1 p \right) g_{2j}}{C_1 p \left(g_{23} + \sum_{j=1}^m g_{2j} \right)}, \quad (1-87)$$

где g — активные проводимости.

Однако, если $Z_{23} = \frac{1}{C_2 p + g_{23}}$, имеем:

$$W_{2j}(p) \approx \frac{g_{2j} \left(\sum_{i=1}^n g_{1i} + C_1 p \right)}{C_1 p \left(g_{23} + \sum_{j=1}^m g_{2j} + C_2 p \right)}, \quad (1-88)$$

откуда следует необходимость точного выполнения условия

$$C_1 \left(g_{23} + \sum_{i=1}^m g_{2j} \right) = C_2 \sum_{i=1}^n g_{1i}. \quad (1-89)$$

Постоянная времени интегрирования T_{2j} при этом оказывается равной

$$T_{2j} = \frac{\left(g_{23} + \sum_{j=1}^m g_{2j} \right) C_1}{\frac{n}{g_{2j} \sum_{i=1}^n g_{1i}}}. \quad (1-90)$$

Заметим теперь, что по своим основным свойствам схема рис. 1-18 отчасти подобна схемам усилителей с о. о. с. со сложением напряжений (см. рис. 1-2, а и 1-4). Действительно, в дифференциальной схеме, так же как и в упомянутых схемах, входное сопротивление увеличивается в $(1 + \beta k_0)$ раз; операции интегрирования и дифференцирования требуют применения дополнительных цепей; напряжение о. о. с. образуется сложением напряжений, а не токов.

Таким образом, усилитель на рис. 1-18 является усилителем с о. о. с. со сложением напряжений, не требую-

щим незаземленного включения источника входного сигнала. Поэтому соотношения, описывающие статические и динамические свойства усилителей с о. о. с. со сложением напряжений и их дрейфовые характеристики, относятся в полной мере и к дифференциальному усилителю.

Необходимо, однако, отметить, что при использовании вышеприведенных соотношений коэффициент усиления k_0 относится к разности входных сигналов. Коэффициент усиления полусуммы (синфазной составляющей) входных сигналов $k_{\text{синф}}$ должен быть много меньше коэффициента усиления k_0 , так как в противном случае эффективное усиление будет уменьшаться на величину $k_{\text{синф}}$.

Существенно, что в дифференциальном усилителе при строгом равенстве входных режимных токов $I_{\text{вх1}}$ и $I_{\text{вх2}}$ возможна компенсация дрейфа от $I_{\text{вх}}$, если соблюдать равенство (см. рис. 1-18)

$$Z_{21} \| Z_{22} \| \dots Z_{2m} \| Z_{2\beta} = Z_{11} \| Z_{12} \| \dots Z_{1n} \| Z_{1\beta}. \quad (1-91)$$

1-7. Требования к основным параметрам усилителей постоянного тока

По статической точности к измерительным усилителям постоянного тока предъявляется требование иметь погрешность не более 0,05—1,0% (при коэффициентах усиления, равных 100—10 000) [21].

В системах регулирования и вычислительных аналоговых машинах для масштабных и суммирующих усилителей требуется, чтобы $K'(p) = (1-\beta)/\beta$ находилось в пределах 10—50 с учетом наличия многих входов. Точность выполнения этих операций 0,05—0,5% [22].

В соответствии с принятыми в настоящее время стандартами (как в СССР, так и за рубежом) выходные сигналы усилителей постоянного тока выбираются из следующих рядов:

1. Для усилителей с выходом по напряжению ± 5 , ± 10 , 0—5, 0—10, ± 50 , ± 100 В; две последние цифры относятся к ламповым схемам, хотя имеется целый ряд успешно используемых транзисторных схем с такими сигналами. Для схем автоматики и аналого-дискретных вычислительных систем предпочтительными оказываются сигналы ± 10 и 0—10 В; усилители с такими сигналами весьма просто сопрягаются с транзисторными цифровыми и ключевыми элементами и со входами исполнительных и других выходных устройств.

Нагрузочная способность усилителей по напряжению обычно составляет 5, 10 или 20 мА. Иногда возникает необходимость в использовании усилителей с нагрузочной способностью ± 100 мА и выше.

2. Для усилителей с выходом по току сигналы выбираются из ряда 0—5, ± 5 , 0—20, ± 20 мА. К ним предъявляются требования

сохранения линейности при работе на нагрузку 2 кОм для шкал 0—5 и ± 5 мА и 500 Ом для шкал 0—20 и ± 20 мА.

При работе усилителей с выходом по напряжению в системах регулирования, управления и вычислительных устройствах типовыми значениями R_3 оказываются 5—50 кОм для усилителей со шкалами 5 и 10 В. Для усилителей со шкалами ± 50 и ± 100 В обычно $R_3 = 100$ кОм \div 1 МОм. Номиналы конденсаторов в схемах интегрирования и дифференцирования обычно выбираются в пределах 0,01—10 мкФ.

Температурные диапазоны использования усилителей постоянного тока могут быть от $-70 \div +120$ до $+15 \div +35^\circ\text{C}$. Наиболее употребительны $-30 \div +50$ и $+5 \div +50^\circ\text{C}$ [23].

Требования к динамическим характеристикам усилителей постоянного тока меняются в очень широких пределах. Можно выделить четыре группы усилителей:

1) усилители с весьма низким быстродействием для усиления, нормализации и преобразования сигналов датчиков от объектов с большими собственными постоянными времени (термопары, дифманометры и т. п.), диапазон усиливаемых частот меньше 1 Гц (схемы М — ДМ);

2) усилители низкого быстродействия для сигналов датчиков с повышенным частотным диапазоном. Диапазон частот от нуля до 200—1000 Гц (схемы с непосредственными связями, автогенераторные схемы, комбинированные схемы с параллельными каналами);

3) усилители среднего быстродействия; используются в измерительных системах с коммутаторами и аналоговых машинах (т. е. машинах, работающих в так называемом реальном масштабе времени с временами решения от единиц до тысяч секунд). Диапазоны частот, на которых работают эти усилители, от нуля до нескольких килогерц (схемы с непосредственными связями);

4) быстродействующие (или широкополосные) усилители. Усилители этого класса почти исключительно используются как операционные усилители в быстродействующих многоканальных измерительных системах с коммутаторами, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, быстродействующих аналоговых машинах (с временами решения 100 мкс—1 с), в аналоговых вычислительных устройствах, предназначенных для моделирования больших динамических систем (схемы с параллельными каналами).

Используя выражения для относительных погрешностей от различных факторов и цифры, приведенные здесь для диапазонов выходных сигналов, допустимых погрешностей и т. д., можно дать пределы диапазонов основных параметров усилителей постоянного тока (параметры даны для усилителей с разомкнутыми цепями о. о. с.):

Статический коэффициент усиления по напряжению . . .	10^4 — 10^9
Частота среза, МГц	0,01—100
Входное сопротивление, Ом	10^2 — 10^{10}
Выходное сопротивление, Ом	10 — 10^4
Приведенный дрейф по напряжению во всем рабочем диапазоне температур и за время 8 ч или более, В . .	10^{-6} — 10^{-3}
Дрейф входного тока во всем рабочем диапазоне температур и за время 8 ч или более, А	10^{-15} — 10^{-6}
Полоса пропускания при неискаженном максимальном выходном сигнале, Гц	10 — 10^7

Скорость нарастания выходного сигнала, В/мкс До 10^8
 Время установления выходного сигнала с заданной точностью (1; 0,1; 0,05% и т. п.), мкс 10^6 —1

Помимо этих основных параметров в технических условиях могут быть оговорены: диапазоны изменения параметров цепей о. о. с. и емкостных нагрузок, при которых сохраняется устойчивость, входная емкость усилителя и ряд других параметров [23].

1-8. Структурные схемы

а) Методы стабилизации на высоких частотах

Весьма разнообразные требования, возникающие в каждой области применения, обычно не удается удовлетворить с помощью отдельных каскадов, а иногда и целых устройств.

Поэтому в схемотехнике усилителей постоянного тока приходится рассматривать входные каскады и устройства, обладающие малым приведенным дрейфом и большим усилением по напряже-

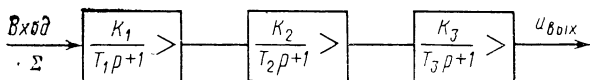


Рис. 1-19. Структурная схема трехкаскадного усилителя постоянного тока без коррекции.

нию, обеспечивающие малый и стабильный входной ток, промежуточные каскады усиления напряжения (их может и не быть) и выходные каскады постоянного тока, обеспечивающие должную мощность выходного сигнала.

Простейшая структурная схема усилителя показана на рис. 1-19, где k_1 — коэффициент усиления входного каскада, группы каскадов или устройств; k_2 — коэффициент усиления промежуточной части схемы и k_3 — коэффициент усиления выходного каскада.

Заметим теперь, что в соответствии с (1-59) и (1-61) должно выполняться условие

$$\frac{U'_{дрз}}{k_1 k_2} \ll \frac{U'_{др2}}{k_1} \ll U'_{др1}, \quad (1-92)$$

где $U'_{дрз}$ и $U'_{др2}$ — приведенные значения дрейфа каскадов с коэффициентами усиления k_3 и k_2 .

Это условие гарантирует, что дрейф усилителя в целом существенно не превысит дрейфа входного устройства или каскада $U'_{др1}$.

Кроме того, ко входной части усилителя предъявляются повышенные требования по линейности. Однако они легко выполняются, так как при $k_2 k_3 \gg 1$ эта часть схемы работает с весьма малыми сигналами на входе и на выходе. Исключением здесь являются дифференциальные усилители. Наконец, входная часть усилителя должна иметь малый приведенный шум.

Промежуточная часть схемы с усилением k_2 должна, не внося существенного увеличения в приведенный дрейф и шум, обеспечить

усиление по напряжению и мощности, достаточное для работы выходного каскада k_3 .

Если каждый из каскадов усилителя имеет на верхних частотах передаточную функцию апериодического звена, передаточная функция всего усилителя будет иметь вид:

$$K(p) = - \prod_{i=1}^{i=3} \frac{K_i}{T_i p + 1}. \quad (1-93)$$

Эта функция в общем случае не обеспечивает форму частотных характеристик, гарантирующей устойчивость при охвате усилителя внешней о. о. с. (см. § 1-3).

Для гарантии устойчивости необходимо, чтобы

$$\begin{cases} T_1 \geq T_1 k_0; \\ T_2 \geq T_2 k_0. \end{cases} \quad (1-94)$$

где $k_0 = k_1 k_2 k_3$.

Можно было бы выбрать в качестве доминирующей постоянной времени не T_3 , а T_1 или T_2 . Но так как каскады с коэффициентами усиления k_1 и k_2 работают в условиях постоянных нагрузок, а k_3 — в условиях переменной нагрузки на выходе, то и стремятся исполь-

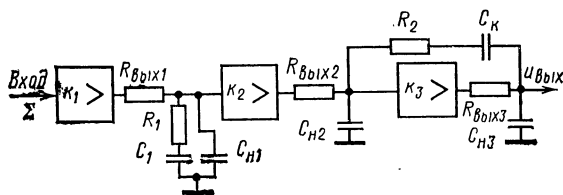


Рис. 1-20. Коррекция частотных характеристик с помощью RC -цепей, ограничивающих полосу пропускания.

зовать этот каскад k_3 в качестве звена с доминирующей постоянной T_3 , которая может при подключении емкостной нагрузки только возрасти, и при этом условие (1-94) не нарушится.

Этот метод стабилизации является наихудшим по получаемым динамическим характеристикам и применяется только в наиболее узкополосных схемах. Реализация его может осуществляться прямым включением корректирующего конденсатора между выходом и землей (нулевой шиной).

Другой возможный способ стабилизации — включение корректирующего конденсатора C_k в цепь параллельной обратной связи выходного инвертирующего каскада (рис. 1-20) при $R_2 = 0$ и $C_1 = 0$. Передаточная функция усилителя при $R_{вх3} \ll R_{вх2}$ и $C_{н2} \ll k_3 C_k$ в этом случае будет иметь вид:

$$K(p) = - \frac{|k_1 k_2 k_3|}{(T_1 p + 1) [(|k_3| T_{к2} + T_{н3}) p + 1]}, \quad (1-95)$$

где $T_1 = R_{вх1} C_{н1}$; $T_{к2} = R_{вх2} C_k$; $T_{н3} = R_{вх3} C_{н3}$.

Однако в случае больших $C_{н3}$ или недостаточно большого отношения $R_{вых2}/R_{вых3}$ третий порядок передаточной функции схемы рис. 1-20 проявляется на частотах, где $|K(p)| > 1$, и стабилизация схемы при этом не будет достигнута. Частотная характеристика с большим усилением на средних частотах (см. рис. 1-9, кривая 2) может быть получена при использовании корректирующих цепей $R_2 \neq 0$ и $C_1 \neq 0$.

Первый каскад в этой схеме при $C_{н1} \ll C_1$ имеет передаточную функцию

$$K_1(p) = \frac{k_1 (T_{12}p + 1)}{(T_{11}p + 1) (T_{13}p + 1)}, \quad (1-96)$$

где $T_{11} = (R_{вых1} + R_1)C_1$; $T_{12} = R_1C_1$; $T_{13} = R_1C_{н1}$.

Так как значение $C_{н1}$ мало, то $T_{12} \gg T_{13}$ и нетрудно обычно выбрать C_1 и R_1 так, чтобы

$$T_{11} = k_1 T_{12} \quad \text{и} \quad T_{13} < \frac{T_{12}}{|k_2 k_3|}. \quad (1-97)$$

При этом (1-96) получает вид:

$$K_1(p) = \frac{k_1 (T_{12}p + 1)}{T_{11}p + 1}. \quad (1-98)$$

Передаточная функция двух последних каскадов при $R_{вых3} \ll R_{вых2}$ имеет вид:

$$K_{23}(p) = - \frac{|k_2 k_3| (Tp + 1) (T_{н3}p + 1)}{TT_{н2}T_{н3}p^3 + (T_{н2}T_{н3} + TT_{н3})p^2 + (T_{н3} + |k_3|T_{23})p + 1}, \quad (1-99)$$

где $T = R_2C_{н1}$; $T_{н3} = R_{вых3}C_{н3}$; $T_{н2} = R_{вых2}C_{н2}$; $T_{23} = R_{вых2}C_{н1}$.

Применением корректирующих цепей не удастся получить полосы пропускания, сравнимой с полосой пропускания отдельных каскадов без корректирующих звеньев. Эти методы коррекции частотных характеристик связаны со значительным, по крайней мере на порядок, снижением частоты среза $\omega_{ср}$ каскадов усилителя, т. е. частоты, на которой $|K(p)| = 1$.

Радикальным выходом, позволяющим получить $\omega_{ср}$ усилителя, определяемую добротностью или $\omega_{ср}$ выходного каскада, являются схемы с параллельными каналами, использующие метод подачи сигнала вперед или выключения каскадов [24, 25]. Примером может служить схема, представленная на рис. 1-21. Сигнал высоких частот от точки суммирования подается в обход входного каскада на дополнительные входы последующих каскадов.

Для обеспечения отрицательной обратной связи на любой рабочей частоте усилителя необходимо, чтобы входной сигнал в точке суммирования Σ по любому входу (через C_1, C_2, \dots, C_n) имел знак, обратный выходному сигналу всего усилителя. Например, при неинвертирующих двух входах каждого каскада выходной каскад должен быть инвертирующим.

Если выполняется условие

$$T_{j+1} \approx \alpha T'_j \approx \alpha \frac{T_j}{k_j}, \quad (1-100)$$

где $T_j = R_{\text{вых}j} C_{\text{н}j}$, а $T'_j = R_j C_j$, то передаточная функция усилителя будет иметь вид:

$$K(p) = \frac{k_{n+1}}{T_{n+1}p + 1} \prod_{j=1}^{j=n} \frac{k_j (T'_j p + 1)}{T_j p + 1}. \quad (1-101)$$

Коэффициент α в (1-100) характеризует наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики в области средних частот.

При $\alpha=1$

$$K(p) = - \frac{|k_{n+1}| \prod_{j=1}^{j=n} k_j}{T_1 p + 1}. \quad (1-102)$$

В данном случае $\omega_{\text{ср}}$ усилителя полностью определяется частотой среза $(n+1)$ -го каскада

$$\omega_{\text{ср}}(n+1) = \omega_{\text{ср.у}} = \frac{|k_{n+1}|}{T_{n+1}}. \quad (1-103)$$

Возможны различные варианты схем, частично или полностью реализующие принцип, иллюстрируемый схемой рис. 1-21. В частности, одна цепь подачи сигнала вперед $R_j - C_j$ может быть включена в обход целой группы выключаемых каскадов. Это обычно требует специальных мер по коррекции частотной характеристики последних, о чем будет сказано ниже.

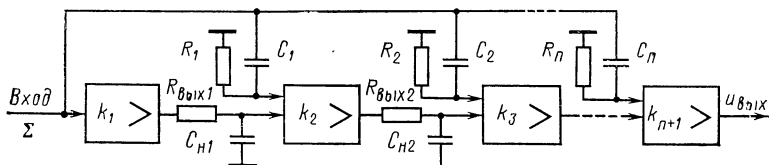


Рис. 1-21. Схема усилителя с последовательным выключением каскадов на высоких частотах.

Широко распространены схемы, приведенные на рис. 1-22, а—в. Схему на рис. 1-22, а называют обычно Т-образной схемой усилителя. Каскад с коэффициентом усиления k_1 в этой схеме наиболее низкочастотный и обладает малым дрейфом. Средние частоты передаются по каскаду с коэффициентом усиления k_2 . Наконец, высокие частоты проходят через цепь $R_2 - C_2$ непосредственно на вход выходного каскада с коэффициентом усиления k_3 , на входе которого уже суммируются сигналы низкой и средней частоты. Во многих случаях цепь $C_2 - R_2$ не включают, синтезируя соответствующую частотную характеристику каскада с коэффициентом усиления k_2 .

В схеме, приведенной на рис. 1-22, б, сигнал высокой частоты предварительно усиливается по мощности широкополосным каскадом (k_1) и далее через конденсатор C непосредственно подается

на вход выходного каскада (k_3), причем $R_{\text{вых}2} \gg R_{\text{вых}1}$ и $R_{\text{вых}2} \gg R_{\text{вых}3}$. Если каскад с коэффициентом усиления k_1 — повторитель, то выходной каскад в этой схеме должен быть инвертирующим и, наоборот, низкочастотный усилитель (k_2) в свою очередь может быть двухканальным.

Схема, представленная на рис. 1-22,в, является удобной модификацией схемы, приведенной на рис. 1-22,б, так как в ней входной каскад канала низкой частоты одновременно играет роль широкополосного инвертора или повторителя.

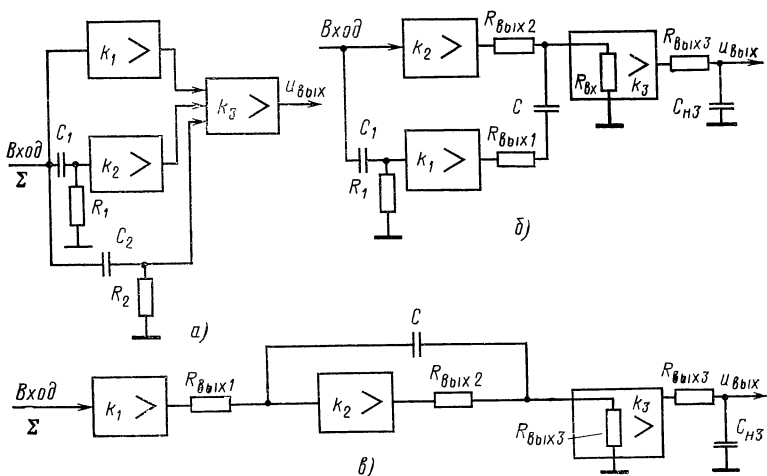


Рис. 1-22. Структурные схемы усилителей с параллельными каналами.

Для схемы рис. 1-22,в, считая выходное сопротивление $R_{\text{вых}1}$ повторителя (или инвертора) малым, а коэффициенты усиления k_1 и k_2 не зависящими от частоты, можно записать:

$$K(p) = -\frac{k_3 k_1}{T_3 p + 1} \left[\frac{k_2}{T_3 p + 1} + \frac{T_B p}{T_B p + 1} \right] =$$

$$= -\frac{k_3 k_2 k_1}{(T_3 p + 1)(T_3 p + 1)} \left(\frac{T_B}{k_2} p + 1 \right), \quad (1-104)$$

где $T_B = (R_{\text{вых}2} \parallel R_{\text{вых}3}) C$ и $T_3 = R_{\text{вых}3} C_{\text{нз}}$.

При $T_B/k_2 = T_3$ амплитудная характеристика имеет наклон 20 дБ/дек (см. § 1-3).

Существенное достоинство схемы, приведенной на рис. 1-22,в, состоит в том, что паразитная обратная связь через цепь выключения каскада с коэффициентом усиления k_2 не создает дополнительной погрешности, что и будет показано ниже.

На практике схема, приведенная на рис. 1-21, не используется, так как подключение к суммирующей точке (входу усилителя) большого числа цепей ведет к росту входной емкости и снижению

активной составляющей полного входного сопротивления. Обычно используются схемы, представленные на рис. 1-22. Однако применение схем рис. 1-22, а и б связано с задачей сопряжения каналов, на которой следует остановиться подробнее.

б) Сопряжение каналов усилителей постоянного тока

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 1-23, а, на которой условно представлен Т-образный усилитель постоянного тока; в этой схеме $K_1(p)$ — коэффициент передачи канала верхних частот, имеющий в интересующем нас диапазоне частот равные порядки l многочленов числителя и знаменателя относительно p ; $k_2(p)$ — коэф-

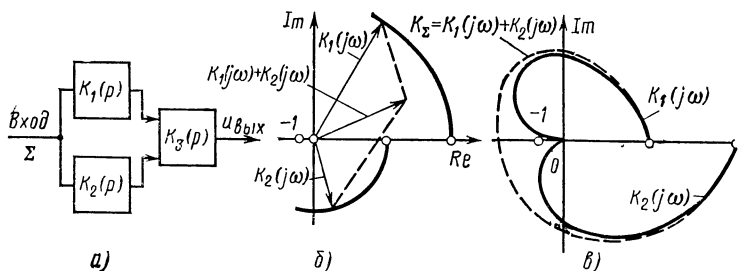


Рис. 1-23. Сопряжение каналов в схемах с параллельными каналами. а — структурная схема; б — графическое суммирование амплитудно-фазовых характеристик; в — образование неминимально-фазовой характеристики в схеме с параллельными каналами.

фициент передачи канала нижних частот, у которого порядок многочлена знаменателя m выше на значение $m-n$ порядка числителя n ; $K_3(p)$ — коэффициент передачи выходного каскада, который для упрощения рассуждений примем равным k_3 и не зависящим от частоты. Будем также считать, что инверсия сигнала производится в $K_3(p)$ [26].

Коэффициент передачи усилителя при этом будет иметь вид:

$$K(p) = [K_1(p) + K_2(p)] K_3(p), \quad (1-105)$$

а ему соответствующие векторы годографа Найквиста образуются как суммы векторов годографов Найквиста, соответствующих $K_3 K_1(p)$ и $K_3 K_2(p)$.

Построение годографа Найквиста суммы $K_1(p)$ и $K_2(p)$ иллюстрирует рис. 1-23, б, где векторы $K_1(j\omega)$ и $K_2(j\omega)$ складываются по правилу параллелограмма.

Заметим теперь, что если $l > 1$ и $(m-n) > 1$, то годографы $K_1(j\omega)$ и $K_2(j\omega)$ заходят в левую полуплоскость комплексной плоскости $\text{Re}[K(j\omega)]$, $\text{Im}[K(j\omega)]$, а это означает, что суммарный вектор $K_{12}(j\omega)$ может огибать критическую точку -1 так, что угол поворота вектора $K_{12}(j\omega) - 1$ окажется не равным нулю (см. § 1-3). При этом усилитель становится неустойчивым. Этот случай показан на рис. 1-23, в пунктиром.

В работах, посвященных построению усилителей с параллельными каналами, часто рассматриваются только условия получения монотонных (с отсутствием провалов и подъемов) амплитудно-ча-

стотных характеристик усилителей. При этом, естественно, факт появления у многочлена числителя передаточной функции $K_1(p) + K_2(p)$ корней с положительной действительной частью остается незамеченным.

При $l > 2$ и $(m-n) > 2$ практически избежать возникновения неминимально-фазовой ситуации в схеме, приведенной на рис. 1-23, а, оказывается невозможным.

В силу указанных обстоятельств при синтезе схем усилителей с параллельными каналами необходимо проявлять максимум осторожности и оценивать суммарные характеристики по диаграммам Найквиста, так как аналитическое исследование может оказаться затруднительным.

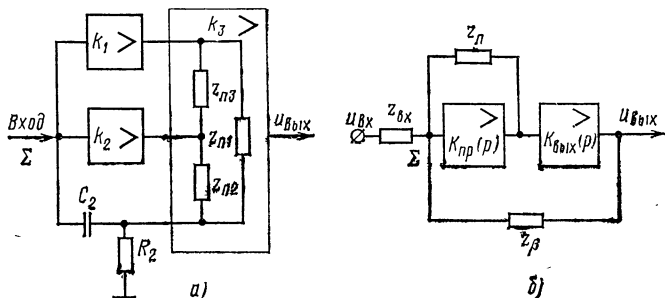


Рис. 1-24. Структурные схемы усилителей с параллельными каналами, учитывающие паразитные обратные связи.

В заключение отметим, что подобный графический подход позволяет достаточно просто синтезировать не только устойчивую, но и монотонную амплитудную характеристику усилителя.

в) Паразитные обратные связи в схемах с параллельными каналами

Важным обстоятельством, с которым часто сталкиваются при разработке схем с параллельными каналами, является появление паразитных обратных связей на высоких частотах через цепи выключения каскадов.

Рассмотрим схему, показанную на рис. 1-24, а. Осуществить полную развязку между тремя каналами практически невозможно из-за $Z_{п1}$, $Z_{п2}$ и $Z_{п3}$. Если выходной каскад — инвертор, а предварительные каналы (k_1 и k_2) не инвертируют сигнал, то через $Z_{п1}$, $Z_{п2}$ и конденсатор C_2 эти каналы охватываются положительной обратной связью. Приведем условия устойчивости

$$|K_1(j\omega)| \left| \frac{R_2}{Z_{п1} + R_2} \right| < 1; \quad (1-106)$$

$$|K_2(j\omega)| \left| \frac{R_2}{Z_{п2} + R_2} \right| < 1. \quad (1-107)$$

Здесь принято, что $|Z_{п2}| \gg R_2$ и $|Z_{п1}| \gg R_2$.

Если выходной каскад — дифференциальный и подключение каналов с коэффициентами усиления k_1 и k_2 производится к неин-

версному его входу, а R_2-C_2 подсоединено к инверсному входу, то паразитная обратная связь становится отрицательной.

Аналогичная ситуация имеет место и в схеме на рис. 1-22,б.

Заметим теперь, что паразитные обратные связи могут не только приводить к неустойчивости усилителей, но и вносят погрешности. Действительно, рассматривая рис. 1-22,а и б, нетрудно установить, что по отношению к внешним сигналам с учетом внутренних обратных связей эквивалентную схему усилителей рис. 1-22,а и б можно изобразить в соответствии с рис. 1-24,б. Передаточная функция усилителя принимает при достаточно большом $|K_{пр}K_{вых}|$ вид:

$$K'(p) \approx - \frac{Z_{\beta}}{Z_{вх} [1 + Z_{\beta}/K_{вых}(p) Z_{пр}]} \quad (1-108)$$

Знак в скобке в знаменателе зависит от типа паразитной обратной связи (положительной или отрицательной).

Не останавливаясь на подробном анализе выражения (1-108) для частных случаев, заметим, что, синтезируя схему, необходимо не только установить влияние паразитных обратных связей на устойчивость, но и определить допустимость создаваемых ими погрешностей. С этой точки зрения эффективны схемы, представленные на рис. 1-22,в, так как в них паразитная обратная связь не создает дополнительных ошибок.

г) Параллельные каналы в дифференциальных усилителях

С точки зрения схемотехники наиболее существенным отличием дифференциальных усилителей является наличие больших сигналов на входах. В установившемся режиме эти сигналы практически уравниваются, что облегчает задачу получения линейных характеристик. Однако при переходных процессах возможна значительная разность напряжений между входами. Это вызывает перегрузку входного каскада и выводит его из линейного режима. Такая ситуация возникает, например, при задании быстроменяющегося сигнала на неинверсный вход усилителя (см. рис. 1-18), так как сигнал обратной связи неизбежно попадает на инверсный вход с запаздыванием. Хотя устойчивость при этом сохраняется, время выхода усилителя из состояния перегрузки может оказаться значительным, а динамические характеристики даже при сохранении линейного режима — существенно ухудшенными, так как они будут определяться медленно действующими каналами.

Пусть передаточные функции усилителя по инверсному и неинверсному входам без учета инверсий есть W_- и W_+ , а β — передаточный коэффициент цепи обратной связи. Тогда передаточный коэффициент ошибки по неинверсному входу есть:

$$E_+ = \frac{1 + \beta W_- - \beta W_+}{\beta (1 + \beta W_-)} \quad (1-109)$$

В линейном приближении (1-109) кажется привлекательным иметь $W_- = W_+$. При этом если вводится для повышения быстродействия при сохранении устойчивости параллельный канал по инверсному входу, то аналогичный канал должен предусматриваться и по неинверсному входу. Однако, даже если решена проблема идентичности этих каналов, такое построение требует выполнения ряда схемотехнических условий.

Действительно, в приведенных выше схемах параллельный канал всегда имеет на входе квазидифференцирующую цепочку, нагруженную на транзисторный каскад. Если область линейной работы этого каскада по входу есть $\pm[u]$, а постоянная времени дифференцирующей цепочки T_d , то скорость нарастания входного сигнала, амплитуда которого превышает $[u]$, ограничена значением

$$\max [du_{вх}/dt] \leq [u]/T_d. \quad (1-110)$$

Нарушение условия (1-110) влечет за собой нелинейные перегрузки, во много раз удлиняющие переходные процессы.

Так как параллельный канал подводится к выходному каскаду, то для того чтобы не подчинять его условию (1-110), требуется, чтобы один из источников питания этого каскада имел номинал

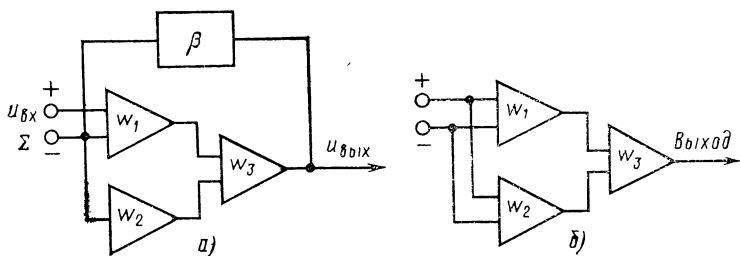


Рис. 1-25. Структурные схемы дифференциальных усилителей с параллельными каналами.

а — параллельный канал введен только по инверсному входу; б — параллельный канал введен по обоим входам.

$U_{п} \geq 3u_{\max}$, где u_{\max} — полушкала входных-выходных сигналов, а допустимое напряжение на коллекторе транзисторов составляло более чем $4u_{\max}$. Для $u_{\max} = 10$ В это уже значительные величины, влекущие за собой трудности как в отношении технологичности и надежности, так и по к. п. д. и рассеиваемой мощности.

Если отказаться от столь неэкономичного построения схемы и подчинить входной сигнал условию (1-110), то введение параллельного канала по неинверсному входу практически теряет смысл, так как быстродействие усилителя оказывается ограниченным условием (1-110). Покажем это. Пусть усилитель имеет структуру, изображенную на рис. 1-25, а. Определим максимальную скорость нарастания входного сигнала на неинверсном входе $du_{вх}/dt$, при которой относительная ошибка E_{+1} , возникающая из-за отсутствия параллельного канала, не будет превосходить относительную ошибку при его наличии E_{+2} . Так как $W_- = (W_1 + W_2)W_3$ и $W_+ = W_1W_3$, из (1-109) имеем:

$$-\frac{E_{+2} - E_{+1}}{E_{+2}} = \beta W_2 W_3, \quad (1-111)$$

причем наихудший случай $\beta = 1$ и $W_3 = 1$.

Пусть $W_2 = T_d p / (T_d p + 1)$ — по-прежнему дифференцирующее звено, тогда после простых вычислений получаем:

$$\max [du_{вх}/dt] \leq u_{\max} / T_d. \quad (1-112)$$

Из сравнения (1-110) и (1-112) видно, что ограничение по скорости нарастания входного сигнала из-за возможных перегрузок сильнее, чем ограничения, вызываемые дополнительной ошибкой из-за отсутствия параллельного канала по неинверсному входу, а фактический выигрыш в быстродействии при введении параллельного канала по неинверсному входу сравнительно мал. Это понятно, так как параллельный канал по инверсному входу служит повышению быстродействия преимущественно косвенно, позволяя уменьшить постоянные времени в W_1 при сохранении устойчивости. В некоторых случаях, например в сверхбыстродействующих сравнивающих устройствах, можно идти на усложнение схемы, используя для образования параллельных каналов по обоим входам сразу один и тот же широкополосный дифференциальный каскад с высоким коэффициентом подавления синфазного сигнала и малым усилением [27]. Это усложнение требует тщательного проектирования, исключающего проникновение сигнала обратной связи на неинверсный вход с инверсного. Структура такого усилителя показана на рис. 1-25,б.

Глава вторая

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ СВЯЗЯМИ

2-1. Одиночные каскады на биполярных транзисторах

а) Основные параметры биполярных транзисторов и их зависимости от режима и температуры

Эквивалентная схема биполярного транзистора для линейного режима показана на рис. 2-1 [28].

В линейных режимах эмиттерный p - n -переход (переход эмиттер — база) смещен в прямом направлении, его сопротивление $r_{э}$ относительно мало и определяется зависимостью напряжения на переходе $u_{э,н}$ от тока эмиттера. Инжектированные в базу из эмиттера носители собираются в коллектор через смещенный в обратном направлении коллекторный переход. Сопротивление коллекторного перехода $r_{к0}$ для основных носителей коллектора в этом режиме велико, и потому коллектор по отношению к внешней цепи оказывается подобен генератору тока.

Ток базы $i_б$ относительно мал. Протекая через небольшое объемное сопротивление базы $r_б$, ток базы определяет коллекторный ток $i_к$ в соответствии с уравнением

$$i_к = B_0 i_б + i_{к0}, \quad (2-1)$$

где B_0 — статический коэффициент усиления базового тока транзистора; $i_{к0}$ — обратный ток коллекторного перехода при токе эмиттера $i_э = 0$, этот ток протекает в цепи коллектор — база.

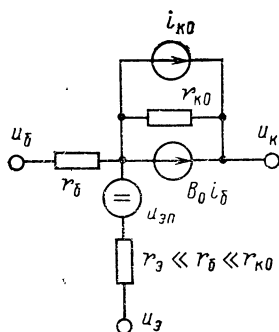


Рис. 2-1. Эквивалентная схема биполярного транзистора для линейных режимов.

Рассмотрим влияние режима и температуры на параметры эквивалентной схемы.

Упрощенная модель p - n -перехода Молла — Эберса дает выражение для тока i через переход в виде [28]

$$i = i_{0\theta} \left(\exp \frac{u}{\varphi_{\theta}} - 1 \right) \cong i_{0\theta} \exp \frac{u}{\varphi_{\theta}}, \quad (2-2)$$

где приближение верно для прямого смещения; $i_{0\theta}$ — тепловой ток перехода; u — прямое падение напряжения на переходе; $\varphi_{\theta} = k\theta/q$ — температурный потенциал ($\varphi_{\theta} \cong 25$ мВ при 25°C для кремния; $d\varphi_{\theta}/d\theta = 87$ мВ/ $^{\circ}\text{C}$; k — постоянная Больцмана, q — элементарный заряд, θ — температура).

Уравнение (2-2) хорошо описывает поведение p - n -переходов в областях малых и средних прямых токов, где собственные сопротивления слоев не играют существенной роли. Из этого уравнения следует, что при обратном смещении ток через p - n -переход очень быстро становится практически постоянным, равным $i_{0\theta}$ и независимым от u . На самом деле это близко к истине для германия. Однако в кремниевых p - n -переходах обратный ток определяется не столько составляющей $i_{0\theta}$, сколько током термогенерации, зависящим от обратного напряжения u :

$$i_{\text{от}} = i_{\text{отн}} \sqrt{u/u_{\text{н}}}, \quad (2-3)$$

где $i_{\text{отн}}$ — ток термогенерации при номинальном обратном напряжении $u_{\text{н}}$

Обычно $i_{\text{отн}}$ в кремнии больше $i_{0\theta}$ в 10^3 — 10^4 раз, причем $i_{\text{отн}}$ составляет 0,1—1 мкА при 20°C для маломощных приборов.

Таким образом:

$$i_{\text{к0}} = i_{0\theta} + i_{\text{от}}. \quad (2-4)$$

Если обратное напряжение, приложенное к p - n -переходу, превосходит некоторое предельное значение, то возникает пробой перехода.

Рассмотрим свойства тока $i_{0\theta}$. Этот ток определяется уравнением

$$i_{0\theta} = i_{00\theta} \exp (-\vartheta_{\theta} \varphi_{\text{з}} / \varphi_{\theta}), \quad (2-5)$$

где $i_{00\theta}$ — параметр перехода, имеющий размерность тока и слабо зависящий от температуры; $\vartheta_{\theta} = 0,5 \div 1$ — коэффициент, зависящий от температурного диапазона; при температурах ниже критической для данного полупроводника он равен 1; в случае кремния критическая температура 120°C [28]; $\varphi_{\text{з}}$ — ширина запрещенной зоны полупроводника, т. е. величина потенциала, препятствующего переходу электронов в свободное состояние, для кремния $\varphi_{\text{з}} = 1,12$ В.

Приведенное выражение для $i_{0\theta}$ показывает его сильную зависимость от температуры, обусловленную температурной зависимостью φ_{θ} . Поэтому $i_{0\theta}$ и называют тепловым током. Если использовать это выражение для приближенного определения падения напряжения

на p - n -переходе, то, обратившись к (2-2), получим важное соотношение для определения температурных неустойчивостей

$$u = \varphi_0 \ln \frac{i}{i_{00\theta}} + \Phi_0 \varphi_3. \quad (2-6)$$

Наконец, заметим, что ток термогенерации также сильно зависит от температуры, хотя и в меньшей степени, чем i_0 :

$$i_{0T} = i_{00T} \exp(-\Phi_0 \varphi_3 / 2\varphi_0), \quad (2-7)$$

где i_{00T} — масштабный коэффициент. Из (2-7) следует, что i_{0T} увеличивается примерно вдвое с ростом температуры на 10°C .

В линейном усилительном режиме на базе транзистора p - p - n должно быть малое, порядка контактной разности потенциалов, положительное смещение относительно эмиттера, в то время как коллекторный слой должен быть под сравнительно большим положительным потенциалом относительно базы. В p - n - p -транзисторе знаки напряжений обратные. Ток инжекции эмиттера определяется уравнением (2-2), в котором единицей можно пренебречь ($u/\varphi_0 \gg 1$ в рабочих режимах).

Определим крутизну транзистора $s = di_K / du_{6.3}$, где $u_{6.3}$ — напряжение между эмиттером и базой, равное сумме падений напряжения на объемных сопротивлениях и на эмиттер-базовом (эмиттерном) переходе $u_{э.п}$, причем напряжение генератора $u_{э.п}$ задается уравнением (2-6).

Пренебрегаем объемным сопротивлением эмиттера (низкоомный слой!), тогда

$$di_6 = \frac{d(u_{6.3} - u_{э.п})}{r_6},$$

где r_6 — объемное сопротивление базы.

С другой стороны, из (2-2) для эмиттерного перехода имеем:

$$r_э = du_{э.п} / di_э \cong \varphi_0 / i_э,$$

поэтому

$$s = \frac{di_K}{du_{6.3}} = \frac{B_0 i_K}{r_6 i_K + \varphi_0 B_0} \cong \frac{i_э}{\varphi_0 + i_6 r_6} = \frac{1}{r_э + r_6 / (B_0 + 1)} \quad (2-8)$$

— есть собственная крутизна транзистора.

Соотношение (2-8) особенно точно выполняется для малых $i_э$.

Собственное входное сопротивление транзистора определяется как величина $du_{6.3} / di_6$ и, следовательно, равно:

$$\frac{du_{6.3}}{di_6} = \frac{du_{6.3}}{di_K} B_0 \cong \frac{\varphi_0 B_0}{i_э} + r_6. \quad (2-9)$$

Здесь принято, что B_0 независим от $i_э$. На самом деле это неверно и B_0 зависит от u_K и $i_э$.

Вопрос о зависимости B_0 от режима слабо освещен в литературе. Ограниченные сведения есть в работах [28—30, 32]. Аналитические выражения, годные для практического употребления, т. е. содержащие только параметры, измеримые и задаваемые изготовителями, вообще отсутствуют. Между тем, этот вопрос очень ва-

жен, особенно при расчете микроощных каскадов постоянного тока, поэтому он здесь и рассматривается подробно.

Обычно для аппроксимации зависимости $B_0(i_0)$ при малых i_0 пользуются формулой

$$B_0 = B_{0н} \sqrt{i_{э}/i_{эн}},$$

где $B_{0н}$ и $i_{эн}$ — значения параметров в номинальном режиме, близком к максимуму B_0 , а зависимости $B_0(u_k)$ анализируют преимущественно качественно.

Для более точного определения зависимостей $B_0(i_0, u_k)$ рассмотрим подробнее структуру коэффициента $\alpha = i_k/i_0$. Этот коэффициент можно считать произведением двух величин: γ — коэффициента инжекции эмиттера и κ — коэффициента переноса носителей в базе.

Первая из упомянутых величин слабо зависит от u_k , а определяется процессами на самом эмиттерном переходе — соотношением инжекции носителей из эмиттера в базу и обратно, т. е. в конечном счете рекомбинацией на переходе

$$\gamma \approx \frac{i_{эн}}{i_{эн} + i_{эp}}, \quad (2-10)$$

где $i_{эн}$ — ток основных (в случае $n-p-n$ -транзистора) для эмиттера носителей через эмиттерный переход; $i_{эp}$ — ток основных носителей базы через переход (в данном случае дырок).

В работе [31] показано, что

$$i_{эp} \approx i_p \frac{\varphi_0}{\Delta\varphi_0 - u_{э}} \exp\left(\frac{u_{э.п}}{2\varphi_0}\right),$$

где i_p — масштабный ток, зависящий от объемного заряда в базе в равновесном переходе и времени жизни носителей; $\Delta\varphi_0$ — контактная разность потенциалов (для кремния $\approx 0,75$ В).

С другой стороны, можно считать, что

$$i_{эн} = i_{э00} \exp\left(\frac{u_{э.п}}{\varphi_0}\right).$$

Учитывая, что $B_0 = \alpha/(1-\alpha)$, и приняв во внимание, что $\kappa=1$ [для выявления $B_0(i_0)$ это допустимо], на основе (2-10) можно принять:

$$B_0 \approx \frac{\gamma}{1-\gamma} = \frac{i_{эн}}{i_{эp}} = \frac{i_{э00} (\Delta\varphi_0 - u_{э.п})}{i_p \varphi_0} \exp\left(\frac{u_{э.п}}{2\varphi_0}\right),$$

откуда, обозначив индексом „н“ номинальные значения, имеем:

$$\frac{B_0}{B_{0н}} = \frac{\Delta\varphi_0 - u_{э.п}}{\Delta\varphi_0 - u_{э.п.н}} \exp\left(\frac{u_{э.п} - u_{э.п.н}}{2\varphi_0}\right). \quad (2-11)$$

Приняв во внимание, что $u_{э.п} = \varphi_0 \ln \frac{i_0}{i_{э0}}$, получим:

$$\frac{B_0}{B_{0н}} = \frac{\Delta\varphi_0 - \ln \frac{i_0}{i_{э00}}}{\Delta\varphi_0 - \ln \frac{i_{э.н}}{i_{э00}}} \sqrt{\frac{i_0}{i_{э.н}}}. \quad (2-12)$$

Это выражение еще малоприспособлено для расчетов, однако следует учесть, что $B_{0н}$ замеряется при $i_{э.н}$, соответствующем или близком к максимуму зависимости $B_0(i_{э})$.

Дифференцируя выражение для B_0 по $u_{э.п}$, получим после вычислений, что максимум B_0 находится при

$$u_{э.п} = \Delta\varphi_0' - 2\varphi_0.$$

Считая это $u_{э.п}$ за $u_{э.п.н}$, окончательно имеем:

$$B_0 = B_{0н} \left(1 + \ln \sqrt{\frac{i_{э.н}}{i_{э}}} \right) \sqrt{\frac{i_{э}}{i_{э.н}}}. \quad (2-13)$$

С другой стороны, изучая зависимость $B_0(u_k)$, примем, что

$$B_0 \cong \frac{\kappa}{1 - \kappa}.$$

Известно приближенное соотношение [98]

$$\kappa \cong 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{w}{L} \right)^2,$$

где w — эффективная толщина базы, а L — средняя диффузионная длина для неосновных носителей в базе, причем

$$w = w_0 - l_0 \sqrt{\frac{\Delta\varphi_0 + u_k}{\Delta\varphi_0}},$$

здесь $w_0 - l_0$ — равновесная толщина базы при $u_k = 0$; l_0 — равновесная ширина перехода при $u_k = 0$.

Проделяв подстановки, получим:

$$B_0 \cong B_{0н} \frac{\left(\frac{L}{l_0} \right)^2}{\left(\frac{w_0}{l_0} - \sqrt{\frac{\Delta\varphi_0 + u_k}{\Delta\varphi_0}} \right)^2}.$$

Замечаем, что пробоя соответствует равенство (напряжение пробоя $u_{к.пр} \gg \Delta\varphi_0$)

$$\frac{w_0}{l_0} = \sqrt{\frac{\Delta\varphi_0 + u_{к.пр}}{\Delta\varphi_0}} \cong \sqrt{\frac{u_{к.пр}}{\Delta\varphi_0}},$$

а при $u_k = u_{к.н} \gg \Delta\varphi_0$ $B_0 = B_{0н}$, поэтому

$$\frac{L}{l_0} = \frac{w_0}{l_0} - \sqrt{\frac{\Delta\varphi_0 + u_{к.н}}{\Delta\varphi_0}} = \sqrt{\frac{u_{к.пр}}{\Delta\varphi_0}} - \sqrt{\frac{u_{к.н}}{\Delta\varphi_0}}.$$

Следовательно:

$$B_0 = B_{0н} \left(\frac{\sqrt{u_{к.пр}} - \sqrt{u_{к.н}}}{\sqrt{u_{к.пр}} - \sqrt{\Delta\varphi_0 + u_k}} \right)^2. \quad (2-14)$$

Совмещая выражения (2-13) и (2-14), получим окончательно:

$$B_0 = B_{0н} \left(1 + \ln \sqrt{\frac{i_{э.н}}{i_{э}}} \right) \sqrt{\frac{i_{э}}{i_{э.н}}} \times \left(\frac{\sqrt{u_{к.пр}} - \sqrt{u_{к.н}}}{\sqrt{u_{к.пр}} - \sqrt{\Delta\varphi_0 + u_k}} \right)^2. \quad (2-15)$$

Выражение (2-15) удобно тем, что в него входят параметры, оговариваемые в технических условиях изготовителями. При пользовании им следует помнить, что $u_{к.пр}$ обычно в 1,5—2 раза выше оговариваемых изготовителями допустимых значений u_k . Использовать эту формулу можно только при $i_a < (1,5+2)i_{aн}$; при больших

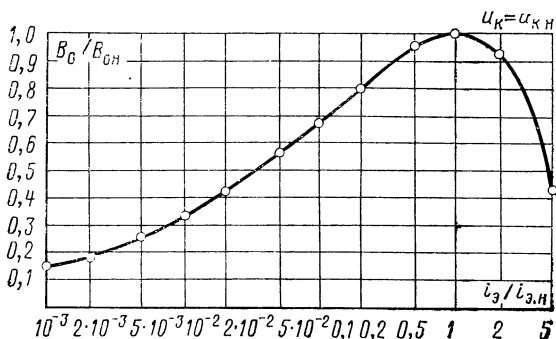


Рис. 2-2. Зависимость коэффициента усиления по току биполярных транзисторов B_0 от тока эмиттера в области малых токов.

значениях i_a она дает большие погрешности, а при $i_a \rightarrow 8i_{aн}$ — в корне неверный результат. Однако в области малых i_a точность приближения (2-15) достаточно высока (5—10%) для $u_k \gg \Delta\phi_0$. На рис. 2-2 и 2-3 приведены графики, соответствующие формуле (2-15). Температурная зависимость B_0 определяется уравнением

$$\frac{dB_0}{d\theta} \approx bB_0, \quad (2-16)$$

где коэффициент $b = 0,5 \cdot 10^{-2}$ для кремния.

Малое значение b позволяет считать эту зависимость близкой к линейной

$$B_0 = B_{0н} [1 + b(\theta - \theta_{н})], \quad (2-17)$$

где $\theta_{н}$ — номинальная температура измерения $B_{0н}$.

Определим дифференциальное сопротивление коллектора $r_{к0}$.

Предположим, что ток эмиттера и потенциал базы фиксированы, тогда ток коллектора ($i_{к0}$ пренебрегаем, так как в правильно спроектированной схеме $i_{к0} \ll i_a$) определяется выражением

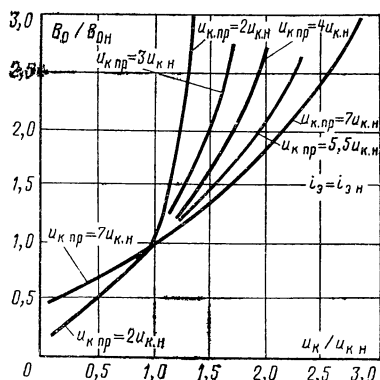


Рис. 2-3. Зависимости коэффициента усиления по току биполярных транзисторов B_0 от напряжения на коллекторе.

$$i_k = \frac{B_0}{B_0 + 1} i_3.$$

Дифференцируя i_k по B_0 , получим выражение для дифференциальной проводимости транзистора со стороны коллектора

$$\frac{1}{r_{k0}} = \frac{di_k}{du_k} = \frac{i_3}{(B_0 + 1)^2} \frac{dB_0}{du_k},$$

где dB_0/du_k определяется из (2-14):

$$\begin{aligned} \frac{dB_0}{du_k} &= \frac{(V\overline{u_{k.пр}} - V\overline{u_{кн}})^2 B_{0н}}{(V\overline{u_{k.пр}} - V\overline{\Delta\varphi_0 + u_k})^3 V\overline{\Delta\varphi_0 + u_k}} = \\ &= \frac{B_0}{V\overline{\Delta\varphi_0 + u_k} (V\overline{u_{k.пр}} - V\overline{\Delta\varphi_0 + u_k})}. \end{aligned} \quad (2-18)$$

Учитывая, что $B_0 \gg 1$ и в линейном режиме $u_k \gg \Delta\varphi_0$, имеем:

$$r_{k0} \approx \frac{V\overline{u_k} (V\overline{u_{k.пр}} - V\overline{u_k}) (B_0 + 1)}{i_3}. \quad (2-19)$$

Выражение (2-19) есть приближенная, но достаточно близкая для практики оценка r_{k0} , позволяющая к тому же непосредственно выявить влияние режима на r_{k0} . Для расчетов целесообразно учесть зависимость $B_0(i_3, u_k)$, что дает после подстановки в формулу (2-19):

$$\begin{aligned} r_{k0} &\approx \frac{B_{0н}}{V\overline{i_3 i_{3н}}} \left(1 + \ln \sqrt{\frac{i_{3.н}}{i_3}} \right) \times \\ &\times \frac{(V\overline{u_{k.пр}} - V\overline{u_{кн}})^2 V\overline{u_k}}{(V\overline{u_{k.пр}} - V\overline{u_k})}. \end{aligned} \quad (2-20)$$

При $i_3 = i_{3.н}$ и $u_k = u_{к.н}$ имеем номинальное значение

$$r_{к0н} \approx \frac{B_{0н} (V\overline{u_{к.пр}} - V\overline{u_{к.н}}) V\overline{u_{к.н}}}{i_{3.н}}. \quad (2-21)$$

Так, для маломощных кремниевых приборов (или структур) с $B_{0н} \approx 100$; $u_{к.пр} \approx 50$ В; $u_{к.н} = 10$ В; $i_{3.н} = 10$ мА получаем оценку $r_{к0н} \approx 120$ кОм.

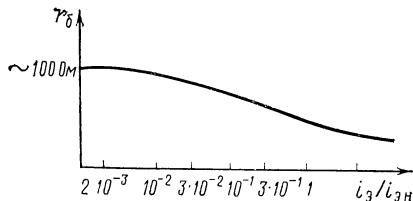


Рис. 2-4. Зависимость сопротивления базы r_b от тока эмиттера.

Влияние объемного сопротивления базы r_b на значения s и $R_{вх}$ сравнительно невелико, так как значение r_b обычно не превышает 100 Ом; особенно это относится к режимам с малыми токами эмиттера. Действительно, например, при $i_3 = 1$ мА и $B_0 = 100$ имеем $i_b r_b \approx 1$ мВ $\ll \varphi_b = 25$ мВ. Поэтому изменения r_b от тем-

пературы не являются существенными. Зависимость r_b от тока эмиттера выражается кривой рис. 2-4, на которой видно, что существенное снижение r_b по сравнению со значением 100 Ом, свойственным малым уровням i_0 , наступает при $i_3 \geq (2-3)i_{0.н}$ и составляет 30—60%.

б) Одиночные каскады на низких частотах

Обобщенная схема включения транзистора для низких частот при усилении сигналов постоянного тока показана на рис. 2-5.

Для этой схемы при очевидных условиях $E_K > E_6 > E_3$ ($n-p-n$ -транзистор) или $E_K < E_6 < E_3$ ($p-n-p$ -транзистор) имеем ($r_{к0}$ и $i_{к0}$ пренебрегаем):

$$\left. \begin{aligned} E_6 - E_3 &= i_b r_b + u_{э.п} + i_3 (r_3 + R_3); \\ E_K - i_K R_K &= u_K. \end{aligned} \right\} \quad (2-22)$$

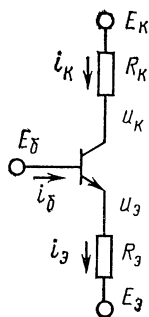


Рис. 2-5. Обобщенная схема включения биполярного транзистора.

Совместно с равенствами (2-6), $i_3 = i_K$ и $i_b \approx i_K / B_0$ уравнения (2-22) определяют режим схемы по постоянному току. Входной сигнал в усилительных схемах всегда приложен между клеммами E_3 и E_6 . При этом одна из этих клемм и клемма E_K имеют фиксированный (относительно нулевой шины) потенциал. Таким образом, различаются схемы: с общим эмиттером ОЭ (E_K, E_3 фиксированы, выход $-u_K$), с общей базой ОБ (E_K, E_6 фиксированы, выход $-u_K$), с общим коллектором ОК (E_K, E_3 фиксированы, выход u_3).

В табл. 2-1 даны формулы для основных параметров каскадов на биполярных транзисторах, основанные на равенствах (2-22), уравнениях предыдущего параграфа и соотношениях гл. 1 [в частности (1-7), в котором принимаются $Z_3 = r_{к0}$ и $Z_1 = (r_b + R_6) \parallel (r_3 + R_3)$].

В таблице также даны диапазоны значений параметров для типичных маломощных кремниевых приборов.

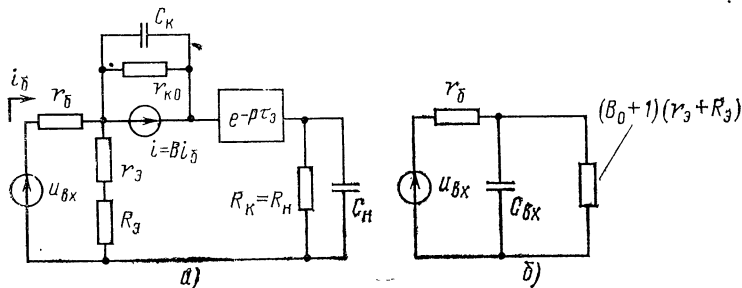


Рис. 2-6. Эквивалентные схемы биполярного транзистора в области высоких частот.

а — полная схема; б — эквивалентная схема для схемы о.э. со стороны входа.

Одиночные каскады имеют высокие значения температурного дрейфа. Действительно, отвлекаясь от других, менее существенных источников температурной неустойчивости, замечаем сразу, что дрейф генератора напряжения $u_{э.п}$ есть непосредственно составляющая приведенного дрейфа.

Отношение $du_{э.п}/d\theta$ нетрудно определить из (2-6). После дифференцирования имеем:

$$\frac{du_{э.п}}{d\theta} = \frac{d\varphi_0}{d\theta} \ln \frac{i_э}{i_{00\theta}} + \frac{\varphi_0}{i_э} \frac{di_э}{d\theta} + \vartheta_0 \frac{d\varphi_э}{d\theta}. \quad (2-23)$$

Пренебрегая последним членом (хотя он и отличен от нуля) и приняв $di_э/d\theta = 0$, получим, учитывая, что $\frac{d\varphi_0}{\varphi_0 d\theta} = \frac{1}{\theta}$ [см. обозначения к (2-2)]:

$$\frac{du_{э.п}}{d\theta} \cong \frac{u_{э.п} - \vartheta_0 \varphi_э}{\theta} \quad (2-24)$$

— основное уравнение температурной неустойчивости не только для эмиттерного перехода, но и для любого $p-n$ -перехода, смещенного в прямом направлении.

Если учесть, что в маломощных транзисторах $u_{э.п} - \vartheta_0 \varphi_э = - (0,3 \div 1,0)$ В для 20°C , то $\frac{du_{э.п}}{d\theta} = 1 \div 3,3$ мВ/°C — совершенно недопустимые значения дрейфа для входных каскадов в свете сказанного в § 1-8 о параметрах усилителей постоянного тока.

Рассмотрим другой источник дрейфа: выходной ток каскада и его неустойчивость. Приняв во внимание (2-1), (2-17) и (2-22), получим при $i_э = \text{const}$:

$$\left. \begin{aligned} i_{вх} &= i_0 = \frac{i_э}{B_0 + 1} - i_{к0}; \\ \frac{di_{вх}}{d\theta} &= \frac{di_0}{d\theta} \cong -b \frac{i_э}{B_0 + 1} - \frac{di_{к0}}{d\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (2-25)$$

Равенства (2-25) ясно указывают на необходимость применения транзисторов с максимальными B_0 и минимальными $i_{к0}$ во входных каскадах.

в) Динамические характеристики одиночных каскадов

Рассмотрим эквивалентную схему каскада с общим эмиттером в области высоких частот (рис. 2-6, а). Здесь C_n — внешняя емкость нагрузки; R_k — омическое сопротивление внешней нагрузки в цепи коллектора; C_k — емкость коллекторного перехода; $r_{к0}$ — сопротивление коллекторного перехода; емкость эмиттерного перехода, шунтированная малым $r_э$, в эквивалентной схеме опущена. Введением постоянного запаздывания $\tau_э$ аппроксимируем существенно неминимально-фазовый характер частотных характеристик транзистора, вызванный конечным временем движения носителей через базу.

Таблица 2-1
Параметры одиночных каскадов на биполярных транзисторах (низкие частоты)

Тип схемы	Параметр	Расчетное соотношение	Типовые значения
ОЭ	Входное сопротивление	$R_{\text{вх}} \cong r_6 + \left(1 + B_0 \frac{r_{\text{к0}}}{B_0 R_{\text{к}} + r_{\text{к0}}} \right) (r_9 + R_9) \cong$ $\cong r_6 + B_0 \left(R_9 + \frac{\varphi_0}{i_9} \right)$	$(R_9 = 0, B_{\text{от}} = 100,$ $i_9 = 1 \div 0,1 \text{ мА})$ $R_{\text{вх}} = 1 \text{ кОм} \div 5 \text{ кОм}$
	Крутизна (при $R_{\text{к}} \rightarrow 0$)	$s \cong B_0 / R_{\text{вх}}$	$s = 3,5 \div 30 \text{ мА/В}$
	Коэффициент усиления по напряжению	$k_{\text{и0}} \cong -s R_{\text{к}} = -B_0 R_{\text{к}} / R_{\text{вх}}$	$(E_{\text{к}} \cong 15 \text{ В}) k_{\text{и0}} = 50 \div 300$
	Выходное сопротивление	$R_{\text{вых}} \cong \frac{r_{\text{к0}} R_{\text{вх}}}{B_0 (r_6 + r_9 + R_9)} \parallel R_{\text{к}}$	$(R_{\text{к}} \rightarrow \infty) R_{\text{вых}} = 20 \div 200 \text{ кОм}$
ОК	Входное сопротивление	$R_{\text{вх}} \cong r_6 + \frac{B_0 r_{\text{к0}} (R_9 + r_9)}{r_{\text{к0}} + B_0 (R_9 + r_9)} \cong r_6 +$ $+ B_0 \left(R_9 + \frac{\varphi_0}{i_9} \right) \cong B_0 R_9$	$(R_{\text{к}} = 0, B_{\text{от}} = 100,$ $i_9 = 1 \div 0,1 \text{ мА})$ $R_{\text{вх}} = 0,15 \div 1,5 \text{ МОм}$

Тип схемы	Параметр	Расчетное соотношение	Типовые значения
ОК	Коэффициент пере- дачи по напряже- нию	$k_{\mu 0} \cong \frac{B_0 R_9}{r_6 + B_0 (R_9 + r_9)} \cong \frac{R_9}{R_9 + \varphi_0 / i_9}$	$(R_9 = 1 \div 500 \text{ кОм})$ $k_{\mu 0} = 0,96 \div 0,995$
	Выходное сопротив- ление	$R_{\text{вых}} \cong R_9 \parallel \left(\frac{r_6}{B_0} + r_9 \right) \cong \varphi_0 / i_9$	$R_{\text{вых}} = 50 \div 500 \text{ Ом}$
ОБ	Входное сопротив- ление	$R_{\text{вх}} \cong \frac{r_6}{B_0} + R_9 + r_9$	$(R_9 = 0, B_{0H} = 100, i_9 = 1 \div 0,1 \text{ мА})$ $R_{\text{вх}} = 40 \div 400 \text{ Ом}$
	Коэффициент уси- ления по напря- жению	$k_{\mu 0} \cong R_K / R_{\text{вх}}$	$(E_K \cong 15B) k_{\mu 0} = 50 \div 500$
	Выходное сопротив- ление	$R_{\text{вых}} \cong r_{K0} \parallel R_K$	$(R_K \rightarrow \infty) R_{\text{вых}} = 100 \div 1500 \text{ кОм}$

Воспользуемся теперь соотношениями (1-4) — (1-7) для учета влияния C_K и r_{K0} . Кроме того, заметим, что для коэффициента усиления по току B имеет место соотношение [28]

$$B(p) = \frac{B_0}{1 + T_B p}, \quad (2-26)$$

характеризующее динамические свойства $B(p)$. Здесь $T_B \approx B_0 T_\alpha \approx \tau$, причем T_B и T_α — диффузионные постоянные времени в схемах с общим эмиттером и общей базой соответственно, а τ — среднее время жизни неосновных носителей в базе. Заметим, что параметры C_K и $T_\alpha = 1/2\pi f_\alpha$ (f_α — граничная частота усиления в схеме с общей базой) являются справочными данными.

После соответствующих вычислений получим приближенную оценку коэффициента передачи

$$K_u(p) \cong \frac{k_{u0} e^{-p\tau_3}}{[(T'_B + T_C)p + 1](T_H p + 1)}, \quad (2-27a)$$

где

$$T'_B = T_B \frac{r_6}{r_6 + B_0(r_9 + R_9)}; \quad (2-27b)$$

$$T_C = \frac{r_{K0} r_6}{r_{K0} + r_6} C_K; \quad (2-27b)$$

$$T_H = R_H C_H; \quad (2-27r)$$

$$\tau_3 \ll T'_B; \quad \tau_3 \ll T_C.$$

Годограф Найквиста, определяемый уравнением (2-27a), соответствует системе, которая может оказаться неустойчивой при охвате отрицательной обратной связью и особенно при изменении глубины о.о.с. в широких пределах, так как фазовый сдвиг, вносимый транзистором, может быть больше $\pi/2$ при усилениях, значительно превышающих 1, и усилительный каскад при охвате его внешней о.о.с. может оказаться неустойчивым (см. § 1-3) [26].

Полное комплексное входное сопротивление для эквивалентной схемы рис. 2-6 определим, исходя из выражения для входного сопротивления (табл. 2-1), но подставив в него операторное выражение для B (2-26) и учитывая ответвление входного тока в коллекторную цепь транзистора:

$$Z_{вх.9}(p) = r_6 + \frac{B_0(r_9 + R_9)}{T_B p + 1} \parallel \frac{1}{p C_K K_u(p)}.$$

Приняв во внимание, что $T'_B + T_C \ll T_B$ [см. (2-27b)], получим оценку:

$$Z_{вх.9}(p) \cong r_6 + \frac{B_0(r_9 + R_9)(T_H p + 1)}{T_B T_H p^2 + (T_B + T_H + T_{вх})p + 1}, \quad (2-28a)$$

где

$$T_{вх} = |k_{u0}| B_0(R_9 + r_9) C_K \cong B_0 R_K C_K. \quad (2-28б)$$

Выражения (2-27а—г) и (2-28а, б) имеют ясную физическую интерпретацию. При увеличении частоты входного сигнала коэффициент усиления транзистора по току B уменьшается, но внутренняя обратная связь в каскаде [через $(r_э + R_э)$ в первую очередь] удерживает усиление на постоянном уровне, поэтому в (2-27а) фигурирует $T'_в$, а не $T_в$.

Входной сигнал проходит через фильтр нижних частот, образуемый C_k и $r_б$, что приводит к появлению T_c в (2-27а) и $T_{вх}$ в (2-28а).

При этом, так как на конденсаторе C_k напряжение примерно в K_u раз больше, чем входной сигнал, то и действующее значение C_k соответственно увеличивается.

Входное сопротивление за счет этого начинает уменьшаться на значительно более низких частотах, чем усиление по напряжению, начиная с частоты, определяемой $T_{вх}$. Падение B с частотой, зависящее от $T_в$, также снижает входное сопротивление. Здесь действует закон сохранения: с ростом частоты коэффициент усиления по току уменьшается, а по напряжению нет, следовательно, мощность, отнимаемая от источника, должна расти. Но, вместе с тем, емкостная нагрузка T_n действует двояко, не только снижая усиление по току [отсюда T_n есть в знаменателе (2-28а)], но и уменьшая действие C_k за счет снижения усиления по напряжению на высоких частотах и тем самым увеличивая полное комплексное входное сопротивление.

Во многих практически важных случаях, когда можно считать, что $T_{вх} \gg T_в$ и $T_{вх} \gg T_n$, выражение (2-28а) переписывается в виде

$$Z_{вх.э}(p) \cong r_б + \frac{B_0(r_э + R_э)}{(T_в + T_{вх})p + 1}. \quad (2-28в)$$

Эквивалентная схема входной цепи в этом случае показана на рис. 2-6,б, где

$$C_{вх} \cong \frac{T_в + T_{вх}}{B_0(r_э + R_э)}. \quad (2-28)$$

Таким образом, $Z_{вх.э}$ каскада с общим эмиттером имеет емкостный характер.

Отметим что время чистого запаздывания, вносимого транзистором из-за конечного времени диффузии носителей через базу, колеблется в зависимости от технологии изготовления транзистора и лежит в пределах

$$\tau_э \approx \frac{\tau_а}{4 \div 5}. \quad (2-29)$$

При принятом нулевом выходном сопротивлении источника сигнала $u_{вх}$ (генератор напряжения на входе) частотные характеристики каскадов с общей базой и общим эмиттером совпадают. Однако частотные характеристики входного сопротивления существенно отличаются.

Проделав соответствующие вычисления, можно получить оценку для каскада с общей базой

$$Z_{вх.б}(p) \cong r_э + \frac{r_б}{B_0 + 1} \frac{T_в p + 1}{T'_{вх} k_{ио} p + 1}, \quad (2-30)$$

где $T_в > T'_{вх} \cong C_k r_э$, т. е. входное сопротивление носит индуктивный характер.

Для эмиттерного повторителя (каскада с общим коллектором) при значительных емкостных нагрузках частотная характеристика входного сопротивления может быть немонотонной.

При активных или малых емкостных нагрузках входное сопротивление носит емкостный аperiodический характер.

Коэффициент передачи для высоких частот можно записать в виде

$$K_u(p) = \frac{[1 + B(p)] Z_0}{Z_{вх}}, \quad (2-31)$$

откуда и следует возможность немонотонных переходных процессов. Выходное сопротивление повторителя равно входному сопротивлению каскада с общей базой при $R_0=0$. Соответственно [см. (2-30)]:

$$Z_{вых} = R_{вых} \frac{T_{вп} p + 1}{T'_{вх} p + 1} \quad (2-32)$$

и носят индуктивный характер. Здесь $T'_{вх} = (R_0 + r_0) C_H$; $R_{вых}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя на низких частотах (см. табл. 2-1).

При передаче крутых фронтов повторитель является нелинейным звеном, и полученные выше выражения должны в этом случае применяться осмотнительно. Действительно, при задании на вход повторителя скачка напряжения Δu , запирающего транзистор (для рис. 2-6 отрицательный перепад), последний может полностью закрыться, если

$$\Delta u \geq \frac{i_0 t_{фр}}{C_H}, \quad (2-33)$$

где i_0 — ток эмиттера, а $t_{фр}$ — время нарастания Δu .

Перезаряд C_H будет происходить первоначально через R_0 с постоянной времени $T_H = R_0 C_H$, а на конечной стадии через сопротивление $Z_{вых}$, определяемое (2-32). Так как $Z_{вых} \ll R_0$, то конечный участок фронта сигнала на выходе с амплитудой $i_0 t_{фр} / C_H$ будет коротким, а часть фронта $\Delta u = (i_0 t_{фр} / C_H)$ — затянутой.

Это обстоятельство заставляет либо увеличивать i_0 , что не всегда возможно и удобно, либо прибегать к специальным схемам, рассматриваемым ниже.

2-2. Одиночные каскады на полевых транзисторах

а) Основные характеристики полевых транзисторов

Ток в полевых или канальных транзисторах в отличие от биполярных управляется напряжением на запертом p - n -переходе. Существует целый ряд конструкций полевых транзисторов, однако в усилителях постоянного тока употребляются почти исключительно триоды с плоской геометрией — наиболее технологически простые и дешевые [32, 33]. Ток канала в полевых транзисторах определяется основными носителями. Вследствие этого в рассматриваемых схемах с полевыми транзисторами можно не учитывать диффузионные запаздывания и частотные свойства схем определяются внутренними и внешними емкостями и крутизной.

Ток затвора в полевом транзисторе в усилительном режиме есть обратный ток запертого p - n -перехода, и поэтому он не пре-

вышает 10^{-8} А для кремниевых структур. Для транзисторов с изолированным затвором эта величина еще на несколько порядков меньше. Входное динамическое сопротивление полевых транзисторов на низких частотах чрезвычайно велико. В транзисторах с p - n -переходом оно составляет десятки и сотни мегаом, а в транзисторах с МОП-структурой — миллионы мегаом, так как определяется практически утечками через изолятор. Приводимые ниже соотношения

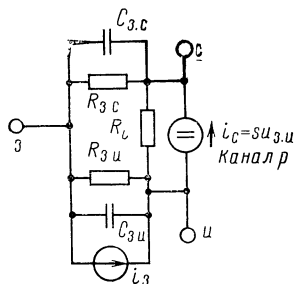


Рис. 2-7. Эквивалентная схема полевого транзистора.

детализированы для транзисторов с p - n -переходом, однако в основном сохраняют силу и для триодов с МОП-структурой [34].

Основными недостатками полевых транзисторов являются температурная нестабильность тока канала (стока) и сравнительно малая крутизна. Следует отметить, что плоская геометрия полевых транзисторов обеспечивает эквивалентность токопроводящих электродов (истока и стока), откуда происходит название «униполярные транзисторы».

На рис. 2-7 изображена эквивалентная схема полевого транзистора. Параметры транзистора, получаемые из технических условий (крутизна $s_{\text{макс}}$ и ток канала $i_{\text{макс}}$), соответствуют нулевому напряжению на затворе относительно истока $u_{з.и}=0$. Кроме того, указывается напряжение отсечки u_0 .

Важнейшими приближенными соотношениями, описывающими характеристики полевого транзистора, выраженного по наиболее распространенной технологии — методом двойной диффузии, являются [33, 34]:

$$i_c \approx i_{\text{макс}} \left(1 - \frac{u_{з.и}}{u_0} \right)^2; \quad (2-34)$$

$$s \approx \frac{di_c}{du_{з.и}} = s_{\text{макс}} \left(1 - \frac{u_{з.и}}{u_0} \right); \quad (2-35)$$

$$|s_{\text{макс}}| = \frac{2i_{\text{макс}}}{u_0}; \quad (2-36)$$

где s — крутизна транзистора.

В усилительных схемах полевой транзистор употребляется в режимах, соответствующих области насыщения характеристик $i_c(u_{з.и})$, определяемой соотношением

$$u_{з.с} \geq u_0, \quad (2-37)$$

где $u_{з.с} = u_{с.и} + u_{з.и}$ — напряжение затвор — сток.

Заметим, что в усилительном режиме напряжение $u_{з.и}$ имеет знак, противоположный знаку $u_{с.и}$, подобно ламповым схемам и в отличие от схем на биполярных транзисторах, в которых $u_{э.б}$ и $u_{к.э}$ имеют одинаковые знаки. В области насыщения внутреннее дифференциальное сопротивление стока полевого транзистора R_i имеет значения 10 кОм—1 МОм.

Учитывая, что полевой транзистор как усилительный прибор характеризуется параметрами, свойственными радиолампам, иногда вводят коэффициент усиления

$$\mu = sR_i, \quad (2-38)$$

зависящий от $u_{з.н}$ в значительно меньшей степени, чем s , за счет увеличения R_i с ростом $u_{з.н}$.

б) Одиночные каскады на низких частотах

Для каскада с общим истоком (рис. 2-8, а) коэффициент усиления составляет (см. эквивалентную схему рис. 2-7):

$$k_{uo} = - \frac{\mu R_c}{R_c + R_i}. \quad (2-39)$$

Для $R_c \ll R_i$ имеем:

$$k_{uo} \approx -sR_c. \quad (2-40)$$

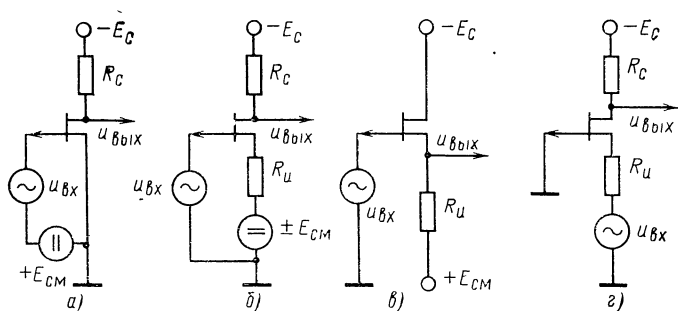


Рис. 2-8. Принципиальные схемы одиночных каскадов на полевых транзисторах.

Входное сопротивление каскада определяется обратным сопротивлением запятого $p-n$ -перехода затвор — канал и приближенно может быть оценено по формуле

$$R_{вх} = R_{з.н} \parallel \frac{R_{з.с}}{k_{uo} + 1}. \quad (2-41)$$

Выходное сопротивление есть параллельное соединение R_c и R_i

$$R_{вых} = R_c \parallel R_i \quad (2-42)$$

При наличии в цепи истока внешнего сопротивления получим:

$$k_{uo} = - \frac{\mu R_c}{R_i + R_c + (\mu + 1) R_{и}} \approx - \frac{sR_c}{1 + sR_{и}}; \quad (2-43)$$

$$R_{вх} = \left[R_{з.н} \frac{R_i + R_{и}(1 + \mu)}{R_{и} + R_i} \right] \parallel \left[\frac{R_{з.с}}{k_{uo} + 1} \right]; \quad (2-44)$$

$$R_{вых} = R_c \parallel [R_i + (\mu + 1) R_{и}]. \quad (2-45)$$

Режим каскада на рис. 2-8,а на полевом транзисторе однозначно определяется внешним смещением на затворе в соответствии с характеристикой $i_c = f(u_{з.н})$ и напряжением питания стока.

При автоматическом смещении (рис. 2-8,б) режим каскада определяется системой уравнений

$$i_c = i_{\text{макс}} \left(1 - \frac{u_{з.н}}{u_0} \right)^2; \quad u_{з.н} + E_{\text{см}} = i_c R_{\text{н}}.$$

Решение этой системы дает i_c и $u_{з.н}$:

$$i_c = \frac{u_0 + E_{\text{см}}}{R_{\text{н}}} + \frac{u_0^2}{2R_{\text{н}}i_{\text{макс}}} \left(1 - \sqrt{\frac{4i_{\text{макс}}R_{\text{н}}(u_0 + E_{\text{см}})}{u_0^2} + 1} \right); \quad (2-46)$$

$$u_{з.н} = u_0 + \frac{u_0^2}{2R_{\text{н}}i_{\text{макс}}} \left(1 - \sqrt{\frac{4i_{\text{макс}}R_{\text{н}}(u_0 + E_{\text{см}})}{u_0^2} + 1} \right). \quad (2-47)$$

Знак минус перед корнем в формулах (2-46) и (2-47) определяется тем, что $u_{з.н} \leq u_0$.

При заданном i_c из (2-46) получаем выражение для $R_{\text{н}}$:

$$R_{\text{н}} = \frac{u_0}{i_c} \left(1 - \sqrt{\frac{i_c}{i_{\text{макс}}}} \right) + \frac{E_{\text{см}}}{i_c}, \quad (2-48)$$

или при задании $u_{з.н}$

$$R_{\text{н}} = \frac{u_{з.н} + E_{\text{см}}}{i_{\text{макс}} \left(1 - \frac{u_{з.н}}{u_0} \right)^2}. \quad (2-49)$$

Подставляя (2-47) в (2-35), получим выражение для крутизны каскада с автоматическим смещением

$$s = \frac{1}{R_{\text{н}}} \left[\sqrt{\frac{4R_{\text{н}}i_{\text{макс}}(E_{\text{см}} + u_0)}{u_0^2} + 1} - 1 \right]. \quad (2-50)$$

Входное сопротивление каскада с общим стоком — истокового повторителя, соответствующего по своим функциям эмиттерному или катодному повторителю:

$$R_{\text{вх}} = R_{з.с} \parallel \left[R_{з.н} \frac{R_i + R_{\text{н}}(1 + \mu)}{R_{\text{н}} + R_i} \right]. \quad (2-51)$$

Принципиальная схема повторителя показана на рис. 2-8,в. Для схемы, приведенной на рис. 2-8,в, с учетом эквивалентной схемы, представленной на рис. 2-7, получаем:

$$k_{u0} = \frac{\mu R_{\text{н}}}{R_i + (1 + \mu) R_{\text{н}}} \approx \frac{s R_{\text{н}}}{1 + s R_{\text{н}}} \quad (2-52)$$

$$\text{и} \quad R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{н}} R_i}{R_i + (1 + \mu) R_{\text{н}}} \approx \frac{R_i}{1 + \mu} \approx \frac{1}{s}. \quad (2-53)$$

Режим истокового повторителя при автоматическом смещении определяется аналогично режимам каскада с общим истоком.

Наконец, для каскада с общим затвором (рис. 2-8,з), соответствующего каскаду с общей базой, имеем:

$$k_{uo} = \frac{\mu R_c}{R_i + R_c + (1 + \mu) R_n} + \frac{R_c}{R_i + R_c + R_n}; \quad (2-54)$$

$$R_{вх} = \frac{R_i + R_c}{\mu + 1} + R_n; \quad (2-55)$$

$$R_{вых} = R_c \parallel [R_i + (\mu + 1) R_n]. \quad (2-56)$$

По тем же причинам, что и каскад с общей базой, каскад с общим затвором не может быть использован в качестве одиночного усилительного каскада.

в) Температурная стабильность каскадов на полевых транзисторах

Полевые транзисторы в зависимости от режима работы могут иметь различные, в том числе и равные нулю, температурные коэффициенты тока стока.

Действительно, дрейф тока стока при фиксированных внешних параметрах включения определяется двумя факторами:

1) изменением контактной разности потенциалов p - n -перехода затвор — канал; это напряжение уменьшается с ростом температуры и, таким образом, способствует увеличению тока стока с температурой;

2) изменением собственной проводимости материала канала, определяемой изменением подвижности носителей; подвижность с температурой падает, что вызывает уменьшение тока стока.

Действия этих двух основных факторов, таким образом, противоположны и частично или полностью компенсируют друг друга.

Перейдем к количественным оценкам. Приняв для ограниченного температурного диапазона

$$\Delta\varphi_0/\partial\theta = u'_{pn} = \text{const}$$

и

$$\partial\rho/\partial\theta = \rho' = \text{const},$$

где $\Delta\varphi_0$ — контактная разность потенциалов; ρ — удельное сопротивление кремния; θ — абсолютная температура, получим выражение для дифференциала тока стока

$$\begin{aligned} di_c &\approx u'_{pn} s d\theta + \frac{\partial \frac{u_{c.n}}{R_k}}{\partial\theta} d\theta = u'_{pn} s d\theta - \frac{1}{R_k} \frac{\partial R_k}{\partial\theta} i_c d\theta = \\ &= u'_{pn} s d\theta - \frac{\rho'}{\rho} i_c d\theta, \end{aligned} \quad (2-57)$$

где $R_k = k_1 \rho$ — сопротивление канала (k_1 — коэффициент, определяющий геометрию канала); $u_{c.n} = i_c R_k$ — напряжение, приложенное к каналу.

Приравняв в выражении (2-57) $di_c = 0$, получаем условие равенства нулю температурного дрейфа i_c при данной температуре

$$u'_{pn} \tilde{s} = \frac{i_c}{\rho} \rho'. \quad (2-58)$$

Подставляя в (2-58) выражения (2-34)—(2-36), получаем напряжение $u_{з.н}$, соответствующее точке температурной стабильности:

$$u_{з.н}^{с.т} = u_0 - 2 \frac{\rho}{\rho'} u'_{pn}. \quad (2-59)$$

Формула (2-59) показывает, что для данного типа полевых транзисторов точка температурной стабильности всегда соответствует смещению затвора относительно u_0 на величину

$$u_{ст} = 2 \frac{\rho}{\rho'} u'_{pn}, \quad (2-60)$$

не зависящую от конкретных параметров данного транзистора. Для кремниевых транзисторов с каналами типа p $u_{ст} = 0,55 \div 0,6$ В, для канала типа n $u_{ст} = 0,8$ В.

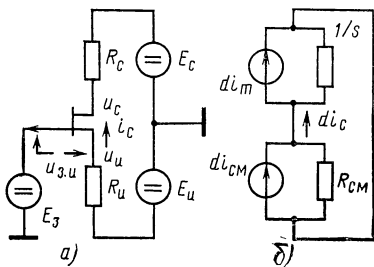


Рис. 2-9. Обобщенная схема включения полевого транзистора и эквивалентная схема для составляющих дрейфа в цепи истока.

Рассмотрим обобщенную схему включения полевого транзистора, приведенную на рис. 2-9, а, и эквивалентную схему для составляющих дрейфа в цепи истока, представленную на рис. 2-9, б. Эта схема построена в предположении, что цепь стока не влияет на цепь истока. Это соответствует действительности при работе в области насыщения характеристик $i_c = f(u_{с.н})$, $u_{з.н} = \text{const}$.

Дрейф параметров самого триода со стороны истока, равным $1/s$, согласно (2-53).

Эквивалентное выходное сопротивление источника смещения $R_{с.м.}$, а его дрейф равен $di_{с.м.}$.

Дифференциал дрейфа тока истока, а следовательно, и стока равен:

$$di_c = \frac{1}{sR_{с.м.} + 1} (di_T + sR_{с.м.}di_{с.м.}) = \frac{1}{sR_{с.м.} + 1} \times \\ \times \left[\left(u'_{pn}s - \frac{\rho'}{\rho} i_c \right) d\theta + sR_{с.м.}di_{с.м.} \right]. \quad (2-61)$$

Дифференциал дрейфа напряжения исток — затвор определяется выражением

$$du_{з.н} = (di_T - di_{с.м.}) \left(\frac{1}{s} \parallel R_{с.м.} \right) = \frac{R_{с.м.}}{sR_{с.м.} + 1} \left[\left(u'_{pn}s - \frac{\rho'}{\rho} i_c \right) d\theta - di_{с.м.} \right]. \quad (2-62)$$

Наличие в схеме отрицательной обратной связи, обусловленной $R_{см}$, отражено в (2-61) и (2-62) делителями $(1+sR_{см})$.

Если выходной сигнал — напряжение стока (каскад с общим истоком), то дрейф напряжения на выходе определится как $R_c di_c$. Учитывая (2-43), получаем выражение для приведенного ко входу дрейфа в виде

$$du'_{др} = -\frac{R_c di_c}{k_{u_0}} = \left(u'_{pn} - \frac{\rho'}{\rho}\right) d\theta + R_{см} di_{см}. \quad (2-63)$$

Если выход каскада — исток (истоковый повторитель), то с учетом (2-52) приведенный дрейф равен:

$$du'_{др} = \frac{du_{э.н}}{k_{u_0}} = \left(u'_{pn} - \frac{\rho'}{\rho} \frac{i_c}{s}\right) d\theta - \frac{i_{см}}{s}. \quad (2-64)$$

Из выражений (2-63) и (2-64) следует, что при $di_{см}=0$ значения приведенного дрейфа для схем с общим истоком и общим стоком совпадают и равны:

$$du'_{др} = \left(u'_{pn} - \frac{\rho'}{\rho} \frac{i_c}{s}\right) d\theta. \quad (2-65)$$

Дрейф каскада с общим затвором с точностью до знака совпадает с (2-63). Интегрирование выражений (2-63) и (2-64) дает значения приведенного дрейфа, причем то, что коэффициенты при i_c малы, позволяет в известных пределах пренебрегать изменениями i_c .

Учитывая (2-34) — (2-36) и (2-59), из (2-65) получаем, что при $di_{см}=0$ приведенный дрейф определяется выражением

$$u'_{др} = -[u_{э.н}(\theta_0) - u_{э.н}^{ст}] \frac{\rho'}{2\rho} (\theta - \theta_0), \quad (2-66)$$

т. е. прямо пропорционален начальному отклонению напряжения на затворе от напряжения, соответствующего точке стабильности $u_{э.н}^{ст}$, определяемого выражением (2-59), и уходу температуры.

Если режим задан не напряжением затвора $u_{э.н}$, а током стока i_c , то, используя (2-34), можно получить для дрейфа по напряжению

$$\frac{du'_{др}}{d\theta} = u_0 \left(\sqrt{\frac{i_c^{ст}}{i_{макс}}} - \sqrt{\frac{i_c(\theta_0)}{i_{макс}}} \right) \frac{\rho'}{2\rho} (\theta - \theta_0), \quad (2-67)$$

где в соответствии с (2-34)

$$i_c^{ст} = i_{макс} \left(1 - \frac{u_{э.н}^{ст}}{u_0} \right)^2 = i_{макс} \left(\frac{u_{ст}}{u_0} \right)^2. \quad (2-68)$$

В случае автоматического смещения значение $R_{н}$, соответствующее точке температурной стабильности, получаем подстановкой $u_{э.н}^{ст}$ из (2-68) в (2-49):

$$R_{н} = \frac{\left(u_0 + E_{см} - \frac{2\rho}{\rho'} u'_{pn}\right) u_0^2}{i_{макс} \left(\frac{2\rho}{\rho'} u'_{pn}\right)^2}. \quad (2-69)$$

Приведенная нестабильность каскада с генератором тока в цепи истока равна нестабильности каскада с заземленным истоком. Тот факт, что стабильность каскадов на полевом триоде по входу не зависит от способа включения, а зависит только от режима самого триода, на первый взгляд кажется парадоксальным. Однако здесь уместно вспомнить, что аналогичная ситуация имеет место в схемах на биполярных транзисторах: в обоих случаях рост сопротивления в цепи токозадающего электрода (эмиттера, истока) увеличивает обратную связь, снижая усиление по напряжению также или быстрее, чем снижается дрейф.

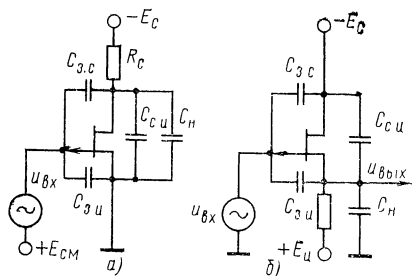


Рис. 2-10. Схемы каскадов на полевых транзисторах с общим стоком и общим истоком с учетом межэлектродных емкостей.

того, как задается внешнее смещение — в виде тока i_c или в виде внешнего напряжения $u_{з.и}$. При выводе формул температурных зависимостей выше было принято, что u'_{pn} и ρ'/ρ не зависят от температуры. На самом деле это неверно. В частности,

$$\rho'/\rho = n/\theta,$$

где $n=1,6$ для n -проводимости и $n=2,3$ для p -проводимости кремниевого канала, а θ — абсолютная температура. Однако в диапазоне температур $-50 \div +70^\circ\text{C}$ эти эффекты мало сказываются на оценках дрейфа (2-61) — (2-67).

г) Динамические характеристики каскадов на полевых транзисторах

Динамические характеристики каскадов на полевых транзисторах определяются крутизной транзисторов, емкостями затвор — сток, затвор — исток, сток — исток.

Входная проводимость каскада с общим истоком $g_{вх}$ имеет структуру, аналогичную входной проводимости лампового каскада. Если нагрузка в цепи стока образована параллельным соединением активной проводимости и емкости, а $R_n=0$ (рис. 2-10, а), то

$$g_{вх} = -\omega^2 C_{з.с} \frac{k_{u0} T_K}{T_K^2 \omega^2 + 1} + j\omega \left[C_{з.и} + C_{з.с} \left(1 - \frac{k_{u0}}{T_K^2 \omega^2 + 1} \right) \right], \quad (2-70)$$

где k_{u0} определяется (2-39), а

$$T_K = R_{вых} (C_n + C_{с.и}) = \frac{R_i R_c}{R_i + R_c} (C_n + C_{с.и}). \quad (2-71)$$

Из (2-70) следует, что для высоких частот

$$R_{\text{вх}} = - \frac{T_{\text{к}}^2 \omega^2 + 1}{\omega^2 C_{\text{з.с}} k_{\text{и0}} T_{\text{к}}}; \quad (2-72)$$

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{з.и}} + C_{\text{з.с}} \left(1 - \frac{k_{\text{и0}}}{T_{\text{к}}^2 \omega^2 + 1} \right). \quad (2-73)$$

Для истокового повторителя для высоких частот имеем (рис. 2-10,б):

$$R_{\text{вх}} = - \frac{T_{\text{п}}^2 \omega^2 + 1}{\omega^2 C_{\text{з.и}} k_{\text{и0}} T_{\text{п}}}; \quad (2-74)$$

$$C_{\text{вх}} = \left[C_{\text{з.с}} + C_{\text{з.и}} \left(1 - \frac{k_{\text{и0}}}{T_{\text{п}}^2 \omega^2 + 1} \right) \right], \quad (2-75)$$

где

$$T_{\text{п}} = R_{\text{вых}} (C_{\text{и}} + C_{\text{с.и}}).$$

Из (2-74) следует, что входное сопротивление истокового повторителя, работающего на емкостную нагрузку, отрицательно, подобно $R_{\text{вх}}$ для лампового катодного повторителя.

Динамические характеристики каскада с общим истоком определяются емкостной нагрузкой и выходным сопротивлением $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{с}}$. Таким образом, для схемы рис. 2-10,а передаточная функция имеет вид:

$$k_u(p) \approx \frac{k_{\text{и0}}}{(T_{\text{к}} p + 1)(T_{\text{вх}} p + 1)}, \quad (2-76)$$

где

$$T_{\text{вх}} \approx R_{\text{г}} [C_{\text{з.и}} + C_{\text{з.с}} (1 - k_{\text{и0}})]. \quad (2-77)$$

Для повторителя рис. 2-10,б имеем:

$$k_u(p) = \frac{k_{\text{и0}}}{T_{\text{п}} p + 1}, \quad (2-78)$$

где

$$T_{\text{п}} = R_{\text{вых}} (C_{\text{с.и}} + C_{\text{и}}) \approx \frac{C_{\text{с.и}} + C_{\text{и}}}{s}.$$

Следует отметить, что все неприятные особенности, связанные с передачей импульсных сигналов и отмеченные выше для эмиттерного повторителя, имеют место и при работе истоковых повторителей.

Для каскада с общим затвором входная проводимость для весьма высоких частот может быть отрицательной (влияние емкости сток — исток), для низких и средних частот она активна и определяется соотношением (2-55). В силу этого передаточная функция каскада с общим затвором имеет вид, аналогичный (2-76), причем $T_{\text{вх}}$, как правило, очень мало.

д) Типовые параметры одиночных каскадов на полевых транзисторах

Типичными значениями параметров полевых кремниевых триодов являются: $s_{\text{макс}} = 0,2 \div 3$ мА/В, $i_{\text{макс}} = 0,2 \div 5$ мА, $u_0 = 1 \div 10$ В, допустимое напряжение $u_{\text{сз}} = 10 \div 30$ В, причем большие значения u_0 соответствуют большим $s_{\text{макс}}$ и $i_{\text{макс}}$.

Для больших значений тока i_0 , когда режим далек от оптимального с точки зрения температурной стабильности, из (2-39) и (2-40) можно получить $k_{u_0}=15\div30$ при $R_{вых}=10\div20$ кОм. Проведя соответствующие подсчеты, можно показать, что если напряжение питания выбирать на уровне, меньшем предельно допустимого, то для транзисторов с малым u_0 удастся получить $k_{u_0}=20\div25$ при режиме температурной стабильности. При этом, однако, R_0 оказывается равным 100—200 кОм, а $R_{вых}=R_i\|R_0>50\div100$ кОм. Столь большие значения $R_{вых}$ приводят к резкому ухудшению динамических свойств. Постоянные времени таких каскадов составляют [см. (2-75)—(2-77)] обычно не менее 10 мкс, что соответствует полосе пропускания в 10—20 кГц.

Отметим как существенную особенность, что на транзисторах с малыми значениями $s_{макс}$, $i_{макс}$ и u_0 удастся получить большие значения усиления в точке температурной стабильности, чем на приборах с большой крутизной и большими u_0 .

Промышленно выпускаются полевые транзисторы, разбраванные на группы в зависимости от $s_{макс}$, $i_{макс}$ и u_0 , причем по последнему параметру разброс внутри групп составляет обычно 2—4 В, увеличиваясь с ростом u_0 .

Учитывая эффективность применения транзисторов с малым u_0 в схемах с температурно-стабилизированным режимом, будем считать разброс равным 2 В. Если режим транзисторов не может по технологическим соображениям настраиваться индивидуально, а математическое ожидание u_0 для данной группы можно считать совпадающим со средним значением диапазона изменения u_0 , то из (2-66) получим для максимально возможного значения дрейфа:

$$\frac{u_{0макс} - u_{0мин}}{2} = \frac{\rho'}{2\rho} (\theta - \theta_0) = \Delta u'_{др}. \quad (2-79)$$

Если $\frac{u_{0макс} - u_{0мин}}{2} = 1$ В, то для кремниевых транзисторов каналом типа p с учетом того, что $\rho'/2\rho \approx 4 \cdot 10^{-3}$ 1/град, имеем:

$$\max \left[\frac{\Delta u'_{др}}{\theta - \theta_0} \right] \approx 4 \text{ мВ/град}, \quad (2-80)$$

а для транзисторов с каналом типа n , у которых $\rho'/2\rho \approx 3 \times 10^{-3}$ 1/град:

$$\max \left[\frac{\Delta u'_{др}}{\theta - \theta_0} \right] \approx 3 \text{ мВ/град}, \quad (2-81)$$

Эти значения вряд ли можно считать приемлемыми для большинства применений схем постоянного тока.

В заключение отметим, что обратный ток затвора и температура связаны экспоненциальной зависимостью. Действительно, этот ток есть обратный ток закрытого p - n -перехода и подчиняется тому же температурному закону, что и $i_{к0}$ в биполярных транзисторах.

Так же как и $i_{к0}$, входной ток полевых транзисторов с p - n -переходом i_3 определяется преимущественно тепловым током, в силу чего для него действительно уравнение

$$\frac{di_3}{d\theta} = \frac{\theta_0 \varphi_3}{\theta^2 \varphi'_0} i_3 \quad (2-82)$$

и ему свойственно удвоение примерно на каждые $9,5^{\circ}\text{C}$ (для кремния). Наличие входного тока со столь высоким дрейфом приводит к тому, что в области высоких температур (более 50°C) полевые транзисторы с p - n -переходом могут уступать биполярным и по дрейфу входного тока и по температурной нестабильности смещения нуля по напряжению. Для многих практических целей эффективнее МДП-приборы, в особенности работающие в режиме обеднения с n -каналом.

Входные токи МДП (МОП)-транзисторов обычно не превышают 10^{-12} А, а при принятии специальных мер оказываются меньше 10^{-16} А.

В силу того что работа их зависит от поверхностных состояний, возникающих на разделе диэлектрик — полупроводник, они подчиняются приведенным здесь соотношениям только качественно [28, 30], а разброс параметров, определяющих температурную нестабильность, у них значительно выше.

2-3. Входные каскады I. Разностные и балансные схемы на биполярных транзисторах

Известны многочисленные схемы компенсации температурного дрейфа по напряжению в одиночных каскадах постоянного тока. В этих схемах используются включения температурно зависимых линейных или нелинейных сопротивлений в эмиттерные (истоковые) или базовые цепи. В частности, в ряде случаев используются температурные зависимости прямых характеристик полупроводниковых диодов [35].

Однако подобные компенсационные схемы требуют индивидуальной настройки в пределах всего рабочего температурного диапазона, причем последний обычно оказывается достаточно узким.

Радикальным выходом из положения оказывается использование балансных каскадов.

а) Дифференциальные каскады на биполярных транзисторах. Структуры, усилительные и динамические характеристики

Простейшие схемы параллельно-балансных каскадов показаны на рис. 2-11. В этих схемах источник входного сигнала может быть подключен как между базами транзисторов (рис. 2-11,а), так и к одной из баз, в этом случае потенциал другой фиксируется (рис. 2-11,б).

По переменной составляющей, т. е. по отношению к сигналу, в эмиттерной цепи каждого из транзисторов включено малое выходное сопротивление другого транзистора со стороны эмиттера, в то время как суммарный

ток эмиттеров оказывается задан через $R_{э.ст}$, которое может быть выбрано достаточно большим при достаточно большом E_2 . Тем самым достигается радикальное снижение всех видов дрейфа по напряжению.

Определим основные усилительные параметры каскада, приведенного на рис. 2-11,а*.

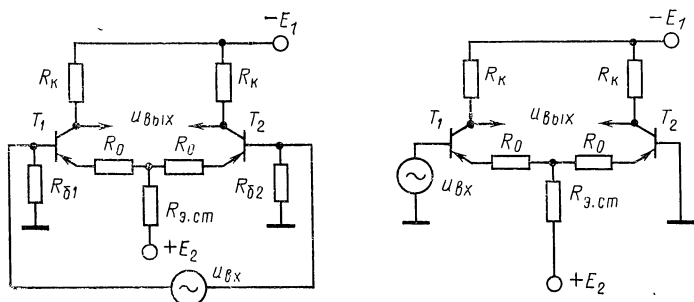


Рис. 2-11. Схемы параллельно-балансных каскадов на биполярных транзисторах.

Статический коэффициент усиления можно определить как удвоенное значение усиления схемы с общим эмиттером по формуле из табл. 2-1, подставив вместо $R_{э}$ сумму R_0 и параллельного соединения $R_{вых}$ второго плеча со стороны эмиттера и $R_{э.ст}$.

Полный коэффициент усиления при этом равен:

$$k_{uo} = \pm \frac{2B_0 R_K}{r_6 + \left[r_3 + R_0 + \left(r_3 + R_0 + \frac{r_6}{1 + B_0} \right) \parallel R_{э.ст} \right] (1 + B_0)}, \quad (2-83)$$

где принято, что параметры транзисторов одинаковы.

При $R_{э.ст} \rightarrow \infty$ имеем:

$$k_{uo} = \pm \frac{B_0 R_K}{r_6 + (r_3 + R_0) (B_0 + 1)}. \quad (2-84)$$

Входное сопротивление для схемы рис. 2-11,а

$$R_{вх} = 2[r_6 + (B_0 + 1)(r_3 + R_0)], \quad (2-85)$$

* Из соображений общности в схемах рис. 2-11 и 2-12 введены R_0 , хотя, как это оговаривается ниже, включение их обычно нецелесообразно.

а выходное

$$R_{\text{вых}} \approx 2R_{\text{к}}. \quad (2-86)$$

Для схемы рис. 2-11,б выражения (2-85) и (2-86) справедливы, но усиления в плечах каскада могут отличаться и только при $R_{\text{э.ст}} \rightarrow \infty$ $|k_{u02}| = |k_{u01}|$, но при несоблюдении этого условия $|k_{u02}| < |k_{u01}|$. Полный коэффициент усиления равен сумме модулей k_{u01} и k_{u02}

$$k_{u0} = |k_{u01}| + |k_{u02}| \quad (2-87)$$

и при $R_{\text{э.ст}} \rightarrow \infty$ определяется выражением (2-84). Двойной знак в формулах (2-84), (2-83) объясняется тем, что выход каскада незаземлен и его знак зависит от дальнейших операций с сигналом.

Передаточная функция каскада достаточно сложна, но о его поведении на высоких частотах можно судить из следующих соображений: $K_u(p)$ каждого из плеч выражается формулой (2-27а), причем следует учитывать, что роль $R_{\text{э}}$ здесь играет $Z_{\text{вых}}$ второго плеча каскада, получаемое в соответствии с (2-32) и табл. 2-1 из формулы

$$Z_{\text{вых}}(p) = \left(r_{\text{э}} + R_0 + \frac{r_6}{B_0 + 1} \right) \frac{T_{\text{в}}p + 1}{T'_{\text{вх}}p + 1}. \quad (2-88)$$

Это выражение, как указывалось выше, определяет индуктивный характер сопротивления в эмиттерной цепи, что указывает на более крутой спад частотной характеристики параллельно-балансного каскада в области высоких частот, чем тот, что определяется (2-27а).

Полное комплексное входное сопротивление можно оценить из следующих соображений. Во-первых, индуктивный характер эмиттерной нагрузки делает его практически частотно-независимым от эмиттерных цепей; во-вторых, емкость $C_{\text{к}}$ будет обуславливать емкостную составляющую входного тока. Таким образом, эквивалентная схема входной цепи для дифференциальных схем сохранит вид рис. 2-6,б, но $C_{\text{вх}}$ будет несколько меньше, чем в случае одиночного каскада. Действие $C_{\text{вх}}$, определяемой $C_{\text{к}}$ транзисторов, усиливается паразитной емкостью между входами, причем влияние последней может быть доминирующим.

Необходимо отметить, что включение нагрузки, состоящей из параллельно соединенных сопротивления и емкости $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$, между коллекторами транзисторов T_1

и T_2 при $T_H = R_H C_H \gg T_B$ приводит к передаточной функции вида

$$K_u(p) \approx \frac{B_0(R_H \parallel 2R_K)}{[r_6 + (R_0 + r_3)(B_0 + 1)](T_H p + 1)}, \quad (2-89)$$

где

$$T_H = \frac{2R_H R_K}{R_H + 2R_K} C_H. \quad (2-90)$$

Под разностным каскадом обычно понимают каскад, приведенный на рис. 2-12, а, б, который отличается от рассмотренных выше тем, что выходное напряжение снимается с одного из коллекторов относительно общей шины земли.

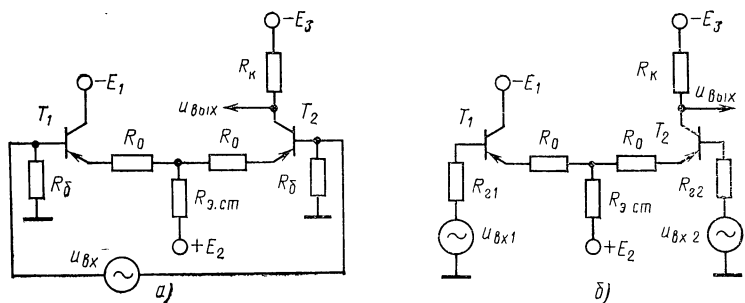


Рис. 2-12. Схемы разностных каскадов на биполярных транзисторах.

В случае включения по схеме рис. 2-12, а коэффициент усиления при $R_{э.ст} \rightarrow \infty$ определяется формулой

$$k_{uo} = \pm \frac{B_0 R_K}{2[r_6 + (r_3 + R_0)(B_0 + 1)]}, \quad (2-91)$$

входное сопротивление (если $R_{б1}$ и $R_{б2}$ велики) равно:

$$R_{вх} = 2[r_6 + (R_0 + r_3)(B_0 + 1)], \quad (2-92)$$

а выходное равняется приближенно R_K .

Определим параметры каскада при подключении входных сигналов согласно схеме рис. 2-12, б.

Коэффициенты усиления по входам равны:

$$\begin{aligned} k_{uo1} &= -k_{uo2} = \\ &= \frac{B_0 R_K}{R_{г1} + R_{г2} + 2[r_6 + (R_0 + r_3)(B_0 + 1)]}. \end{aligned} \quad (2-93)$$

Коэффициент усиления разности входных сигналов $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$ при $R_{\Gamma1} = R_{\Gamma2} = R_{\Gamma}$

$$k_{\text{uo}} = \frac{B_0 R_K}{2[r_0 + R_{\Gamma} + (R_0 + r_0)(B_0 + 1)]}. \quad (2-94)$$

Входное сопротивление, измеряемое между базами транзисторов и землей для переменной составляющей, по каждому из входов при отсутствии сигнала на другом входе равно:

$$R_{\text{вх1}} = 2r_0 + R_{\Gamma2} + 2(B_0 + 1)(R_0 + r_0); \quad (2-95)$$

$$R_{\text{вх2}} = 2r_0 + R_{\Gamma1} + 2(B_0 + 1)(R_0 + r_0). \quad (2-96)$$

Если сигналы приложены к обоим входам, входные сопротивления определяются не только параметрами каскада, но и сигналом на другом входе.

Для важного частного случая, когда $R_{\Gamma1} = R_{\Gamma2} = R_{\Gamma}$, а $u_{\text{вх1}} = -u_{\text{вх2}}$, имеем:

$$R_{\text{вх1}} = R_{\text{вх2}} = r_0 + (B_0 + 1)(R_0 + r_0). \quad (2-97)$$

Основной особенностью разностного каскада, целиком относящейся и к параллельно-балансному каскаду, является чувствительность его к разности входных сигналов в схеме рис. 2-12,б. Действительно, из выражений (2-92) и (2-93) следует, что при $R_{\Gamma1} = R_{\Gamma2} = R_{\Gamma}$ каскад усиливает $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$ с коэффициентом усиления, определяемым (2-94), между тем как синфазную составляющую входных сигналов каскад передает с коэффициентом передачи

$$k_{\text{синф}} \approx R_K / R_0. \quad (2-98)$$

Иногда вводят понятие качества для параллельно-балансных и разностных каскадов, количественной мерой которого считают коэффициент подавления синфазной составляющей

$$k_{\text{под.синф}} = k_{\text{синф}} / k_{\text{uo}}. \quad (2-99)$$

Динамические характеристики разностного каскада аналогичны характеристикам параллельно-балансного каскада.

С точки зрения дрейфовых характеристик получение выходного сигнала между коллектором транзистора и землей (нулевой шиной) приводит к тому, что каскад оказывается чувствительным к изменениям напряжений питания. Например, дрейф источника E_3 практически целиком передается на выход.

б) Температурный дрейф дифференциальных каскадов на биполярных транзисторах

Рассмотрим эквивалентную схему каскада рис. 2-13,б, в которой для упрощения не учтено малое собственное омическое сопротивление эмиттера $r_{э}$. Если этот каскад — входной, то о. о. с., охватывающая усилитель, будет действовать так, чтобы соотношения

$$i_{K1}R_{K1} - i_{K2}R_{K2} = \text{const};$$

$$i_{э1} + i_{э2} = i_{э\Sigma} = \text{const},$$

из которых следует $i_{э1} \cong \text{const}$ и $i_{э2} \cong \text{const}$, не нарушались под действием дестабилизирующих факторов. Это

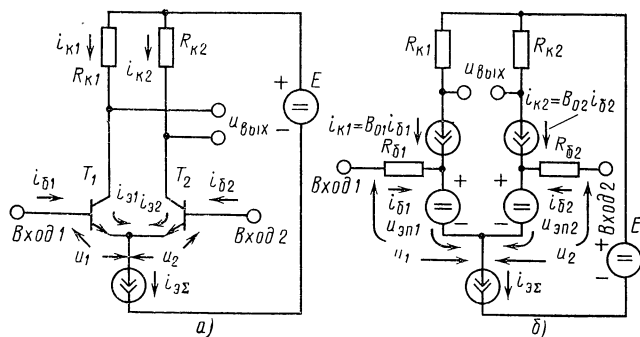


Рис. 2-13. Простейший дифференциальный каскад (а) и его эквивалентная схема для расчета составляющих дрейфа (б).

означает, что под действием этих факторов смещение нуля по напряжению

$$u_{вх0} = u_1 - u_2$$

будет изменяться и эти изменения есть приведенный дрейф каскада.

Из эквивалентной схемы рис. 2-13,б следует:

$$u_{вх0} = u_{э.п1} - u_{э.п2} + r_{б1}i_{б1} - r_{б2}i_{б2}, \quad (2-100)$$

где

$$i_{б} = \frac{i_{э}}{B_0 + 1} - i_{к0}. \quad (2-101)$$

Основной оценкой стабильности является температурный дрейф (с которым статистически связана и временная нестабильность). Дифференцируя (2-100) и (2-101)

по температуре θ (θ выражается в шкале Кельвина), получим:

$$\frac{u'_{др}}{\Delta\theta} = \frac{du_{вх0}}{d\theta} = \frac{d(u_{э.п1} - u_{э.п2})}{d\theta} + \left(r_{б1} \frac{di_{б1}}{d\theta} - r_{б2} \frac{di_{б2}}{d\theta} \right); \quad (2-102)$$

$$\frac{di_{б}}{d\theta} = - \frac{i_{э}}{(B_0 + 1)^2} \frac{dB_0}{d\theta} - \frac{di_{к0}}{d\theta}. \quad (2-103)$$

Заметим теперь, что [см. (2-23) и (2-24)]

$$\begin{aligned} \frac{du_{э.п}}{d\theta} &= \frac{d \left[\varphi_{\theta} \ln \frac{i_{э}}{i_{00\theta}} + \vartheta_{\theta} \varphi_{э} \right]}{d\theta} = \\ &= \frac{d\varphi_{\theta}}{d\theta} \ln \frac{i_{э}}{i_{00\theta}} = \frac{d\varphi_{\theta}}{d\theta} \left(\frac{u_{э.п} - \vartheta_{\theta} \varphi_{э}}{\varphi_{\theta}} \right). \end{aligned} \quad (2-104)$$

Так как $\frac{d\varphi_{\theta}}{\varphi_{\theta} d\theta} = \frac{1}{\theta}$, то, используя (2-104), получим из (2-102):

$$\begin{aligned} \frac{u'_{др}}{\Delta\theta} &= \frac{du_{вх0}}{d\theta} = \frac{1}{\theta} (u_{э.п1} - u_{э.п2}) + \\ &+ \left(r_{б1} \frac{di_{б1}}{d\theta} - r_{б2} \frac{di_{б2}}{d\theta} \right). \end{aligned} \quad (2-105)$$

С другой стороны, из (2-103), (2-5), (2-7) и (2-16) следует:

$$\begin{aligned} \frac{di_{б}}{d\theta} &\cong - \frac{bi_{э}}{B_0(\theta_0) [1 + b\Delta\theta]^2} - \\ &- \frac{\vartheta_{\theta} \varphi_{э}}{2\theta^2 \varphi'_{\theta}} i_{к0}(\theta_0) \exp \left(\frac{\vartheta_{\theta} \varphi_{э} \Delta\theta}{2\varphi'_{\theta} \theta \theta_0} \right), \end{aligned} \quad (2-106)$$

где θ_0 — некоторая начальная температура; $\Delta\theta = \theta - \theta_0$;
 $\varphi'_{\theta} = \frac{d\varphi_{\theta}}{\varphi_{\theta} d\theta}$.

Начальные условия для уравнений (2-105) и (2-106) определяются выражениями (2-100) и (2-101), вычисляемыми при $\theta = \theta_0$.

Сравнивая выражения (2-100), (2-101), (2-105) и (2-106) и учитывая, что для качественных кремниевых транзисторов $u_{э.п} \cong 0,5 \div 0,8$ В, а $r_{бi_{б}} \cong (0,1 \div 2) \cdot 10^{-3}$ В, нетрудно понять, что практически достижимое условие минимального дрейфа по напряжению соответствует равенству нулю $u_{вх0}$. Однако соблюдение этого условия не обеспечивает равенства нулю суммы $u_{э.п1}$ и $u_{э.п2}$. Это

остаточное значение $u_{э.п1} - u_{э.п2}$ может быть основным источником дрейфа по напряжению. Из выражений (2-100), (2-101), (2-105) и (2-106) видно, что при выборе схемы установки нуля по напряжению следует учитывать два обстоятельства, говорящие в пользу соблюдения равенства коллекторных резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$:

- 1) требование равенства $i_{э1} = i_{э2}$;
- 2) обеспечение минимума дрейфа последующего дифференциального каскада, так как $R_{к1}$ и $R_{к2}$ в выражении для его дрейфа непосредственно суммируются с r_6 .

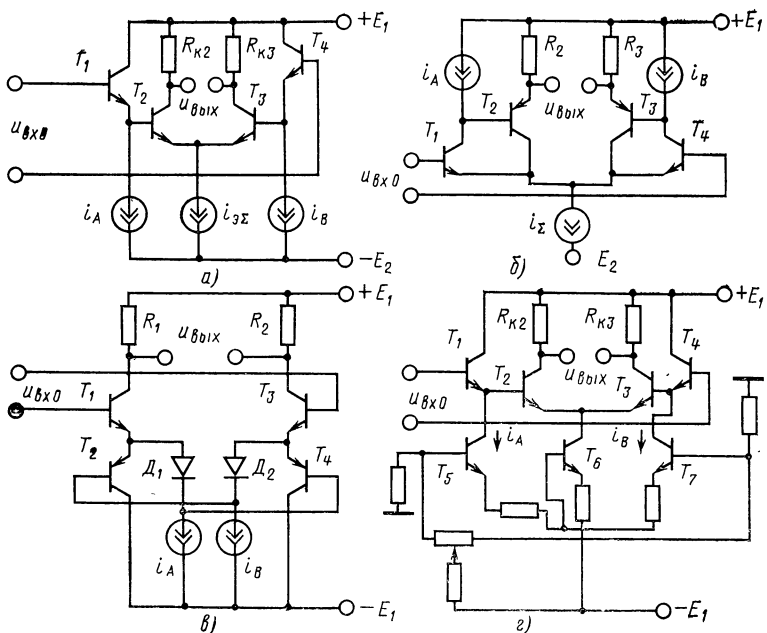


Рис. 2-14. Дифференциальные каскады на составных транзисторах.

Таким образом, установка нуля путем разбаланса $R_{к1} - R_{к2}$ создает предпосылки к появлению дрейфа, но введение балансирующих резисторов в эмиттерные цепи (сопротивления R_0 в схемах рис. 2-11 и 2-12) ведет к резкому росту приведенного дрейфа, поэтому установка нуля схемы рис. 2-13 должна производиться балансировкой $R_{к1}R_{к2}$ или введением тока смещения от внешнего генератора тока в одну из коллекторных цепей. Вме-

сте с тем, каскад на рис. 2-13 не всегда обеспечивает достаточно малые входные токи и большое входное сопротивление. В связи с этим используются схемы с составными транзисторами, представленные на рис. 2-14, в которых регулировка нуля может осуществляться путем изменения токов эмиттеров T_1 и T_4 (генераторы i_A и i_B на рис. 2-14,а).

Заметим, что введение этих генераторов необходимо из двояких соображений, независимо от настройки нуля: 1) обеспечения отработки сигналов при быстрых скачкообразных воздействиях; 2) защиты транзисторов T_2 и T_3 при перегрузках в схемах рис. 2-14,а, б и в (при закрытых T_1 или T_4 транзисторы T_2 или T_3 оказываются в режиме с оборванной базой). Нетрудно показать, что структуры уравнений, определяющие дрейф схем на рис. 2-14,б—в, идентичны соответствующим уравнениям для схемы на рис. 2-14,а, имеющим вид:

$$\frac{u'_{др}}{\Delta\theta} = \frac{du_{вх0}}{d\theta} = \frac{1}{\theta} \sum_{j=1}^{j=4} u_{э.пj} + \sum_{j=1}^{j=4} r_{6j} \frac{di_{6j}}{d\theta} + \varphi_{\theta} \left(\frac{di_{62}}{i_{э1} d\theta} - \frac{di_{63}}{i_{э4} d\theta} \right); \quad (2-107)$$

$$\frac{di_{61,4}}{d\theta} = - \frac{bi_{э1,4}}{B_{01,4}[1+b\Delta\theta]^2} - \frac{di_{62,3}}{B_{01,4}[1+b\Delta\theta]d\theta} - \frac{\vartheta_{\theta}\varphi_3}{2\theta^2\varphi'_{\theta}} i_{к01,4}(\theta_0) \exp\left(\frac{\vartheta_{\theta}\varphi_3\Delta\theta}{2\varphi'_{\theta}\theta\theta_0}\right); \quad (2-108)$$

$$\frac{di_{62,3}}{d\theta} = - \frac{bi_{э2,3}}{B_{02,3}[1+b\Delta\theta]^2} - \frac{\vartheta_{\theta}\varphi_3 i_{к0}(\theta_0)}{2\theta^2\varphi'_{\theta}} \exp\left(\frac{\vartheta_{\theta}\varphi_3\Delta\theta}{2\varphi'_{\theta}\theta\theta_0}\right) \quad (2-109)$$

с начальными условиями

$$\begin{aligned} \dot{u}_{вх0}(\theta_0) = & \sum_{j=1}^{j=4} u_{э.пj} + \sum_{j=1}^{j=4} \frac{i_{эj} r_{6j}}{B_{0j}(\theta_0)} - \\ & - \sum_{j=1}^{j=4} i_{к0j}(\theta_0) r_{6j}; \end{aligned} \quad (2-110)$$

$$i_{6j}(\theta_0) = \frac{i_{эj}}{B_{0j}(\theta_0)} - i_{к0j}(\theta_0). \quad (2-111)$$

Здесь подразумевается, что слагаемые для транзисторов T_1 и T_2 и для T_3 и T_4 имеют противоположные

знаки. По сравнению с (2-105) в (2-107) появились составляющие вида $\varphi_0 \frac{di_{\sigma_{2,3}}}{i_{\sigma_{1,4}} d\theta}$, обусловленные выходными сопротивлениями T_1 и T_4 , которые могут оказаться преваляющими.

Если выполняется условие настройки нуля $u_{вх0}(\theta_0)$, то, так как в среднем падении напряжения на эмиттерных переходах однотипных транзисторов в равных режимах пропорциональны логарифму i_b , токи $i_{\sigma 1}$ и $i_{\sigma 4}$ оказываются близки к равенству и при i_A и i_B , независимых от температуры, нестабильность возрастает в схеме рис. 2-14,а примерно в 2—3 раза по сравнению с простым дифференциальным каскадом. Исключить влияние выходных сопротивлений T_1 и T_4 можно, если $i_{K02,3}$ будут пренебрежимо малы, а эмиттерные токи T_1 и T_4 будут меняться по закону, аналогичному закону изменения $i_{\sigma_{2,3}}$. Действительно, при $i_A = i_B = 0$ и $i_{K02} \cong i_{K03} = 0$, например, имеем:

$$\frac{di_{\sigma_2}}{i_{\sigma_2} d\theta} \approx \frac{di_{\sigma_3}}{i_{\sigma_3} d\theta} \approx \frac{b}{1 + b\Delta\theta}.$$

Аналогичной ситуации можно добиться, если $i_A/i_B = \text{const}$, а

$$\frac{d(i_A + i_B)}{(i_A + i_B) d\theta} = \frac{b}{1 + b\Delta\theta}.$$

В этом случае

$$\frac{di_{\sigma 1}}{i_{\sigma 1} d\theta} \approx \frac{di_{\sigma 4}}{i_{\sigma 4} d\theta} \approx \frac{b}{1 + b\Delta\theta} \quad (2-112)$$

с точностью до соблюдения условия $i_{K02,3} \ll i_{\sigma_{1,4}}$.

Этот принцип использован в схеме рис. 2-14,з.

Тип схемы	Параметры			
	B_{0H} ($i_{\sigma H} = 10$ мА)	i_{K0} ($u_{K.H} = 10$ В), мкА	B_{0H1}/B_{0H2}	u_K , В
Рис. 2-13	50	1	0,14—7	10
То же	50	1	0,75—1,25	10
" "	500	0,2	0,5—2,0	2
Рис. 2-14, а, б, в	50	1	0,75—1,25	10
То же	100	0,2	0,75—1,25	10
Рис. 2-14, з	500	0,2	0,5—2,0	2
Рис. 2-15	10^4	0,01 ($u_K = 5$ В)	0,75—1,25	2

Приведенные здесь выражения позволяют не только вычислить значения дрейфа конкретных схем, но и определить их возможности на этапе проектирования. При расчетах, однако, следует учитывать зависимости коэффициента усиления B_0 от режима (см. § 2-1,а).

Из (2-14) следует, что зависимость $B_0(u_K)$ достаточно слаба и в прикидочных расчетах может не приниматься во внимание; это соответствует экспериментальным данным.

Из сделанных оценок дрейфа и выражений (2-3), (2-14) следует эффективность снижения u_K с точки зрения дрейфа. Последнее легко реализуется в схемах, от которых не требуется отработки больших синфазных сигналов.

В табл. 2-2 даны наихудшие значения приведенного дрейфа, входного тока, разности входных токов Δi_6 , дрейфа входного тока, входного сопротивления $R_{вх}$ и крутизны s (по одному плечу) для схем рис. 2-13 и 2-14 в зависимости от параметров транзисторов и режимов. Значения $du_{вх0}/d\theta$, i_6 , Δi_6 , $di_6/d\theta$ рассчитывались по полученным соотношениям на диапазон $\Delta\theta=30^\circ\text{C}$, величины $R_{вх}$ и s определялись по формулам

$$R_{вх} = 2 \left(r_6 + B_0 \frac{r_6}{i_3} \right);$$

$$s = \frac{B_0}{R_{вх}} \approx \frac{i_3}{2r_6},$$

где r_6 принималось для малых уровней инжекции равным 0,1 кОм. При экспериментальной проверке, проводившейся с отбором транзисторов по крайним значе-

Т а б л и ц а 2-2

транзисторов и каскадов

i_3 , мкА	$\frac{du_{вх0}}{d\theta}$, мкВ/ $^\circ\text{C}$	i_6 , мкА	Δi_6 , мкА	$\frac{di_6}{d\theta}$, нА/ $^\circ\text{C}$	$R_{вх}$, кОм	s , мА/В
100	15	8	6	65	12	2
100	5	6	1	50	12	2
10	0,5	0,15	0,06	4	350	0,2
100	50	1	0,2	10	200	1,0
100	20	0,5	0,1	5	420	1,0
10	1,5	0,1	0,03	0,5	15 000	0,18
10	0,2	0,008	0,001	0,5	7000	0,2

ниям, отличие полученных результатов от расчетных не превышает 20%, что указывает на достаточную точность рассмотренной модели температурного дрейфа. Диапазоны i_A и i_B для схем рис. 2-14 в расчетах и эксперименте принимались такими, чтобы обеспечить установку нуля в полном диапазоне разброса параметров. Из тех же соображений оценивался возможный разбаланс эмиттерных токов транзисторов в схеме рис. 2-13.

Из данных табл. 2-2 следует, что построение каскадов с малыми значениями дрейфа требует использования высококачественных парных транзисторов, получение которых не вызывает в настоящее время технологических затруднений [36]. Несколько снизить требования к ним можно, применяя термостатирование усилителей, причем такое термостатирование может проводиться непосредственно внутри корпуса интегральной схемы [37].

в) Схемы входных каскадов на транзисторах со сверхвысоким усилением по току

Из выражений (2-3), (2-105) и (2-106) следует, что для получения малого дрейфа по напряжению и малого входного тока требуется использовать транзисторы с максимально возможными B_0 и минимальным $i_{к0}$.

Но такие транзисторы имеют малые пробивные напряжения (у них должна быть «тонкая» база) и потому также требуют малых u_k .

Если схема должна работать с большими синфазными сигналами на входе, то необходимы специальные схемотехнические приемы для обеспечения малых u_k . Схема рис. 2-15,а иллюстрирует распространенный принцип построения каскадов с малыми u_k входных транзисторов. Собственно дифференциальный каскад — транзисторы T_1 и T_2 . Транзисторы T_3 и T_4 включены по схеме с общей базой по отношению к противофазным сигналам, идущим от T_1 и T_2 . Эмиттерный повторитель на транзисторе T_5 воспринимает синфазный сигнал, образующийся на эмиттерах T_1 и T_2 , и через схему сдвига уровня (транзистор T_6 в диодном включении, смещенный в прямом направлении) передает этот сигнал на базы T_3 и T_4 . Таким образом, синфазный сигнал отслеживается на эмиттерах T_3 и T_4 . По отношению к нему T_5 , T_6 , T_3 и T_4 образуют составные эмиттерные повторители со сдвигом выходного напряжения на постоянную величину, равную напряжению коллекторов транзисто-

ров T_1 и T_2 . Поэтому перепад коллектор — эмиттер этих транзисторов практически перестает зависеть от входных сигналов, а сами эти транзисторы работают в схеме как усилители входных токов, нагруженные на каскады с общей базой с малыми входными сопротивлениями (транзисторы T_3 и T_4). Усиление разностных сигналов по напряжению создается именно транзисторами T_3 и T_4 : они обеспечивают малые значения напряжений $u_{к1}$ и $u_{к2}$, но передают на нагрузки изменения коллекторных токов T_1 и T_2 практически без изменений. К усилению по току T_3 и T_4 особых требований уже не предъявляется (достаточно, если $B_0 > 100$), и их напряжение пробоя $u_{к.пр}$ может быть велико. Схема рис. 2-15, а имеет еще одно важное свойство: так как коллекторные напряже-

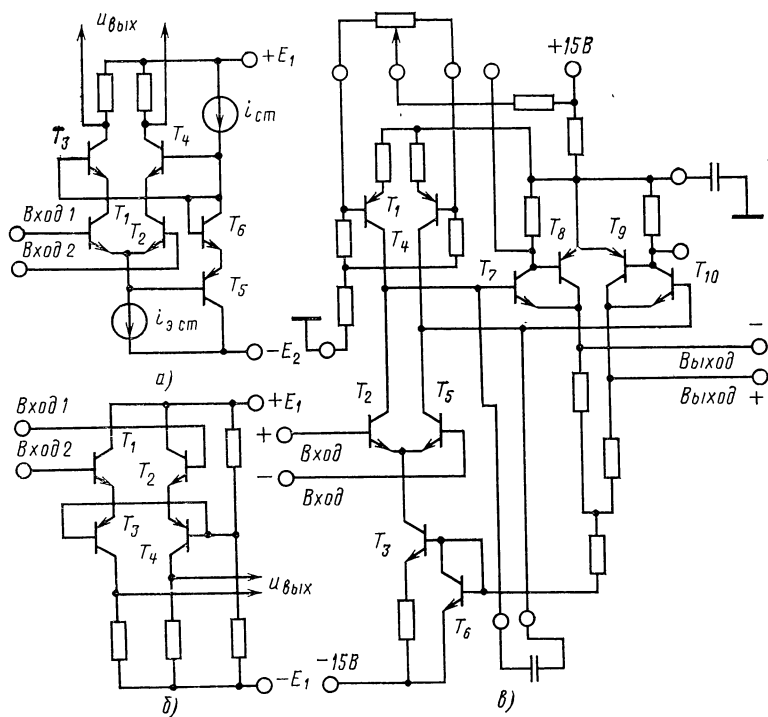


Рис. 2-15. Дифференциальные каскады на транзисторах со сверхвысокими B_0 .

а — со следящей связью для защиты входных транзисторов; б — с защитой от «триггерного режима» усилителя; в — прецизионный предусилитель с генераторами тока в цепях нагрузок входных транзисторов.

ния T_1 и T_2 мало меняются, то и влияние емкостей C_K этих транзисторов оказывается резко ослабленным по сравнению с простыми дифференциальными схемами.

Однако каскады на рис. 2-13—2-15,а могут иметь ту неприятную особенность, что при перегрузках по входу знак парафазного сигнала на выходе оказывается противоположным «нормальному», перестает соответствовать знаку входного сигнала. Это происходит вследствие прямого прохождения входного сигнала на выход каскада через насыщающиеся входные транзисторы. Обратная связь, которой охвачен весь усилитель, при этом из отрицательной становится положительной — возникает «триггерный режим», из которого усилитель выводится либо мощным входным воздействием обратной полярности, либо снятием питания. И то и другое неудобно. В связи с этим во многих усилителях используют входные каскады по схеме рис. 2-15,б, в которой входные транзисторы T_1 и T_2 работают в режиме эмиттерных повторителей, выходы которых подключены к каскадам с общей базой T_3 и T_4 .

Дифференциальная схема образуется, таким образом, двумя идентичными каскадами с большими усилениями по схеме ОК—ОБ. Обращаясь к уравнениям для температурного дрейфа (2-107)—(2-111), нетрудно заметить, что дрейф каждого из каскадов (T_1 — T_3 и T_2 — T_4) будет вдвое выше дрейфа одиночного транзистора и баланс может быть достигнут только за счет высокой идентичности пар T_1 — T_2 и T_3 — T_4 . Вместе с тем, использование эмиттерных повторителей T_1 и T_2 на входе снижает входные емкости каскада (аналогично схеме рис. 2-15,а), а структура его исключает изменение фазы на выходе из-за перегрузок, ведущих к триггерному режиму усилителя в целом.

В рассмотренных схемах дифференциальных каскадов транзисторы используются в режимах очень малых коллекторных токов. В соответствии с (2-8) крутизна их в таких режимах также оказывается очень мала, поэтому для получения высоких коэффициентов усиления по напряжению в таких каскадах требуются большие значения коллекторных нагрузок. Но получение больших сопротивлений в интегральных схемах вызывает технологические трудности. Кроме того, использование высокоомных резистивных нагрузок может потребовать значительных напряжений питания. Поэтому в качестве

нагрузок в коллекторах целесообразно применение генераторов токов на транзисторах. Схемный пример рис. 2-15,в иллюстрирует этот принцип.

В этом дифференциальном предусилителе транзисторы T_2 и T_5 образуют собственно дифференциальную пару с генератором тока на T_3 в цепи эмиттеров, смещение которого обеспечивается парным с T_3 транзистором T_6 в диодном включении.

Составные эмиттерные повторители $T_7—T_8$ и $T_9—T_{10}$ обеспечивают развязку от нагрузки высокоомных коллекторных цепей. Кроме того, синфазная составляющая коллекторных напряжений передается этими повторителями в эмиттеры генераторов токов T_1 и T_4 , заставляя коллекторные потенциалы T_2 и T_5 отслеживать синфазный сигнал.

Токи T_1 и T_4 балансируются переменным сопротивлением в цепях баз, тем самым устанавливается нуль схемы. Другой путь подавления синфазного сигнала в этой схеме: питание транзистора T_6 током повторителей $T_7—T_8$ и $T_9—T_{10}$.

Принципы, заложенные в схемах рис. 2-15, могут на практике комбинироваться самыми различными способами.

Схемы входных каскадов на биполярных транзисторах обеспечивают достаточно малый дрейф по напряжению. Гораздо острее здесь стоит проблема снижения входных токов, так как даже транзисторы с «супер-В» (см. табл. 2-2, последняя строка) и очень малыми $i_{к0}$ не могут обеспечить значения $i_{вх}=i_б$, меньшие единиц или десятков наноампер. Один из путей преодоления этой трудности — стабилизация $i_{вх}=i_б$, т. е. снижение $di_{вх}/d\theta$ путем схемной компенсации. В литературе приводится большое число решений такого рода [3, 5, 35, 38], однако практика показала, что обеспечение парности входных транзисторов и использование таковых с большими значениями B_0 технологически проще, а эффективность компенсационных схем оказывается сомнительной при массовом производстве.

Малая эффективность компенсационных схем связана и с тем, что при больших B_0 нестабильность $i_б$ в большой мере связана с дрейфом $i_{к0}$. Между тем, чрезвычайно сильная зависимость $i_{к0}$ от температуры и большой разброс их значений исключают практическую возможность отслеживать их температурные изменения.

Для доступных значений емкостей высококачественных конденсаторов в интегрирующих и дифференцирующих цепях значения входных токов схем на биполярных транзисторах тем не менее могут оказаться слишком велики. Последнее относится и к схемам усиления слабых токов. Одним из возможных выходов оказывается использование дифференциальных схем на полевых транзисторах.

2-4. Входные каскады II. Балансные каскады на полевых транзисторах

Включение полевых транзисторов в параллельно-балансном каскаде аналогично включению биполярных триодов, однако эффективность такого включения в значительно большей степени зависит от выбранного режима. Возможны ситуации, когда дрейф балансной схемы окажется больше дрейфа схемы на одиночном полевом транзисторе.

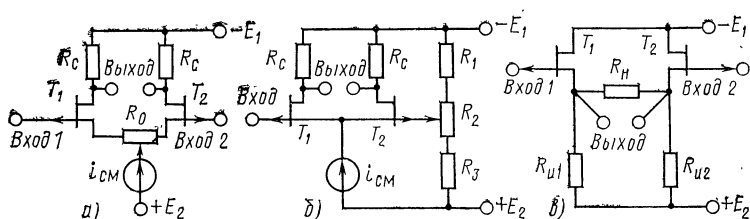


Рис. 2-16. Дифференциальные каскады на полевых транзисторах.
а, б — с балансировкой токов стоков; в — балансный повторитель.

Рассмотрим схемы, приведенные на рис. 2-16, а, б. Независимо от выбора типа балансировки (схема рис. 2-16, а или б) ее результатом должно быть равенство токов стока транзисторов T_1 и T_2 .

Коэффициент усиления первой схемы (рис. 2-16, а) в соответствии с (2-43) и (2-52) — (2-55) и по аналогии с (2-83) имеет вид:

$$k_{uo} \approx \pm \left[\frac{\mu_1 R_c}{R_{i1} + R_c + (\mu_1 + 1) \left(R_0 + \frac{R_{i2} + R_c}{\mu_2 + 1} \right)} + \frac{\mu_2 R_c}{R_{i2} + R_c + (\mu_2 + 1) \left(R_0 + \frac{R_{i1} + R_c}{\mu_1 + 1} \right)} \right]. \quad (2-113)$$

Выходное сопротивление схемы определится формулой

$$R_{\text{вых}} \cong 2R_c. \quad (2-114)$$

Для схемы на рис. 2-16,б выражение для k_{u0} будет отличаться отсутствием в знаменателе R_0 .

Для определения приведенного дрейфа параллельно-балансного каскада рассмотрим эквивалентную схему истоковых цепей, приведенную на рис. 2-17, где принято $R_i \rightarrow \infty$. Дрейф схем рис. 2-16,а и б определится как $2R_c di_{\text{и}}$, где $di_{\text{и}}$ — дрейф тока, протекающего между истоками ($R_{\text{и}} = R_0$):

$$di_{c1} = (u'_{p\text{и}} s_1 - \frac{\rho'}{\rho} i_c) d\theta \quad di_{c2} = (u'_{p\text{и}} s_2 - \frac{\rho'}{\rho} i_c) d\theta$$

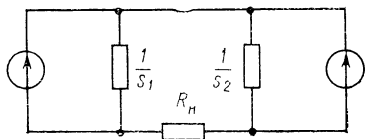


Рис. 2-17. Эквивалентная схема истоковых цепей для расчета дрейфа схем рис. 2-16.

$$di_{\text{и}} = \left[\frac{\left(u'_{p\text{и}} s_1 - \frac{\rho'}{\rho} i_c \right) \frac{1}{s_1}}{\frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} + R_0} - \frac{\left(u'_{p\text{и}} s_2 - \frac{\rho'}{\rho} i_c \right) \frac{1}{s_2}}{\frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} + R_0} \right] d\theta =$$

$$= \frac{\rho'}{\rho} i_c \frac{s_1 - s_2}{s_1 + s_2 + s_1 s_2 R_0} d\theta. \quad (2-115)$$

Перепишав формулу для коэффициента усиления каждого плеча каскада в виде

$$|k_{u0}| \approx \frac{s_1 s_2 R_c}{s_1 + s_2 + s_1 s_2 R_0}, \quad (2-116)$$

получим выражение для приведенного дрейфа

$$du'_{\text{др}} = \frac{2R_c di_{\text{и}}}{2|k_{u0}|} = \frac{\rho'}{\rho} i_c \frac{s_1 - s_2}{s_1 s_2} d\theta. \quad (2-117)$$

Выразив крутизну из (2-34) — (2-36) в виде

$$s = \frac{\sqrt{2i_c i_{\text{макс}}}}{u_0}, \quad (2-118)$$

получим:

$$du'_{\text{др}} = \frac{\rho'}{\rho} \sqrt{i_c} \left(\frac{u_{01}}{\sqrt{i_{\text{макс1}}}} - \frac{u_{02}}{\sqrt{i_{\text{макс2}}}} \right) d\theta. \quad (2-119)$$

Обратимся теперь к схеме балансного повторителя на полевых транзисторах (рис. 2-16,в) и воспользуемся эквивалентной схемой для цепей истоков (рис. 2-17), вычислив дрейф как $R_{\text{и}} di_{\text{и}}$.

Учитывая, что коэффициент передачи схемы

$$k_{u0} = \frac{s_1 s_2 R_H}{s_1 + s_2 + s_1 s_2 R_H}, \quad (2-120)$$

получаем, что выражение для приведенного дрейфа балансного повторителя совпадает с (2-119).

Формула (2-119) показывает, что дрейф балансных каскадов рис. 2-16 с балансировкой по току, как и следовало ожидать, не зависит от u'_{pn} , а зависит от i_c и разброса параметров κ , определяемого выражением

$$u_0 = \kappa \sqrt{i_{\max}}. \quad (2-121)$$

При данных соотношениях геометрических размеров, температуре, типе и концентрации легирующих присадок $\kappa = \text{const}$. Несовершенство технологии приводит к тому, что разброс κ внутри группы полевых транзисторов колеблется от $1,4\text{--}3,5 \text{ В} \cdot \text{мА}^{-1/2}$ до $2,0\text{--}6,5 \text{ В} \cdot \text{мА}^{-1/2}$, причем связь между u_0 и i_{\max} носит статистический характер и близка к линейной.

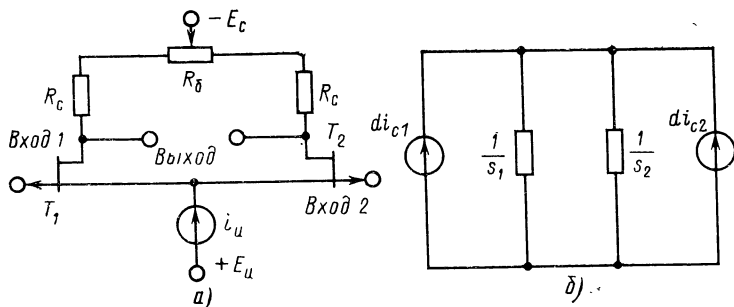


Рис. 2-18. Дифференциальный каскад на полевых транзисторах с балансировкой напряжений затвор — исток (а) и его эквивалентная схема (б).

Обратимся к каскаду на рис. 2-18,а с балансировкой напряжений $u_{\text{зи}}$. Такой каскад имеет то преимущество, что у него отсутствует снижающий усиление резистор R_0 и, вместе с тем, дифференциальный вход остается свободным, в отличие от схемы рис. 2-16,б. Однако эта схема имеет принципиально больший дрейф, чем схема рис. 2-16,б. Действительно, из рассмотрения эквивалент-

ной схемы эмиттерных цепей рис. 2-18,б следует:

$$\frac{di_{\text{н}}}{d\theta} = \frac{\left(u'_{pnS_1} - \frac{\rho'}{\rho} i_{c1}\right) \frac{1}{s_1}}{\frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2}} - \frac{\left(u'_{pnS_2} - \frac{\rho'}{\rho} i_{c2}\right) \frac{1}{s_2}}{\frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2}}$$

или, учитывая (2-116): $\frac{du'_{\text{др}}}{d\theta} = \frac{\rho'}{\rho} \left(\frac{i_{c2}}{s_2} - \frac{i_{c1}}{s_1}\right).$

Приняв во внимание (2-34) — (2-36), получим:

$$\begin{aligned} \frac{du'_{\text{др}}}{d\theta} &= \frac{\rho'}{\rho} \left[\frac{i_{\text{макс}2} \left(1 - \frac{u_{\text{з.н}2}}{u_{02}}\right)}{s_{\text{макс}2}} - \frac{i_{\text{макс}1} \left(1 - \frac{u_{\text{з.н}1}}{u_{01}}\right)}{s_{\text{макс}1}} \right] = \\ &= \frac{\rho'}{2\rho} [(u_{02} - u_{01}) - (u_{\text{з.н}2} + u_{\text{з.н}1})]. \end{aligned}$$

Так как после балансировки $u_{\text{з.н}1} = u_{\text{з.н}2}$, то окончательно имеем:

$$\frac{du'_{\text{др}}}{d\theta} = \frac{\rho'}{\rho} (u_{02} - u_{01}). \quad (2-122)$$

Таким образом, в схеме с балансировкой по входному напряжению рис. 2-18 дрейф оказывается независимым от режима по току, т. е. от i_c , и равным максимальному значению дрейфа для схем с токовой балансировкой рис. 2-16. Поэтому употребление схемы рис. 2-18 нежелательно.

Из (2-120) следует, что получение сколько-нибудь приемлемых характеристик по приведенному дрейфу сопряжено со значительными трудностями: необходимостью использования транзисторов в режиме очень малых i_c и отбором в пары по параметру κ , не поддающемуся прямому измерению.

Использование транзисторов в режиме микро-токов приводит к проблеме получения усилий, больших 1, при ограниченных номиналах источников питания. Один из возможных путей решения этой проблемы — применение схем по типу

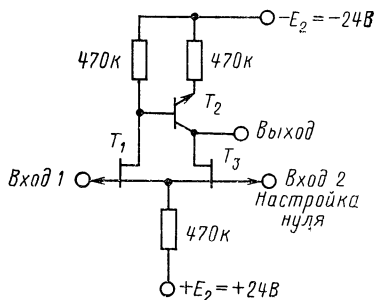


Рис. 2-19. Разностный каскад с генератором тока в нагрузке на полевых транзисторах.

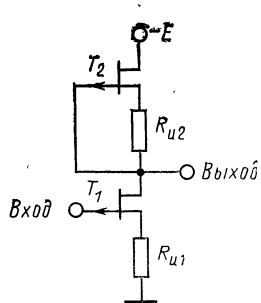


Рис. 2-20. Последовательно-балансный каскад на полевых транзисторах.

рис. 2-19, где биполярный транзистор в режиме генератора тока создает эквивалентное сопротивление в несколько мегаом в цепи стока. Этот разностный каскад для полевых транзисторов с $u_0 \leq 2$ В и $i_{\text{макс}} \leq 0,5$ мА обеспечивает усиление около 20—30 при $i_c \approx 30$ мкА. Среднее значение приведенного ко входу дрейфа составляет 100—200 мкВ/град при максимально возможном до 0,5—1 мВ/град.

Другой возможный вариант построения каскада, работающего в режиме микротоков, — использование последовательно-балансного каскада.

Схема последовательно-балансного каскада (рис. 2-20) не имеет аналога в технике биполярных транзисторов и широко используется в ламповых схемах. При достаточно больших значениях R_{u1} и R_{u2} напряжения $u_{з.и1}$ и $u_{з.и2}$ близки к напряжениям отсечки u_{01} и u_{02} . Соответственно и дрейф напряжения на выходе определяется разностным дрейфом $u_{з.и1}$ и $u_{з.и2}$ и поэтому оказывается малым. Усиление этого каскада

$$k_{u0} = - \frac{\mu_1 R_{\text{вх}2}}{R_{i1} + R_{\text{вх}2} + R_{u1}(\mu_1 + 1)}, \quad (2-123)$$

где $R_{\text{вх}2} = R_{i2} + (\mu_2 + 1) R_{u2}$.

Если $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, $R_{i1} \approx R_{i2} \approx R_i$ и $R_{u1} \approx R_{u2}$,

$$k_{u0} \approx \mu / 2. \quad (2-124)$$

Усиление такого каскада при $R_u = 20 \div 30$ кОм, $E_c \approx 20 \div 30$ В, $u_0 \leq 2$ В и $i_{\text{макс}} \leq 0,5$ мА составляет $k_{u0} = 8 \div 20$ при $u'_{\text{др}} \leq 200$ мкА/град и $R_{\text{вых}} = 200 \div 500$ кОм.

Использование каскадов, приведенных на рис. 2-16, 2-18 и 2-19, сопряжено с двумя трудностями: во-первых, необходимо, чтобы последующий каскад имел большое входное сопротивление и малый дрейф (например, балансный каскад на полевых транзистора), во-вторых, полоса пропускания этих схем мала, их собственные постоянные времени составляют 10—50 мкс и могут меняться в зависимости от разброса параметров в широких пределах.

Радикальным выходом является интегральное исполнение дифференциальных каскадов или монолитных пар транзисторов, при котором возможно снижение разброса параметров по κ в 10 и более раз [40].

Отбор по κ с точностью до 5% дает 20-кратное снижение дрейфа. При этом можно строить каскады с коэффициентом усиления 15—20, выходными сопротивлениями 50—100 кОм и приведенным дрейфом менее 30—50 мкВ/град.

Промышленностью выпускаются парные транзисторы, имеющие разброс по κ 20—60 мВ/мА^{-1/2}.

Комбинируя эти парные транзисторы с биполярными парными транзисторами, можно получать существенное уменьшение дрейфа [38].

Другой метод снижения дрейфа каскадов на полевых транзисторах предложен в работе [41]. Он основан на последовательной балансировке нуля при двух разных температурах и дает возможность получать относительно малые (меньше 15 мкВ/°С) значения дрейфа в усилителях с использованием как транзисторов с *p-n*-переходом, так и МОП-транзисторов. Однако необходимость тщательной балансировки при двух температурах ограничивает применение этого метода.

2-5. Разностные и выходные каскады

а) Разностные каскады и выходные повторители

Выходной сигнал дифференциальных (параллельно-балансных) каскадов отсчитывается не от нулевой шины, именно благодаря этому свойству дифференциальный каскад подавляет многие составляющие дрейфа и помех.

Однако этот сигнал необходимо «привязать» к нулевой шине, что может быть произведено с помощью такого же дифференциального каскада, выходной сигнал которого снимается между одним из коллекторов (стоков) и нулевой шиной. Если этот разностный каскад является выходным, то он должен быть снабжен эмиттерным повторителем на выходе.

Основные требования к выходным каскадам сводятся к следующему:

1) большое усиление по мощности при небольшом входном токе и большом входном сопротивлении — это позволяет не заботиться об усилении тока в предвари-

тельных, в том числе и входном, каскадах и держать предварительные каскады в режиме малых токов;

2) значительная выходная мощность (от десятков милливатт до нескольких ватт);

3) малое выходное сопротивление, необходимое как с точки зрения методических ошибок, вносимых выходным сопротивлением, так и с точки зрения динамических характеристик при работе на емкостную нагрузку;

4) широкая полоса пропускания;

5) способность работать с большими перепадами токов и напряжений на выходе;

6) экономичность, т. е. максимум коэффициента полезного действия, равного отношению мощности, отдаваемой в нагрузку, к мощности, потребляемой от источ-

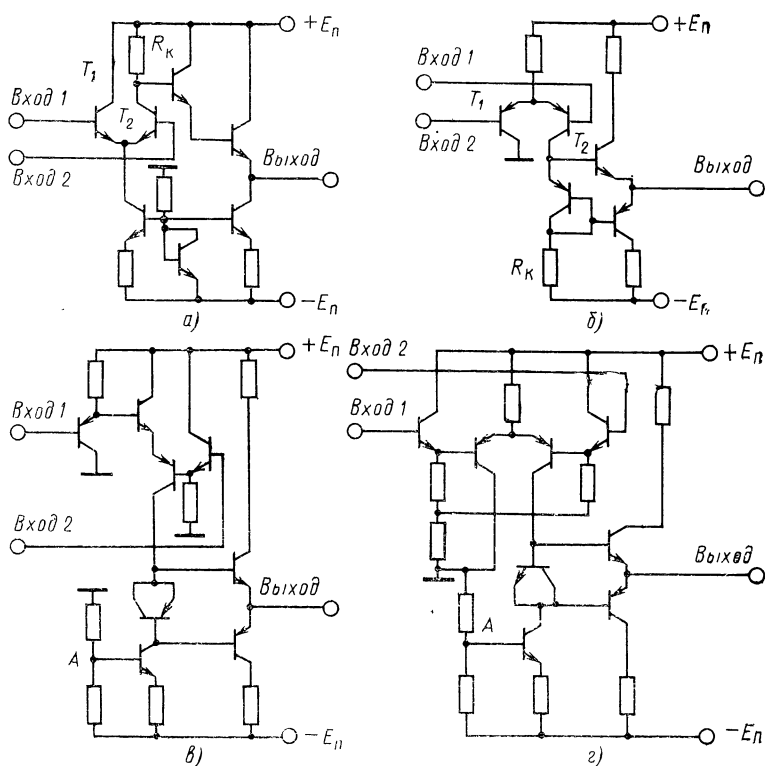


Рис. 2-21. Схемы разностных и выходных каскадов, рассчитанные на малые мощности.

ников, и минимум потребления мощности на холостом ходу — без нагрузки;

7) способность выдерживать перегрузку и короткие замыкания выхода.

Рассмотрим ряд схем, в различной степени удовлетворяющих этим требованиям.

Два варианта простейших дифференциальных каскадов совместно с выходными эмиттерными повторителями показаны на рис. 2-21а, б, причем первый вариант (схема рис. 2-21,а) соответствует простейшей технологии монолитных схем, так как требует использования только одного типа транзисторных структур, но не позволяет получить большую мощность выходного сигнала. Схема рис. 2-21,б более пригодна для гибридной технологии, так как требует использования высококачественных транзисторов обоих типов проводимости, однако обеспечивает высокий коэффициент полезного действия и позволяет развить большую мощность в нагрузке.

Однако каскады рис. 2-21,а и б имеют ряд недостатков: большую мощность, рассеиваемую на R_k (иначе трудно обеспечить достаточную нагрузочную способность выходных повторителей), и сравнительно невысокое усиление. Кроме того, при последовательном присоединении этих каскадов к параллельно-балансному каскаду резко снижается усиление первого каскада. Эти каскады имеют сравнительно малые входные сопротивления.

$$R_{вх} = 2 \left[r_0 + \frac{r_0}{i_s} (B_0 + 1) \right],$$

которые при дифференциальном входном сигнале, получаемом от параллельно-балансного каскада, должны делиться пополам.

Первый недостаток устраняется заменой R_k на генератор тока. Включением дополнительных эмиттерных повторителей можно существенно повысить входное сопротивление. Два модифицированных дифференциальных каскада показаны на рис. 2-21,в, г. Хотя каскад на рис. 2-21,в имеет несколько больший дрейф по напряжению, чем каскад на рис. 2-21,г, этот фактор в некоторых случаях может быть менее существенным, чем очень высокая степень подавления синфазных сигналов, свойственная схеме рис. 2-21,в.

Отметим роль транзистора в диодном включении, помещенного между базами выходных эмиттерных повторителей в схемах рис. 2-21,б, в и г. Падение напряже-

ния на этих диодах обеспечивает небольшой (100—300 мкА) начальный ток транзисторов выходных повторителей, что резко снижает выходное сопротивление (устойчивость и быстродействие), однако одинаковый температурный дрейф этого напряжения и напряжений u_b транзисторов повторителей не позволяет этому начальному току возрастать с температурой.

В этих схемах применена наиболее примитивная защита от короткого замыкания выхода — резисторы в коллекторных и эмиттерных цепях выходных повторителей. Такая схема, хорошо предохраняя выход от кратковременных перегрузок, рассеивает слишком большую мощность, чтобы быть эффективной при защите от длительных перегрузок. Это относится прежде всего к интегральному исполнению усилителей, когда вопрос о мощности рассеивания стоит остро.

б) Схемы выходных каскадов повышенной мощности и защита выхода от коротких замыканий

Наряду с приведенными на рис. 2-21 вариантами выходных каскадов широко используются их различные модификации, имеющие целью либо увеличение мощности (в частности, получение повышенного диапазона выходного напряжения), либо улучшение динамических свойств [7]. Нередко используются различные схемные приемы для ограничения выходного тока (защита от короткого замыкания выхода) [5, 7].

Важнейшим схемотехническим приемом является использование схем с дополняющей симметрией. Повторители на $p-n-p$ - и $n-p-n$ -транзисторах, рассмотренные в § 2-1, а, относятся к таким схемам. Однако у них есть существенный с точки зрения монолитной интегральной технологии недостаток: необходимость иметь на общей подложке высококачественные транзисторы сравнительно большой мощности обеих типов проводимости. Избежать этого можно, применяя повторитель с дополнительной симметрией (рис. 2-22, а), в котором оба выходных транзистора типа $n-p-n$, но «раскачивается» $n-p-n$ -транзистор T_4 с обычными (50—100) значениями B_0 $p-n-p$ -транзистором T_1 с малыми усилением и мощностью. Защита этой схемы от короткого замыкания осуществляется двояко: транзистор T_4 защищен резистором R_1 , который должен иметь номинал 100—300 Ом, в то время как ограничение тока T_3 осуществляется с помощью тран-

зистора T_2 . Если ток через R_2 номиналом 20—50 Ом превышает 10—20 мА, то транзистор T_2 открывается и его коллектор отбирает ток из базовой цепи T_3 непосредственно в нагрузку. Так как этот ток ограничен (предвыходной, обычно разностный каскад не может отдать ток более 1—2 мА), то и ток через T_3 также оказывается ограничен на уровне 10—25 мА. Мощный выходной повторитель (рис. 2-22,б) построен на приборах с дополняющей симметрией и снабжен схемами защиты обоих выходных транзисторов, аналогичной применен-

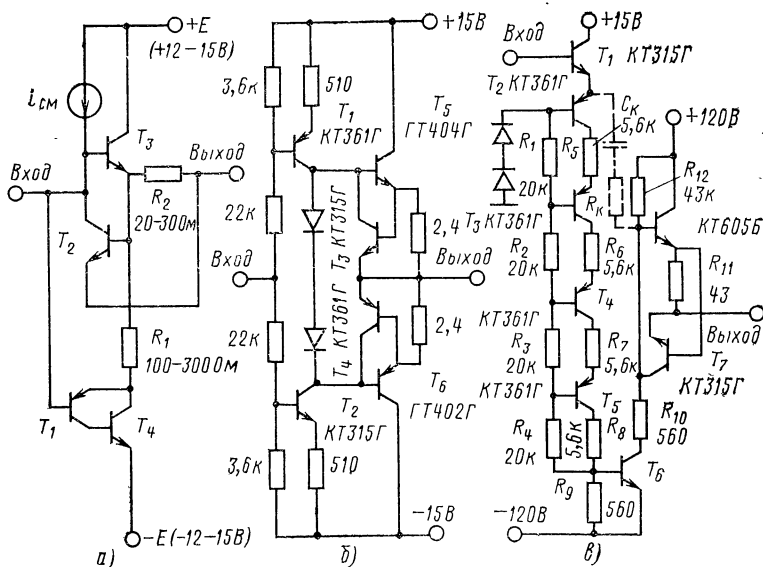


Рис. 2-22. Усовершенствованные схемы выходных каскадов.

а — «активной» защитой; б — повышенного быстродействия и мощности по току с защитой; в — высоковольтная схема.

ной в схеме рис. 2-22,а для $n-p-n$ -транзистора. Здесь следует обратить внимание на цепь транзисторов T_1 и T_2 , имеющую ограниченные выходные токи. Поэтому открытие транзисторов защиты T_3 или T_4 , «забирающих» эти токи при перегрузках, эффективно ограничивает токи баз, а следовательно, и эмиттеров T_5 и T_6 . Каскад, показанный на рис. 2-22,б, целесообразно использовать при линейной шкале выхода ± 10 В и токах до 120 мА. Его коэффициент усиления зависит от B_0 выходных транзисторов и лежит в диапазоне 1—30.

Нарращивание дополнительной пары (по схеме составных транзисторов), например ГТ806А и КТ803А, позволяет получить выходные токи до 1 А.

Применение вместо T_3 — T_6 транзисторов с допустимым напряжением, большим 250 В, дает возможность использовать эту схему для выходной шкалы ± 100 В [7].

При отсутствии высоковольтных парных транзисторов можно рекомендовать схему рис. 2-22,в с «цепочечным» включением сравнительно низковольтных *p-n-p*-транзисторов. Здесь резисторы R_5 — R_8 служат ограничителями тока базы T_6 при перегрузках. Ток коллектора T_6 ограничивается резистором R_{10} .

При отрицательных выходных сигналах ток нагрузки протекает по цепи T_6 —резистор R_{10} —коллекторный переход T_7 , смещенный в прямом направлении, резистор R_{11} . Транзистор T_8 при этом закрыт смещением на коллекторном переходе T_7 и резисторе R_{11} . При положительных выходных напряжениях отпирается транзистор T_8 и ток нагрузки течет через его эмиттер и R_{11} . Теперь транзистор T_7 играет роль транзистора защиты.

Каскад рис. 2-22,в может обеспечить выходной ток до 10 мА в диапазоне температур до 50°C (нагрузка 10 кОм, подключенная к нулевой шине) или до 5 мА до 70—80°C при шкале ± 100 В. Полоса пропускания такого каскада до 100 кГц, коэффициент усиления по напряжению $k_{u0}=10\,000$. Для коррекции частотной характеристики включаются резистор R_K и конденсатор C_K . Основной недостаток схемы — разбаланс выходного сопротивления при положительных и отрицательных выходных сигналах.

в) Коррекция частотных характеристик выходных каскадов

Обращаясь к выражению (2-27а), снова заметим, что соответствующая ему частотная характеристика соответствует системе, неустойчивой при охвате ее о. о. с. В схемах узкополосных усилителей со структурами по типу рис. 1-20 это не вызывает особых трудностей, так как соответствующие ограничения полосы пропускания позволяют сделать частотную характеристику усилителя в целом аperiодической. Но даже и здесь наличие чистого запаздывания может потребовать принятия специальных мер по коррекции частотной характеристики.

В схемах с параллельными каналами (см. структуры рис. 1-21, 1-22) формирование частотных характеристик выходных каскадов, определяющих динамические свойства усилителей на высоких частотах, становится важнейшей проблемой.

Кроме того, в таких схемах у выходных каскадов должны быть предусмотрены точки подведения сигналов от параллельных каналов, обеспечивающие простоту сопряжения каналов (см. § 1-8,б) при отсутствии перегрузок (см. § 1-8,г) и минимизации паразитных обратных связей (§ 1-8,в).

Этот канал образуется за счет подключения конденсатора, через который сигнал задается непосредственно на один из входов разностного выходного усилителя (рис. 2-21,а, б) или в базу транзистора (генератора тока) [3], т. е. в точки А схем рис. 2-21,в, г. Сигнал высокой частоты может задаваться через широкополосный эмиттерный повторитель непосредственно на выход предварительных каскадов — схема «непосредственного выключения» каскадов [42].

Отвлекаясь сейчас от вопроса сопряжения каналов, т. е. выбора постоянной времени дифференцирующей цепи, по которой задается сигнал высокой частоты и корректирующих цепей канала низких частот, обратимся к вопросу динамики усилителя в области частоты среза.

При любой схемной конфигурации усилителя с параллельными каналами один из инверторов, снабженный обычно эмиттерным повторителем, остается «невывключенным». Этот каскад и осуществляет усиление на наиболее высоких частотах. Как следует из выражений (2-27а), (2-30), передаточная функция такого выходного инвертора с эмиттерным повторителем может быть представлена в виде

$$K_u(p) \cong \frac{k_{u0} e^{-\tau_3 p} \left(\frac{T_B}{B_0} p + 1 \right)}{(T_B p + 1)(T_H p + 1)(T_{B.H} p + 1)}, \quad (2-125)$$

где k_{u0} — коэффициент усиления на средних частотах, индекс «и» относит $T_{B.H}$ к собственно инвертору; T_B принят одинаковым для всех транзисторов; $T_H = \left(R_H \parallel \frac{1}{s_{\Sigma 0}} \right) C_H$; R_H — активная и C_H — емкостная составляющие внешней нагрузки; $s_{\Sigma 0}$ — крутизна транзисторов эмиттерного повторителя на низкой частоте.

Если учесть, что $T_{в.и} \cong T_{в}/B_0$, то передаточная функция (2-125) получает вид:

$$K_u(p) \cong \frac{k_{u0} e^{-\tau_3 p}}{(T_{в} p + 1)(T_{н} p + 1)}. \quad (2-126)$$

Выражения (2-125), (2-126) показывают, что просто выключением каскадов нельзя стабилизировать усилитель в широком диапазоне частот для использования в различных режимах.

Для исключения влияния запаздывания необходимо идти на снижение усиления во всем диапазоне частот без внесения дополнительного фазового сдвига. Требуемый коэффициент μ такого снижения усиления может быть оценен из неравенства [26]

$$\frac{\mu k_{u0} \tau_3}{T_{в}} \leq [\varphi], \quad (2-127)$$

где $[\varphi]$ — допустимый дополнительный фазовый сдвиг на частоте среза усилителя, вызванный наличием запаздывания, который не должен составлять более $\pi/90$ — $\pi/60$; а k_{u0} — усиление каскада без снижения усиления в μ раз.

Однако коэффициент μ , получаемый из (2-127), может оказаться слишком большим, а допустимое усиление μk_{u0} слишком мало.

Один из возможных путей улучшения ситуации заключается в шунтировании повторителя (между входом и выходом) небольшим конденсатором $C_{п}$. Этот прием дает передаточную функцию в виде

$$K_u(p) \cong - \frac{k_{u0} e^{-\tau_3 p} (T_{п} p + 1)}{(T_{в} p + 1)(T'_{н} p + 1)}, \quad (2-128)$$

где

$$T_{п} = \frac{C_{п}}{s_{30}}; \quad T'_{н} = (C_{н} + C_{п}) \left(\frac{1}{s_{30}} \parallel R_{н} \right).$$

Введение коэффициента μ может достигаться как последовательным включением частотно-компенсированного делителя на входе канала верхних частот, так и снижением k_{u0} инвертора за счет внешнего R_3 . Так, в каскадах рис. 2-21, а, б роль R_3 играет выходное сопротивление транзистора, задающего сигнал низких частот в эмиттер инвертора, а в каскадах рис. 2-21, в, г роль R_3 играет сопротивление в эмиттере генератора тока (каскада высокой частоты).

Глава третья

СТРУКТУРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С МОДУЛЯЦИЕЙ ВХОДНОГО СИГНАЛА (УСИЛИТЕЛИ М—ДМ)

3-1. Структуры и передаточные функции усилителей М—ДМ

а) Принцип модуляции-демодуляции

Принцип модуляции-демодуляции [44—48] широко используется при построении усилителей постоянного тока и является наиболее эффективным способом получения малого уровня дрейфа нуля при высокой разрешающей способности. Усилители М—ДМ мало чувствительны по отношению к изменениям питающих напряжений и температуры окружающей среды и значительно стабильнее во времени, чем усилители с непосредственными связями. Усилители постоянного тока с двойным преобразованием обычно применяются для усиления сигналов постоянного тока и медленно меняющихся сигналов при

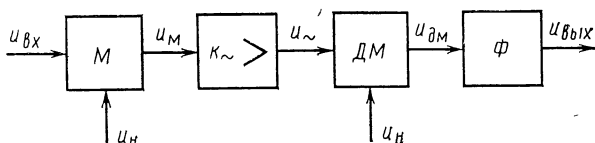


Рис. 3-1. Структурная схема усилителя М-ДМ.

необходимости получения разрешающей способности ниже единиц микровольт по напряжению и наноампер по току, где УПТ прямого усиления оказываются непригодными из-за большого уровня дрейфа нуля как временного, так и температурного. Кроме того, принцип модуляции-демодуляции является одним из наиболее эффективных способов построения УПТ с гальваническим разделением входных и выходных цепей, которые в последнее время находят все более широкое применение. Усилители М—ДМ в принципе имеют сравнительно узкую полосу пропускания и в широкополосных системах используются как низкочастотные бездрейфовые устройства (см. § 1-8).

Структурная схема усилителя М—ДМ показана на рис. 3-1. Входной сигнал постоянного тока поступает на модулятор M и модулирует по амплитуде сигнал несущей

щей (модулируемой) частоты. Модулированный сигнал усиливается усилителем переменного тока с усилением k_{\sim} и поступает на демодулятор ДМ, где детектируется (демодулируется). После демодулятора обычно устанавливается фильтр нижних частот, на выходе которого образуется усиленный сигнал, пропорциональный входному. Так как усиление на постоянном токе заменяется бездрейфовым усилением на переменном токе, то дрейф всего усилителя определяется главным образом изменением нулевого уровня выходного напряжения модулятора. Демодулятор и фильтр на выходе усилителя М—ДМ обычно не обеспечивают необходимой мощности выходного сигнала. Поэтому после фильтра практически всегда устанавливаются дополнительные каскады с непосредственной связью. В качестве модулируемых несущих в усилителях постоянного тока используют два типа периодических сигналов: синусоиду и прямоугольные импульсы. При этом глубина модуляции на практике всегда выбирается 100%-ной, а фаза модулированного сигнала определяет знак выходного сигнала. Модулятор в усилителях постоянного тока выполняет функцию умножения входного сигнала на несущий сигнал

$$u_m(t) \cong k_m u_{вх}(t) u_n(t), \quad (3-1)$$

где k_m — коэффициент, равный отношению амплитуды сигнала на выходе модулятора к мгновенному значению входного сигнала.

На выходе усилителя переменного тока имеем:

$$u_{\sim}(t) \cong k_m k_{\sim} u_{вх}(t) u_n(t), \quad (3-2)$$

где k_{\sim} — коэффициент усиления усилителя на первой гармонике несущего сигнала.

Демодулятор может быть фазочувствительным (синхронным) детектором или нефазочувствительным выпрямителем.

В первом случае демодулятор позволяет выделить после фильтра сигнал, знак которого (полярность) определится знаком входного сигнала, а амплитуда — амплитудой последнего.

Во втором случае полярность выходного сигнала определяется однозначно и не зависит от знака входного сигнала.

Так как за исключением некоторых специальных случаев в усилителях постоянного тока М—ДМ применяет-

ся синхронное детектирование, в дальнейшем будут рассматриваться усилители этого типа. Читатель без труда сможет провести необходимые рассуждения и обобщения на случай простого выпрямления.

Процесс синхронного детектирования в М — ДМ усилителях может быть представлен как процесс умножения выходного сигнала усилителя переменного тока на прямоугольный или синусоидальный сигнал, совпадающий по частоте и фазе (с точностью до π) с сигналом на выходе усилителя, причем демодуляция в фазе (синфазная) не дает дополнительной инверсии сигнала, в то время как противофазная модуляция приводит к появлению дополнительной инверсии.

б) Метод текущего среднего и обобщенные передаточные функции

Усилители М — ДМ постоянного тока представляют собой системы с амплитудной модуляцией и конечным временем съема данных. Это означает, что входной сигнал действует на форму несущих колебаний в течение значительной части периода несущего сигнала (для прямоугольных несущих импульсов) или в течение всего периода (в случае несущей синусоиды).

Процесс модуляции (3-1) в комплексной плоскости описывается интегралом свертки

$$U_M(p) = k_M U_H(p) * U_{BX}(p) = \frac{k_M}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} U_H(p-\sigma) U_{BX}(\sigma) d\sigma = \\ = \frac{1}{2\pi j} \oint U_H(p-\sigma) U_{BX}(\sigma) d\sigma, \quad (3-3)$$

где контур интегрирования выбирается в левой полуплоскости так, чтобы охватить полюсы $U_{BX}(\sigma)$, не охватывая полюсы $U_H(p-\sigma)$.

Для случая прямоугольных несущих колебаний

$$U_H(p) = \frac{1 - e^{-hp}}{p(1 - e^{-Tp})} = M_h(p; T) \quad (3-4)$$

или

$$u_H(t) = m_h(t; T) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [kT, kT + h]; \\ 0 & \text{при } t \in [kT + h, (k+1)T], \end{cases} \quad (3-5)$$

где h — длительность несущего прямоугольного импульса, T — период; $k=0, 1, 2 \dots$

Метод описания поведения систем с амплитудной модуляцией с помощью преобразования (3-3) был разработан в [43, 44] и назван *P*-преобразованием. Ниже будут сохранены это название и обозначение. Вычисления выражений вида (3-3) могут быть существенно облегчены при пользовании таблицами, приведенными в [44].

Выражения типа (3-3) пригодны для описания и процессов демодуляции.

Ни метод *P*-преобразования сам по себе, ни ряд других методов, известных из литературы [44—50, 55], не позволяют построить передаточную функцию линейной системы, эквивалентной системе $M - ДМ$.

Между тем, высокая степень подавления несущих колебаний и их гармоник на выходах систем с модуляцией указывает на желательность установления такого рода связи между непрерывными сигналами на входе и выходе систем $M - ДМ$.

Это возможно при использовании метода обобщенного текущего среднего, впервые примененного в работах [38, 51] и обоснованного в работе [52].

Идея метода основана на следующем простом факте. Рассмотрим среднее за период несущих колебаний T значение модулированного сигнала $y(t; T)$ [50] при стремлении T к нулю

$$\bar{y}(t) = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \int_{t-T}^t y(\tau; T) d\tau. \quad (3-6)$$

Если $y(t; T)$ имеет преобразование по Лапласу, то (3-6) эквивалентно выражению

$$\bar{y}(t) = \frac{d}{dt} \lim_{T \rightarrow 0} \int_0^t y(\tau; T) d\tau, \quad (3-7)$$

в чем легко убедиться, взяв преобразование Лапласа от (3-6) и (3-7) при $T \rightarrow 0$.

Операции (3-7) в оригиналах соответствует в изображениях предельный переход

$$Y(p) = \lim_{T \rightarrow 0} Y(p; T). \quad (3-8)$$

При этом, так как оператор Лапласа «сглаживающий», а в самом (3-7) также происходит «сглаживание» несущих колебаний, величины $\bar{y}(t)$ и $\bar{Y}(p)$ описывают не модулированные функции, а их средние значения, которые могут быть выделены на фильтрах нижних ча-

стот. При расчетах остаточный неотфильтрованный сигнал несущей можно рассматривать как помеху.

Соответственно $\bar{Y}(p)$ для линейных систем и скачкообразных входных воздействий получают вид дробно-рациональных функций относительно p .

Будем называть $\bar{y}(t)$ обобщенным текущим средним сигнала $y(t; T)$, а отношение изображения обобщенного текущего среднего выходного сигнала к изображению входного немодулированного сигнала системы M — ДМ — ее обобщенной передаточной функцией.

Основные правила по вычислению обобщенных передаточных функций:

1. Обобщенная передаточная функция должна вычисляться по изображению сигнала после последнего в системе звена с переменным коэффициентом (после последнего в цепи модулятора или демодулятора).

2. В дифференциальных уравнениях, описывающих процессы в модуляторах и демодуляторах, допускается заменять периодически меняющиеся (с периодом T) коэффициенты $b(t; T)$ на постоянные коэффициенты B , равные их средним за период значениям:

$$B = \frac{1}{T} \int_0^T b(t; T) dt. \quad (3-9)$$

3. В системах с несущими колебаниями вида (3-6) в соответствии с интегральным определением δ -функции следует положить:

$$m'(t; T)m(t; T) = m'(t; T), \quad (3-10)$$

причем операция деления на функцию $dm(t; T)/dt = m'(t; T)$ не определяется.

в) Процессы в модуляторах и демодуляторах при прямоугольных несущих колебаниях

Рассмотрим параллельный модулятор, нагруженный на квазидифференцирующую цепь.

Обозначив сигналы согласно рис. 3-2,а, имеем:

$$y' = [mx]' - \frac{R_1}{R_2} [m'z - mz'].$$

Учитывая равенство (3-10) и выражение (3-9), получаем после вычислений обобщенную передаточную функцию в виде

$$\bar{W}(p) = \frac{h}{T} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \times \frac{p}{R_2 + R_1 \frac{T-h}{T}} \times \frac{1}{p + a \frac{T-h}{R_1 + R_2}}, \quad (3-11)$$

где $h/T = \text{const}$ и $a = 1/R_2 C$.

Для параллельного демодулятора, нагруженного на апериодический фильтр (рис. 3-3), из соображений, ана-

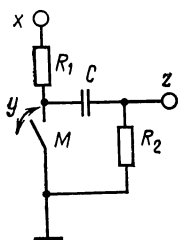


Рис. 3-2. К расчету переходных процессов в параллельном модуляторе.

логичных примеру с параллельным модулятором, имеем:

$$Z(p) = \frac{h}{T} \frac{R_2}{R_2 + R_1 \frac{T-h}{T}} \frac{P_{h,T}[X(p)]}{T_0 p + 1}, \quad (3-12)$$

где

$$T_0 = \frac{R_2(R_1 + R_2)}{R_2 + R_1 \frac{T-h}{T}} C.$$

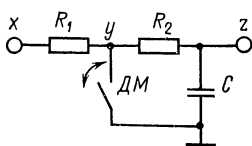


Рис. 3-3. Параллельный демодулятор.

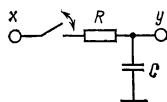


Рис. 3-4. Реальное фиксирующее звено.

Реальное фиксирующее звено (рис. 3-4) описывается дифференциальным уравнением

$$y' + aty = atx,$$

где $a=1/(RC)$. Заменяя в соответствии с (3-9) am на $(h/T)a$, получим оператор реального фиксирующего звена в виде

$$Y(p) = \frac{T}{h} \frac{P_{h,T}[X(p)]}{\frac{T}{ah} p + 1} \quad (3-13)$$

и его обобщенную передаточную функцию

$$\bar{W}(p) = \frac{1}{\frac{T}{ah} p + 1}. \quad (3-14)$$

Физический смысл уравнений (3-13) и (3-14) достаточно ясен: так как заряд конденсатора фиксирующего звена происходит только в течение отрезков времени h , составляющих от «всего» физического времени долю, равную h/T , то и постоянная времени заряда возрастает в T/h раз. Вместе с тем, множитель T/h в числителе

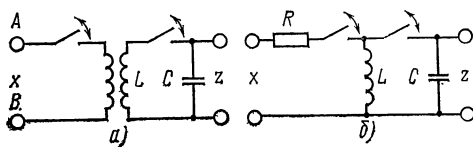


Рис. 3-5. Трансформаторное устройство гальванического разделения.

(3-13) компенсирует множитель h/T , появляющийся в результате усреднения P -преобразованной величины $X(p)$, так как амплитуда x фиксируется звеном в полной мере.

Характерным примером использования фиксирующего звена является трансформаторное устройство гальванического разделения (рис. 3-5,а).

Определим обобщенную передаточную функцию устройства для полезного сигнала, приложенного между клеммами A и B .

Эквивалентная схема для полезного сигнала показана на рис. 3-5,б. Имеем:

$$z' = \frac{m}{C} \left[\frac{x-z}{R} - \frac{1}{L} \int_0^t z(\tau) d\tau \right].$$

Если

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t z(\tau) d\tau \ll \frac{x-z}{R}; \quad (t \in [kT, kT+h]),$$

что соответствует правильно спроектированной схеме, то для полезного сигнала устройство эквивалентно фиксирующему звену и имеет $\bar{W}(p)$, определяемую (3-14).

г) *Передаточные функции усилителей М—ДМ с прямоугольными несущими импульсами и широкополосными апериодическими усилителями переменного тока*

Этот тип усилителей М—ДМ до настоящего времени остается одним из наиболее распространенных. Структурные схемы таких усилителей показаны на рис. 3-6.

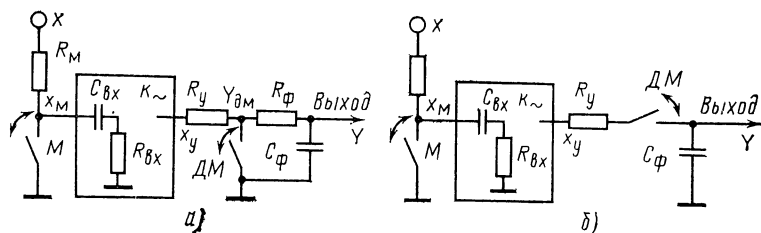


Рис. 3-6. Схемы усилителей М-ДМ.

а — с параллельным демодулятором; б — с последовательным демодулятором.

Предполагая, что $R_{вх} \gg R_M$ и что передаточная функция усилителя переменного тока имеет вид:

$$K(p) = k \prod_{i=1}^N \frac{p}{p + a_i},$$

где $a_i \ll 1/T$; N — число каскадов; k — коэффициент усиления на частоте $1/T$, имеем, учитывая (3-11):

$$X_y(p) = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_M} \frac{1 - e^{-hp}}{p(1 - e^{-Tp})} K(p).$$

Подставляя $X_y(p)$ в выражения для выходных сигналов параллельного демодулятора (3-12) и фиксирующего звена (3-13) и обозначив:

$$\alpha_i = \frac{(-a_i)^{N-1}}{N \prod_{v=1}^N (a_v - a_i)}; \quad (v=1, \dots, N, \text{ кроме } i),$$

получим обобщенные передаточные функции усилителей M — ДМ для различных типов коммутации модуляторов и демодуляторов, сведенные в табл. 3-1, применяя соответственно в (3-12) и (3-13) $P_{h,T}$ и P_{T-h} — P -преобразование с запаздыванием на h [44].

Из данных табл. 3-1 следует:

1. Усилители с противофазной коммутацией, имея равное по модулю (при $h=0,5T$) усиление, обладают существенно худшими динамическими характеристиками по сравнению с усилителями с коммутацией в фазе.

2. Последовательная демодуляция (фиксирующее звено на выходе усилителя) позволяет получить существенный выигрыш в усилении без увеличения числа каскадов или k_{\sim} . При этом если для параллельного демодулятора максимум \bar{k} соответствует $h=0,5T$, то для последовательной демодуляции максимум \bar{k} соответствует $h \ll T$ при синфазной и $h \approx T$ при противофазной коммутации.

3. На амплитудно-частотных характеристиках усилителей M — ДМ возможно появление ярко выраженных пиков и провалов, создающих переходные процессы колебательного типа. Их ликвидация возможна путем введения $a_k \gg a_{i \neq k}$, т. е. существенным увеличением одной из сопрягающих частот по сравнению с остальными.

Соответствующие варианты переходных процессов при $h=0,5T$ и параллельном демодуляторе показаны на рис. 3-7.

Из сравнения выражений для \bar{W} следует, что, если в случае синфазной коммутации полоса пропускания практически не зависит от a_i , то для противофазной коммутации они определяют полосу пропускания усилителя M — ДМ совместно с фильтром нижних частот. С другой стороны, выражения (3-19) и (3-21) можно дополнить множителем e^{-hp} , определяющим тот факт, что в случае противофазной коммутации при охвате усилителя о. о. с. сигнал обратной связи запаздывает на h по отношению к моменту передачи информации модулятором — явление, не имеющее места при синфазной коммутации.

Соотношения (3-19) и (3-21) действуют в диапазоне частот $\omega < (\pi/T)$, так как при противофазной коммутации информация о входном воздействии передается только в моменты времени $h + mT$ (m — натуральный ряд чисел) а следовательно, к каналу в этом случае применима теорема Котельникова — Шеннона. Заметим,

Обобщенные передаточные функции усилителей М — ДМ

Тип коммутации	Параллельный демодулятор	Последовательный демодулятор (фиксирующее звено)
Синфазная	$\overline{W} = \frac{h}{T} \cdot \frac{k}{T_0 p + 1} \cdot \sum_{i=1}^N \alpha_i \frac{p + \frac{T-h}{T} a_i}{p + a_i}; \quad (3-15)$ $k = k_{\sim} \frac{R_{\text{BX}}}{R_{\text{M}} + R_{\text{BX}}} \cdot \frac{R_{\Phi}}{R_{\Phi} + R_y} \frac{T-h}{T};$ $T_0 = \frac{R_{\Phi}(R_y + R_{\Phi})}{R_{\Phi} + R_y} \frac{T-h}{T} C_{\Phi};$ $\overline{k} = k \frac{h(T-h)}{T^2} \quad (3-16)$	$\overline{W} = \frac{k}{T_0 p + 1} \sum_{i=1}^N \alpha_i \frac{p + \frac{T-h}{T} a_i}{p + a_i}; \quad (3-17)$ $k = k_{\sim} \frac{R_{\text{BX}}}{R_{\text{M}} + R_{\text{BX}}};$ $T_0 = \frac{T}{h} R_y C_{\Phi};$ $\overline{k} = k \frac{T-h}{T} \quad (3-18)$

Тип коммутации	Параллельный демодулятор	Последовательный демодулятор (фиксирующее звено)
Противофазная	$\bar{W} = -\frac{h(T-h)}{T^2} \cdot \frac{k}{T_0 p + 1} \times$	$\bar{W} = -\frac{h}{T} \cdot \frac{k}{T_0 p + 1} \sum_{i=1}^N a_i \frac{a_i}{n + a_i}; \quad (3-21)$
	$\times \sum_{i=1}^N a_i \frac{a_i}{p + a_i}; \quad (3-19)$	$k = k \sim \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{м}} + R_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\Phi}}{R_{\Phi} + R_{\text{г}} \cdot \frac{h}{T}};$
	$T_0 = \frac{R_{\Phi}(R_{\text{г}} + R_{\Phi})}{R_{\Phi} + R_{\text{г}} \cdot \frac{h}{T}} C_{\Phi};$	$T_0^* = \frac{T}{T - h} R_{\text{г}} C_{\Phi};$
	$\bar{k} = -k \frac{h(T-h)}{T^2} \quad (3-20)$	$\bar{k} = -k \frac{h}{T} \quad (3-22)$

что при ω , близких к π/T , возникают биения на частоте коммутации и разностных частотах и начинает сильно сказываться неминимально-фазовый характер усилителя. Это осложняет стабилизацию усилителей с противофазной коммутацией при охвате их о. о. с.

Между тем при синфазной коммутации информация о входном воздействии передается во все время действия несущих импульсов. Это приводит к тому, что теорема

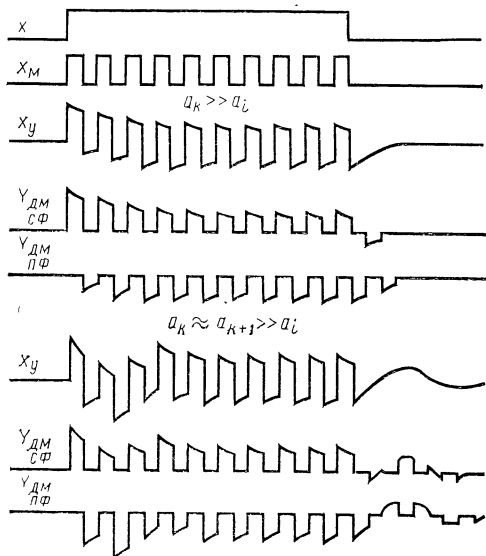


Рис. 3-7. Переходные процессы в усилителях М-ДМ с параллельным демодулятором.

Котельникова — Шеннона оказывается в этом случае неприменимой и открывает ряд возможностей, рассматриваемых ниже.

Усилители, собранные по схеме рис. 3-6,а, должны иметь на выходах фильтры нижних частот, способные подавить несущую до достаточно малого уровня.

Можно считать, что уровень фона от несущей, отнесенный к полезному сигналу (или к его шкале), определяет разрешающую способность усилителя М — ДМ. Это простое соображение имеет другую важную сторону, которая будет рассмотрена в параграфе, посвященном обратным связям в усилителях М — ДМ.

Здесь же отметим, что снижение уровня фона от несущей в схеме рис. 3-6,а связано с сужением полосы пропускания. Действительно, в силу необходимости соблюдать условия устойчивости как в одноканальных схемах, так и в схемах с параллельными каналами (см. § 1-3 и 1-8) практически исключается применение многозвенных фильтров, имеющих крутизну затухания свыше 40 дБ/дек и фазовый сдвиг выше π . Даже использование двухзвенных апериодических фильтров ограничено, и второе звено применяется обычно только для подавления высокочастотных составляющих (высших гармоник) несущего сигнала, а потому имеет сравнительно малую постоянную времени. Поэтому выходной фильтр, как правило, апериодический, с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{bk_{\phi}}{p+b} = \frac{k_{\phi}}{T_0 p + 1}.$$

Очевидно, что для получения уровня фона, не превышающего $[u_{\phi}]$, необходимо, чтобы

$$\frac{u_{\text{вых. макс}} T}{T_{\phi}} < [u_{\phi}], \quad (3-23)$$

откуда следует, что при $\delta = [u_{\phi}] / u_{\text{вых. макс}}$ полоса пропускания усилителя M — ДМ определяется неравенством $f_{\text{в}} \leq \delta / T$. Так, при $\delta = 1\%$ полоса пропускания в 100 раз уже несущей и т. д.

Сказанное поясняет стремление получить расширение полосы пропускания без увеличения порядка передаточной функции усилителя M — ДМ.

д) Методы расширения полосы пропускания усилителей M — ДМ с прямоугольными несущими импульсами. Двухполупериодное преобразование. Метод «короткого импульса»

Задачу фильтрации несущей можно значительно упростить, применяя двухполупериодный демодулятор. При этом либо выход усилителя должен быть трансформаторным (рис. 3-8), либо нагрузкой усилителя должен служить дифференциальный усилитель [47].

Передаточная функция для среднего значения напряжения на емкости фильтра при схеме демодулятора рис. 3-8 получается суммированием (3-17) и (3-21) и равна:

$$W(p) = \frac{k}{T_0 p + 1}, \quad (3-24)$$

а для схемы с дифференциальным усилителем

$$W(p) = \frac{k k_{д.у}}{T_0 p + 1}, \quad (3-25)$$

где $k_{д.у}$ — усиление дифференциального усилителя.

Таким образом, в данном случае передаточная функция перестает зависеть от формы $K(j\omega)$ при $a_i \gg 1/h$. Усиление при этом возрастает примерно в 2 раза по сравнению с наибольшим усилением в схеме рис. 3-6,б.

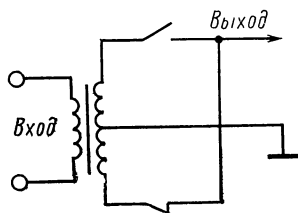


Рис. 3-8. Структурная схема двухполупериодного демодулятора.

Однако уничтожить первую гармонику на выходе демодулятора становится возможным только при идеальном симметрировании схемы и строгом выполнении $h = 0,5T$. Из сказанного ясно, что хотя схема с двухполупериодной демодуляцией и обладает рядом привлекательных свойств, она сложна и требует весьма точных настроек.

Если в этой схеме и модулятор сделать двухполупериодным, то в принципе появляется возможность получить полосу пропускания, значительно большую несущей частоты [47]. Однако конечное время замыкания и размыкания модуляторов и демодуляторов, а также трудности симметрирования и наличие линейных искажений в усилителе переменного тока и в этом случае заставляют прибегать к фильтрации выходных сигналов, что практически сводит на нет все преимущества таких схем.

Как правило, удается в двухполупериодных схемах получить полосу пропускания, в 5—10 раз большую, чем в однополупериодных при той же несущей и одинаковом уровне пульсаций. При этом требуется специальный и тщательный синтез частотных характеристик усилителей переменного тока, так как становится возможным самовозбуждение за счет завала частотных характеристик $K(j\omega)$ на высоких частотах. Это связано с большими дополнительными трудностями.

Заметим теперь, что сам по себе переход к последовательному включению демодулирующих ключей позволяет существенно увеличить усиление, снизить уровень пульсаций, а следовательно, расширить полосу пропускания. Действительно, при $h \ll T$ на основании (3-17)

можно записать:

$$\overline{W}_{\text{синф}}(p) \cong \frac{k}{T_0 p + 1},$$

откуда видно, что полоса пропускания всего тракта М — ДМ может быть расширена в схеме рис. 3-6,б до пределов, определяемых теоремой Котельникова при

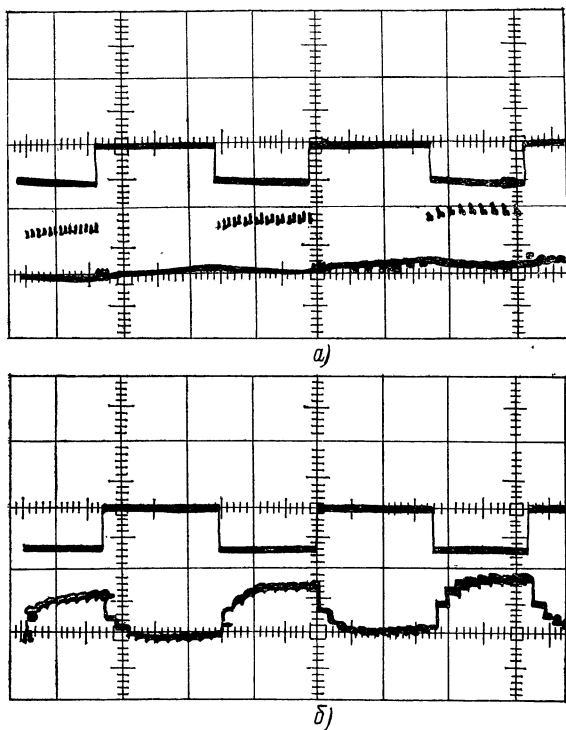


Рис. 3-9. Осциллограммы процессов в усилителе М-ДМ с короткими несущими импульсами и фиксирующим звеном на выходе.

Верхние лучи — вход всей схемы, нижний луч на рис. 3-9, а — выход усилителя переменного тока; нижний луч на рис. 3-9, б — выход демодулятора.

$T_0 \leq h/2,3$. При этом неравномерность частотной характеристики, определяемая влиянием усилителя переменного тока, практически может быть ликвидирована.

На рис. 3-9,а и б показаны переходные процессы в усилителе с фиксирующим звеном на выходе при коротких несущих импульсах. Осциллограммы сняты при

задании на вход усилителя прямоугольных импульсов. Из осциллограмм хорошо видно, что при значительной скорости нарастания (время установления составляет $5-6T$) достигается хорошая фильтрация несущих импульсов, а динамические характеристики усилителя переменного тока практически не влияют на работу всей системы.

е) усилители М—ДМ с импульсной стабилизацией по цепи о. о. с.

С внедрением интегральной технологии и, в особенности, с появлением возможности реализации в одной ИМС элементов на МОП и биполярных транзисторах [53, 54] основным направлением в разработке усилителей М—ДМ стали схемы на дифференциальных усилителях с импульсным элементом (фиксирующим звеном) в цепи отрицательной обратной связи. Это вызвано прежде всего необходимостью минимизации количества и номиналов конденсаторов в схеме.

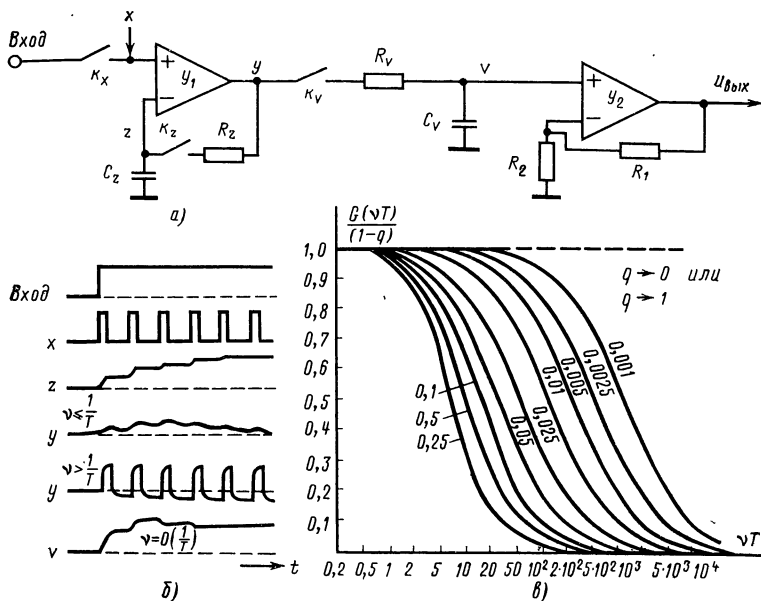


Рис. 3-10. Усилитель М-ДМ, построенный на дифференциальном усилителе с фиксирующим звеном в цепи о. о. с.

а — структура, б — переходные процессы, в — графики, характеризующие зависимость усиления от динамических характеристик \mathcal{U}_1 и скважности.

Рассмотрим структурную схему рис. 3-10,а такого усилителя, к которой сводятся практически все системы М—ДМ с импульсной обратной связью. Здесь ключи K_x и K_v работают в противофазе по отношению к K_z . Последний, подключая периодически выход дифференциального усилителя Y_1 к его инверсному входу, создает 100%-ную о. о. с. по сигналу медленного дрейфа, тем самым исключая его усиление.

В то же время на усиление модулированного входного сигнала эта о. о. с. в идеальном случае не влияет, так как во время действия импульсов на входе x сигнал о. о. с. не проходит на вход z . В результате соотношение сигнал-дрейф должно в идеальной схеме улучшаться в k раз, где k —коэффициент усиления Y_1 . На самом деле усилитель Y_1 не обладает бесконечным быстродействием, необходимым для реализации описанной ситуации в полной мере. Поэтому через фиксирующее звено z на ключе K_z , сопротивлении R_z и конденсаторе C_z возникает о. о. с. и по полезному сигналу, что снижает усиление схемы и влияет на ее частотные характеристики.

Примем, что передаточная функция усилителя Y_1 имеет вид:

$$K_1(p) = \frac{kv}{p + v}, \quad (3-26)$$

и учтем, что согласно (3-13) фиксирующее звено z осуществляет преобразование сигнала по уравнению

$$\bar{Z} = \frac{\gamma \bar{P}_{T-h}^h[Y]}{p + q\gamma}, \quad (3-27)$$

где \bar{P}_{T-h}^h — P -преобразование с длительностью импульса $T-h$, с запаздыванием h и последующим усреднением, Z и Y соответствуют обозначениям рис. 3-10,а; $q = (T-h)/T$ (T —период, h —длительность замыкания ключей K_x и K_v , $T-h$ —длительность замыкания K_z); $\gamma = 1/R_z C_z$.

Так как

$$Y \cong \frac{kv}{p + v} [X - \bar{Z}],$$

то (3-27) получает вид:

$$\bar{Z} = \frac{\gamma \bar{P}_{T-h}^h \left\{ [X - \bar{Z}] \frac{kv}{p + v} \right\}}{p + q\gamma}. \quad (3-28)$$

Соответственно

$$\bar{V} = \frac{v\bar{P}_h \left\{ [X - \bar{Z}] \frac{kv}{p + v} \right\}}{p + (1 - q)v},$$

где $v = 1/R_v C_v$; \bar{P}_h — знак P -преобразования с длительностью h и последующим усреднением.

Вычислим \bar{Z} и \bar{V} при скачкообразном воздействии на вход схемы:

$$X = \frac{1 - e^{-hp}}{p(1 - e^{-Tp})} = M(p).$$

Если v и γ в выражении (3-28) соизмеримы, то усилитель U_1 охвачен обратной связью через апериодическое звено первого порядка и в сигналах Z и V появляются колебания на сравнительно высоких частотах. Благодаря постоянной «подкачке» толчками от несущих импульсов эти колебания будут практически незатухающими, что делает схему неработоспособной. Нетрудно видеть, что условия отсутствия этих колебаний имеют вид:

$$\gamma/v > 4k \text{ или } \gamma/v < 1/4k.$$

Однако первое неравенство соответствует также неработоспособной схеме, так как при малых v усилитель U_1 фильтрует входные импульсы практически полностью, и, таким образом, обратная связь через фиксирующее звено z в полной мере воздействует на вход схемы (см. рис. 3-10,б).

Таким образом, схема в этом случае не выполняет своих усилительных функций. Для определения условий правильного функционирования схемы рассмотрим случай, когда отношение γ/v мало, а $v = 0$ ($2\pi/T$).

Итак, пусть v в уравнении (3-26) подчиняется условию

$$v = 0(2\pi/T) \text{ или } v \gg 2\pi/T. \quad (3-29)$$

Условие (3-29) означает, что фильтрующее воздействие усилителя U_1 имеет ограниченный характер (см. рис. 3-10,б).

Для того чтобы учесть влияние v на форму импульсов и при переходе к текущему среднему, необходимо при вычислениях последнего принять, что

$$vT = \text{const.}$$

В силу последнего условия при переходе к текущему среднему $v \rightarrow \infty$ и, следовательно, решение уравнения (3-28) следует искать в виде

$$\bar{Z} = \frac{\alpha}{p(p + \eta)}. \quad (3-30)$$

Имеем:
$$\bar{P}_{T-h} \Big|_{vT=\text{const}} \left[M_h \frac{kv}{p+v} \right] = \frac{kG(vT; q)}{p}, \quad (3-31)$$

где
$$G(vT; q) = \frac{(1 - e^{-qvT}) [1 - e^{-(1-q)vT}]}{vT(1 - e^{-vT})}; \quad (3-32)$$

$$\bar{P}_{T-h} \Big|_{vT=\text{const}} \left[\bar{Z} \frac{kv}{p+v} \right] = \frac{\alpha k q}{p(p + \eta)}. \quad (3-33)$$

Уравнение (3-28) после подстановок (3-30) — (3-33) получает вид:

$$\frac{\alpha(p + q\gamma)}{\gamma p(p + \eta)} = \frac{kG}{p} - \frac{\alpha k q}{p(p + \eta)},$$

откуда
$$\begin{cases} \alpha = kG\gamma; \\ \eta = \frac{\alpha q(k+1)}{kG} = \gamma q(k+1) \end{cases}$$

и

$$\bar{V} = \frac{kv}{p[p + (1-q)v]} \left[1 - q - G - \frac{kG\gamma(1-q)}{p + \gamma q(k+1)} \right]. \quad (3-34)$$

Определим статический коэффициент усиления от входа схемы ко входу Y_2 :

$$k_{ov} = k - k \left[\frac{G}{1-q} + \frac{kG}{q(k+1)} \right]$$

или при $k \gg 1$

$$k_{ov} \cong k \left[1 - \frac{G}{q(1-q)} \right]. \quad (3-35)$$

На рис. 3-10, в показаны графики нормированной функции

$$\frac{G}{q(1-q)}$$

в зависимости от vT и при различных значениях параметра q [или, что в силу симметрии $G(vT; q)$, все равно, параметра $1-q$]. Из этих графиков видно:

1) при заданном периоде T наименьшая величина v допустима при $q=1-q=0,5$;

2) при $q=1-q=0,5$ произведение vT должно составлять не менее 20—30, чтобы усиление усилителя U_1 использовалось в полной мере;

3) фактически выражением (3-32) и графиками рис. 3-10,в ограничение накладывается не на период импульса T , а на минимальную из длительностей h или $T-h$;

4) достаточно значительные отклонения скважности несущих импульсов от расчетного значения не вызывают больших изменений в коэффициенте усиления (схема мало чувствительна к отклонениям q);

5) в любом случае снижение vT до уровня, меньшего 1, приводит к снижению усиления более чем в 20 раз и потере схемой работоспособности.

Переписав выражение (3-34) в виде

$$\bar{V} \approx \frac{k(1-q)v}{p[p+(1-q)v]} \left[1 - \frac{G}{1-q} - \frac{kG\gamma}{p+kq\gamma} \right]$$

и сравнивая последнее с (3-35), получим, что постоянная времени $1/kq\gamma$ определит начальный выброс в переходном процессе, амплитуда которого для разомкнутой схемы зависит от соотношения $(1-q)v$ и $kq\gamma$, но не превышает величины G/q относительно установившегося уровня.

Обобщенная передаточная функция схемы рис. 3-10,а в целом имеет вид:

$$\bar{W}(p) = \frac{k(1-q)v}{p+(1-q)v} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left[1 - \frac{G}{1-q} - \frac{kG\gamma}{p+kq\gamma} \right].$$

Современные интегральные дифференциальные усилители имеют $v \approx 10^6$ 1/с при отсутствии корректирующих конденсаторов, которые в данной схеме не требуются. Для таких значений v целесообразно при $q \approx 1/2$ выбрать $T \geq 50$ мкс.

Во избежание возникновения колебательных переходных процессов величина γ должна выбираться из условия $\gamma \leq v/4k$, поэтому, например, при $k \approx 10^3$ $\gamma \approx 0,25 \times 10^3$ 1/с.

Учитывая нежелательность применения резисторов, больших 20—50 кОм, получаем значение $C_z \approx 0,1$ мкФ. Это означает на практике необходимость внешнего навесного конденсатора. Вместе с тем, C_v может быть и достаточно мало (1000 пФ) при $R_v \approx 1000$ Ом.

Из этого примера видно, что до известной степени увеличение T приведет не к снижению, а к росту быстродействия схемы в определенном смысле, за счет снижения G снизится выброс до пренебрежимо малых значений и время установления окажется меньше при тех же параметрах элементов.

ж) Усилители М — ДМ с преобразованием сигнала в цепи обратной связи

Преобразование сигнала (модуляция-демодуляция) в цепи обратной связи в первую очередь необходимо для создания усилителей постоянного тока с гальваническим разделением входных и выходных цепей. Такие усилители используются при работе с датчиками, у которых может иметь место произвольное случайное заземление любой точки сигнальной цепи.

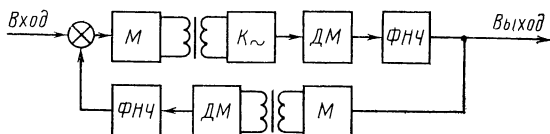


Рис. 3-11. Простейшая структура усилителя М-ДМ с гальваническим разделением входа и выхода.

Структурная схема усилителя М — ДМ с гальваническим разделением входа и выхода приведена на рис. 3-11. Здесь сигнал, пропорциональный выходному параметру, модулируется, передается через трансформатор и демодулируется. Демодулированный сигнал вычитается из входного сигнала, а их разность подается на усилитель М — ДМ прямого канала. Гальваническое разделение в прямом канале осуществляется также с помощью трансформатора.

Особенностью приведенной схемы по сравнению с ранее рассмотренными усилителями М — ДМ и усилителями постоянного тока с непосредственными связями является то, что здесь можно реализовать все способы введения обратной связи, т. е. при охвате обратной связью относительно выходного параметра как по току, так и по напряжению производить на входе либо сложение токов, либо сложение напряжений.

Усилителям М — ДМ с двойным преобразованием в цепи обратной связи также присущ эффект, описан-

ный ниже, выражающийся в возникновении паразитной обратной связи на несущей. Это приводит к необходимости хорошей фильтрации напряжений на выходе демодулятора при однополупериодном преобразовании в канале обратной связи. Наличие апериодического звена в цепи обратной связи, постоянная времени которого соизмерима с постоянными времени фильтров в прямом канале, затрудняет получение высокого быстродействия самого усилителя М—ДМ ввиду уменьшения запаса устойчивости. При использовании двухполупериодного преобразования в канале обратной связи паразитная обратная связь на несущей частоте значительно уменьшается. Однако исключить фильтр на выходе двухполупериодного демодулятора нельзя ввиду наличия пульсации после двухполупериодного выпрямления, обусловленной конечным временем переключения модулятора и демодулятора и спадом вершины импульсов при передаче их через разделительный трансформатор. Воздействие на вход усилителя М—ДМ четных гармоник несущей частоты, сдвинутых по фазе по отношению к несущей частоте, ведет к уменьшению динамического диапазона усилителя и понижению эффективного усиления. Кроме того, как будет показано ниже, использование двухполупериодного преобразования в канале обратной связи предъявляет высокие требования к генератору несущей частоты с точки зрения стабильности значения скважности $h/T = 0,5$.

Сокращение количества инерционных звеньев и некоторое упрощение усилителя М—ДМ с гальваническим разделением входных и выходных цепей могут быть достигнуты переходом к структурной схеме рис. 3-12,а. Здесь в контуре, охваченном обратной связью, имеется только один фильтр на выходе демодулятора цепи обратной связи, поэтому обеспечение необходимого запаса устойчивости не встречает трудностей. Передаточная функция такого усилителя имеет вид:

$$K(p) = \frac{\overline{W}_{\text{М-ДМ}}(p) \Phi(p)}{1 + \overline{W}_{\text{М-ДМ}}(p) \beta(p)}.$$

Как видно из этого выражения, быстродействие такого усилителя определяется характеристикой фильтра на выходе демодулятора канала обратной связи и не

превышает быстродействия обычных усилителей М—ДМ без гальванического разделения входа и выхода.

Независимо от глубины обратной связи, которой охвачен усилитель, допустимое изменение сопротивления нагрузки ограничивается приведенными к первичной обмотке выходного трансформатора сопротивлениями вторичной обмотки $R_{тр}$, сопротивлением замкнутого ключа демодулятора $R_{з.к.дм}$ и проходного сопротивления фильтра R_{ϕ}

$$\frac{R_{тр} + R_{з.к.дм} + R_{\phi}}{R_M} < \delta, \quad (3-36)$$

где δ — допустимое изменение коэффициента усиления от номинального при минимальном сопротивлении нагрузки.

Недостатками описанного усилителя являются отсутствие непосредственного охвата обратной связью цепи нагрузки, а также невозможность охвата такого усилителя обратной связью по току.

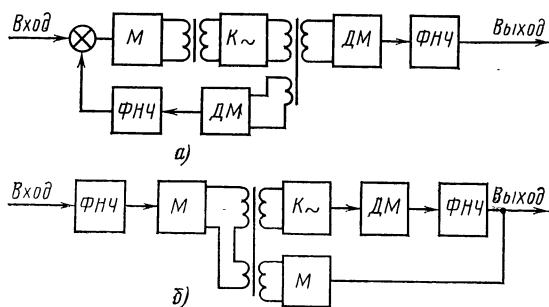


Рис. 3-12. Модифицированные структурные схемы усилителей М—ДМ с гальваническим разделением входа и выхода.

Другим путем сокращения количества инерционных звеньев внутри контура, охваченного обратной связью, является отказ от непосредственной компенсации входного сигнала. Структурная схема такого усилителя приведена на рис. 3-12,б. Здесь, как и в усилителе, приведенном на рис. 3-11, сигнал, пропорциональный выходному параметру, подается на модулятор канала обрат-

ной связи. Модулированный сигнал передается через трансформатор и складывается с модулированным входным сигналом. Для исключения зависимости коэффициента усиления от изменения сопротивления источника сигнала входное сопротивление усилителя $M—DM$ без обратной связи должно быть достаточно большим (например, десятки килоом при работе с термопарами и т. п.). На практике такое сопротивление нетрудно обеспечить: входное сопротивление усилителя переменного тока вместе с входным сопротивлением трансформатора достигает 30 кОм. Использование коротких несущих импульсов позволяет увеличить входное сопротивление усилителя $M—DM$ пропорционально значению скважности несущих импульсов.

Входной фильтр низкой частоты служит для исключения влияния индуктивной составляющей сопротивления источника сигнала и линии связи на коэффициент усиления.

В отличие от предыдущего усилителя $M—DM$ здесь цепь нагрузки охвачена обратной связью, поэтому можно без труда ввести как обратную связь по напряжению, так и обратную связь по току.

С точки зрения метрологических характеристик и быстродействия этот вариант усилителя $M—DM$ не имеет никаких преимуществ по сравнению с описанными ранее. Преимуществом этого усилителя является высокое входное сопротивление как в статическом, так и в динамическом режимах.

Рассмотрим еще один случай использования канала $M—DM$ в цепи обратной связи. Иногда бывает необходимо, не прибегая к использованию дополнительных источников питания, охватить отрицательной обратной связью по току усилитель $M—DM$ без гальванического разделения входа и выхода или усилитель постоянного тока с непосредственными связями.

В этом случае усилитель охватывается обратной связью аналогично тому, как это показано на рис. 3-11, причем на входе может быть произведено сложение как токов, так и напряжений.

Несмотря на дополнительные затраты оборудования в виде канала $M—DM$, такой усилитель оказывается проще, чем обычный усилитель с отрицательной обратной связью по току с полным комплектом источников питания.

з) Паразитные обратные связи по несущей частоте

Как было показано Д. Е. Полонниковым, уменьшение фона несущей в выходном сигнале усилителя М—ДМ важно не только с точки зрения динамического диапазона усилителя, но также из-за снижения эффективного усиления при введении о. о. с. [39, 56].

Паразитные обратные связи по несущей мало влияют на усиление и устойчивость при двухполупериодном преобразовании сигнала, но в значительной мере определяют свойства усилителей с однополупериодным преобразованием или усилителей с синусоидальным несущим сигналом.

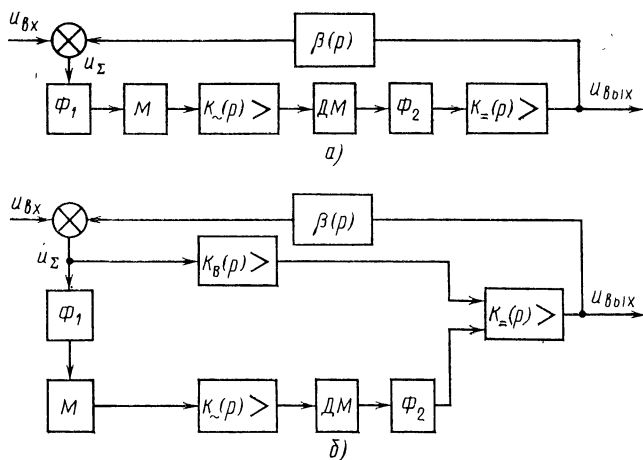


Рис. 3-13. Структурные схемы усилителей М-ДМ с отрицательной обратной связью, поясняющие возникновение паразитных обратных связей по несущей частоте.

Строгое рассмотрение эффектов, возникающих из-за паразитных связей по несущей частоте, связано с весьма громоздкими выкладками. [56].

Между тем можно привести простые рассуждения, дающие необходимые для расчета оценки, если ограничиться рассмотрением прохождения первой гармоники несущего сигнала.

Рассмотрим структурные схемы усилителей с модуляцией на частоте ω_H , охваченных обратной связью (рис. 3-13), где Φ_1 и Φ_2 — фильтры на входе и выходе

усилителя M — ДМ с передаточными функциями $\Phi_1(p)$ и $\Phi_2(p)$; M — модулятор; ДМ — демодулятор с коэффициентами передачи k_m и k_{dm} ; $K_{\sim}(p)$ — передаточная функция усилителя переменного тока в M — ДМ канале; $K_{=}(p)$ — передаточная функция каскадов усиления постоянного тока (в том числе выходного каскада); $K_v(p)$ — передаточная функция канала верхних частот в схеме с параллельными каналами; $\beta(p)$ — передаточная функция цепи обратной связи.

Обозначим: $\Phi_1 = |\Phi_1(j\omega_H)|$; $\Phi_2 = |\Phi_2(j\omega_H)|$; $\Phi = \Phi_1 \Phi_2$;

$$\beta(j\omega) \leftarrow \beta_{=} \text{ и } |\Phi_1(j\omega)| = |\Phi_2(j\omega)| = 1 \text{ при } \omega = 0;$$

$$|\beta(j\omega_H)| = \beta_{\sim};$$

$$k_{\sim} = |K_{\sim}(j\omega_H)| |k_m| |k_{dm}|,$$

$k_{=}$ — коэффициент усиления широкополосного усилителя постоянного тока, принимаемый независимым от частоты.

Примем также, что обеспечена инверсия в этом усилителе.

Для схемы рис. 3-13,а можно записать при постоянном входном сигнале:

$$\left. \begin{aligned} v_{\text{вых}} &\approx -k_{\sim} k_{=} (u_{\text{вх}} + \beta_{=} u_{\text{вых}} + \beta_{\sim} \Phi_1 u_{\text{вых}} \cos \varphi); \\ u_{\text{вых}} &\approx -k_{\sim} k_{=} \Phi_2 (u_{\text{вх}} + \beta_{=} u_{\text{вых}} + \beta_{\sim} \Phi_1 u_{\text{вых}} \cos \varphi), \end{aligned} \right\} (3-37)$$

где $u_{\text{вых}} =$ и $u_{\text{вых}}_{\sim}$ — постоянная и переменная составляющие выходного сигнала усилителя, а φ — угол сдвига фазы на частоте ω_H в полном контуре о. о. с. без учета инверсии знака.

Из (3-37) следует:

$$u_{\text{вых}} = - \frac{k_{\sim} k_{=} u_{\text{вх}}}{1 + (\beta_{=} + \Phi \beta_{\sim} \cos \varphi) k_{\sim} k_{=}}, \quad (3-38)$$

т. е. паразитная обратная связь по несущей снижает эффективный коэффициент усиления по постоянному току до

$$k_{\text{эфф}} = - \frac{k_{\sim} k_{=}}{1 + \Phi \beta_{\sim} k_{\sim} k_{=} \cos \varphi}, \quad (3-39)$$

откуда следует условие полного использования усиления

$$\Phi \beta_{\sim} k_{\sim} k_{=} \cos \varphi \ll 1. \quad (3-40)$$

Из (3-38) следует также условие сохранения устойчивости по несущей

$$\cos \varphi > -\frac{\beta_{\sim}}{\beta_{\sim} \Phi}. \quad (3-41)$$

Для операционных усилителей, где надо сохранять точный коэффициент передачи β_{\sim} , ошибка от паразитной связи по несущей составит:

$$\delta = \frac{\beta_{\sim} \Phi \cos \varphi}{\beta_{\sim} (\beta_{\sim} \Phi \cos \varphi + \beta_{\sim})} = \frac{\beta_{\sim} \Phi \cos \varphi}{\beta_{\sim}^2}. \quad (3-42)$$

Аналогичное рассмотрение для Т-образной схемы усилителя (см. § 1-8 и рис. 3-13,б) с параллельным каналу М—ДМ высокочастотным каналом, имеющим на частоте ω_H усиление k_B и не имеющим на ω_H фазовых сдвигов, дает:

$$k_{эфф} \cong -k_{\sim} k_{\sim} = \frac{1 + k_B k_{\sim} \beta_{\sim}}{1 + \beta_{\sim} k_{\sim} k_{\sim} \Phi \cos \varphi + k_B k_{\sim} \beta_{\sim}}; \quad (3-43)$$

условие устойчивости по несущей

$$\cos \varphi > -\frac{1 + k_B k_{\sim} \beta_{\sim}}{\beta_{\sim} k_{\sim} k_{\sim} \Phi}; \quad (3-44)$$

условие полного использования усиления

$$\beta_{\sim} k_{\sim} k_{\sim} \Phi \cos \varphi \ll 1 + k_B k_{\sim} \beta_{\sim}. \quad (3-45)$$

В случае последовательной о. о. с. на конечном выходном сопротивлении источника сигнала R_r выделяется сигнал несущей с амплитудой

$$(u_{\text{вых}} = \beta_{\sim} + \beta_{\sim} u_{\text{вых}}) \alpha \approx u_{\text{вых}} = \beta_{\sim} \alpha, \quad (3-46)$$

где $\alpha = R_r / (R_r + R_m)$, где R_m — сопротивление на входе канала М—ДМ.

Если даже условие (3-45) выполняется, за счет этого явления может возникнуть значительная ошибка в коэффициенте передачи

$$\delta \cong \alpha \Phi / (1 - \alpha \Phi), \quad (3-47)$$

откуда следует необходимость особо тщательной фильтрации в схемах с параллельными каналами и последовательной о. о. с.

Заметим, что если условия (3-40), (3-41), (3-44) и (3-45) сравнительно просто выполняются при апериоди-

ческом фильтре $\Phi_2(p)$ и активной обратной связи при малых ошибках ($\cos \varphi$ мал), то введение фильтра Φ_1 на входе канала М—ДМ может приводить к потере устойчивости по несущей, а употребление в обратной связи форсирующих звеньев (усилитель в режиме интегрирования или фильтра нижних частот) с постоянными времени, близкими к $1/\omega_n$ ($\cos \varphi$ велик!), может привести к резкому увеличению шума (особенно в схеме рис. 3-13,а) и большим ошибкам в схеме рис. 3-13,б.

Таким образом, из приведенных рассуждений следует, что несущая в усилителях постоянного тока М—ДМ должна подавляться на выходе до величины, значительно меньшей, чем сигнал рассогласования по постоянному току u_{Σ} .

Это подтверждает правомерность рассмотрения усилителей М—ДМ при сопряжении их с каналами верхних частот и выходными усилителями постоянного тока в качестве систем с непрерывными сигналами на входе и выходе, в которых можно пренебречь фоном от несущей и оперировать передаточными функциями этих каналов для огибающих.

С другой стороны, линейность этих усилителей относительно огибающих на частотах $\omega \ll \omega_n$ позволяет применять к ним принцип суперпозиции и рассматривать отдельно прохождение сигнала огибающих и влияние фона от несущей.

3-2. Типы модуляторов и их свойства I.

Пассивные модуляторы на транзисторах

Основными требованиями, предъявляемыми к модуляторам, являются: низкий уровень шума как на основной частоте, так и на высших гармониках, малый температурный и временной дрейф нулевого уровня, возможно больший коэффициент преобразования. Среди различных типов бесконтактных преобразователей сигналов постоянного тока низкого уровня наибольшее распространение в настоящее время получили транзисторные и варикапные модуляторы, обладающие достаточно высокими параметрами преобразования и хорошей стабильностью.

Выбор схемы модулятора и типа используемых в нем элементов зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала и от нагрузки модулятора, которой может

быть либо обмотка трансформатора, либо входной каскад усилителя переменного тока.

Пассивные модуляторы используются преимущественно в цепях с малыми и средними входными сопротивлениями. Активные модуляторы (варикапные входные устройства) успешно конкурируют с МОП-транзисторами в схемах усилителей со сверхвысокими входными сопротивлениями.

а) Основные характеристики пассивных модуляторов на транзисторах

Пассивные модуляторы обычно строятся на транзисторах, работающих в ключевом режиме. Во время одной из полуволн несущего прямоугольного сигнала транзисторный ключ бывает заперт, во время другой — полностью открыт.

Основными характеристиками пассивного модулятора являются:

1. Коэффициент преобразования k_m , равный отношению амплитуды сигнала переменного напряжения (в нашем случае прямоугольных импульсов на выходе модулятора) к постоянному напряжению на входе модулятора.

2. Остаточное напряжение $u_{ост}$ замкнутого ключа и остаточный ток разомкнутого ключа i_p .

3. Динамические проходные сопротивления замкнутого R_z и разомкнутого R_p ключей.

4. Форма и мощность (заряд) выбросов (динамических помех) на выходе модулятора, возникающих при переключениях.

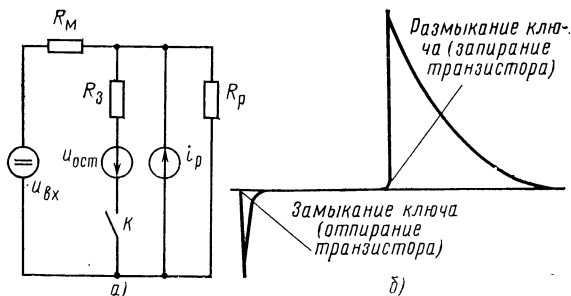


Рис. 3-14. Эквивалентная схема транзисторного ключа и переходные процессы в нем.

Смысл этих параметров удобно пояснить на примере простейшей схемы модулятора с закорачиванием цепи сигнала, приведенной на рис. 3-14,а. Входной сигнал, поданный на модулятор, проходит на вход усилителя переменного тока, когда транзисторный ключ заперт, и почти полностью выделяется на R_M , когда транзистор открыт. Вместе с тем, амплитуда выходного сигнала на выходе модулятора определяется динамическими сопротивлениями транзисторного ключа в замкнутом (насыщенном) и разомкнутом состояниях

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \frac{R_p}{R_p + R_M} - u_{\text{вх}} \frac{R_3}{R_3 + R_M} = u_{\text{вх}} \frac{R_M (R_p - R_3)}{(R_3 + R_M) (R_p + R_M)}. \quad (3-48)$$

Коэффициент преобразования

$$k_M = \frac{R_M (R_p - R_3)}{(R_3 + R_M) (R_p + R_M)}. \quad (3-49)$$

Когда ключ разомкнут, через R_M протекает сумма обратного тока p - n -перехода и токов утечки — остаточный ток разомкнутого ключа i_p .

Оптимальное сопротивление R_M при конечном выходном сопротивлении источника R_H и сопротивлении нагрузки R_H определяется по формуле

$$R_M = \sqrt{\frac{R_3 R_H T}{h}} - R_H. \quad (3-50)$$

Когда ключ замкнут, на его выходе оказывается некоторое остаточное напряжение $u_{\text{ост}}$, образующееся как разность падений напряжения на переходах для ключей на биполярных транзисторах или от проникновения сигналов управления для схем на полевых транзисторах.

Эти две составляющие образуют на выходе ключа ложный сигнал, равный

$$u_{\text{др.к}} = i_p (R_M \parallel R_p) + u_{\text{ост}}. \quad (3-51)$$

Напряжение $u_{\text{др.к}}$ создает как смещение нуля по напряжению, приведенное значение которого равно:

$$u'_{\text{др.м}} = \frac{u_{\text{др.к}}}{k_M}, \quad (3-52)$$

так и входной ток, усредненная величина которого

$$i_{\text{вх.м}} = \frac{i_p h - \frac{u_{\text{ост}}}{R_M} (T - h)}{T}. \quad (3-53)$$

Наконец, в моменты переключения на выходе модулятора появляются импульсные помехи с аperiodическим характером затухания. Они образуются за счет прохождения фронтов сигналов управления через емкости $p-n$ -переходов или затворов в моменты переключения, а также за счет рассасывания зарядов, накопленных в открытом токопроводящем ключе. Мощность (амплитуда и заряд) выброса оказывается велика при размыкании ключа и сравнительно мала при его замыкании. На рис. 3-14,6 показаны переходные процессы в транзисторном модуляторе.

В литературе имеется подробная теория транзисторных модуляторов [57]. Для нас здесь важно установить их основные характеристики с тем, чтобы выявить преимущества различных схем и области их применения.

б) Пассивные модуляторы сигналов низкоомных источников

К модуляторам этого класса можно отнести схемы, не имеющие усиления по мощности и работающие с источниками сигналов, внутреннее сопротивление которых менее одного килоома.

Дрейф нуля транзисторных модуляторов при работе с низкоомными источниками образуется в основном за счет дрейфа остаточных напряжений используемых ключей и усреднения на выходе усилителя (фильтра демодулятора) импульсных помех (выбросов). Наиболее эффективными приборами для использования в качестве ключей здесь оказываются биполярные транзисторы в инверсном включении, имеющие очень малое (единицы ом) сопротивление в насыщенном состоянии при достаточном (по меньшей мере десятки килоом) сопротивлении в разомкнутом состоянии.

Временной и температурный дрейфы транзисторных модуляторов на биполярных приборах могут быть существенно уменьшены путем включения транзисторных ключей в структурно-компенсированные схемы [57] и использования термокомпенсации. Так, например, по данным, приведенным в работе [58], временной дрейф транзисторных модуляторов, выполненных по структурно-компенсированной схеме, составляет ± 25 мкВ при сроке службы 5000 ч, а температурный дрейф может быть уменьшен до значения 0,3 мкВ/град.

Использование в модуляторах в качестве ключей получивших в последнее время широкое распространение интегральных прерывателей имеет большие преимущества по сравнению с использованием обычных транзисторов. Интегральные прерыватели (например, серии К1КТ011) представляют собой два кремниевых транзистора с практически идентичными характеристиками, которые соединены в структурно-компенсированный ключ. На рис. 3-15,а приведена принципиальная схема однополупериодного модулятора с закорачиванием цепи

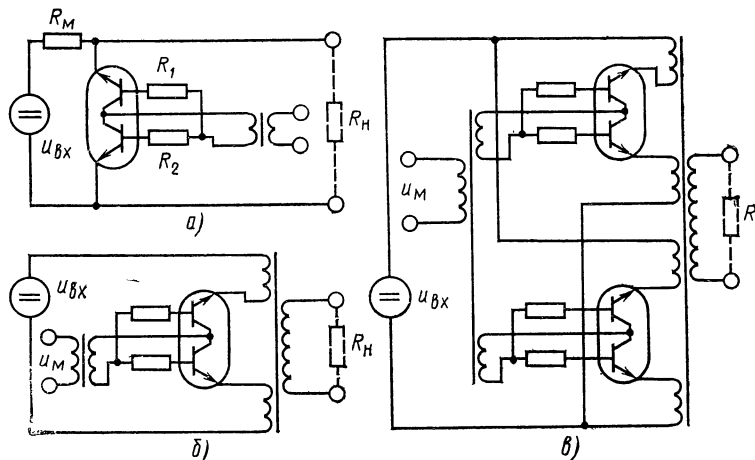


Рис. 3-15. Схемы модуляторов на интегральных прерывателях.

сигнала на интегральном прерывателе. Уровень помех на выходе такого модулятора $u_{\text{п}} = 10 \div 20$ мкВ, а температурный дрейф $u_{\text{др}} = 0,2 \div 0,5$ мкВ/град. Такое низкое значение температурного дрейфа получено за счет высокой идентичности транзисторов, из которых состоит интегральный прерыватель. Порог чувствительности такого модулятора меньше 1 мкВ. Переменный резистор, часто включаемый в цепи источника управляющего напряжения, служит для компенсации начального смещения нулевого уровня модулятора, которое без настройки обычно не превышает $u_{\text{см}} = 10 \div 30$ мкВ и практически не зависит от тока управления при изменении его в пределах от 0,8 до 2 мА.

В [59] описаны структурно-компенсированный однополупериодный модулятор на двух ключах, выполнен-

ный по симметричной схеме, и двухполупериодный мостовой модулятор. Применение этих модуляторов в усилителях М—ДМ с гальваническим разделением входных и выходных цепей при симметричном построении схемы позволяет в значительной степени улучшить помехозащищенность от продольной помехи. Принципиальные схемы однополупериодного и двухполупериодного вариантов таких модуляторов [60] на интегральных прерывателях приведены на рис. 3-15, б, в. Как видно из схем, сокращение количества ключей без нарушения симметрии достигнуто за счет их включения в разрыв между двумя одинаковыми полуобмотками входного трансформатора. Благодаря высокой идентичности транзисторов, из которых состоит интегральный прерыватель, имеется возможность обеспечить симметрию схемы в широком интервале температур, что трудно достичь при использовании обычных транзисторов.

в) Высокоомные пассивные модуляторы

Трудности проектирования модуляторов значительно возрастают при необходимости обеспечить высокоомный вход. Обратный ток биполярного транзисторного ключа в разомкнутом состоянии, создающий при низкоомном источнике сигнала небольшое смещение нулевого уровня, здесь может быть источником значительного дрейфа. Смещение, вызываемое импульсными помехами, здесь также возрастает по сравнению с предыдущим случаем, так как накапливаемые переключающимися приборами заряды, а также емкости p - n -переходов остаются неизменными, в то время как сопротивление, через которое перезаряжаются эти емкости, растет. С другой стороны, использование однополярного управления [57], снижающего обратный ток почти до нуля и уменьшающего импульсные помехи на выходе модулятора, приводит к уменьшению сопротивления разомкнутого ключа, благодаря чему снижается коэффициент передачи и соответственно растет приведенный дрейф всего усилителя.

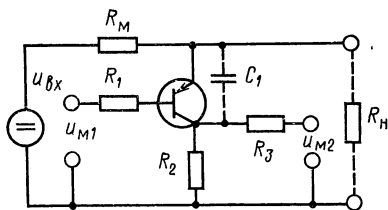


Рис. 3-16. Схема однополупериодного модулятора на биполярном транзисторе для высокоомных источников сигнала.

На рис. 3-16 приведена схема однополупериодного модулятора, предназначенного для работы с R_m в десятки и сотни килоом. Управление транзистором производится однополярными импульсами напряжения, подаваемыми от источника управляющего напряжения $u_{м1}$. Компенсация остаточных параметров транзистора производится путем создания падения напряжения на резисторе R_2 от вспомогательного источника $u_{м2}$, напряжение на выходе которого находится в противофазе по отношению к фазе источника $u_{м1}$. Использование однополярного управления позволяет в значительной степени уменьшить напряжение помехи на выходе модулятора, вызванной выбросами при переключении транзистора, однако препятствует получению большого динамического сопротивления закрытого транзистора при использовании германиевых транзисторов.

Напряжение помехи $u_{п}$ на выходе модулятора может быть существенно уменьшено путем соответствующего подбора емкости конденсатора C_1 , включенного, как это показано пунктиром на рис. 3-16. В этой схеме на выходе модулятора происходит вычитание двух импульсов, один из которых появляется на выходе в результате переходного процесса, происходящего при перезарядке емкости эмиттерного перехода, а другой, компенсирующий, приходит на выход через конденсатор C_1 .

Однако здесь возникают трудности при необходимости компенсации помехи в широком интервале изменения температуры окружающей среды ввиду различного закона изменения емкости эмиттерного перехода и C_1 от температуры.

Типичные параметры такого модулятора: $R_p \geq 1 \text{ МОм}$, $R_3 \leq 20 \text{ Ом}$, $u_{др.к} < 3 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$, напряжение помехи 2—5 мВ при частоте коммутации 100 Гц и $R_m \leq 100 \text{ кОм}$.

Схема модулятора с закорачиванием цепи сигнала на интегральном прерывателе, приведенная на рис. 3-15,а, может быть с успехом использована при работе с высокоомными источниками. При надлежащем выполнении трансформатора, с которого подается управляющее напряжение, и двухполярном управлении напряжение помехи на выходе такого модулятора не превышает $u_{п} = 500 \text{ мкВ}$ при $R_m = 100 \text{ кОм}$, $u_{др.к} \leq 1 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$, $R_p > 10 \text{ МОм}$, $R_3 < 50 \text{ Ом}$.

Основным недостатком этого модулятора является необходимость управления интегральным прерывателем

через трансформатор, что создает технологические трудности (при интегральном исполнении усилителей) и приводит к влиянию паразитных емкостей коммутирующего трансформатора на уровень помех модулятора. Схема модулятора на интегральном прерывателе, приведенная на рис. 3-17,а, лишена многих недостатков по сравнению со схемой рис. 3-15,а. Здесь имеется возможность иметь заземленный источник управляющего напряжения и при достаточно высоком качестве дифференциального

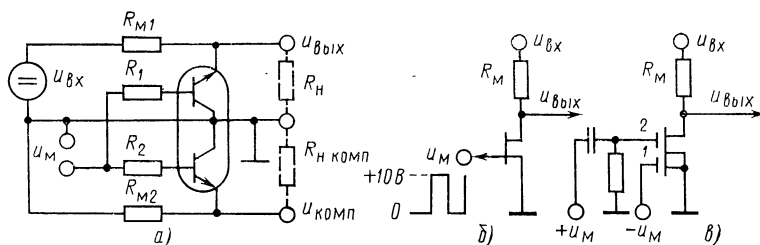


Рис. 3-17. Усовершенствованные схемы модуляторов.

а — дифференциальный модулятор; б, в — модуляторы на полевых транзисторах.

усилителя, который является нагрузкой такого модулятора, обеспечить хорошую компенсацию остаточных параметров каждого из транзисторов, из которых состоит интегральный прерыватель.

Для работы с высокоомными источниками сигнала эффективны модуляторы с использованием полевых транзисторов, схемы которых приведены на рис. 3-17,б, в.

Особенностью использования полевых транзисторов в ключевом режиме является то, что в отличие от биполярных транзисторов здесь нет необходимости при замыкании подавать напряжение, открывающее транзистор, но требуется обеспечить запирающее напряжение, большее напряжения отсечки ($u_a > u_o$).

Остаточное напряжение у модулятора рис. 3-17,б практически отсутствует, но уровень помех сравнительно велик, что требует принятия специальных мер.

Сопротивления модуляторов на полевых транзисторах в разомкнутом состоянии очень велики.

В замкнутом состоянии они определяются приближенно

$$R_3 \approx \frac{1}{s} + r, \quad (3-54)$$

где s — крутизна полевого транзистора, а r — остаточные объемные сопротивления стока и истока.

Обычно r относительно мало. Используем для крутизны полевого транзистора выражение

$$s = \frac{2i_0}{u_0} (u_3 - u_0), \quad (3-55)$$

где i_0 — ток при $u_3=0$ (считаем транзистор по стоку, истоку и для МОП-триода по подложке потенциально заземленным); u_3 — потенциал затвора открытого модулятора; u_0 — напряжение отсечки. Из (3-54) и (3-55) имеем:

$$R_3 \cong \frac{u_0^2}{2i_0 (u_3 - u_0)}, \quad (3-56)$$

откуда следует эффективность применения в модуляторах приборов с малыми u_0 и большими i_0 .

Наиболее существенным недостатком схемы рис. 3-17,б является большой дрейф, создаваемый обратным током затвора, протекающим через R_m в разомкнутом состоянии. Действительно, уже при $i_a \leq 10$ нА в диапазоне температур 20—60°C при $R_m \geq 1$ МОм дрейф $u_{др.к}$ составляет в соответствии с формулой (3-52) до 5 мВ (скважность импульсов управления 2), т. е. около 100 мкВ/°C (!).

Поэтому полевые транзисторы с p - n -переходом редко используются в высокоомных пассивных модуляторах.

На рис. 3-17,в показан модулятор на двухзатворном МОП-транзисторе (например, КП306) с обедненным каналом.

Первый затвор используется для управления проводимостью ключа, а второй — для задания компенсации выбросов при его переключениях. При тщательной настройке и невысоких частотах коммутации такой модулятор позволяет получать приведенный дрейф в пределах 0,02 мкВ/°C [27, 61], имея $R_m \geq 1$ МОм. При модуляции сигналов высокого уровня и демодуляции прибегают к соответствующим модификациям рассмотренных схем [38, 72—75].

3-3. Типы модуляторов и их свойства II.

Варикапные входные устройства

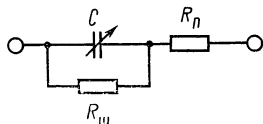
а) Основные параметры варикапов

Эквивалентная схема полупроводникового диода представлена на рис. 3-18 [62], где C — емкость диода.

состоящая из барьерной и диффузионной емкостей:

$$C = C_б + C_д; \quad (3-57)$$

$R_{ш}$ состоит из включенных параллельно сопротивлений p - n -перехода R_{p-n} и шунтирующих его утечек $R_{ут}$; $R_{п}$ состоит из включенных последовательно сопротивлений материала полупроводника r_m и контактов диода $r_{конт}$.



Использование диффузионной емкости p - n -перехода в качестве рабочей емкости варикапа невозможно. Барьерная емкость $C_б$ связана с наличием объемного заряда в области p - n -перехода и в зависимости от приложенного к ней напряжения изменяется по закону

Рис. 3-18. Эквивалентная схема полупроводникового диода для низких частот.

$$C_б = \frac{C_0}{w \sqrt{1 - \frac{u_{вх}}{\Delta\varphi_0}}}, \quad (3-58)$$

где C_0 — емкость варикапа при нулевом напряжении; $\Delta\varphi_0$ — контактная разность потенциалов; $u_{вх}$ — напряжение, приложенное к варикапу.

Формула действительна в интервале напряжений, ограниченном, с одной стороны, малым прямым напряжением, при котором емкость шунтируется сопротивлением открытого p - n -перехода и диффузионной емкостью, и, с другой стороны, максимальным обратным напряжением, которое несколько меньше пробивного. Для германиевых диодов обычно диффузионная емкость больше барьерной уже при нулевых напряжениях на p - n -переходе, для кремниевых диффузионная меньше барьерной даже при небольших положительных смещениях.

Величина w , характеризующая связь барьерной емкости с приложенным напряжением и зависящая от градиента концентрации примесей в p - и n -областях диода, во многом определяет усилительные свойства варикапа в параметрическом каскаде, которые удобно оценивать так называемым коэффициентом нелинейности

$$k_n = \frac{1}{C_0} \frac{dC}{du} = \frac{1}{w(-u + \Delta\varphi_0)}. \quad (3-59)$$

При прочих равных условиях коэффициент усиления параметрического каскада на варикапах прямо пропорционален коэффициенту нелинейности.

Величина ω для обычных диодов, имеющих линейное изменение концентрации примесей в базе, равна 3, а для p - n -переходов со ступенчатым распределением примесей — 2. В настоящее время получены p - n -переходы с так называемым обратным градиентом концентрации примесей в базе, благодаря чему на отдельных участках вольт-амперной характеристики диода удается получить величины ω порядка $1/2$ [63]. Использование таких диодов вместо обычных, для которых $3 \leq \omega \leq 2$, в параметрических модуляторах дает возможность на порядок увеличить коэффициент усиления по мощности и значительно улучшить метрологические характеристики.

Одной из основных характеристик варикапа, во многом определяющей его метрологические характеристики, является зависимость барьерной емкости от температуры.

Согласно [64] температурный коэффициент барьерной емкости (ТКЕ) $\lambda = \frac{1}{C_0} \frac{\partial C_0}{\partial \theta}$ для резкого p - n -перехода (при $\omega = 2$) равен:

$$\lambda = \frac{1}{2} \left(\zeta - \frac{\Delta \varphi_0}{-u + \Delta \varphi_0} \right) x, \quad (3-60)$$

а для p - n -перехода с линейным распределением концентрации примесей (при $\omega = 3$)

$$\lambda = \frac{2}{3} \zeta - \frac{\Delta \varphi_0}{3(-u + \Delta \varphi_0)} x, \quad (3-61)$$

где $\zeta = \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial \epsilon}{\partial \theta}$ — температурный коэффициент диэлектрической проницаемости ϵ ; $x = \frac{1}{\Delta \varphi_0} \frac{\partial \Delta \varphi_0}{\partial \theta}$ — температурный коэффициент контактной разности потенциалов.

Согласно экспериментальным данным [65] диэлектрическая проницаемость полупроводников слабо зависит от температуры и лежит для кремния в пределах $(1 \div 2) \cdot 10^{-4}/1^\circ\text{C}$. Температурный коэффициент контактной разности потенциалов около $(3 \div 6) \cdot 10^{-3}/1^\circ\text{C}$. Таким образом, при нулевых смещающих напряжениях ТКЕ практически определяется изменением контактной разности потенциалов, а при обратных напряжениях уменьшается за счет ее стабилизации. Сопротивление $R_{\text{ш}}$ складывается из параллельно включенных сопротивлений p - n -перехода R_{p-n} и сопротивлений утечек $R_{\text{ут}}$, шун-

тирующих переход. Ввиду того что обратный ток p - n -перехода экспоненциально растет с увеличением температуры, сопротивление R_{p-n} , определяемое им, падает по такому же закону с ростом температуры. Сопротивление утечек $R_{ут}$ полностью зависит от способов обработки поверхности полупроводникового диода и от его конструкции. При построении усилителей постоянного тока входное сопротивление и шумовые характеристики полностью определяются сопротивлением $R_{ш}$, являющимся одним из основных критериев выбора типа диода для использования в качестве варикапа. Максимальным это сопротивление бывает при использовании в качестве исходных материалов для изготовления диодов полупроводников с широкой запрещенной зоной (например, кремния, арсенида галлия) и большой степенью легирования исходного материала [64]. Сопротивление $R_{ш}$ зависит от приложенного к p - n -переходу постоянного напряжения, причем достигает максимума при небольшом отрицательном напряжении, превосходя на порядок сопротивление в нулевой точке.

Сопротивление $R_{ш}$ определяет верхнюю рабочую частоту варикапа. При использовании современных технологических приемов основную долю $R_{ш}$ составляет сопротивление материала базы варикапа, которое пропорционально толщине базы и обратно пропорционально степени легирования материала.

Варикап может функционировать в качестве нелинейной емкости в области частот, где эквивалентная добротность значительно больше единицы ($Q \gg 1$).

Используя схему на рис. 3-18, нетрудно определить эквивалентную добротность p - n -перехода в зависимости от частоты

$$Q = \frac{\omega C_6}{\frac{1}{R_{ш}} + R_{п} \left(\frac{1}{R_{ш}^2} + \omega^2 C_6^2 \right)}, \quad (3-62)$$

найти частоту, на которой она максимальна:

$$f_{\text{опт}} = \frac{1}{2\pi C_6} \sqrt{\frac{1}{R_{п} R_{ш}} \left(1 + \frac{R_{п}}{R_{ш}} \right)} \quad (3-63)$$

и значение наибольшей добротности

$$Q_{\text{макс}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{ш}}{R_{п} \left(1 + \frac{R_{п}}{R_{ш}} \right)}}. \quad (3-64)$$

Согласно этим полученным в [66] формулам были оценены возможности диодов Д814А—Д815А, Д901Е, Д902, Д208, Д503Б и переходов транзисторов ИП-1, КТ315А. Емкости переходов указанных диодов и транзисторов можно считать идеальными для сравнительно широкого диапазона частот, где они превосходят по добротности даже такие качественные конденсаторы, как постоянные емкости с твердым диэлектриком [67, 68].

б) Крутизна преобразования входного параметрического устройства на варикапах

Известно большое количество схемных вариантов включения варикапа во входных устройствах [69, 70]. В усилителях постоянного тока используются балансные или мостовые схемы включения варикапа.

Рассмотрим типовую балансную схему, приведенную на рис. 3-19, где $u_{вх}$ — усиливаемое входное постоянное или переменное напряжение; $u_{см}$ — напряжение смещения; u_{\sim} — высокочастотное напряжение питания входного устройства; R_d и C — соответственно сопротивление и емкость варикапа; z_H — сопротивление нагрузки.

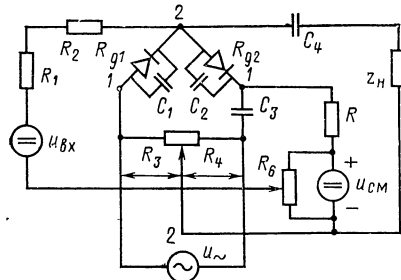


Рис. 3-19. Балансная схема входного параметрического устройства.

В схеме рис. 3-19 мост образован двумя емкостями варикапов C_1 и C_2 , сопротивлениями R_3 и R_4 и разделительным конденсатором C_3 , препятствующим протеканию постоянного тока от источника смещения $u_{см}$ через сопротивление R_4 . Входное постоянное напряжение $u_{вх}$ от источника с внутренним сопротивлением R_1 через ограничительный резистор R_2 поступает к варикапам.

Выходное переменное напряжение с моста через разделительный конденсатор C_4 подается к сопротивлению нагрузки z_H . К диагонали моста 1—1 подводится питающее переменное напряжение u_{\sim} . С помощью резистора R_6 устанавливается необходимое постоянное напряжение на C_1 и C_2 , а с помощью R_3 и R_4 мост балансируется по переменному напряжению.

Условия получения максимальной крутизны передачи диктуют необходимость следующих неравенств:

1) для сопротивлений по постоянному току

$$R_2 \ll R_{ш1}; R_2 \ll R_{ш2}; R_5 \ll R_{ш1}; R_5 \ll R_{ш2};$$

$$R_6 \ll R_{ш1}; R_6 \ll R_{ш2}; R_3 \ll R_{ш1}; R_4 \ll R_{ш2};$$

2) для сопротивлений по переменному току

$$R_2 \gg \frac{1}{\omega C_1}; R_2 \gg \frac{1}{\omega C_2}; R_5 \gg \frac{1}{\omega C_1}; R_5 \gg \frac{1}{\omega C_2};$$

$$\frac{1}{\omega C_3} \ll R_5;$$

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg \frac{1}{\omega C_4}; \frac{1}{\omega C_2} \gg \frac{1}{\omega C_4}; \frac{1}{\omega C_1} \gg \frac{1}{\omega C_3};$$

$$\frac{1}{\omega C_2} \gg \frac{1}{\omega C_3}; \frac{1}{\omega C_3} \ll R_4.$$

Рабочую частоту устройства следует выбирать по формулам (3-62)—(3-64) такой, чтобы добротность емкости p - n -перехода на ней была значительно больше единицы.

Крутизна преобразования ненагруженного входного устройства при идентичных варикапах записывается следующим образом:

$$\alpha_{x.x} = \frac{u_{22}}{u_{\sim} u_{вх}}, \quad (3-65)$$

где u_{22} — амплитуда переменного напряжения на выходе входного устройства при подаче на вход постоянного напряжения $u_{вх}$.

Из рассмотрения схемы на рис. 3-19 нетрудно получить:

$$u_{22} = \frac{u_{\sim} (C_1 - C_2)}{2(C_1 + C_2)}, \quad (3-66)$$

где C_1 и C_2 — соответственно емкости p - n -переходов при одновременном воздействии на них переменного напряжения u_{\sim} и постоянных напряжений $u_{вх}$ и $u_{см}$. Тогда крутизна преобразования

$$\alpha_{x.x} = \frac{k_{вх}}{2u_{вх}} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}, \quad (3-67)$$

где $k_{\text{вх}} = \frac{R_d}{R_d + R_1 + R_2}$ — коэффициент деления входного сигнала, причем

$$R_d = \frac{R_{\text{ш1}} R_{\text{ш2}}}{R_{\text{ш1}} + R_{\text{ш2}}}.$$

Вычислив емкости C_1 и C_2 согласно формуле (3-58) с учетом того, что обычно $u_{\text{вх}} < u = \Delta\varphi_0 + u_{\text{см}}$, получим после упрощений:

$$\alpha_{\text{х.х}} = k_{\text{вх}} \frac{\left(1 - \frac{u_{\text{вх}}}{u} + \frac{u_{\text{вх}}}{\omega u}\right) \left(1 - \frac{u}{8\omega u^2}\right)}{2\omega u}. \quad (3-68)$$

Эта формула позволяет сделать ряд выводов:

1) крутизна преобразования варикапного устройства постоянна в широких пределах изменения входного и питающего напряжений и равна:

$$\alpha_{\text{х.х}} = k_{\text{вх}} \frac{1}{2\omega u}, \quad (3-69)$$

2) увеличение напряжения питания моста приводит только к уменьшению крутизны преобразования, не вызывая дополнительной нелинейности. При наличии достаточно мощного источника питания целесообразно увеличить амплитуду питания, так как, несмотря на падение крутизны преобразования, увеличивается коэффициент передачи схемы в целом, равный

$$k_{\text{пер}} = \alpha_{\text{х.х}} u_{\sim}; \quad (3-70)$$

3) при ограниченной мощности источника высокочастотного напряжения питания целесообразно иметь напряжение смещения, равное нулю.

В заключение отметим, что при больших амплитудах входного сигнала изменяется не только коэффициент передачи варикапного входного устройства, но и происходит сдвиг его резонансной частоты. Поэтому при проектировании усилителя в целом необходимо учитывать возможные изменения амплитудно-фазовых характеристик входных устройств, чтобы предотвратить возникновение паразитных автоколебаний или потери управляемости.

в) Методы согласования входного варикапного устройства с последующими каскадами

Основной задачей, возникающей при согласовании входного устройства с последующим усилителем, является обеспечение максимальной крутизны преобразования при фиксированном фазовом сдвиге.

В ряде схем это согласование осуществляется с помощью разделительного конденсатора. Однако ввиду того, что на рабочих частотах сопротивление варикапного преобразующего устройства имеет емкостный характер, его часто используют в резонансной системе в качестве емкостей резонансного контура.

В зависимости от рабочих частот и особенностей данного усилителя целесообразно использовать следующие три способа согласования варикапного моста с транзисторным усилителем.

Согласование с помощью последовательного дросселя.

Эквивалентная схема входной части устройства для этого случая представлена на рис. 3-20, а. Здесь $r_m = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$ —

суммарное сопротивление потерь плеч моста; $r_c =$

$= \frac{R_{\pi 1} R_{\pi 2}}{R_{\pi 1} + R_{\pi 2}}$ — сопротивление потерь варикапов; $r_L =$

$= \omega_p L / Q_L$ — последовательное сопротивление потерь индуктивности; Q_L и ω_p — соответственно собственная добротность индуктивности и частота опорного (рабочего) напряжения; R_H — входное сопротивление первого транзистора усилителя переменного тока.

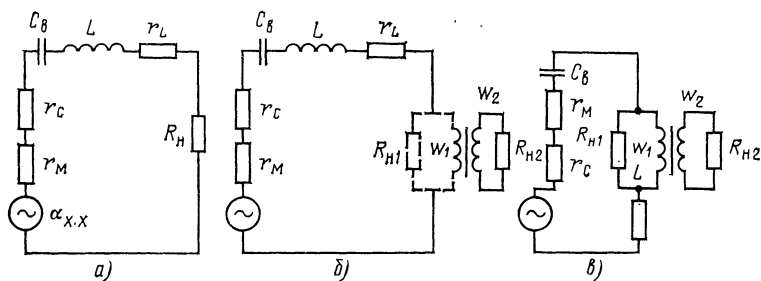


Рис. 3-20. Схемы согласования входного варикапного устройства с последующими каскадами.

Во всех расчетах добротность индуктивности Q_L принимается постоянной, так как имеется возможность в диапазоне используемых в параметрических усилителей частот (10 кГц—100 МГц) обеспечивать добротность $Q_L=50\div 200$ независимо от рабочей частоты.

Нетрудно видеть, что

$$\alpha = \alpha_{x.x} \frac{R_H}{r_m + r_c + \frac{\omega_p L}{Q_L} + R_H}. \quad (3-71)$$

Так как входное сопротивление транзистора R_H и сопротивления потерь варикапов r_c фиксированы, а сопротивление r_m выбирается исходя из мощности источника, питающего мост, то крутизна преобразования зависит от изменения последовательного сопротивления потерь индуктивности

$$r_L = \omega_p L / Q_L. \quad (3-72)$$

С ростом частоты значение r_L падает, так как частоту можно увеличивать лишь за счет уменьшения L ($\omega_p \approx 1 \sqrt{LC_B}$), оставляя без изменения емкости варикап. Это приводит к росту крутизны передачи. В пределе, который часто реализуется на практике, $\alpha \approx \alpha_{x.x}$.

Согласование с помощью дополнительного повышающего трансформатора. При работе на сравнительно высоких частотах, когда габариты дополнительного трансформатора незначительны и $R_H \gg r_m + r_c + r_L$, целесообразно использовать схему входной части, приведенную на рис. 3-20,б.

Для получения максимального коэффициента передачи необходимо выполнение условия оптимального согласования сопротивления источника сигнала и нагрузки

$$r_{H1} = r_c + r_m + r_L = R_{H2} \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2. \quad (3-73)$$

Как и в предыдущем случае, крутизна преобразования увеличивается с ростом частоты.

При выполнении условия оптимального согласования можно записать:

$$\alpha = \frac{\alpha_{x.x}}{2} \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (3-74)$$

В ряде случаев использование дополнительного трансформатора позволяет увеличить крутизну передачи в 2—5 раз.

Согласование по схеме резонансного контура. В усилителях М—ДМ без фазочувствительного детектирования высокочастотного сигнала или в автогенераторных усилителях, тракт которых дает дополнительный сдвиг на 90° (например, при использовании в качестве элемента связи последовательного резонансного контура), входная часть выполняется по схеме, изображенной на рис. 3-20,в [68].

Крутизна преобразования входного устройства, приведенная к первичной обмотке трансформатора, равна:

$$\alpha_{R_{H1}} = \alpha_{x.x} Q_{\text{эКВ}}, \quad (3-75)$$

где $Q_{\text{эКВ}}$ — эквивалентная добротность контура;

$$Q_{\text{эКВ}} = \frac{1}{\omega_p C r_{\text{эКВ}}}, \quad (3-76)$$

причем

$$r_{\text{эКВ}} = r_C + r_M + \frac{1}{Q_L \omega_p C} + \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{(\omega_p C)^2 R_H}, \quad (3-77)$$

а следовательно:

$$Q_{\text{эКВ}} = \frac{Q_L C R_H \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \omega_p}{Q_L C^2 r_C R_H \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \omega_p^2 + C R_H \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \omega_p + Q_L}. \quad (3-78)$$

Для определения возможности согласования на данной частоте продифференцируем $Q_{\text{эКВ}}$ по ω и приравняем производную нулю, приняв:

$$R_H = \text{const}, \quad \omega_1 / \omega_2 = \text{const}. \quad (3-79)$$

После преобразований получим:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{C^2 (r_C + r_M) R_H \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2}}. \quad (3-80)$$

Формула (3-80) показывает, что при заданных параметрах схемы всегда имеется возможность оптимального согласования варикапного моста с нагрузкой на любой частоте. Подставив значение ω_p из (3-80) в уравнение (3-78), получим значение добротности при оптимальном согласовании

$$Q_{\text{эКВ}} = \frac{Q_L \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \sqrt{\frac{R_H}{r_C + r_M}}}{2Q_L + \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \sqrt{\frac{R_H}{r_C + r_M}}}. \quad (3-81)$$

Учитывая, что крутизна преобразования, приведенная к нагрузке R_H , равна:

$$\alpha = \alpha_{x.x} Q_{\text{экв}} \frac{\omega_1}{\omega_2}, \quad (3-82)$$

после подстановки в эту формулу значения $Q_{\text{экв}}$ получаем окончательно:

$$\begin{aligned} \alpha &= \alpha_{x.x} \frac{Q_L \sqrt{\frac{R_H}{r_C + r_M}}}{2Q_{L_1} + \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \sqrt{\frac{R_H}{r_C + r_M}}} = \\ &= \alpha_{x.x} \frac{Q_L \sqrt{\frac{R_H}{r_C + r_M}}}{2Q_L + \frac{1}{\omega_p (r_C + r_M) C}}. \end{aligned} \quad (3-83)$$

Анализ уравнений (3-80) и (3-83) показывает, что с ростом частоты крутизна преобразования входного устройства возрастает и стремится к

$$\alpha_{\text{макс}} = \frac{\alpha_{x.x}}{2} \sqrt{\frac{R_H}{r_C + r_M}}, \quad (3-84)$$

т. е. совпадает с крутизной преобразования, полученной в предыдущей схеме, и не требует использования двух индуктивных элементов, усложняющих устройство.

г) Источники дрейфа варикапного преобразующего устройства

Следует различать три основных источника дрейфа варикапных преобразующих устройств:

1) изменение параметров элементов преобразующего устройства под воздействием внешних дестабилизирующих факторов;

2) наличие эффекта детектирования варикапами входного устройства;

3) наличие различных «паразитных» факторов: межобмоточные емкости трансформаторов, утечки конденсаторов связи и т. д.

Анализ указанных источников дрейфа, приведенный в [69, 70], показывает, что с целью уменьшения дрейфа в схемах входных устройств целесообразно:

1) использовать дифференциальное включение варикапов, обеспечивая их работу в идентичных электрических

ких и тепловых режимах. Для уменьшения величины дрейфа подбирать варикапы по температурному коэффициенту барьерной емкости λ ;

2) использовать варикапы при нулевых смещающих напряжениях (эта рекомендация не распространяется на устройства со специальными варикапами с повышенной нелинейностью на отдельных участках вольт-фарадной характеристики, в которых смещающее напряжение должно обеспечить работу варикапа на этом участке);

3) выбирать опорное напряжение (из расчета на один варикап) в пределах 25—75 мВ. Первая цифра характерна для усилительных устройств, работающих от источников сигнала с весьма высоким выходным сопротивлением (более 10 МОм) и при высокой максимальной температуре окружающей среды (выше 50°C). Вторая цифра — для усилительных устройств, работающих от низкоомных источников сигнала (менее 1 МОм) при невысокой максимальной температуре окружающей среды (менее 40°C);

4) всеми доступными схемными и конструктивными методами уменьшать межобмоточные емкости трансформатора опорного напряжения. При прочих равных условиях отдавать предпочтение схеме входного устройства, в котором обмотка, непосредственно питающая его, имеет заземленную среднюю точку;

5) использовать по входному устройству конденсаторы с высоким сопротивлением изоляции.

3-4. Устройства гальванического разделения

Гальваническое разделение входных и выходных цепей усилителя постоянного тока служит для подавления продольной помехи и предотвращения искажения сигнала датчика, когда возможно произвольное заземление сигнальной цепи датчика (например, в случае заземления спая терморпары).

В принципе задача подавления продольной помехи может быть решена и без осуществления гальванического разделения входа и выхода усилителя путем подачи сигнала датчика на входы дифференциального усилителя с большим коэффициентом подавления синфазной составляющей. Однако в этом случае допустимая амплитуда напряжения между точками заземления датчика и усилителя ограничивается величиной в несколько

вольт — допустимым напряжением синфазной составляющей на входах усилителя. Для практики промышленной автоматики этого обычно недостаточно.

В общем случае для полного подавления продольной помехи постоянного тока достаточно использовать устройство гальванического разделения (УГР), в то время как полное подавление продольной помехи переменного тока может быть достигнуто только при выполнении следующих условий:

отсутствие проходной емкости между обмотками разделительного трансформатора УГР;

э. д. с. поперечной помехи во входной цепи усилителя, возникающей под действием продольной помехи, равной нулю.

Первое условие нетрудно выполнить: при соответствующем выполнении разделительного трансформатора величина проходной емкости между его обмотками может быть уменьшена до долей пикофарад [76]. В этом случае составляющая напряжения помехи, обусловленная протеканием тока по цепи нагрузки через проходную емкость, будет несоизмеримо мала по сравнению с величиной полезного сигнала.

Второе условие выполнить труднее, так как э. д. с. поперечной помехи, образованная под воздействием продольной помехи, будет равна нулю только в случае равенства токов, протекающих по ветвям сигнальной цепи.

В работе [59] показано, что условие соблюдения равенства токов в сильной степени зависит от схемных особенностей входного модулятора УГР.

Поскольку точностные параметры УГР в значительной мере определяют параметры всего тракта усиления, то независимо от места включения УГР оно должно иметь хорошие метрологические характеристики.

Гальваническая развязка может быть осуществлена с помощью разделительного трансформатора, конденсаторов или оптронных элементов.

Выше, в § 3-1, были получены выражения для расчета динамических характеристик систем М—ДМ, в том числе и УГР. Однако эти выражения были получены без учета воздействия на работу УГР индуктивности разделительного трансформатора и сопротивления нагрузки.

Определим параметры УГР с учётом указанных факторов.

а) УГР с однополупериодным преобразованием сигнала

Принципиальная схема УГР с однополупериодным преобразованием сигнала показана на рис. 3-21.

Эквивалентное сопротивление R_1 равно сумме активных сопротивлений первичной обмотки трансформатора, проходного сопротивления ключа K_1 и сопротивления источника сигнала $R_{ист.}$

Соответственно R_2 равно сумме активных сопротивлений вторичной обмотки трансформатора, проходного сопротивления ключа K_2 и сопротивления фильтра. Нетрудно показать, что в установившемся режиме амплитуда импульсов напряжения на обмотках трансформатора будет пропорциональна напряжению источника $u_{вх}$

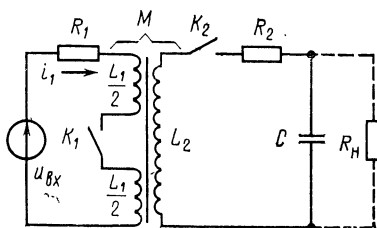


Рис. 3-21. Принципиальная схема устройства гальванического разделения с однополупериодным преобразованием сигнала.

$$u_{L2} = M \frac{di_1}{dt}; \quad (3-85)$$

$$M = \frac{x_{\text{согл}} - x_{\text{встр}}}{4\omega} = \frac{(V\overline{L_1} + V\overline{L_2})^2 \omega - (V\overline{L_1} - V\overline{L_2})^2 \omega}{4\omega} = \\ = V\overline{L_1 L_2}. \quad (3-86)$$

Ток, протекающий через L_1 равен:

$$i_1(t) = \frac{u_{вх}}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \right), \quad (3-87)$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_{вх}}{L_1} e^{-\frac{R_1}{L_1} t}. \quad (3-88)$$

Подставляя (3-88) в (3-85) и учитывая (3-86), получим:

$$u_{L2} = u_{вх} n e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \cong u_{вх} n \left(1 - \frac{R_1}{L_1} t \right), \quad (3-89)$$

где $n = \omega_2 / \omega_1$.

Приближенным значением в выражении (3-89) можно пользоваться при величине $R_1 h / L_1 \leq 0,1$. В практических схемах это условие всегда выполняется, так как в противном случае напряжение пульсации на выходе УГР будет очень велико. Амплитуда напряжения пуль-

сации на выходе УГР равна разности между мгновенными значениями напряжений соответствующих фронту и срезу несущего импульса. При отсутствии нагрузки на выходе УГР напряжение пульсации равно:

$$u_{\text{пульс}} = u_{\text{вх}} n \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1} h} \right) \cong u_{\text{вх}} n \frac{R_1}{L} h. \quad (3.90)$$

Среднее за период значение напряжения на выходе в этом случае

$$\begin{aligned} u_{\text{вых. ср}} &= n \frac{u_{\text{вх}}}{T} \left[\frac{L_1}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1} h} \right) + e^{-\frac{R_1}{L_1} h} (T - h) \right] \cong \\ &\cong n \frac{u_{\text{вх}}}{T} \left[h + \left(1 - \frac{R_1}{L_1} h \right) (T - h) \right]. \end{aligned} \quad (3.91)$$

Из (3.89) и (3.91) следует, что при отсутствии нагрузки на выходе УГР выгодно иметь отношение h/T возможно меньшим, т. е. использовать короткий импульс. При этом коэффициент передачи напряжения меньше зависит от изменения h и параметров R_1 и L_1 .

Теперь определим статические характеристики УГР с учетом влияния сопротивления нагрузки. Для этого рассмотрим УГР как импульсную систему с периодически скачкообразно изменяющимся параметром [45]. Для простоты положим коэффициент трансформации $n=1$. При этом напряжения на нагрузке при замкнутом и разомкнутом состояниях ключей соответственно равны:

$$u_{\text{вых}}[n, \varepsilon] = u_{\text{вх}} k \left\{ 1 - \frac{1 - e^{-\frac{T-h}{T_p}}}{1 - e^{-\left(\frac{h}{T_3} + \frac{T-h}{T_p}\right)}} e^{-\frac{T}{T_3} \varepsilon} \right\}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq h; \quad (3.92)$$

$$u_{\text{вых}}[n, \varepsilon] = u_{\text{вх}} k \frac{1 - e^{-\frac{h}{T_3}}}{1 - e^{-\left(\frac{h}{T_3} + \frac{T-h}{T_p}\right)}} e^{-\frac{\varepsilon T - h}{T_p}}, \quad h \leq \varepsilon \leq T, \quad (3.93)$$

где

$$T_3 = \frac{R_H (R_1 + R_2)}{R_H + R_1 + R_2} C; \quad T_p = R_H C; \quad k = \frac{R_H}{R_H + R_1 + R_2}.$$

Максимальное и минимальное напряжения достигаются при $\varepsilon = h/T$ и $\varepsilon = 0$

$$u_{\text{вых. макс}} = u_{\text{вых}}[n, h] = u_{\text{вх}} k \frac{1 - e^{-\frac{h}{T_3}}}{1 - e^{-\left(\frac{h}{T_3} + \frac{T-h}{T_p}\right)}}; \quad (3-94)$$

$$u_{\text{вых. мин}} = u_{\text{вых}}[n, 0] = u_{\text{вх}} k \frac{\left(1 - e^{-\frac{h}{T_3}}\right) e^{-\frac{T-h}{T_p}}}{1 - e^{-\left(\frac{h}{T_3} + \frac{T-h}{T_p}\right)}}. \quad (3-95)$$

Коэффициент пульсации напряжения на нагрузке, определяемый как отношение максимального напряжения на нагрузке к минимальному, равен:

$$\nu = \frac{u_{\text{вых. макс}}}{u_{\text{вых. мин}}} = e^{-\frac{T-h}{T_p}}. \quad (3-96)$$

Среднее за период значение напряжения на выходе в этом случае равно:

$$u_{\text{вых. ср}} = \int_0^T u_{\text{вых}}[n, \varepsilon] d\varepsilon. \quad (3-97)$$

После подстановки в (3-97) выражений (3-94) и (3-95), интегрирования и элементарных преобразований получим:

$$u_{\text{вых. ср}} = u_{\text{вх}} k \left[\frac{h}{T} + \frac{T_p - T_3}{T} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T-h}{T_p}}\right) \left(1 - e^{-\frac{h}{T_3}}\right)}{1 - e^{-\left(\frac{h}{T_3} + \frac{T-h}{T_p}\right)}} \right]. \quad (3-98)$$

Как видно из выражения (3-98), при сопротивлении нагрузки, когда T_p соизмеримо с T_3 , напряжение на выходе УГР в сильной степени зависит от длительности несущего импульса h .

Полагая $T_p \gg T_3$, что на практике обычно выполняется, можно получить приближенное выражение для определения среднего значения напряжения на выходе УГР

$$u_{\text{вых. ср}} \cong u_{\text{вх}} k \left[\frac{h}{T} + \frac{(T_p - T_3)(T - h)}{TT_p} \right]. \quad (3-99)$$

Выражения (3-98) и (3-99) выведены без учета влияния индуктивности намагничивания трансформатора и

потерь. Это вполне допустимо, так как при использовании в магнитопроводе трансформатора материала с малым значением коэрцитивной силы и соответствующем выполнении обмоток [77, 78] индуктивностью рассеяния и сопротивлением потерь можно пренебречь. Как это показано в работах [70, 79], погрешность, обусловленная этими факторами, может быть сведена до сотых долей процента.

Влияние разделительного трансформатора на коэффициент передачи проявляется в том, что конечное значение постоянной времени RL -цепи T_L приводит к искажению импульса (появлению спада вершины) и соответствующему уменьшению коэффициента передачи. Допускаемый спад вершины импульса составляет 1—3%, т. е. отношение напряжения спада несущего импульса к напряжению фронта, равному входному напряжению, $u_L/u_{вх}=0,97\div 0,99$. Необходимая индуктивность намагничивания может быть определена по заданному отношению $u_L/u_{вх}$ из выражения

$$L = \frac{hR_{\text{экв}}}{\ln \frac{u_L}{u_{\text{вх}}}} \cong \frac{hR_{\text{экв}}}{1 - \frac{u_L}{u_{\text{вх}}}}, \quad (3-100)$$

где $R_{\text{экв}}$ — сумма выходного сопротивления источника сигнала активного сопротивления рабочей обмотки трансформатора и проходного сопротивления ключа. В данном случае $R_{\text{экв}}=R_{\text{и}}+r_1+r_2$. Приближенным выражением (3-108) можно пользоваться только в том случае, когда спад вершины импульса, вызванный индуктивностью намагничивания, имеет величину не более 5%, так как при больших спадах вершины закон изменения потокосцепления за время действия несущего импульса h начинает существенно отличаться от линейного и применение формулы (3-100) может привести к большой погрешности в расчете.

Помимо пульсации на выходе УГР, обусловленной спадом вершины несущего импульса и разрядом конденсатора фильтра через сопротивление нагрузки, может появиться высокочастотная составляющая пульсации при замыкании ключей модулятора и демодулятора. При соизмеримости амплитуды высокочастотной составляющей с порогом чувствительности усилителя ее наличие приведет к появлению дополнительной погрешности усиления. Отсюда видно, что параметры RC -фильтра на

выходе УГР необходимо выбрать таким образом, чтобы переходный процесс при заряде конденсатора фильтра имел аperiодический характер.

Эквивалентная схема УГР для расчета переходного процесса при замыкании ключей показана на рис. 3-22. Выражение для входного сопротивления в операторной форме имеет вид

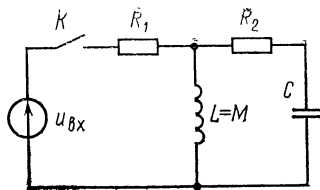


Рис. 3-22. Эквивалентная схема для расчета процессов в схеме рис. 3-21.

$$Z_{\text{вх}}(p) = \frac{(R_1 + R_2)MCp^2 + (R_1R_2C + M)p + R_1}{MCp^2 + R_2Cp + 1}. \quad (3-101)$$

Характеристическим уравнением системы является выражение, стоящее в числителе (3-101). Предельный случай аperiодического заряда конденсатора будет иметь место, когда корни характеристического уравнения вещественны и равны [80]. При этом допустимую в схеме емкость конденсатора можно определить из уравнения

$$(R_1R_2C)^2 - (2R_1R_2M + 4R_1^2M)C + M^2 = 0. \quad (3-102)$$

После вычисления параметров RC -цепи определяют индуктивность L_1 и соответственно взаимоиндуктивности M .

При противофазной коммутации ключей модулятора и демодулятора напряжение на выходе УГР равно:

$$u_{\text{вых.ср}} = u_{\text{вх}} n \frac{h}{T - h}. \quad (3-103)$$

Из (3-103) видно, что коэффициент передачи УГР при противофазной коммутации сильно зависит от скважности несущих импульсов при любых параметрах схемы. Это свидетельствует о нецелесообразности использования противофазной коммутации в УГР.

б) УГР с двухполупериодным преобразованием сигнала

Принципиальная схема УГР с двухполупериодным преобразованием сигнала в модуляторе и демодуляторе приведена на рис. 3-23. К преимуществам такой схемы следует отнести высокую нагрузочную способность, низ-

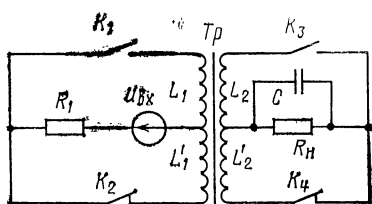


Рис. 3-23. Принципиальная схема устройства гальванического разделения с двухполупериодным преобразованием сигнала.

Выражения для определения среднего за период значения напряжения на выходе УГР и напряжения пульсации имеют вид:

$$u_{\text{вых. ср}} = \frac{u_{\text{BX}}}{T} n \left[\frac{L_1}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{R_1}{L_1} \frac{T}{2}} \right) + e^{-\frac{R_1}{L_1} \frac{T}{2}} \frac{T}{2} \right] \cong u_{\text{BX}} n \left(1 - \frac{R_1}{L_1} \frac{T}{4} \right); \quad (3-104)$$

$$u_{\text{пульс}} = u_{\text{BX}} n \frac{R_1}{L_1} \frac{T}{2}. \quad (3-105)$$

В отличие от УГР, выполненного по однополупериодной схеме, здесь в спектре напряжения пульсации преобладает напряжение второй гармоники несущей частоты и полностью отсутствует напряжение первой гармоники.

Все вышеуказанные преимущества УГР, выполненного по двухполупериодной схеме, обеспечиваются только при $h=T/2$, что предъявляет жесткие требования к генератору несущей частоты. Неравенство полупериодов несущих импульсов приводит к снижению коэффициента передачи. Зависимость напряжения на выходе УГР от скважности ($h/T \leq 0,5$) имеет вид:

$$u_{\text{вых. ср}} = u_{\text{BX}} n \left(1 - \frac{R_1}{L_1} \frac{T}{4} \right) \left(0,5 + \frac{h}{T} \right). \quad (3-106)$$

При этом в спектре напряжения пульсации появляется напряжение первой гармоники несущей частоты, что сводит на нет все преимущества двухполупериодного преобразования.

Устройства гальванического разделения, выполненные по двухполупериодной схеме, целесообразно при-

кий уровень пульсации даже при сопротивлении нагрузки, соизмеримом с внутренним сопротивлением источника сигнала, отсутствие напряжения первой гармоники несущей частоты в выходном сигнале и расширенный по сравнению с однополупериодной схемой частотный диапазон передаваемых сигналов.

менять в цепи о. о. с. широкополосных усилителей постоянного тока с гальванической развязкой входа и выхода, а также в системах М—ДМ, где к цепи нагрузки необходимо подводить достаточно мощный сигнал.

в) *Повышение коэффициента подавления продольной помехи в УГР*

Как было указано выше, одним из условий полного подавления продольной помехи является соблюдение равенства токов, протекающих по ветвям сигнальной цепи. Это может быть достигнуто [59] при симметричном построении схемы модулятора и симметричном распределении утечки по ветвям сигнальной цепи. Рассмотрим это подробнее на примере анализа различных схем модулятора, используемых в усилителях УГР и М—ДМ.

В общем случае напряжение поперечной помехи на входе УГР в схеме рис. 3-24, вызванное воздействием продольной помехи, равно:

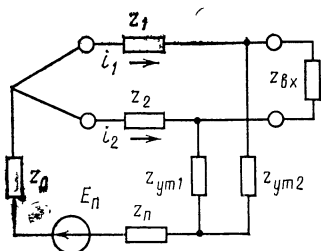


Рис. 3-24. Эквивалентная схема входной цепи УГР при наличии продольной помехи.

$$u_{\text{вх}} = i_1(z_1 + z_{\text{вх}} + m_1 z_{\text{ут1}}) - i_2(z_2 + z_{\text{вх}} + m_2 z_{\text{ут2}}), \quad (3-107)$$

где m_1 , m_2 — коэффициенты, учитывающие характер распределения сопротивления утечки вдоль $z_{\text{вх}}$.

При выводе выражения (3-107) предполагалось, что $z_{\text{ут}} \gg z_{\text{вх}}$, что на практике обычно имеет место. Напряжение на входе, обусловленное воздействием продольной помехи, будет равно нулю при $z_1 = z_2$ и симметричном распределении сопротивления утечки относительно средней точки эквивалентного входного сопротивления УГР, т. е. $m_1 = m_2$.

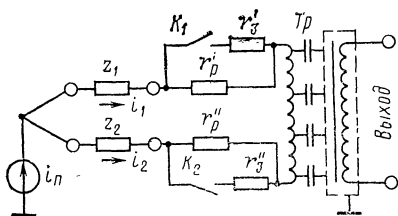


Рис. 3-25. Симметричная входная цепь УГР с однополупериодной модуляцией.

Рассмотрим подробнее различные схемы однопо-

лупериодных и двухполупериодных модуляторов, выполненных с соблюдением симметрии, которые используются на входе УГР.

Пример однополупериодного модулятора, который собран по симметричной схеме, приведен на рис. 3-25. При использовании в качестве ключей K_1 и K_2 бесконтактных элементов для обеспечения симметрии необходимо выполнить следующие условия:

$$|r'_3 - r''_3| \ll z_1 + z_2; \quad (3-108)$$

$$|r'_p - r''_p| \ll z_{вх}, \quad (3-109)$$

где r_3 и r_p — сопротивления замкнутого и разомкнутого состояния ключей.

Из (3-108) и (3-109) следует, что сопротивления ключей в замкнутом и разомкнутом состояниях должны

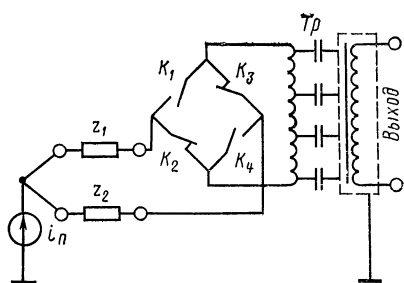


Рис. 3-26. Мостовая входная цепь УГР.

быть соответственно равны. При использовании в качестве ключей транзисторов условие (3-108) обычно легко выполняется, так как разница в сопротивлениях открытых транзисторов при одинаковом насыщении невелика. Условие (3-109) выполнить труднее, так как разница в сопротивлениях запертых транзисторов

может быть очень большой [57]. Однако эту трудность можно преодолеть, зашунтировав ключи резисторами.

В случае отсутствия в схеме рис. 3-25 одного из ключей токи i_1 и i_2 имели бы разные величины в периоды замкнутого и разомкнутого состояния ключа модулятора. При этом напряжение поперечной помехи, вызванное воздействием продольной помехи, будет модулироваться вместе с полезным сигналом.

На рис. 3-26 приведена схема двухполупериодного входного преобразователя, выполненного по симметричной схеме. Он представляет собой симметричный мост с синхронно замыкающимися и размыкающимися ключами в противоположных плечах. Здесь также в качестве ключей могут использоваться как контактные, так и бесконтактные элементы. В последнем случае для обес-

печения симметрии такой схемы необходимо и достаточно выполнить лишь условие (3-108), так как разница сопротивлений разомкнутых ключей практически не нарушает симметрию при $r_a \ll r_p$, что обычно имеет место.

Для того чтобы разделительный трансформатор не вносил асимметрию в схему, он должен быть разделительным и симметрирующим. Примеры выполнения таких трансформаторов даны в работе [76].

Существенного упрощения ранее приведенных схем модуляторов без нарушения симметрии можно достичь включением ключевых элементов в разрыв между двумя одинаковыми полуобмотками разделительного трансформатора, как это показано на рис. 3-27.

Такие схемы входных преобразователей хорошо реализуются на практике при использовании в них микросхем типа 1КТ011А—1КТ011Г. Благодаря высокой идентичности транзисторов, из которых состоит микросхема, имеется возможность обеспечить симметрию схемы в широком интервале температур. Практические схемы входных преобразователей, выполненных по симметричной схеме, приведены в гл. 5.

Как показывают эксперименты, при выполнении входного преобразователя по симметричной схеме удастся получить коэффициент подавления продольной помехи вплоть до 180 дБ.

3-5. Синхронные фильтры М—ДМ

Синхронные (или, как их еще называют, импульсные или дискретные) фильтры широко используются для выделения полезного сигнала на фоне периодических помех [45]. По существу они представляют собой систему М—ДМ с коротким несущим импульсом и фиксирующим звеном на выходе. Обеспечивая высокий коэффициент подавления помехи, синхронные фильтры одновременно позволяют получить высокое быстродействие.

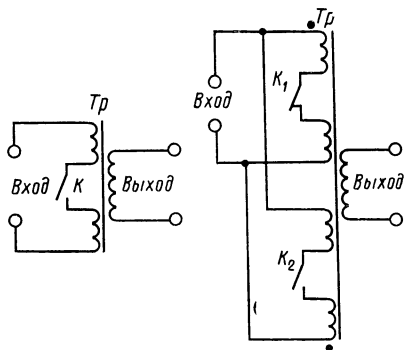


Рис. 3-27. Симметрированные входные цепи УГР с уменьшенным числом ключей.

Время установления сигнала на выходе синхронного фильтра приблизительно равно половине периода частоты помехи.

Простейшим синхронным фильтром может служить фиксирующее звено, представленное на рис. 3-4. Предположим, что ключ замыкается на столь малый промежуток времени, за который входное напряжение остается практически постоянным.

Пусть на вход фильтра подается напряжение в виде полезного сигнала u_0 с наложенной на него помехой $u_1 \sin \omega t$

$$u_{вх}(t) = u_0 + u_1 \sin \omega t. \quad (3-110)$$

Если частота переменной составляющей помехи ω совпадает с частотой замыкания ключа модулятора ω_m , то напряжение на выходе фильтра

$$u_{вых} = u_0 + u_1 \sin \varphi, \quad (3-111)$$

где φ — угол сдвига фаз между несущими колебаниями и помехой.

В работах [70, 81, 82] приведены описания синхронных фильтров, в которых ключ замыкается только в те моменты времени, когда переменная составляющая сигнала помехи равна нулю, т. е. когда $\varphi = 0$ или $\varphi = 180^\circ$. Для этого к выходу источника сигнала помимо измерительного устройства подключается устройство управления ключом. Устройство управления ключом состоит из усилителя и фазовращателя, с выхода которого сигнал подается в цепь управления ключевого элемента модулятора, замыкая его в требуемые моменты времени.

Практическая реализация синхронных фильтров, описанных в вышеуказанных работах, связана с использованием большого количества оборудования. Дело в том, что усилитель, входящий в состав устройства управления ключом, должен быть чувствителен к сигналам в несколько микровольт и в то же время не должен насыщаться при подаче на его вход сигналов в десятки милливольт. В таких пределах может изменяться амплитуда переменной составляющей сигнала помехи.

В работе [83] приведен другой способ построения схемы синхронного фильтра, при котором отпадает необходимость в усилении сигнала помехи для управления работой ключей. Одним из вариантов схемы такого

фильтра, в котором использованы дифференциальные операционные усилители, показан на рис. 3-28.

При воздействии на вход напряжения вида (3-110) напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 будут равны:

$$u_{C1} = u_0 + u_1 \sin \varphi; \quad (3-112)$$

$$u_{C2} = u_0 + u_1 \sin(\varphi + \pi) = u_0 - u_1 \sin \varphi. \quad (3-113)$$

При суммировании напряжений (3-112) и (3-113) составляющие напряжения помехи вычитаются и полезный сигнал выделяется в чистом виде. Временная диаграмма работы схемы показана на рис. 3-29. Следует заметить, что синхронные фильтры помимо основной гармоник фильтруют также нечетные гармоники частоты помехи.

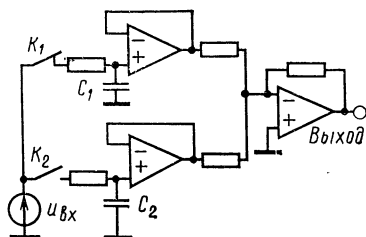


Рис. 3-28. Синхронный фильтр на базе дифференциальных операционных усилителей.

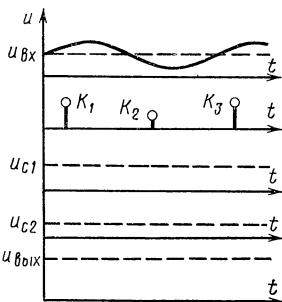


Рис. 3-29. Временная диаграмма работы схемы рис. 3-28.

Передаточная функция синхронного фильтра подобна передаточной функции реального фиксирующего звена. Разница состоит лишь в том, что оба ключа за один период частоты помехи успевают замкнуться и разомкнуться, т. е. фактически частота модуляции равна удвоенной частоте первой гармоники помехи.

До сих пор работа синхронного фильтра рассматривалась без учета влияния конечной величины длительности несущего импульса. Нетрудно показать, что коэффициент передачи полезного сигнала не зависит от длительности несущего импульса, так как

$$\left| \sin \left(\omega t + 2\pi \frac{h}{T} \right) \right| \equiv \left| \sin \left(\omega t + 2\pi \frac{h}{T} + \pi \right) \right|.$$

Теперь рассмотрим вопрос о пульсации напряжения на выходе синхронного фильтра при конечном значении

длительности рабочего импульса. Пульсация напряжения на выходе появляется за счет изменения величины входного сигнала за время h . В общем случае двойная амплитуда напряжения пульсации равна разности наибольшего и наименьшего значений сигнала за время h суммы гармонических составляющих сигнала помехи

$$u_{\text{пульс}} = \max \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} u_n \sin [(2n+1)\omega t + \varphi] \right\} - \\ - \min \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} u_n \sin [(2n+1)\omega t + \varphi] \right\}. \quad (3-114)$$

Рассмотрим вопрос о максимально возможном напряжении пульсации на выходе при ограниченном спектре напряжения помехи, когда

$$\omega_{\text{помехи макс}} \leq \frac{1}{h}. \quad (3-115)$$

Этот случай представляет наибольший практический интерес, так как, во-первых, частотный спектр напряжения помехи обычно ограничен, а во-вторых, зная наивысшую гармоническую составляющую напряжения помехи из (3-115), можно вычислить максимально допустимое значение времени замыкания ключей. В этом случае величину напряжения пульсации можно определить как произведение скорости нарастания сигнала на длительность несущего импульса

$$u_{\text{пульс}}(t) = \sum_{n=0}^{n=\frac{1-\omega h}{2\omega n}} hu_1 \omega (2n+1) \sin [(2n+1)\omega t + \varphi]. \quad (3-116)$$

Учитывая, что наибольшая скорость нарастания синусоидального сигнала имеет место при $\varphi = k\pi$ (где $k = 0, 1, 2, 3 \dots$), можно определить наибольшее напряжение пульсации, вызванное соответствующей гармонической составляющей напряжения помехи.

В качестве иллюстрации можно указать, что синхронный фильтр, выполненный по схеме рис. 3-28, при длительности несущего импульса $h = 20$ мкс ослабляет помеху частотой 50 Гц на 80 дБ.

Глава четвертая

АВТОГЕНЕРАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

4-1. Принцип действия и статические характеристики

Рассмотрим принцип действия автогенераторного усилителя (АВУС) на примере варикапно-транзисторного усилителя, принципиальная схема которого приведена на рис. 4-1.

Как видно из рисунка, он состоит из трех основных частей: узла преобразования *I*, включенного в цепь положительной обратной связи, коэффициент передачи которого зависит от входного сигнала; усилителя переменного напряжения *II* и детектирующего устройства *III*.

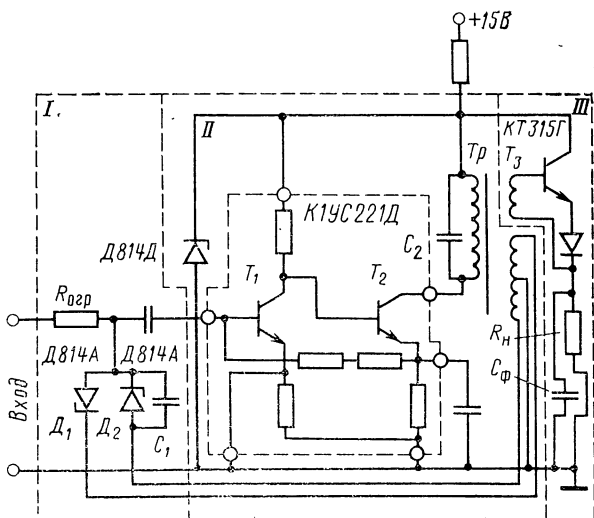


Рис. 4-1. Принципиальная схема варикапно-транзисторного усилителя.

Входной сигнал через резистор $R_{огр}$ поступает на мост, состоящий из варикапов D_1 и D_2 и обмоток согласующего трансформатора Tr . Подстроечным конденсатором C_1 устройство устанавливается на границу автоколебаний, после чего входной сигнал $u_{вх}$, изменяя емкость варикапов, увеличивает коэффициент передачи входного устройства по цепи положительной обратной связи, в результате чего амплитуда автоколебаний также уве-

личивается. Равновесие системы при любой величине входного сигнала будет устойчивым, так как суммарная нелинейность усилительного тракта с ростом амплитуды уменьшает его коэффициент усиления.

Частота автоколебаний определяется резонансным контуром, состоящим из первичной обмотки трансформатора Tr и конденсатора C_2 . В качестве усилителя переменного напряжения используется интегральный усилитель на транзисторах T_1 и T_2 с гальванической связью между каскадами со стабилизацией его по постоянному току цепью отрицательной обратной связи.

Оконечный каскад усилителя связан с амплитудным детектором на транзисторе T_3 . Продетектированный база-эмиттерным переходом ток усиливается этим транзистором и выделяется на нагрузке R_n , которая вместе с конденсатором C_ϕ образует фильтр, сглаживающий пульсации выпрямленного напряжения.

Внешнее знакомство со схемой показывает, что ее тракт напоминает тракт усилителя М—ДМ, в котором также осуществляется двойное преобразование входного сигнала постоянного тока. Однако номенклатура узлов, их функции и режим работы резко изменяются.

К основным отличиям АВУС следует отнести:

- 1) отсутствие генератора опорного напряжения;
- 2) отсутствие фазочувствительного демодулятора и замену его амплитудным детектором;
- 3) связь выходных цепей усилителя переменного напряжения с цепями входного преобразующего устройства, т. е. наличие общей положительной обратной связи по переменному напряжению.

Эти отличия, с одной стороны, дают возможность значительно упростить усилительное устройство, но, с другой стороны, создают специфические режимы работы отдельных узлов и усилителя в целом.

Введение нелинейности в цепь положительной обратной связи, кроме обеспечения устойчивости, стабилизирует питание входного варикапного устройства, делая его независимым от амплитуды выходного сигнала.

Устойчивость усилителя в замкнутом состоянии в этой схеме обеспечивается за счет увеличения постоянной времени выходного фильтра $W_3(p)$, что резко уменьшает уровень шумов и пульсации на выходе.

Как было показано в [70], при таком выборе постоянных времени и скачкообразном изменении входного

сигнала возможно вхождение системы в насыщение на время, определяемое из следующего выражения:

$$t = c \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{\Delta u}, \quad (4-1)$$

где $\Delta u_{\text{вх}}$ — амплитуда возмущения; Δu — напряжение на выходе звена с насыщением; c — коэффициент, определяемый видом передаточных функций отдельных звеньев усилительного тракта.

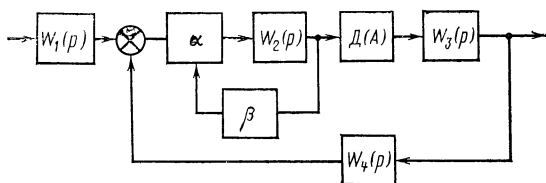


Рис. 4-2. Структурная схема операционного усилителя, построенного на базе АВУС.

Это время значительно больше, чем постоянная времени усилителя в линейном режиме. Как видно из уравнения (4-1), для увеличения быстродействия необходимо или избегать режима насыщения, или же увеличивать напряжение на выходе звена с насыщением.

Структурная схема операционного усилителя, построенного на базе АВУС, описанного выше, приведена на рис. 4-2, где входное вариационное устройство представлено в виде последовательно включенных линейного звена $W_1(p)$ и идеального безынерционного умножителя α , усилитель переменного напряжения представлен линейным звеном $W_2(p)$, детектор $D(A)$, выходной фильтр $W_3(p)$, узел положительной обратной связи β , узел отрицательной обратной связи $W_4(p)$.

Параметры операционного усилителя зависят как от характеристик собственно усилительного устройства — коэффициента усиления, входного сопротивления, выходного сопротивления, вида статической характеристики, дрейфа нуля, вида передаточной функции, так и от качества элементов цепи обратной связи, обеспечения устойчивости и максимального быстродействия в замкнутом состоянии.

Вопросы обеспечения устойчивости и максимального быстродействия в замкнутом состоянии однозначно свя-

заны с параметрами структурной схемы прямого тракта усилителя, что делает необходимым производить выбор структурной схемы не только с точки зрения оптимальности усилителя в разомкнутом состоянии, но и учитывать характеристики, получаемые в замкнутом состоянии.

Как было показано в [69, 70], для обеспечения устойчивости и максимального быстродействия операционного усилителя на базе АВУС с транзисторным демодулятором на выходе при разное постоянных времени элементов прямого тракта целесообразно увеличивать постоянную времени входного устройства. При этом даже при скачкообразном возмущении усилитель не входит в насыщение, отрицательная обратная связь действует все время и усилитель обладает максимальным быстродействием. Простота схемы, ее сравнительно высокие метрологические характеристики делают устройства по данной структурной схеме наиболее распространенными в приборах промышленной автоматики низкого быстродей-

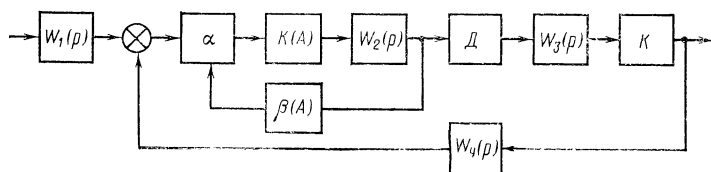


Рис. 4-3. Структурная схема операционного усилителя с высоким быстродействием, построенного на базе АВУС.

вия. При повышении требований к быстродействию и классу точности выполнения операций реализация усилителей по рассмотренной структурной схеме становится нецелесообразной. Это связано, во-первых, с тем, что на высоких частотах входного сигнала начинает сказываться шунтирующее действие большой емкости варикапного устройства $W_1(p)$ и, во-вторых, в быстродействующем усилителе с большим коэффициентом усиления малая постоянная времени выходного фильтра не может снизить до необходимой величины напряжение шумов и пульсаций на выходе усилительного устройства.

Структурная схема операционного автогенераторного усилителя для систем высокого быстродействия приведена на рис. 4-3, где усилитель переменного напряжения

представлен двумя последовательно включенными звеньями — линейным $W_2(p)$ и нелинейным $k(A)$; а звено k представляет собой усилитель постоянного тока с непосредственными связями между каскадами. Остальные обозначения соответствуют рис. 4-2. В таком усилителе используется входное устройство $W_1(p)$ с малоемкостными варикапами для минимизации его постоянной времени.

Для увеличения частоты автоколебаний в детекторе D используются диодные элементы, граничная частота которых значительно выше граничной частоты транзисторных элементов.

Ввиду того что диодный амплитудный детектор не может использоваться для формирования устойчивой статической характеристики, она формируется соответствующей амплитудной характеристикой усилителя переменного напряжения $k(A)$ или цепи положительной обратной связи $\beta(A)$.

Для структурной схемы на рис. 4-2, в которой сигнал на выходе элемента с насыщением $D(A)$ был одновременно и выходным сигналом усилителя, выполнение последней рекомендации не представляется возможным. Действительно, при напряжении на выходе усилителя $u_{\text{вых}}=10\div 100$ В трудно обеспечить напряжение насыщения значительно больше величины выходного напряжения. В структурной схеме на рис. 4-3 звено с насыщением D не является выходным элементом усилителя, а обеспечивает лишь раскачку выходного усилителя постоянного тока k , т. е. работает на уровнях напряжения

$$u=u_{\text{вых}}/k, \quad (4-2)$$

где k — коэффициент усиления выходного усилителя, т. е. в этой структурной схеме появляется возможность с помощью выбора соответствующего коэффициента усиления k или полностью избежать режима насыщения для участка усилительного тракта

$$W_1(p) - \alpha - k(A) - W_2(p) - D, \quad (4-3)$$

или же значительно поднять уровень напряжения на выходе звена с насыщением, т. е. обеспечить выполнение неравенства

$$\Delta u/u \gg 1. \quad (4-4)$$

Выбрав на основании изложенного выше ту или иную структурную схему, можно перейти к синтезу собственно

автогенераторного усилителя. Синтез усилителя целесообразно начинать с выбора детектирующего устройства, от схемы и параметров которого во многом зависят характеристики усилителя в целом.

Анализ амплитудного детектора АВУС будем проводить, пользуясь хорошо разработанной теорией экспоненциального детектора [84]. Это связано с тем, что статическая характеристика база-эмиттерного перехода в рабочем диапазоне токов близка к экспоненте, а в правильно спроектированном усилителе АВУС выходная цепь усилителя переменного напряжения работает в режиме, близком к источнику напряжения, и на выходе этого усилителя в качестве согласующей используется резонансная система, выделяющая первую гармонику приложенного к p - n -переходу напряжения.

Рассмотрим характеристики изолированного p - n -перехода (диода), а полученные результаты применим при анализе характеристик база-эмиттерного p - n -перехода транзистора. Определим зависимость входной проводимости p - n -перехода $g_{\text{дет}}$, амплитуды тока первой гармоники i и постоянной составляющей $i_{\text{вых}}$ от амплитуды входного сигнала.

Согласно квазилинейной теории благодаря наличию параллельного резонансного контура на полупроводниковом диоде выделяется первая гармоника напряжения E . За счет напряжения E в цепи протекает ток первой гармоники i и постоянной составляющей $i_{\text{вых}}$.

Согласно (2-2) полный ток, протекающий через p - n -переход, определяется выражением

$$i_d(t) = i_{0\theta} \left(e^{\frac{u}{\varphi_{\theta}} \sin \omega_0 t} - 1 \right), \quad (4-5)$$

где $i_{0\theta}$ — обратный ток насыщения (тепловой ток) p - n -перехода; φ_{θ} — температурный потенциал.

В области малых сигналов p - n -переход не может служить формирователем статической характеристики ($g_{\text{дет}} = \text{const}$), так как стабильность выходного тока устройства определяется стабильностью обратного тока перехода ($i_{\text{вых}} \approx i_0$), что недопустимо. Можно показать, что ток первой гармоники, проводимость p - n -перехода и

постоянный ток в области больших сигналов определяются формулами

$$\left. \begin{aligned} i &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{e^x}{\sqrt{x}} i_{00}; \\ g_{\text{дет}} &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{e^x}{\sqrt{x^3}} \frac{i_{00}}{\varphi_{\theta}}; \\ i_{\text{вых}} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^x}{\sqrt{x}} i_{00}, \end{aligned} \right\} \quad (4-6)$$

где $x = u/\varphi_{\theta}$.

Как видно из формул (4-6), при больших сигналах проводимость нагрузки увеличивается с ростом амплитуды входного сигнала, а между амплитудами тока первой гармоники и постоянного тока устанавливается соотношение

$$i = 2i_{\text{вых}}. \quad (4-7)$$

Таким образом, p - n -переход в режиме больших сигналов может служить формирователем устойчивой статической характеристики АВУС. Согласно [28] входная характеристика идеального транзистора записывается в виде

$$i_6 = \frac{\alpha_i}{\alpha_N} \frac{1 - \alpha_N}{1 - \alpha_i} i_{00} \left(e^{\frac{u_{э.б}}{\varphi_{\theta}}} - 1 \right) - \frac{1 - \alpha_i}{1 - \alpha_N} i_{к0}, \quad (4-8)$$

где α_i и α_N — соответственно коэффициенты передачи по току для инверсного и нормального включения транзистора в схеме с общей базой; $u_{э.б}$ — напряжение на база-эмиттерном переходе транзистора; i_{00} — тепловой ток эмиттерного перехода.

Учитывая, что для транзистора $\alpha_N \rightarrow 1$, коэффициенты усиления по току в схеме с общим эмиттером для инверсного и нормального включения равны соответственно:

$$B_{0i} = \frac{\alpha_i}{1 - \alpha_i}; \quad B_{0N} = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N},$$

уравнение (4-8) можно переписать следующим образом:

$$i_6 = \frac{B_{0i}}{B_{0N}} i_{00} (e^{u_{э.б}/\varphi_{\theta}} - 1) - i_{к0}. \quad (4-9)$$

Для больших сигналов, когда $i_6 \gg i_{к0}$, структура этого уравнения совпадает со структурой уравнения (4-5),

описывающего вольт-амперную характеристику изолированного p - n -перехода, анализ которого был проведен выше.

Ниже приводим результаты вычислений основных характеристик транзисторного нелинейного несинхронного демодулятора для области больших сигналов

$$\left. \begin{aligned} i &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{B_{0i}}{B_{0N}} \frac{e^x}{\sqrt{x}} i_{0\theta}; \\ g_{\text{дет}} &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{B_{0i}}{B_{0N}} \frac{e^x}{\sqrt{x^3}} \frac{i_{0\theta}}{\varphi_0}; \\ i_{\text{вых}} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{B_{0i}}{B_{0N}} \frac{e^x}{\sqrt{x}} i_{0\theta}. \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

Преобразуем выражение для проводимости диода (4-6), подставив в исходное уравнение вместо тока первой гармоники эквивалентное ему значение постоянного тока из соотношения (4-7). Из уравнения (4-6) напряжение первой гармоники

$$u = \varphi_0 \ln \left[\frac{i_{\text{вых}}}{i_{0\theta}} \sqrt{2\pi x} \right]. \quad (4-11)$$

После несложных преобразований получим уравнение

$$g_{\text{дет}} = \frac{2}{\varphi_0} \frac{i_{\text{вых}}}{\ln \left[\frac{i_{\text{вых}}}{i_{0\theta}} \sqrt{2\pi x} \right]}. \quad (4-12)$$

Амплитуда переменного напряжения на p - n -переходе в АВУС по рабочему диапазону меняется незначительно и может быть ориентировочно принята равной

$$u_0 = 0,7 \Delta \varphi_0, \quad (4-13)$$

где $\Delta \varphi_0$ — высота равновесного потенциального барьера.

Для германиевого p - n -перехода $\Delta \varphi_0 = 0,3$ В и $u_0 = 0,2$ В, для кремниевого — соответственно 0,85 и 0,6 В. С учетом сказанного выше коэффициент $\sqrt{2\pi x}$ для германиевого диода будет равен 7, а для кремниевого — 12.

Нетрудно показать, что функции

$$\left. \begin{aligned} A_{\text{герм}}(i_{\text{вых}}) &= \frac{i_{\text{вых}}}{\ln \left(7 \frac{i_{\text{вых}}}{i_{0\theta}} \right)} - \text{для германиевого } p\text{-}n\text{-перехода;} \\ A_{\text{кр}}(i_{\text{вых}}) &= \frac{i_{\text{вых}}}{\ln \left(12 \frac{i_{\text{вых}}}{i_{0\theta}} \right)} - \text{для кремниевого } p\text{-}n\text{-перехода} \end{aligned} \right\} \quad (4-14)$$

с определенной погрешностью, зависящей от отношения $i_{\text{вых}}/i_{0\theta}$ и кратности изменения выходного тока усилителя можно аппроксимировать прямой линией.

Выражение (4-14) в этом случае для германиевых и кремниевых p - n -переходов можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} A_{\text{герм}}'(i_{\text{вых}}) &= \frac{1}{k_{1\text{герм}}} i_{\text{вых}} \\ A_{\text{кр}}(i_{\text{вых}}) &= \frac{1}{k_{1\text{кр}}} i_{\text{вых}} \end{aligned} \right\} \quad (4-15)$$

Значения коэффициентов могут быть получены из графика на рис. 4-4.

Для конкретного устройства коэффициенты следует выбирать исходя из минимальной погрешности за счет аппроксимации на концах диапазона. Нетрудно показать, что этому условию соответствуют значения коэффициентов при максимальном для данного усилителя значении отношения выходного тока к обратному току.

Входная проводимость база-эмиттерного перехода транзистора, полученная аналогично (4-12), равна:

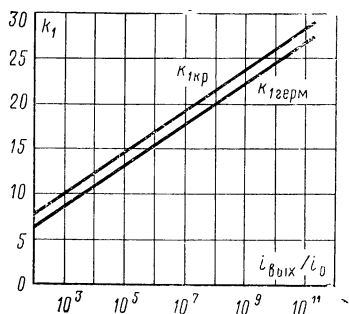


Рис. 4-4. Зависимость $k_1 = f(i_{\text{вых}}/i_0)$.

$$g_{\text{тр. дет. герм}} = \frac{2i_{\text{вых}}}{\varphi_{\theta} \ln \left(7 \frac{i_{\text{вых}}}{i_{0\theta}} \frac{B_{\theta i}}{B_{ON}} \right)}. \quad (4-16)$$

В этом случае коэффициент k_2 , аналогичный коэффициенту k_1 , входящему в уравнение (4-15), равен:

$$k_2 = k_1 + \ln \frac{B_{\theta i}}{B_{ON}}, \quad (4-17)$$

где коэффициент k_1 определяется по рис. 4-4.

Теперь продолжим анализ статической характеристики при использовании в качестве демодулятора диодного детектора. С учетом сказанного выше проводимость детектирующего устройства будет иметь вид:

$$g_{\text{дет}} = \frac{2i_{\text{вых}}}{\varphi_{\theta} k_1}. \quad (4-18)$$

Она может быть представлена суммой двух проводимостей, одна из которых постоянна и связана с выбором начального выходного тока усилителя $i_{\text{нач}}$, а другая определяется текущим значением выходного тока, равного $(i_{\text{вых}} - i_{\text{нач}})$. Тогда выражение (4-18) можно переписать:

$$g_{\text{дет}} = g_{\text{нач}} + g_{\text{тек}} = \frac{2}{\varphi_{\theta} k_1} i_{\text{нач}} + \frac{2}{\varphi_{\theta} k_1} (i_{\text{вых}} - i_{\text{нач}}). \quad (4-19)$$

Подставив полученное значение проводимости детектора в уравнение, определяющее баланс амплитуд в автогенераторе [69], и сгруппировав в нем отдельно члены, зависящие от амплитуды сигнала, и постоянные, получим:

$$u_{\text{вх}} = \frac{g_y + g_{\beta} + g_{\text{нач}}}{\alpha s_0} + \frac{g_{\text{тек}}}{\alpha s_0}, \quad (4-20)$$

где α — крутизна преобразования входного устройства.

Анализ этого уравнения показывает, что необходима определенная амплитуда входного сигнала, равная

$$u_{\text{вх0}} = \frac{g_y + g_{\beta} + g_{\text{нач}}}{\alpha s_0}, \quad (4-21)$$

чтобы в системе возникли автоколебания, вызывающие на выходе усилителя минимально различимый ток $i_{\text{нач}}$. При дальнейшем увеличении входного сигнала растет ток на выходе устройства согласно следующему уравнению:

$$(u_{\text{вх}} - u_{\text{вх0}}) = \frac{2(i_{\text{вых}} - i_{\text{нач}})}{\varphi_{\theta} k_1 \alpha s_0}. \quad (4-22)$$

Учитывая, что $i_{\text{вых}}$ почти во всем интервале изменений значительно больше $i_{\text{нач}}$, запишем выражение для статической характеристики усилителя АВУС

$$i_{\text{вых}} = 0,5 k_1 \alpha \varphi_{\theta} s_0 (u_{\text{вх}} - u_{\text{вх0}}) = s (u_{\text{вх}} - u_{\text{вх0}}), \quad (4-23)$$

где $s = 0,5 k_1 \alpha \varphi_{\theta} s_0$ — крутизна автогенераторного усилителя постоянного тока.

Аналогично для транзисторного демодулятора можно записать:

$$i_{\text{вых}} = 0,5 k_2 \alpha \varphi_{\theta} s_0 B_{\text{од}} (u_{\text{вх}} - u_{\text{вх0}}) = s (u_{\text{вх}} - u_{\text{вх0}}), \quad (4-24)$$

где $s = 0,5 k_2 \alpha \varphi_{\theta} s_0 B_{\text{од}}$ — крутизна автогенераторного усилителя постоянного тока с учетом коэффициента усиления по току транзистора демодулятора, равного $B_{\text{од}}$.

4-2. Влияние структурных факторов на статическую характеристику

а) Статическая характеристика АВУС, усилитель переменного напряжения которого охвачен общей обратной связью по напряжению

Пусть в структурной схеме устройства, представленной на рис. 4-5, зажим 1 соединен с зажимом 2. Здесь $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя переменного тока; $R_{\beta 1,2}$ — сопротивления обратных связей; $R=1/g$ — суммарное сопротивление параллельно включенных выходного сопротивления транзистора и сопротивления преобразующего устройства; $R_{нач} \parallel R_{тек}$ — полное сопротивление p - n -перехода.

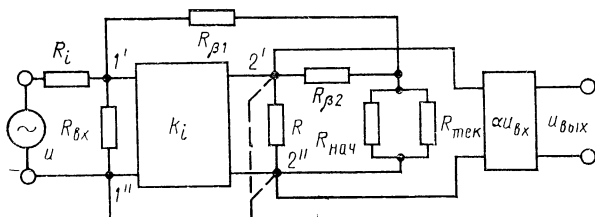


Рис. 4-5. Структурные схемы АВУС с обратной связью.

Используя соотношения для усилителей с обратными связями гл. 1 и [71, 85, 86] и учитывая, что сопротивление обратной связи $R_{\beta 1} \gg R_{22}$ и $R_{\beta 1} \gg R_i \parallel R_{вх}$, где R_{22} — суммарное сопротивление между зажимами 2' и 2'', можно получить следующие выражения для порогового напряжения и крутизны АВУС, усилитель переменного напряжения которого охвачен общей обратной связью по напряжению:

$$u_{вх0} = \frac{1}{\alpha s_0} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{нач}} \pm s_0 \beta \right), \quad (4-25)$$

где

$$\beta_i = R_i / R_{\beta 1};$$

$$i_{вых} = 0,5 k_1 \alpha \varphi_0 s_0 (u_{вх} - u_{вх0}) = s(u_{вх} - u_{вх0}). \quad (4-26)$$

Сравнивая уравнения (4-25) и (4-26) с уравнениями (4-21) и (4-23) в предыдущем параграфе, необходимо отметить следующее:

1) отрицательная обратная связь по напряжению сдвигает пороговое напряжение в большую сторону, а положительная — в меньшую сторону;

2) крутизна усилителя АВУС не зависит от знака и обратной связи по напряжению.

Эти свойства обратной связи по напряжению могут использоваться в практических схемах или для коррекции фазовой характеристики усилителя переменного тока (при отрицательной обратной связи), или для сведения к нулю порогового напряжения (при положительной обратной связи) без изменения крутизны усилителя АВУС.

б) Статическая характеристика АВУС, усилитель переменного напряжения которого охвачен общей обратной связью по току

В структурной схеме устройства, представленной на рис. 4-5, зажим 1'' соединен с зажимом 2' и $R_{\beta 2}$ — сопротивление обратной связи, включенное последовательно с нелинейным элементом. Остальные обозначения соответствуют принятым в предыдущем разделе.

Пороговое напряжение для схемы на рис. 4-5 запишется следующим образом:

$$u_{\text{вх0}} = \frac{1}{\alpha s_0} \left[\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{нач}}} (1 \pm R_{\text{пр}} s_0) \right], \quad (4-27)$$

где

$$R_{\text{пр}} = \frac{R_{\beta 2} R_l}{R_{\beta 1}} \quad (4-28)$$

— приведенное сопротивление обратной связи.

Ниже приведена связь выходного тока с входным напряжением

$$i_{\text{вых}} = \frac{0,5k_1 \varphi_0 s_0 \alpha u_{\text{вх}}}{(1 \pm R_{\text{пр}} s_0) - s_0 \alpha R_{\beta 2} u_{\text{вх}}}. \quad (4-29)$$

Учитывая, что для большинства усилителей выполняются условия

$$s_0 \alpha R_{\beta 2} u_{\text{вх}} \ll 1 \quad (4-30)$$

и

$$s_0 \alpha R_{\beta 2} u_{\text{вх}} \ll s_0 R_{\text{пр}}, \quad (4-31)$$

уравнение (4-29) можно переписать:

$$i_{\text{вых}} = \frac{0,5k_1\varphi_0 s_0 u_{\text{вх}}}{(1 \pm s_0 R_{\text{пр}})} = \frac{s}{(1 \pm s_0 R_{\text{пр}})} u_{\text{вх}}. \quad (4-32)$$

Анализ уравнений (4-27) — (4-32) позволяет сделать ряд выводов:

1) введение постоянного сопротивления последовательно с нелинейным выходным элементом делает крутизну АВУС переменной величиной, зависящей от входного сигнала.

Для устойчивой работы АВУС необходимо выполнение следующего условия:

$$R_{\text{п2}} \ll \frac{1}{s_0 u_{\text{вх. макс}}}, \quad (4-33)$$

где $u_{\text{вх. макс}}$ — максимально возможное постоянное напряжение на входе автогенераторного усилителя;

2) аналогично обратной связи по напряжению отрицательная обратная связь по току сдвигает пороговое напряжение в большую сторону, а положительная — в меньшую сторону;

3) крутизна АВУС зависит от обратной связи по току нелинейной нагрузки, причем она увеличивается под действием положительной и уменьшается под действием отрицательной обратной связи;

4) при определенной величине положительной обратной связи по току нелинейной нагрузки

$$R_{\text{пр}} = 1/s_0 \quad (4-34)$$

характеристика становится релейной и на базе АВУС можно строить пороговые устройства.

а) Статическая характеристика АВУС с согласующим трансформатором на выходе усилителя переменного напряжения

Как уже отмечалось, на выходе усилителя переменного напряжения в АВУС используется трансформатор переменного тока, необходимый для независимого выбора рабочих напряжений на демодуляторе и входном преобразующем устройстве.

Рассмотрим его влияние на статическую характеристику АВУС (рис. 4-6).

Обозначим:

$$k_{\text{тр}} = mn, \quad (4-35)$$

где $m = \omega_1/\omega_2$; $n = \omega_3/\omega_2$.

Запишем приведенную к первичной обмотке проводимость нагрузки и цепи положительной обратной связи

$$g_{\text{пр. дет}} = g_{\text{дет}} \frac{1}{m^2}; \quad (4-36)$$

$$g_{\text{пр}\beta} = g_{\beta} \frac{n^2}{m^2}. \quad (4-37)$$

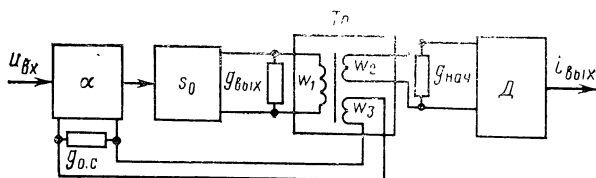


Рис. 4-6. Структурная схема АВУС с согласующим трансформатором на выходе усилителя переменного напряжения.

Уравнение стационарных колебаний (4-1) с учетом коэффициента передачи трансформатора примет вид:

$$\frac{\alpha u_{\text{вх}} s_0 n}{g_{\text{н. пр}}} = 1, \quad (4-38)$$

где

$$g_{\text{н. пр}} = g_{\beta} + g_{\text{пр}\beta} + g_{\text{пр. нач}} + g_{\text{пр. тек}}. \quad (4-39)$$

Подставив сюда значение $(g_{\text{нач}} + g_{\text{тек}})$ из уравнения (4-19) и $g_{\text{пр}\beta}$ из уравнения (4-36), получим пороговое напряжение и крутизну автогенераторного усилителя

$$u_{\text{вхо}} = \frac{\frac{g_{\gamma} m}{n} + \frac{1}{k_{\text{тр}}} (g_{\beta} n^2 + g_{\text{нач}})}{s_0 \alpha}; \quad (4-40)$$

$$s = 0,5 k_1 \alpha \varphi_0 s_0 k_{\text{тр}}. \quad (4-41)$$

При выводе полученных формул были сделаны определенные допущения, которые практически не вносят погрешности в расчеты уже спроектированных схем, но затрудняют выбор оптимальных параметров некоторых схемных элементов. Это в первую очередь относится к выбору связи выходного каскада с детектором.

Уточненная формула [87], связывающая выходной ток АВУС с входным напряжением, выглядит следующим образом:

$$F(x) = \frac{i_{\text{вых}}}{u_{\text{ном}}} = \frac{0,4\alpha k_0 k_{\text{тр}} B_{\text{од}} u e^x}{\sqrt{\left[1 + \frac{\omega_0 (T_1 + T_d) 2\eta Q e^x}{\sqrt{2\pi x^3} x^{3/2}}\right]^2 + \frac{2Q^2 \eta^2 e^{2x}}{\pi x^3} R_0 x^{3/2}}}, \quad (4-42)$$

где k_0 — коэффициент передачи усилителя переменного напряжения; $k_{\text{тр}} \sqrt{L_2/L_1} = M/L = 1/m$ — коэффициент трансформации; $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ — круговая частота контура; $Q = \omega L_1/R_1$ — добротность контура; R_1 — выходное сопротивление последнего усилительного каскада переменного тока; $T_1 = R_1 C_1$ — постоянная времени контура; $T_d = C_d z_{\text{н1}} = \text{const}$ — постоянная времени перехода; $R_0 = 1/ai$ — дифференциальное сопротивление p - n -перехода; $\eta = R_1 (k_1 \lambda)^2 / R_0$; λ — коэффициент, учитывающий потери в контуре; $B_{\text{од}}$ — коэффициент усиления по постоянному току транзисторного демодулятора; $x = u_{\text{вх}}/\varphi_0$, значение k_1 имеем из выражений (4-15) и определяется из рис. 4-4.

Анализ выражения (4-42) показывает (рис. 4-7) следующее:

1) с увеличением коэффициента трансформации $k_{\text{тр}}$ начальное напряжение $u_{\text{нач}}$ монотонно уменьшается;

2) с увеличением коэффициента трансформации до определенной величины номинальное напряжение $u_{\text{ном}}$ монотонно уменьшается, достигает экстремума и вновь начинает расти;

3) точка экстремума напряжения $u_{\text{ном}}$, как указывалось выше, по существу определяет коэффициент трансформации, необходи-

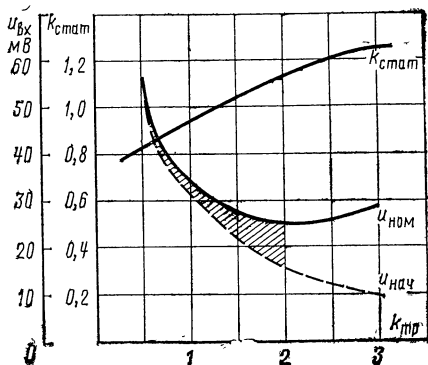


Рис. 4-7. Зависимость выходного тока АВУС от входного напряжения.

мый для получения минимального дрейфа за счет изменения параметров АВУС;

4) справа от точки экстремума остается область коэффициентов трансформации, которые нецелесообразно использовать, так как в этой области увеличивается дрейф и падает крутизна АВУС;

4) слева от точки экстремума рабочая область коэффициентов трансформации (заштрихованная область), причем чем левее от точки экстремума, тем выше крутизна преобразования, но соответственно больше дрейф.

Анализ показывает, что от выбора коэффициента трансформации зависят не только начальное и номинальное напряжение и крутизна АВУС, но и линейность его статической характеристики, характеризуемой коэффициентом непостоянства крутизны преобразования по диапазону:

$$k_{\text{стат}} = s_{\text{нач}} / s_{\text{ном}}, \quad (4-43)$$

где $s_{\text{нач}}$ — крутизна в начальной точке статической характеристики; $s_{\text{ном}}$ — крутизна в номинальной точке статической характеристики.

Зависимость значений $k_{\text{стат}}$ от коэффициента трансформации, рассчитанная для типового АВУС, приведена на рис. 4-7. Отсюда видно, что коэффициент трансформации, соответствующий линейной статической характеристике, лежит несколько левее точки экстремума номинального напряжения, т. е. эта точка соответствует большей крутизне АВУС и несколько большему дрейфу.

В зависимости от конкретных требований коэффициент трансформации $k_{\text{тр}}$ выбирается следующим образом:

1) при проектировании усилителя, работающего в широком температурном интервале, коэффициент трансформации берется в соответствии с расчетным ($k_{\text{тр}} = k_{1\text{мин}}$) и выбирается режим работы последнего каскада усилителя переменного напряжения, обеспечивающий необходимое напряжение на детекторе;

2) при проектировании усилителя, работающего в сравнительно узком температурном интервале (например, 5—50°C), с целью получения более высокой крутизны коэффициент трансформации выбирается выше соответствующего линейной характеристике.

Факторами, ограничивающими верхнее значение коэффициента трансформации, кроме дрейфа, являются ограниченность линейного участка характеристики последнего каскада усилителя переменного напряжения и

приближение системы к линейной, что делает ее потенциально неустойчивой.

г) *Влияние фазовых сдвигов в прямом канале на статическую характеристику*

Отдельные структурные элементы тракта АВУС вносят определенные фазовые сдвиги, которые в ряде случаев могут привести к потере устойчивости или резко изменить как статическую характеристику, так и частоту автоколебаний устройства [69]. Это особенно существенно при попадании на вход АВУС больших сигналов нерабочей полярности.

При работе усилителей в приборах АВУС охватывается общими отрицательной (в приборах с линейной характеристикой) или положительной (в приборах с релейной характеристикой) обратной связью.

В этом случае при резких скачках напряжения на входе усилителя, за которыми в силу инерционности фильтра демодулятора он не успевает отслеживать, появляется сигнал обратной полярности.

В регулирующих приборах и нуль-органах его появление, кроме того, связано с непостоянством полярности сигнала после элемента сравнения. При рабочей полярности сигнала за счет действия обратной связи амплитуда прикладываемого непосредственно к входному устройству напряжения на два-три порядка меньше его полной величины. При обратной полярности сигнал полностью прикладывается ко входному устройству.

Рассмотрим поведение усилителя при появлении на его входе сигнала обратной полярности. В этом случае при неблагоприятной амплитудно-фазовой характеристике АВСУ возможно возникновение автоколебаний. В релейных устройствах, где цепь внешней обратной связи для этой полярности сигнала становится отрицательной, эффект обратной генерации вызывает лишь временное нарушение нормальной работы устройства. В линейных устройствах цепь внешней отрицательной обратной связи для обратной полярности входного сигнала в случае возникновения паразитных автоколебаний становится положительной и АВУС входит в насыщение, теряя управляемость, вплоть до снятия питающего напряжения.

Особую опасность с точки зрения возникновения паразитной генерации представляют приборы с глубокой отрицательной обратной связью, в которых отношение

обратной амплитуды входного сигнала к рабочей достигает величины нескольких тысяч.

При таком соотношении амплитуд нужно провести анализ устойчивости всей системы, рассчитывая полную эквивалентную схему устройства, т. е. необходимо:

- 1) рассмотреть амплитудно-фазовую характеристику входного устройства с учетом изменения ее в зависимости от амплитуды входного сигнала;

- 2) рассмотреть амплитудно-фазовую характеристику усилителя переменного тока, учитывая постоянные времени транзисторных каскадов и их входные и выходные проводимости; амплитудно-фазовую характеристику согласующего трансформатора и сдвиг, обусловленный паразитной емкостью. Кроме того, необходимо учесть влияние на фазовую характеристику четырехполюсника обратной связи и емкости демодулятора, приведенной к первичной обмотке трансформатора.

При линеаризации этой системы (т. е. при выполнении расчетов без учета зависимостей параметров элементов схемы от частоты и амплитуды) возможно использование любого из известных методов анализа.

Весьма удобные и эффективные для системы невысокого порядка, все они становятся громоздкими для систем выше седьмого-восьмого порядка, к которым даже при линеаризации приводится АВУС с двух-, трехкаскадным усилителем переменного напряжения.

Поэтому целесообразно после расчета крутизны АВУС, принципиальной схемы усилителя переменного тока и определения режимов отдельных элементов провести экспериментальное исследование частотных характеристик всего тракта. Для анализа удобен один из наиболее распространенных частотных методов — метод, основанный на использовании критерия Найквиста, преимуществами которого являются наглядность и возможность проведения анализа запаса устойчивости как по фазе, так и по амплитуде.

Исследование необходимо проводить для нескольких уровней обратного входного сигнала: от максимально возможного до уровня, при котором входное устройство еще может рассматриваться как линеаризованное.

После проведения исследования амплитудно-фазовой характеристики частотным методом во всем рекомендуемом выше диапазоне входных сигналов анализ целесообразно вести по областям частот.

При этом следует учитывать, что в правильно спроектированном усилителе переменного напряжения наибольшую опасность с точки зрения возможности возникновения паразитной генерации представляет область высоких частот, где начинают вноситься дополнительные фазовые сдвиги за счет транзисторов.

При использовании двух-, четырехкаскадного усилителя достаточно иметь запас устойчивости по фазе порядка 30° , а запас устойчивости по модулю принимать пятикратным.

4-3. Температурный дрейф параметров статической характеристики

В отличие от усилителей М — ДМ, где погрешность в основном обусловлена изменением параметров входных устройств, в АВУС она связана как с изменением параметров входных элементов, так и параметров всего тракта, т. е. погрешность АВУС, приведенная ко входному сигналу, равна:

$$\Delta u^*_{вх} = \Delta u + \Delta u_{вх}, \quad (4-44)$$

где Δu — погрешность от дрейфа нуля входного устройства; $\Delta u_{вх}$ — структурная погрешность АВУС.

Исследуем вторую, специфическую для АВУС составляющую погрешности.

Оценим стабильность усилителя типа АВУС, исследуя уравнение статической характеристики (4-23), записанной следующим образом:

$$u_{вх} = u_{вх.тек} + u_{вх0}; \quad (4-45)$$

$$u_{вх.тек} = \frac{i_{ввix}}{s}; \quad s = 0,5k_1\alpha\varphi_\beta s_0; \quad u_{вх0} = \frac{1}{\alpha s_0} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{нач}} + s_0\beta \right);$$

$$\beta = \frac{R_i}{R_\beta}; \quad \frac{1}{R} = \frac{1}{R_y} + \frac{1}{R_\beta}.$$

Изменение напряжений в правой части уравнения (4-45) вызовет соответствующее изменение напряжения в левой части

$$\Delta u_{вх} = \Delta u_{вх.тек} + \Delta u_{вх0}. \quad (4-46)$$

Нетрудно видеть, что дрейф, приведенный к входному сигналу, складывается из двух составляющих — дрейфа порогового напряжения $u_{вх0}$ и напряжения, соответствующего данной точке характеристики АВУС.

Определим изменение этих величин под влиянием основных дестабилизирующих факторов при небольшом отклонении их от номинальных величин. Учитывая, что в выражении (4-46) величины β и R_β можно считать постоянными, взяв соответствующие частотные производные, получим составляющие дрейфа, обусловленные влиянием каждого из дестабилизирующих факторов.

После несложных преобразований имеем:

$$\Delta u_{\text{вх}} = -\frac{1}{\alpha s_0} \left[\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{нач}}} + s^2 \right) \left(\frac{\Delta \alpha}{\alpha} + \frac{\Delta s_0}{s_0} \right) + \left(\frac{\Delta R}{R^2} + \frac{\Delta R_{\text{нач}}}{R_{\text{нач}}^2} \right) \right]; \quad (4-47)$$

$$\Delta u_{\text{вх.тек}} = -\frac{i_{\text{вых}}}{s} \left(\frac{\Delta k}{k} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha} + \frac{\Delta \varphi_\theta}{\varphi_\theta} + \frac{\Delta s_0}{s_0} \right). \quad (4-48)$$

Анализ уравнения (4-47) позволяет сделать ряд выводов.

Дрейф порогового напряжения зависит от изменения параметров всех элементов, определяющих пороговое напряжение, причем при прочих равных условиях величина его обратно пропорциональна крутизне преобразования входного устройства и крутизне усилителя переменного напряжения.

Напряжение дрейфа прямо пропорционально пороговому напряжению.

При наличии в системе обратной связи увеличение s оставляет значение дрейфа конечным и равным

$$\Delta u_{\text{вх0}} = -\frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{\Delta \alpha}{\alpha} + \frac{\Delta s_0}{s_0} \right), \quad (4-49)$$

т. е. дрейф прямо пропорционален глубине обратной связи.

Из анализа уравнения (4-28) видно, что дрейф также зависит от изменения всех параметров, определяющих текущее напряжение, и стремится к нулю при увеличении крутизны АВУС.

Как уже отмечалось, основной причиной дрейфа транзисторного усилителя является изменение температуры (температурный дрейф). Для его определения необходимо оценить температурный дрейф отдельных составляющих в уравнениях (4-47) и (4-48).

Изменения крутизны преобразования за счет температуры зависит от конкретной схемы входного устройства, типов и тщательности подбора ее элементов, в большинстве случаев оно может быть выражено следующим образом:

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} = \pm n \frac{\Delta \theta}{\theta},$$

где n — коэффициент стабильности, характеризующий данное входное устройство.

Крутизна усилителя переменного напряжения s_0 растет с увеличением температуры пропорционально росту коэффициентов усиления по току отдельных транзисторов [88] и при отсутствии внутренних обратных связей лежит в пределах

$$\frac{\Delta s_0}{s_0} = (0,5 \div 2) \frac{\Delta \theta}{\theta}.$$

Для ориентировочных расчетов можно принять:

$$\frac{\Delta s_0}{s_0} = \frac{\Delta \theta}{\theta}.$$

Изменение ΔR связано с изменением выходного сопротивления последнего каскада УПН. Но для большинства транзисторов им можно пренебречь [89].

Сопротивление детектора

$$R_{\text{дет}} = \sqrt{\frac{\pi x}{2}} \frac{u}{i_0} e^{-x}.$$

Учитывая, что начальное сопротивление определяется при пороговом напряжении, получаем:

$$R_{\text{нач}} = \sqrt{\frac{\pi x_{\text{нач}}}{2}} \frac{u_{\text{нач}}}{i_0} e^{-x_{\text{нач}}}, \quad (4-50)$$

где $x_{\text{нач}}$ — значение, соответствующее $u_{\text{вхо}}$.

Учитывая, что (см. § 2-1)

$$i_0 = i e^{-\frac{\varphi_{\theta} \varphi_3}{\theta}}, \quad (4-51)$$

где i — коэффициент, определяемый параметрами p - n -перехода и имеющий размерность тока; φ_3 — ширина запрещенной зоны, и подставляя значение обратного тока из уравнения (4-51) в уравнение (4-50) можно записать:

$$R_{\text{нач}} = \sqrt{\frac{\pi x_{\text{нач}}}{2}} \frac{u_{\text{нач}}}{i} e^{\left(\frac{\varphi_{\theta} \varphi_3}{\theta} - x_{\text{нач}}\right)}. \quad (4-52)$$

Для германиевого p - n -перехода ($\varphi_3=0,7$ В) уравнение запишетс^я следующим образом:

$$\frac{\Delta R_{\text{нач}}}{R_{\text{нач}}^2} = -8140 \frac{\Delta \theta}{\theta^2 R_{\text{нач}}}. \quad (4-53)$$

Для кремниевого перехода ($\varphi_3 = 1,1$ В)

$$\frac{\Delta R_{\text{нач}}}{R_{\text{нач}}^2} = -12\,800 \frac{\Delta \theta}{\theta^2 R_{\text{нач}}}.$$

Из уравнений (4-15) после проведения вычислений, аналогичных сделанным выше, получим:

$$\frac{\Delta k}{k} = -\frac{\varphi_3}{k_1 k \theta^2} \Delta \theta. \quad (4-54)$$

Соответственно для германиевого перехода

$$\frac{\Delta k_{1\text{герм}}}{k_{1\text{герм}}} = -8140 \frac{\Delta \theta}{k_{1\text{кр}} \theta^2}; \quad (4-55)$$

для кремниевого перехода

$$\frac{\Delta k_{1\text{кр}}}{k_{1\text{кр}}} = -12\,800 \frac{\Delta \theta}{\theta_{1\text{кр}} \theta^2}.$$

Изменение температурного потенциала в соответствии с уравнениями § 2-1,а

$$\Delta \varphi_{\theta} / \varphi_{\theta} = \Delta \theta / \theta. \quad (4-56)$$

Подставив полученные выражения в уравнения (4-47) и (4-48), запишем:

$$\Delta u_{\text{вхо}} = \frac{\Delta \theta}{\theta} \frac{1}{\alpha s_0} \left[\frac{c}{\theta R_{\text{нач}}} - \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{нач}}} + s_0 \beta \right) (1 \pm n) \right], \quad (4-57)$$

где коэффициент c для германиевого p - n -перехода равен 8140, а для кремниевое 12 800;

$$\Delta u_{\text{вх.тек}} = \frac{\Delta \theta}{\theta} \frac{i_{\text{вых}}}{s_0} \left(\frac{c}{k_1 T} \mp n - 2 \right). \quad (4-58)$$

Общее значение структурного температурного дрейфа, приведенное ко входу автогенераторного усилителя, может быть получено после определения отдельных ее составляющих по уравнениям (4-57) и (4-58) и подстановки этих значений в уравнение (4-46).

Анализ метрологических характеристик, приведенный выше, сделан без учета собственных шумов усилителя, что может привести в ряде случаев к неправильным выводам о предельно возможной чувствительности. Это особенно важно для варикапно-транзисторных усилителей постоянного тока высокой чувствительности, в которых приняты специальные меры для исключения всех источников дрейфа (например, проведен подбор варикапов, усилитель термостатирован), и варикапно-транзисторных усилителей, используемых в тракте усиления слабых сигналов переменного тока или напряжения.

При анализе необходимо учитывать как шумовые свойства отдельных элементов схемы (достаточно учитывать шумовые свойства только активных элементов), так и структурную схему усилителя в целом. Подробное изложение этого вопроса приведено в первом издании книги.

Здесь дадим лишь основные рекомендации по уменьшению уровня шумов усилителя:

1. Необходимо особенно тщательно подходить к выбору элементов и режимов работы входного варикапного устройства и первого транзисторного каскада.

2. Целесообразно применять балансную схему входного параметрического устройства как по цепи опорного напряжения, так и цепи входного сигнала.

3. Целесообразно выполнять четырехполюсник цепи положительной обратной связи узкополосным, обращая особое внимание на фильтрацию низкочастотной части спектра опорного напряжения, лежащей в полосе пропускания входного сигнала.

4. Целесообразно выбирать рабочий участок на линейной части статической характеристики АВУС.

При выполнении этих условий шумовые характеристики варикапно-транзисторного автогенераторного усилителя не отличаются по уровню от характеристик усилителей типа М — ДМ. В области низких частот усиливаемых сигналов (до 1 кГц) и при высоких сопротивлениях источника сигнала (выше 1 МОм) варикапно-транзисторные автогенераторные усилители имеют наименьший среди усилителей постоянного тока уровень собственных шумов.

4-4. Влияние нелинейности усилителя переменного напряжения на статическую характеристику автогенераторных усилителей

Полученные выше выражения справедливы в том случае, если основным формирующим статическую характеристику элементом является p - n -переход транзистора или диода с низкоомной нагрузкой.

В схемах, где детектирующее устройство развязано от автогенератора линейным усилительным каскадом или же в качестве детектора используется диодный демодулятор с высокоомной нагрузкой, необходимо применять специальные меры для получения устойчивой статической характеристики. Для формирования удобно использовать либо диоды, подключенные параллельно нагрузке усилителя переменного напряжения, либо нелинейность самого усилителя переменного напряжения. Аналитическое рассмотрение нелинейности, вносимой в прямой тракт автогенераторного устройства многокаскадным усилителем переменного тока, как отмечалось выше, — весьма трудоемкая задача. Однако в большинстве случаев удастся свести анализ источников нелинейности многокаскадного усилителя к рассмотрению источников нелинейности последнего каскада усилителя. Это объясняется тем, что доля нелинейности, вносимая последним каскадом, работающим на больших уровнях сигнала, практически всегда больше нелинейностей, обусловленных работой предыдущих каскадов.

Для анализа воспользуемся методикой [90], в основу которой положены следующие соображения. Вводится понятие мгновенный коэффициент передачи

$$k(t) = \frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} = \frac{d \left[u_{1\text{вых}} \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} u_{n\text{вых}} \cos (n\omega t + \varphi_n) \right]}{d(u_{\text{вх}} \cos \omega t)}, \quad (4-59)$$

где $u_{1\text{вых}}$ — амплитуда напряжения первой гармоники на выходе анализируемого четырехполюсника; $u_{n\text{вых}}$ — амплитудное значение напряжения n -й гармоники.

Выражение (4-59) показывает, что нелинейные искажения, вносимые любым безынерционным четырехполюсником, однозначно определяются непостоянством мгновенного коэффициента передачи $k(t)$. Действительно, если четырехполюсник не вносит нелинейных искажений, то

$$\sum_{n=2}^{\infty} u_{n\text{вых}} \cos (n\omega t + \varphi_n) = 0.$$

При этом мгновенный коэффициент передачи в любой момент времени один и тот же

$$k(t) = u_{1\text{вых}}/u_{\text{вх}} = \text{const.}$$

Если же нелинейные искажения имеют место, то, как видно из выражения (4-59), в различные моменты времени значения $k(t)$ неодинаковы. Следовательно, отдельные мгновенные значения входного напряжения передаются к выходу с различными коэффициентами передачи, что и приводит к отличию формы входного и выходного сигналов.

Если через четырехполюсник передается только один сигнал, то единственной причиной непостоянства $k(t)$ является функциональная зависимость мгновенного коэффициента передачи $k(t)$ от мгновенного значения передаваемого напряжения.

Таким образом, рассмотрение проводится следующим образом: значение $k(t)$ выражается через параметры исследуемого четырехполюсника, определяется функциональная зависимость отдельных составляющих

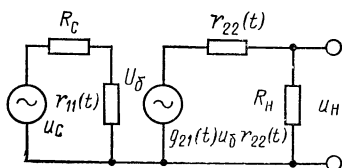


Рис. 4-8. Эквивалентная схема усилителя на биполярном транзисторе.

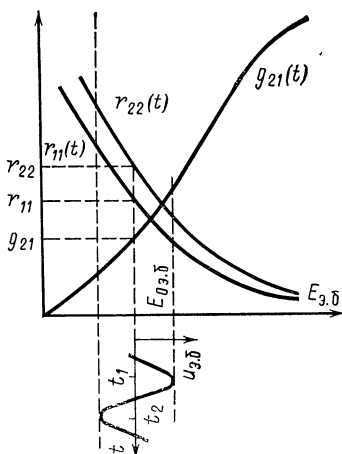


Рис. 4-9. Типовая зависимость эквивалентных параметров схемы рис. 4-8 от напряжения $E_{э.б.}$.

полученного выражения от мгновенного значения передаваемого напряжения и производится гармонический анализ.

Проведем расчет эквивалентной схемы усилителя на транзисторе, изображенной на рис. 4-8, где u_c — напряжение источника сигнала, R_c — его внутреннее сопротивление и R_n — сопротивление нагрузки.

В схеме учтены только активные составляющие сопротивлений, что справедливо для частот, меньших граничной частоты транзистора; тогда мгновенный коэффициент передачи усилителя определяется следующим вы-

ражением:

$$k(t) = \frac{r_{11}(t)}{R_c + r_{11}(t)} \frac{R_H}{R_H + r_{22}(t)} g_{21}(t) r_{22}'(t). \quad (4-60)$$

Из выражения (4-60) видно, что непостоянство мгновенного коэффициента передачи $k(t)$ обусловлено зависимостью от напряжения сигнала параметров $r_{11}(t)$, $r_{22}(t)$ и $g_{21}(t)$. Действительно, определенная часть усиленного напряжения подводится к промежутку эмиттер—база транзистора. Следовательно, между базой и эмиттером будут действовать постоянное напряжение $E_{0\alpha,6}$, определяющее режим транзистора, и переменное $u_{\alpha,6}$. Наличие последнего приводит к непостоянству мгновенных значений $r_{11}(t)$, $r_{22}(t)$ и $g_{21}(t)$. Мгновенное значение любого из этих трех параметров определяется суммарным напряжением $E_{0\alpha,6} + u_{\alpha,6}$.

Типовые зависимости указанных величин от напряжения $E_{0\alpha,6}$ приведены на рис. 4-9. Используя аналитические выражения для этих зависимостей и уравнение (4-60) для режима любых сигналов ($E_{0\alpha,6} \gg u_{\alpha,6}$), получаем [90] следующее выражение, связывающее между собой напряжение на нагрузке и амплитуду входного сигнала:

$$\begin{aligned} u_H = & \left(1 + \frac{1}{4} H_3 k_1^2 u_c^2\right) g_{21} r_{22} k_2 k_1 u_c \cos \omega t + \\ & + \frac{1}{4} H_2 g_{21} r_{22} k_2 k_1^2 u_c^2 \cos 2\omega t + \\ & + \frac{1}{12} H_3 g_{21} r_{22} k_2 k_1^3 u_c^3 \cos 3\omega t, \end{aligned} \quad (4-61)$$

где

$$\begin{aligned} H_2 = & \frac{r'_{11}}{r_{11}} (1 - k_1) + \frac{g'_{21}}{g_{21}} + \frac{r'_{22}}{r_{22}} - \frac{r'_{22}}{R_H + r_{22}}; \\ H_3 = & \left[\frac{r'_{11}}{r_{11}} \left(\frac{g'_{21}}{g_{21}} + \frac{r'_{22}}{r_{22}} - \frac{r'_{22}}{R_H + r_{22}} \right) + \frac{1}{2} \frac{r''_{11}}{r_{11}} - \right. \\ & \left. - \left(\frac{r'_{11}}{r_{11}} \right)^2 k_1 \right] (1 - k_1) + \left(\frac{g'_{21}}{g_{21}} - \frac{r'_{22}}{R_H + r_{22}} \right) \times \\ & \times \left(\frac{r'_{22}}{r_{22}} - \frac{r'_{22}}{R_H + r_{22}} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{r''_{22}}{r_{22}} - \frac{r''_{22}}{R_H + r_{22}} + \frac{g''_{21}}{g_{21}} \right); \\ k_1 = & \frac{r_{11}}{R_c + r_{11}}; \quad k_2 = \frac{R_H}{R_H + r_{22}}. \end{aligned}$$

Как видно из выражения (4-61), в спектре выходного усиливаемого сигнала появляются напряжения второй и третьей гармоник и коэффициент усиления по первой гармонике становится зависящим от амплитуды входного сигнала.

В практических схемах усилителей переменного тока, в которых режимы транзисторов по постоянному току обеспечиваются за счет различных схем стабилизации на сопротивлениях, наряду с описанным выше эффектом, увеличивающим коэффициент усиления, существует эффект, уменьшающий его [91]. Рассмотрим его подробнее.

При подаче входного переменного напряжения изменяется не только переменное напряжение на выходе транзистора, но меняется и постоянная составляющая его эмиттерного тока $i_{э.с.}$, равная

$$i_{э.с.} = i_{э0} + \frac{p_0}{2} u^2_c, \quad (4-62)$$

где $i_{э0}$ — постоянная составляющая тока при отсутствии входного сигнала; p_0 — коэффициент, учитывающий нелинейность характеристики транзистора.

Тогда приращение постоянной составляющей тока эмиттера было бы равно:

$$\Delta i_{э0} = \frac{p_0}{2} u^2_c. \quad (4-63)$$

Это приращение имело бы место, если бы постоянное напряжение $u_{б.э}$ сохранилось неизменным при подаче переменного напряжения и равным $u_{б0}$. Так как в схеме всегда имеется система стабилизации тока эмиттера, то постоянная составляющая тока почти не увеличится, а на переходе база — эмиттер появится запирающее напряжение

$$\Delta u_{б.э} = - \frac{\Delta i_{э0} k_1}{s_0} = - \frac{p_0}{2 s_0} k_1 u^2_c, \quad (4-64)$$

где k_1 — коэффициент, характеризующий эффективность системы стабилизации тока эмиттера; так, для схемы, представленной на рис. 4-10, этот коэффициент равен:

$$k_1 = \frac{1}{1 + \frac{r_э + r_б(1 + h_{21б})}{R_э + R_б(1 - h_{21б})}}, \quad (4-65)$$

где R_9 — сопротивление в цепи эмиттера; $R_6 = R_{61} \parallel R_{62}$ — сопротивление в цепи базы; $r_э$, $r_б$, $h_{21б}$ — параметры транзистора: дифференциальное сопротивление эмиттера, сопротивление базы и коэффициент передачи по току в схеме с общей базой.

Появление запирающего напряжения $\Delta u_{б.э}$ приводит к уменьшению крутизны транзистора по первой гармонике. Так как приращение крутизны Δs мало по сравнению с s_0 , то его можно определить по формулам

$$\Delta s = - \frac{p_0^2}{s_0} k_1 u_c^2; \quad (4-66)$$

$$\Delta s = - \frac{p_0^2}{s_0^3} k_1 i_c^2, \quad (4-67)$$

где i_c — амплитуда первой гармоники тока эмиттера. Тогда относительное изменение крутизны

$$\delta s = \frac{\Delta s}{s_0} = - \frac{p_0^2}{s_0^3} k_1 i_c^2. \quad (4-68)$$

Из формул (4-66) — (4-68) следует, что при появлении переменной составляющей напряжения база — эмиттер крутизна уменьшается при любом знаке коэффициента p_0 .

Таким образом, в усилителе переменного напряжения всегда присутствуют два противоположных по действию эффекта, действие которых зависит как от характеристик используемого транзистора, так и от схемы стабилизации его режима по постоянному току, что всегда дает возможность получить необходимую статическую характеристику усилителя.

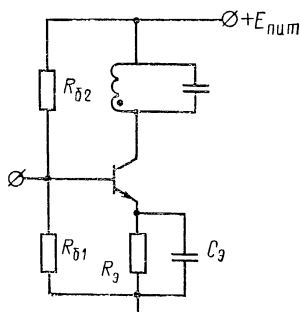


Рис. 4-10. Схема резонансного усилителя переменного напряжения.

4-5. Графоаналитический метод расчета статической характеристики

В ряде случаев, когда аналитическое исследование показывает, что в формировании характеристики участвуют совместно p - n -переход демодулятора и усилитель переменного тока, целесообразно прибегнуть к графиче-

скому методу анализа статической характеристики. Хотя такой метод представления процессов и не обладает достаточной строгостью, он чрезвычайно прост и нагляден, так как позволяет четко отобразить взаимосвязь между формой характеристик основных звеньев и характером процессов управления.

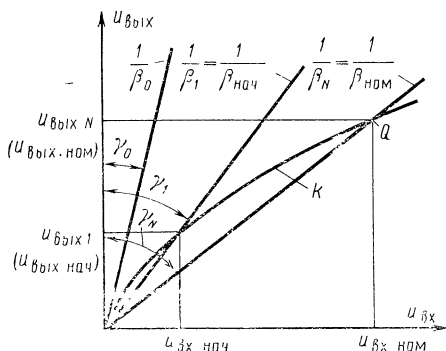


Рис. 4-11. Зависимость $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$ для усилительного звена без обратной связи и для линейного звена обратной связи.

На рис. 4-11 построены зависимости между входным и выходным значениями напряжения для усилительного звена без обратной связи (характеристика k) и для линейного звена обратной связи (характеристики $1/\beta_0$; $1/\beta_1$; $1/\beta_N$). Характеристика усилительного звена может быть выражена как $u_{\text{вых}} = k u_{\text{вх}}$, а характеристика звена обратной связи

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{\beta_0} u_{\text{вх}}.$$

Условию баланса амплитуд на рис. 4-11 соответствуют пересечения характеристик k и $1/\beta_i$.

Действительно, в этих точках

$$k(u_{\text{вх}}) u_{\text{вх}} = \frac{1}{\beta_0} u_{\text{вх}} \text{ или } k(u_{\text{вх}}) \beta_0 = 1.$$

Таким образом, графическим условием осуществления автоколебательного процесса является наличие общей точки у характеристик k и $1/\beta_0$. Рассматриваемая характеристика соответствует случаю формирования монотонной статической характеристики.

Действительно, линия обратной связи $1/\beta_0$, определяемая углом наклона ее к оси ординат γ_0 , не имеет точек пересечения с характеристикой усилительного звена. Значит, графическое условие самовозбуждения не выполняется и колебания в автогенераторе отсутствуют. Увеличение коэффициента обратной связи, выражающееся на рис. 4-11 в увеличении угла γ , приведет к появлению точки пересечения линии обратной связи с характеристикой усилительного звена (точки установления автоколебательного процесса) и возникновению устойчивых колебаний с некоторой начальной амплитудой выходного напряжения. Дальнейшее увеличение обратной связи сопровождается, как это видно из рисунка, появлением новых точек пересечения характеристик k и $1/\beta_0$, ординаты которых возрастают соответственно увеличению угла γ . Следовательно, с ростом коэффициента обратной связи происходит присущее мягкому режиму возбуждения плавное возрастание амплитуды выходного напряжения.

Используя рассмотренный выше графический способ анализа, можно получить статическую характеристику автогенераторного усилителя.

Расчет следует производить следующим образом:

1) выбрав тип транзистора демодулятора и зная диапазон изменения выходной величины $A_{\text{ном}} - A_{\text{нач}}$ (где A — выходной ток или напряжение на нагрузке), определяем требуемый диапазон изменения выходного напряжения усилителя переменного тока $u_{\text{вых.ном}}$ и $u_{\text{вых.нач}}$;

2) по снятой экспериментально характеристике $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$ находим пределы изменения входного напряжения усилителя переменного тока $u_{\text{вх.ном}}$ и $u_{\text{вх.нач}}$, соответствующие им значения глубины обратной связи $\beta_{\text{ном}}$ и $\beta_{\text{нач}}$ (см. рис. 4-11);

3) определим опорное напряжение, питающее мост:

$$u_{\text{оп.нач}} + \frac{u_{\text{вых.нач}} n}{m} \quad \text{и} \quad u_{\text{оп.ном}} = \frac{u_{\text{вых.ном}} n}{m},$$

где m ; n — см. (4-35);

4) задаваясь значением крутизны преобразования входного устройства, найдем входное постоянное напряжение по формулам

$$u_{\text{вх.ном}} = \frac{\beta_{\text{ном}} m}{\alpha n}; \quad u_{\text{вх.нач}} = \frac{\beta_{\text{нач}} m}{\alpha n}.$$

4-6. Динамические характеристики

Как показано [92, 93], установившиеся и переходные процессы в двухконтурных варикапно-транзисторных усилителях описываются системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \omega_1^2 u_1 &= \mu \left[\gamma_2 \frac{du_2}{dt} - \gamma_3 (1 + \xi) \times \right. \\ &\quad \left. \times \frac{du_1}{dt} - \gamma_3 \xi A u_1 \right]; \\ \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \omega_2^2 u_2 &= \mu \left(\gamma_0 \frac{du_1}{dt} - \gamma_1 \frac{du_2}{dt} \right), \end{aligned} \right\} \quad (4-69)$$

где u_1, u_2 — переменные напряжения на входе и выходе усилителя; ω_1, ω_2 — собственные круговые частоты входного и выходного контуров АВУС; $\mu, \gamma_0, \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров исходной системы; ξ — нелинейная функция, зависящая от амплитуды колебаний; A — амплитуда первой гармоники.

Нелинейная функция $\xi(A)$, определяемая в виде

$$\xi(A) = R_i / R_n(A),$$

где R_i — выходное сопротивление конечного каскада усилителя переменного напряжения; $R_n(A)$ — нелинейное сопротивление по первой гармонике, вносимое детектором в контур, во всей области $0 \leq A \leq \infty$ удовлетворяет условиям Липшица и неравенству $\xi(A_0) \leq \xi(A_1)$ при $A_0 \leq A_1$ (здесь A_0, A_1 — различные значения аргумента) [93].

При $A \rightarrow 0$ $\xi(A)$, в частности, может стремиться к нулю, при этом исходная нелинейная система приближается сколь угодно близко к линейной. При $\xi(A) < 1$ система (4-69) является томсоновской системой с двумя степенями свободы.

В соответствии с определением нелинейной функции запишем решение системы в виде

$$u_1 = A(t) \cos(\omega t + \beta_1), \quad u_2 = B(t) \cos(\omega t + \beta_2),$$

где ω — круговая частота автоколебаний; β_1, β_2 — установившиеся фазы автоколебаний.

С учетом членов только первого порядка малости решение системы (4-69) дает систему равенств, определя-

ющих поведение исследуемой системы по огибающим высокочастотных колебаний:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dA}{dt} &= \frac{1}{2} \mu [B\gamma_2 \cos \beta_0 - \gamma_3 A (1 + \xi)]; \\ \frac{dB}{dt} &= \frac{1}{2} \mu [A\gamma_0 \cos \beta_0 - \gamma_1 B]; \\ \frac{d\beta_1}{dt} &= \frac{1}{2} \mu \left(\frac{\gamma_3 \xi' A t}{\omega} - \frac{B\gamma_2}{A} \sin \beta_0 \right) + \eta_1; \\ \frac{d\beta_2}{dt} &= \frac{1}{2} \mu \frac{A}{B} \gamma_0 \sin \beta_0 + \eta_2, \end{aligned} \right\} \quad (4-70)$$

где $\eta_1 = \omega_1 - \omega$; $\eta_2 = \omega_2 - \omega$; $\beta_0 = \beta_1 - \beta_2$.

Режиму установившихся автоколебаний соответствует система равенств

$$\begin{aligned} B\gamma_2 \cos \beta_0 - \gamma_3 A (1 + \xi) &= 0; \\ A\gamma_0 \cos \beta_0 - \gamma_1 B &= 0; \\ \eta_1 - \frac{\mu B}{2A} \gamma_2 \sin \beta_0 &= 0; \\ \eta_2 + \frac{\mu A}{2B} \gamma_0 \sin \beta_0 &= 0. \end{aligned}$$

Из решения этой системы можно определить следующие основные параметры автогенераторного усилителя: частоту генерации

$$\omega_r = \frac{1 + T_{\text{вх}} T_i \omega_1 \omega_2}{1 + T_{\text{вх}} T_i \omega_2^2}, \quad (4-71)$$

где T_i — постоянная времени входного устройства; $T_{\text{вх}}$ — постоянная времени входного контура; амплитуду автоколебаний

$$1 + G_* = T_{\text{вх}} T_i \omega_2^2 \left| \frac{\eta_2}{\eta_1} \right|; \quad (4-72)$$

коэффициент усиления и быстродействие.

Коэффициент усиления определяется крутизной изменения амплитуды автоколебаний в зависимости от величины входного сигнала ε или коэффициента передачи входного устройства операционного усилителя $\alpha_0 = k_M \varepsilon$, где k_M — размерный постоянный множитель:

$$k_y = \frac{dA}{d\varepsilon} = \frac{\alpha_1 k k_M \cos^2 \beta_0}{\xi_A} = \frac{c}{\xi_A}, \quad (4-73)$$

где $c = \alpha_1 k k_M \cos^2 \beta_0$; α_1 и k — коэффициенты передачи цепи положительной связи и усилителя переменного напряжения.

Быстродействие управляемого автогенератора может быть охарактеризовано эквивалентной постоянной времени, зависящей от режима автоколебаний.

Из системы равенств (4-70) с учетом вышепринятых обозначений имеем:

$$\frac{dA}{dt} = -\frac{A}{2} \frac{k_{CB}^* - \xi(A)}{[T_i + T_{BX}(1 + \xi(A))]} = \Phi(A),$$

где $k_{CB}^* = k_{CB} - 1$; $k_{CB} = 1 + \xi(A) = \delta_0 \delta_1 k \cos^2 \beta_0$ — коэффициент положительной обратной связи.

Решая уравнение в вариациях $\frac{d\delta A}{dt} = \Phi'_A(A) \delta A$, находим в окрестности установившегося режима

$$\delta A = (\delta A_0) e^{\Phi'_A t} (\delta A_0) e^{-\frac{t}{T_\Phi}}, \quad (4-74)$$

где

$$T_\Phi = -\frac{1}{\Phi_A} \approx \frac{2[T_i + T_{BX}]}{A_0 \xi_{A_0}}.$$

Выходной сигнал постоянного тока демодулятора $u_{ВЫХ}$ связан с амплитудой колебаний A выражением

$$u_{ВЫХ} = f(A),$$

где $f(A)$ — нелинейная функция, связывающая постоянную составляющую тока детектора с амплитудой подводимых к нему колебаний.

Коэффициент усиления этого звена равен:

$$\frac{du_{ВЫХ}}{dA} = f'_A(A). \quad (4-75)$$

Из выражений (4-73) и (4-75) находим «сквозной» коэффициент усиления рассматриваемой системы для сигнала постоянного тока

$$k_0 = \frac{du_{ВЫХ}}{d\varepsilon} = \frac{dA}{d\varepsilon} \frac{du_{ВЫХ}}{dA} = \frac{cf'_A(A)}{\xi_A(A)}. \quad (4-76)$$

Для сигналов постоянного тока детектор практически является безынерционным элементом. Поэтому эквивалентная постоянная времени АВУС без учета постоянной времени выходного фильтра будет определяться выражением (4-74).

Практические схемы автогенераторных усилителей отличаются от рассмотренной идеализированной модели наличием эффекта насыщения высокочастотного усилителя и нелинейностью передачи входного преобразующего устройства. Можно показать, что «сквозной» коэффициент усиления реальных схем уменьшается до нуля при $x \rightarrow 0$ и при $x \rightarrow \infty$ и максимален при некотором среднем значении x .

Эквивалентная постоянная времени увеличивается ($T_э \rightarrow \infty$) по мере приближения исходной физической системы к порогу возбуждения и уменьшается ($T_э \rightarrow 0$) по мере удаления от него.

Для получения соотношений, описывающих динамические характеристики одноконтурных схем в уравнениях (4-69), необходимо положить постоянную времени одного из контуров равной нулю.

Глава пятая

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

5-1. Усилители с непосредственными связями I.

Схемы малой и средней точности

а) Усилитель с параллельно-балансным и разностным каскадами на биполярных транзисторах

Рассмотрим простейший схемный пример, поясняющий принципы подхода к проектированию усилителей с непосредственными связями.

Схема усилителя показана на рис. 5-1 и представляет собой каскадное (с последовательным прохождением сигнала) соединение параллельно-балансного и разностного каскадов на кремниевых транзисторах КТ315Г и КТ361Г. Диапазон выходных напряжений ± 10 В в этой схеме должен обеспечиваться при выходном токе ± 1 мА.

Коэффициент усиления этой схемы определится выражением, получаемым из (2-84), (2-87), (2-91) и (2-97):

$$k_{u0} = -k_{u01}k_{u02} = -\frac{B_{01}B_{02}R_{K1}R_{K2}}{2[R_{K1}+r_{02}+r_{э1}(B_{02}+1)][r_{01}+r_{э1}(B_{01}+1)]}, \quad (5-1)$$

где первый множитель определяет усиление первого каскада, т. е. отношение сигнала между коллекторами

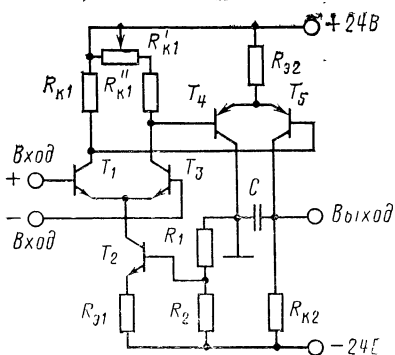


Рис. 5-1. Усилитель постоянного тока типа параллельно-балансный — разностный каскад на биполярных транзисторах.

Пусть задано $u'_{др}/\Delta\theta \leq 100$ мкВ/град, $i_{вх} \leq 5$ мкА при $\Delta i_{вх}/\Delta\theta \leq 0,05$ мкА/град, температурный диапазон 0—50°C, коэффициент усиления $k_{u0} \geq 2000$, $u_{вых.макс} = \pm 10$ В, $i_{вых.макс} = \pm 1$ мА, синфазный сигнал на входах ± 10 В, коэффициент усиления на частоте 10 Гц $|k_u| > 2000$.

Из условия $i_{вх} \leq 5$ мкА определяем токи эмиттеров входного каскада

$$i_{э1,3} \leq (B_0 + 1) i_{вх} = 200 \text{ мкА},$$

где B_0 для КТ315Г принят 40 [номинальное значение $B_0 = 70$ для КТ315Г, однако следует учесть его снижение при охлаждении до 0°C на 10% ($b = 0,5 \cdot 10^{-2}$) и от пониженного значения тока $i_э$ по сравнению с номинальным, см. рис. 2-2].

Учитывая, что $\Delta i_{вх}/\Delta\theta = b i_{вх}$, получаем: $\Delta i_{вх}/\Delta\theta = 0,5 \times 10^{-2} \cdot 5 \text{ мкА/град} = 0,025 \text{ мкА/град}$.

Температурный дрейф параллельно-балансного каскада на транзисторах КТ315Г одной партии в сбалансированной схеме не превысит 10—20 мкВ/град (см. табл. 2-2), и поэтому необходимо определить влияние дрейфа второго каскада.

Для того чтобы обеспечить $u_{вых.макс} = \pm 10$ В, необходимо, чтобы среднее напряжение на коллекторах T_1 и T_3 или на базах T_4 и T_5 было не менее +10 В. Выбираем $u_{к1,3} = +11$ В, тогда $u_{э4,5} \approx +11,5$ В. С другой стороны,

транзисторов T_1 и T_3 к сигналу между базами T_1 и T_3 , а второй сомножитель — усиление второго каскада на транзисторах T_4 и T_5 . Понятно, что входное сопротивление второго каскада шунтирует $R_{к1}$ и $R'_{к1} + R''_{к1}$ и входит в множитель k_{u01} , но выходное сопротивление первого каскада при этом не входит в выражение для k_{u02} , так как сигнал на его входе задан.

Приведем основные соображения по расчету схемы.

чтобы обеспечить $u_{\text{вых. макс}} = -10$ В, необходимо, чтобы

$$R_{K2} \leq \frac{|E_1 - u_{\text{вых. макс}}|}{i_{\text{вых. макс}}} = 14 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R_{K2} = 12$ кОм. При $u_{\text{вых}} = 0$ ток коллектора транзистора T_5 , а следовательно, и T_4 равен $|E_1|/R_{K2} = 2$ мА, откуда $R_{\partial 2} \approx 3,1$ кОм (выбираем $R_{\partial 2} = 3,0$ кОм).

Базовый ток транзисторов T_4 и T_5 составляет не более $2/(B_0 + 1)$ мА, где B_0 для КТ361Г принимаем равным 60, т. е. $i_{\partial 4,5} \leq 30$ мкА. Наличие i_{K0} у T_4 и T_5 может привести только к уменьшению $i_{\partial 4,5}$. Учитывая, что $i_{\partial 4,5} \ll i_{\partial 1,3} \approx i_{K1,3}$, пренебрегаем $i_{\partial 4,5}$, тогда $R_{K1} = \frac{E_1 - u_{K1,3}}{i_{K1,3}} \approx 65$ кОм. Выбираем $R_{K1} = 62$ кОм. Находим:

$$|k_{u0}| = - \frac{B_{01} \left\{ R_{K1} \parallel \left[r_{\partial 2} + \frac{\varphi_{\theta}}{i_{\partial 2}} (B_{02} + 1) \right] \right\}}{r_{\partial 1} + \frac{\varphi_{\theta}}{i_{\partial 1}} (B_{01} + 1)} = 12.$$

Уточним влияние $i_{\partial 4,5}$ на приведенный дрейф усилителя. Для транзисторов T_4 и T_5 типа КТ361Г, учитывая возможное влияние изменения разности токов $\Delta i_{\partial 4,5}$ при нагревании от 20 до 50°C на значение не более 3 мкА, получаем оценку дрейфа на выходе первого каскада

$$(R_{K1} \parallel R_{\text{вх2}}) \Delta i_{K0} \approx \left\{ R_{K1} \parallel \left[r_{\partial 2} + \frac{\varphi_{\theta}}{i_{\partial 2}} (B_{02} + 1) \right] \right\} \Delta i_{K0} = 4,5 \text{ мВ.}$$

Приведенный дрейф от этого фактора составляет не более

$$\frac{(R_{K1} \parallel R_{\text{вх2}}) \Delta i_{K0}}{k_{u01} \Delta \theta} = \frac{4,5 \text{ мВ}}{12 \cdot 30^\circ \text{C}} \approx 12,5 \text{ мкВ/град.}$$

При оценке дрейфа от разбаланса второго каскада по напряжению будем исходить из того, что отличие транзисторов T_1 и T_3 таково, что для его компенсации не потребуется разбаланса их токов более чем на 50%. Этому соответствует разбаланс напряжений на эмиттерных переходах транзисторов T_5 и T_4 $\Delta u_{\partial \Pi 2} = 0,2$ В. В соответствии с (2-105) имеем по этому дестабилизирующему фактору:

$$\frac{u'_{\text{др}}}{\Delta \theta} \approx \frac{\Delta u_{\partial \Pi 2}}{k_{u01} \theta} \approx \frac{0,2}{12 \cdot 300} \approx 56 \text{ мкВ/}^\circ \text{C.}$$

Суммарно получаем:

$$u'_{др} \leq [56 + 12,5 + 20] \text{ мкВ/}^\circ\text{С} < 100 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}.$$

Режим транзистора T_2 выбирается из условия наличия на входах синфазного сигнала — 10 В. Напряжение базы T_2 должно меньше этого потенциала. Выбрав $u_{б2} \approx -12$ В, получим, что $R_1 \approx 12$ кОм, $R_2 \approx 12$ кОм; $R_{\partial 1}$ определяем приближенно, как $|E_1 - u_{\partial 2}| / 2i_{\partial 1,3} \approx 30$ кОм.

Усиление каскада на T_4 и T_5 для транзисторов типа КТ361Г составляет в соответствии с (2-91) $|k_{u02}| \approx 400$, а при $R_{\text{н}} = 10$ кОм (минимальное сопротивление нагрузки) общий коэффициент усиления $k_0 = -|k_{u01}||k_{u02}| \approx \approx 2200$ (при подсчете k_{u02} принято $R_{\text{г}} = 0$, так как влияние $R_{\text{к1}}$ и $R'_{\text{к1}} + R''_{\text{к2}}$ учтено при оценке k_{u01}).

Выбор корректирующих конденсаторов производится из следующих соображений. Надо обеспечить спад частотной характеристики с наклоном 20 дБ/дек, причем модуль $|K(p)|$ должен быть меньше единицы для частот, на которых начнут проявляться собственные постоянные времени каскадов.

Собственные постоянные времени транзисторов первого и второго каскадов $T'_v \leq 0,1$ мкс и $T_c \approx 1$ нс. Используя (2-27,а) и учитывая наличие паразитных монтажных емкостей и емкостных нагрузок на выходах каскадов, запишем передаточную функцию усилителя в виде

$$K(p) \approx k_{u0} \frac{\exp(-\tau_3 p)}{(T_1 p + 1)(T_{\text{н1}} p + 1)(T_2 p + 1)(T_{\text{н2}} p + 1)},$$

где $T_{\text{н1}}$ и $T_{\text{н2}}$ — постоянные времени внешней нагрузки каскадов; τ_3 — суммарное запаздывание, вносимое транзисторами обоих каскадов; T_1 и T_2 — постоянные времени, определяемые, как $T'_v + T_c$ [см. (2-27)].

Очевидно, что эта передаточная функция с точки зрения устойчивости не обеспечивает должной формы частотных характеристик усилителя. Задаваясь постоянной времени усилителя, заведомо большей, чем T_1 , T_2 , $T_{\text{н1}}$, получим емкость конденсатора C (коррекция в выходном каскаде).

Передаточная функция усилителя при включенном конденсаторе C может быть записана в виде

$$K(p) = - \frac{k_{u01} k_{u02}}{R_{\text{к2}} C p + 1},$$

где должно соблюдать:

$$T_y = \frac{R_{K2} C}{k_{u0}} > T_{H1}; \quad T_y > T_1; \quad T_y > T_2.$$

Определим T_{H1} из выражений (2-28).

Эквивалентные входные емкости плеч второго каскада отличаются друг от друга. В соответствии с (2-28) имеем:

$$C_{вхТ4} \approx \frac{T_B}{2B_0 \frac{\varphi_\theta}{i_9}} + C_K \leq 200 \text{ пФ};$$

$$C_{вхТ5} \approx \frac{T_B + T_{вх}}{2B_0 + \varphi_\theta/i_9} \approx \frac{R_K C_K}{2\varphi_\theta/i_9} \leq 400 \text{ пФ}.$$

Для $C_{вхТ5}$ принято, что $T_{H2}=0$.

Таким образом, $T_{H1} \leq (R_{K1} \| R_{вх2}) C_{вхТ5} \approx 2 \text{ мкс}$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление разностного каскада (Т4, Т5).

Следовательно, C определится из условия

$$\frac{R_{K2} C}{|k_{u0}|} \geq T_{H1},$$

где должно использовать максимально возможное значение $|k_{u0}|$, которому соответствуют: 1) наибольшее B_0 и 2) отсутствие нагрузки.

В этом случае $B_0=300$ и, следовательно, максимум $|k_{u01}| \approx 30$. С другой стороны, максимум $|k_{u02}| \approx 400$, поэтому

$$C \geq \frac{T_{H1} |k_{u0}|}{R_{K2}} \approx \frac{2 \cdot 12 \cdot 10^3}{12 \cdot 10^3} \approx 2 \text{ мкФ}.$$

При этом $T_{H2} \approx 25 \text{ мс}$.

При замкнутой обратной связи и коэффициенте передачи 1 постоянная времени усилителя для минимального k_{u0} составит около 10 мкс.

б) Интегральные операционные усилители малой и средней точности с биполярными входными каскадами.

На рис. 5-2 показана принципиальная электрическая схема интегрального операционного усилителя, выполненного по гибридной тонкопленочной технологии.

Это означает, что резисторы в схеме нанесены распылением в вакууме на изолирующую (например, ситалловую) подложку; на этой же подложке образованы и

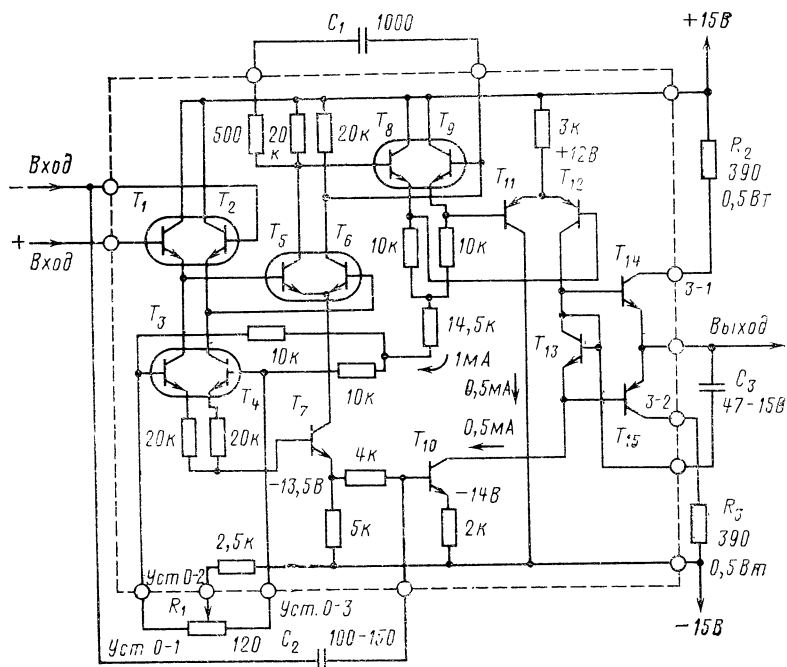


Рис. 5-2. Схема гибридного усилителя.
Внешние навесные компоненты вынесены на штриховую линию.

проводники межсоединений. Транзисторы — парные и одиночные — в виде бескорпусных кристаллов с гибкими выводами закрепляются на подложке, а их выводы распаиваются на контактные площадки [94].

В качестве входного каскада в усилителе использована схема рис. 2-14,г, а разностный каскад и выходной повторитель собраны по схеме рис. 2-21,г.

На рис. 5-2 отмечены парные (монокристаллы) $n-p-n$ -транзисторы. Эта схема проста в изготовлении, не требует подгонки резисторов (достаточно исполнение с классом точности $\pm 10\%$) и построена на массовых бескорпусных элементах. Коэффициенты усиления транзисторов составляют 50—350, причем разброс параметров непарных транзисторов не играет существенной роли. Парные $n-p-n$ -транзисторы имеют $B_{0H} \geq 80$ при $i_{э,н} = 1$ мА, $u_{э,н} \leq 1$ В и $u_{к,пр} \geq 15$ В, в то время как остальные представляют собой бескорпусные варианты КТ315Г и КТ361Г.

В схеме рис. 5-2 применен специфический прием подавления синфазного дрейфа от нестабильности генераторов тока. Генераторы токов на транзисторах T_7 и T_{10} нестабилизированы каждый сам по себе, но схема построена так, что их нестабильности взаимно компенсируются. Такой подход, альтернативный по отношению к схемам с температурной компенсацией каждого генератора тока, получает в последнее время широкое распространение.

Ниже приведены минимальные, средние и максимальные параметры схемы.

Коэффициент усиления на низкой частоте при нагрузке 2 кОм, дБ	86	90	94
Частота среза, МГц	10	—	—
Максимальная скорость нарастания выходного сигнала по инверсному входу, В/мкс	20	50	—
Приведенный ко входу температурный дрейф по напряжению после установки нуля, мкВ/°С	—	3	10
Шкала выходного сигнала при нагрузке 500 Ом, В ± 10	$\pm 11,5$	± 12	
Входные токи по каждому входу, мкА	0,05	0,2	0,5
Разность входов токов, мкА	—	0,05	0,1
Коэффициент подавления синфазных сигналов на входах, дБ	80	86	90
Допустимый синфазный сигнал на входе, В	10	—	—
Допустимая разность потенциалов между входами без ограничения тока, В	4	—	—
Входное дифференциальное сопротивление, кОм	300	600	2500
Потребляемый ток (без нагрузки) от каждого источника, мА	2	2,5	3,0
Приведенный ко входу дрейф от изменения напряжений источников питания, мВ/В:			
—15 В $\pm 10\%$	—	0,1	0,5
+15 В $\pm 10\%$	—	0,02	0,05
Диапазон рабочих температур, °С	—25	—	+60

Коррекция, показанная на рис. 5-2, позволяет наиболее полно использовать возможности усилителя. Конденсатор C_1 ограничивает полосу пропускания первого каскада, а C_2 образует параллельный канал по инверсному входу. Этим обеспечивается аperiодический характер частотной характеристики при широкой полосе пропускания и большой скорости обработки входных сигналов по инверсному входу. Малое значение C_2 (100—150 пФ) обеспечивает сравнительно высокое быстродействие и по неинверсному входу. Конденсатор C_3 , шунтируя выходной повторитель, снижает его действие на динамические характеристики в области частоты среза (уменьшает чистое запаздывание сигнала и одновремен-

но в некоторой степени ограничивает полосу пропускания разностного каскада, см. § 2-5,в) и тем самым обеспечивает устойчивость при любой глубине о.о.с. При пониженных требованиях к быстродействию коррекция частотной характеристики может быть выполнена простым подключением одного конденсатора 0,1 мкФ

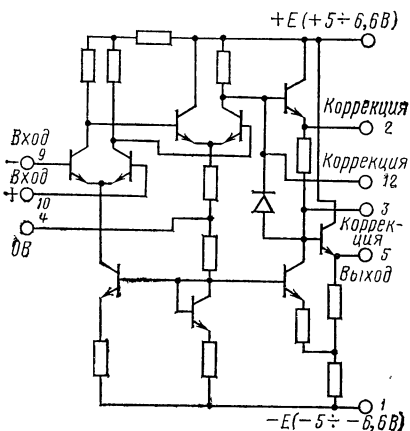


Рис. 5-3. Схема монолитного усилителя К1УТ401А.

между выходом разностного каскада и нулевой шиной. В тех случаях, когда требования к начальному смещению нуля и его дрейфу понижены, допускается вместо включения потенциометра R_1 коротко замыкать выводы Уст.0-1—Уст.0-3. Допускается также подключение выводов 3-1 и 3-2 непосредственно на источник питания без резисторов защиты $R_2—R_3$. Схема размещается в корпусе размерами $19,5 \times 14,5 \times 3,5$ мм и 14 выводами.

Бесспорно прогрессивнее гибридной технологии исполнение операционных усилителей целиком в едином кремниевом кристалле (чипе), обычно не превышающем по размеру кристалл одного транзистора. Массовость производства, дешевизна, высокая надежность характеризуют эти схемы. Кроме того, монолитное интегральное исполнение открывает ряд схемных возможностей, не имеющих прецедента в практике схем на дискретных компонентах или гибридных схемах.

Широкое распространение в схемотехнике получили простейшие (и потому очень дешевые) монолитные схемы операционных усилителей $\mu A702$ (фирма «Файерчайлд») и К1УТ401А,Б (СССР). На рис. 5-3 показана схема усилителя К1УТ401. Простая конфигурация этой схемы не требует специальных пояснений. Эта схема не имеет защиты выхода и критична к обрыву входных цепей, ошибкам в подключении питания и т. д. Ее целесообразно использовать как элемент более сложных

схем усиления и (или) преобразования сигналов (см. § 5-1, в). Основные параметры этой схемы — $u_{вх0} \leq 20$ мВ, $k_{u0} \geq 400$, $u'_{др} \leq 20$ мкВ/°С, $i_{вх} \leq 5$ мкА, $\Delta i_{вх} \leq 1$ мкА — сохраняются при слегка сниженном питании $E_1 = |E_2| = 5$ В (вместо +6,3 В, обозначаемых в паспорте). Это удобно с точки зрения использования К1УТ401А в единых аппаратурных узлах с наиболее распространенными логическими ТТЛ-микросхемами.

Наиболее популярной схемой монолитного интегрального операционного усилителя, выпускаемой во всех промышленных странах и самыми различными фирмами под разными наименованиями, является очень удачная разработка фирмы «Файерчайлд» — усилитель μ А709*.

Схема этого усилителя показана на рис. 5-4,а, его минимальные, средние, максимальные параметры приведены ниже.

Коэффициент усиления на низкой частоте, дБ . . .	86	92	98
Приведенный ко входу температурный дрейф смещения нуля по напряжению, мкВ/°С	—	15	30
Начальное смещение нуля (без установки нуля), мВ	—	6	—
Входной ток по каждому входу, мкА	—	0,3	0,7
Разность входных токов, нА	—	200	300
Дрейф разности входных токов, нА/°С	—	1	2
Входное дифференциальное сопротивление, кОм	—	250	—
Допустимый синфазный сигнал на входах, В	8	10	—
Шкала выходных сигналов при нагрузке 2 кОм, В	± 10	—	—
Коэффициент подавления синфазных сигналов, дБ	—	86	—

Это дешевый усилитель, обладающий характеристиками, позволяющими широко применять его как в качестве самостоятельного элемента, так и в составе более сложных схем.

Само по себе схемное решение μ А709 еще не несет на себе сильного отпечатка технологии монолитных интегральных схем и близко к схемам на дискретных компонентах или гибридным интегральным схемам.

Первый дифференциальный каскад T_1, T_2 собран по обычной схеме с генератором тока на транзисторе T_3 . Второй каскад — разностная схема на составных транзисторах (T_6 — T_9). Далее включен еще один разностный каскад на транзисторах T_{11}, T_{12} .

Особенность этого каскада состоит в том, что используемый в нем p - n - p -транзистор с так называемой боко-

* Имеются отечественные аналоги усилителей μ А709 — К1УТ531А,Б (см. «Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам», под ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1976. 744 с.).

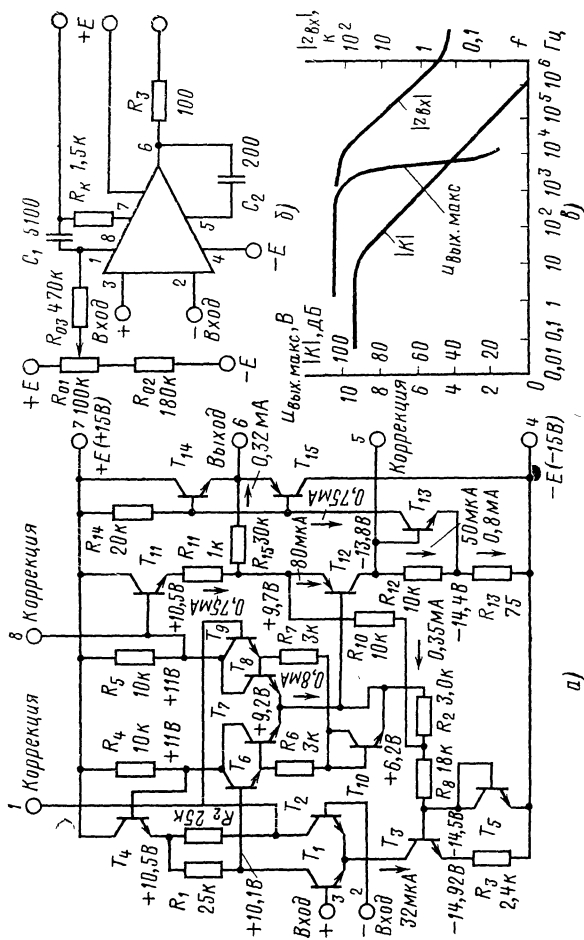


Рис. 5-4. Операционный усилитель μ А709 (К1УТ531, А, Б).

а — схема; б — частотные характеристики; в — основная схема включения цепей коррекции.

вой структурой имеет малое усиление ($B_0 \geq 2$) и сам каскад служит преимущественно не для усиления, а для сдвига уровня сигнала по постоянному току. Коллекторный ток T_{12} сравнительно мал (40—60 мкА), а основной ток транзистора T_{11} разветвляется в два резистора цепей внутренних обратных связей: R_{10} и R_{15} . Каскад на T_{11} , T_{12} нагружен на транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером T_{13} , на выходе которого имеется обычный повторитель с дополнительной симметрией (транзисторы T_{14} , T_{15}).

Отметим некоторые тонкости схемной конфигурации. Эмиттерный повторитель на транзисторе T_4 , запитывая нагрузочные цепи входного каскада, обеспечивает правильное соотношение режимов входного и разностного (T_6 — T_9) каскадов, способствуя частично подавлению синфазной составляющей. С другой стороны, ток каскада на T_6 — T_9 в основном определяет ток включенного диода T_5 , тем самым образуя еще одну цепь подавления синфазной составляющей через влияние на режим генератора тока на T_3 . Резистор R_{10} создает еще одну цепь стабилизации режима в условиях разброса параметров элементов монолитной структуры усилителя и, вместе с тем, подавления синфазного сигнала, так как ток через этот резистор является второй составляющей тока через T_5 . Через резистор R_{15} каскады T_{11} , T_{12} и T_{13} , T_{14} , T_{15} охвачены о.о.с., которая не только стабилизирует режим, но и фиксирует усиление этих каскадов. Включение коллекторной нагрузки T_{12} (через R_{12} , T_{13} и R_{13}) обеспечивает достаточно высокое ее значение (транзистор T_{13} , «повторяя» на своем эмиттере сигнал базы, тем самым увеличивает эффективное значение R_{12} до нескольких сот килоом). Ток около 0,4 мА, протекающий через R_{15} , создает смещение по току выходного повторителя, поэтому при отсутствии тока нагрузки транзистор T_{15} не закрыт и выходное сопротивление не возрастает слишком резко. Это способствует улучшению линейности и облегчает стабилизацию на высоких частотах.

Транзисторы T_1 — T_2 работают при токах коллектора 15—20 мкА и имеют при этом $B_0 \geq 40$. Соответственно коэффициент усиления этого каскада составляет [см. (2-84)] около 12. Второй каскад благодаря тому, что он изготовлен по структуре составных транзисторов, имеет входное сопротивление примерно 100 кОм и малые входные токи.

Вместе с тем, так как коллекторные токи транзисторов T_6 и T_9 практически равны базовым токам T_7 и T_8 , то сигналы на базах T_7 и T_8 вдвое меньше, чем на базах T_6 и T_9 , и коэффициент усиления каскада на T_6 — T_9 составляет 30—50 (входное сопротивление следующего каскада на T_{11} больше коллекторной нагрузки — порядка 100 кОм).

Если бы не было обратной связи через R_{15} , то коэффициент усиления каскадов на T_{11} , T_{12} и T_{13} в общей сложности составил бы около 1700 (8—10 для T_{11} , T_{12} и 160—200 для T_{13}), однако обратная связь через R_{15} снижает его примерно до 120, так как

$$\beta \cong \frac{R_{11} \parallel \left(\frac{r_0}{i_{a12}} + \frac{r_6}{B_0} \right)}{R_{15}} =$$

$$= \frac{1 \text{ кОм} \parallel \left(\frac{25 \text{ мВ}}{80 \text{ мкА}} + \frac{10,1 \text{ кОм}}{3} \right)}{30 \text{ кОм}} \approx \frac{1}{120},$$

где i_{a12} — ток эмиттера транзистора T_{12} .

Таким образом, общее усиление схемы в отсутствии нагрузки составляет $(45 \div 70) \cdot 10^3$, причем благодаря о. о. с. через R_{15} мало зависит от нагрузки.

Типовая схема включения усилителя μ А709 показана на рис. 5-4,б. Ток через большое сопротивление R_{03} , могущий изменяться в диапазоне ± 5 мкА по отношению к току коллекторной цепи T_2 , обеспечивает установку нуля усилителя. Благодаря цепи C_1 — R_K передаточная функция первых двух каскадов имеет вид:

$$K_{1,2}(p) \approx \frac{k_{u01}(T'_1 p + 1)}{(T_1 p + 1)},$$

где

$$T_1 \approx R_2 C_1 k_{u02} \approx 5 \text{ мс} \text{ и } T'_1 \approx C_1 R_2 \approx 125 \text{ мкс.}$$

С другой стороны, эффективное воздействие C_2 на выход второго каскада определяется постоянной времени $T_3 = R_{вх13} k_{u034} C_2 \approx 125 \text{ мкс}$, где k_{u034} — коэффициент усиления выходной части усилителя, а $R_{вх13}$ — входное сопротивление каскада на транзисторе T_{13} .

На рис. 5-4,в показаны частотные характеристики усилителя с рассмотренной коррекцией, соответствующие приведенным выкладкам.

Следует обратить внимание на характеристику зависимости максимального неискаженного синусоидального сигнала от частоты.

Усилитель $\mu A709$ стал классической схемой — основой для дальнейшего развития монолитных операционных усилителей. Его популярность настолько велика, что в большинстве дальнейших разработок, как правило, придерживаются его первоначальной цоколевки. Ряд технологических подробностей его изготовления и изготовления других схем можно найти в [95].

в) Усилитель с полевыми транзисторами на входе

Хотя у усилителей с полевыми транзисторами на входе повышенный дрейф по напряжению, по таким

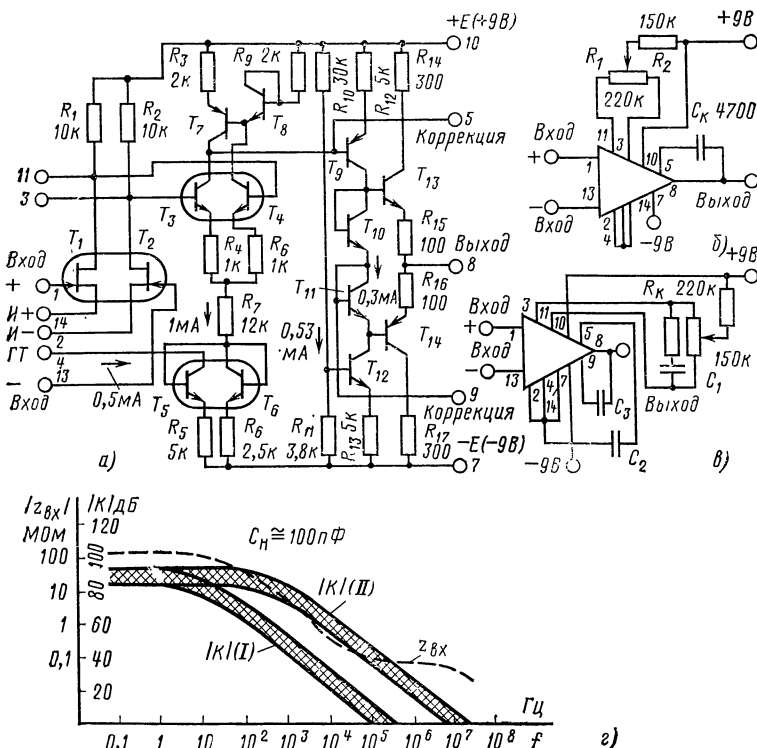


Рис. 5-5. Интегральный гибридный усилитель с полевыми транзисторами на входе.

а — схема; б, в — схемы включения; г — частотные характеристики.

параметрам, как входные ток и сопротивление, быстродействие по обоим входам, они обладают хорошими характеристиками при простом схемном решении.

На рис. 5-5,а дана схема такого усилителя, предназначенная для гибридного исполнения. Вариант этой схемы К2УТ841 серийно выпускается [96].

В схеме использована дифференциальная пара полевых транзисторов (полученная отбором) T_1, T_2 с разбалансом по $u_0 \leq 10$ мВ, током $i_{\text{макс}} \geq 0,25$ мА и крутизной $s \geq 0,5$ мА/В.

Схема состоит из трех каскадов: параллельно-балансного на $T_1—T_2$, разностного на $T_3—T_4$ с нагрузкой — генератором тока на T_7 и каскада с общим эмиттером на T_9 , нагруженного на генератор тока на T_{12} и на выходной повторитель (транзисторы $T_{13}—T_{14}$).

Характерные режимы в схеме указаны на рис. 5-5,а, а ее минимальные, средние, максимальные параметры приведены ниже.

Коэффициент усиления на низких частотах при нагрузке 1 кОм, дБ	80	86	92
Напряжение смещения нуля без установки нуля, мВ —	—	—	10
Температурный дрейф по напряжению, мкВ/°С	—	20	50
Входной ток, нА:			
при 20°С	—	3	10
при 50°С	—	30	100
Разность входных токов при 50°С, нА	—	5	20
Входное сопротивление на низкой частоте, МОм . .	30	150	—
Шум от пика к пику в полосе 0,1—10 Гц, мкВ . . .	—	—	18
Допустимый синфазный входной сигнал, В	± 5	—	± 6
Частота среза без обратной связи и корректирующих цепей, МГц	—	4	—
Шкала выходного напряжения при нагрузке 1 кОм (ток до ± 5 мА), В	5	5,3	5,7
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ . .	70	—	—
Входная емкость (по каждому входу), пФ	—	20	33
Коэффициент ослабления влияния источников питания, дБ	—	66	—
Потребляемый ток, мА	—	2,5	—
Диапазон рабочих температур, °С	—40	—	+70

Простейшая схема включения и частотной коррекции этого усилителя показана на рис. 5-5,б. Здесь резисторный цепью R_1 и R_2 создается разбаланс каскада по току для установки нуля, а конденсатор C_k , охватывающий обратной связью выходной каскад, определяет форму частотной характеристики всей схемы. Этой схеме включения соответствует частотная характеристика 1 на рис. 5-5,г.

Альтернативный вариант включения усилителя показан на рис. 5-5,в. Балансировка нуля здесь аналогична схеме рис. 5-5,б, но для частотной коррекции применена схема непосредственно выключения каскадов [42]. Так как эквивалентная коллекторная нагрузка транзистора T_3 составляет сотни килоом, а выходное сопротивление T_1 , T_2 со стороны истоков составляет $0,5s \leq 1$ кОм, то обратной связью с коллектора T_3 на объединенные истоки T_1 , T_2 через конденсатор C_2 можно пренебречь.

На рис. 5-5,г характеристика II соответствует схеме коррекции рис. 5-5,в. Получаемый выигрыш в полосе пропускания по инверсному входу по сравнению со схемой рис. 5-5,б составляет почти два десятичных порядка.

Скорость нарастания выходного сигнала и время установления также резко уменьшаются: при $C_n \leq 100$ пФ получаем для режима инвертора соответственно 10 В/мкс вместо примерно 1 В/мкс и 3—5 мкс вместо 50—100 мкс.

Однако быстродействие по неинверсному входу схемы рис. 5-5,в существенно меньше и близко к схеме рис. 5-5,б.

5-2. Усилители с непосредственными связями II. **Схемы с повышенной точностью и быстродействием**

а) Интегральные операционные усилители повышенной точности

В конце 60-х годов в технике усилителей постоянного тока произошел качественный скачок, вызванный прежде всего накоплением ряда технологических достижений [95, 96—98]. Одним из первых интегральных усилителей с повышенными характеристиками явился усилитель LM 101A, схема которого показана на рис. 5-6, и ряд его аналогов (μ A741, LM301A и т. д.). В этом усилителе применены решения, основанные на использовании транзисторов с очень высокими B_0 , прежде всего входной каскад по схеме рис. 2-15,б.

Коэффициент усиления входных транзисторов T_6 , T_7 по току при токе эмиттеров в диапазоне 20—40 мкА достаточно велик ($B_0 \geq 1000$), чем обеспечивается и малое значение входных токов и высокое входное сопротивление. Использование схемы входного каскада по типу схемы рис. 2-15,б гарантирует отсутствие триггерного режима усилителя и малость входных емкостей.

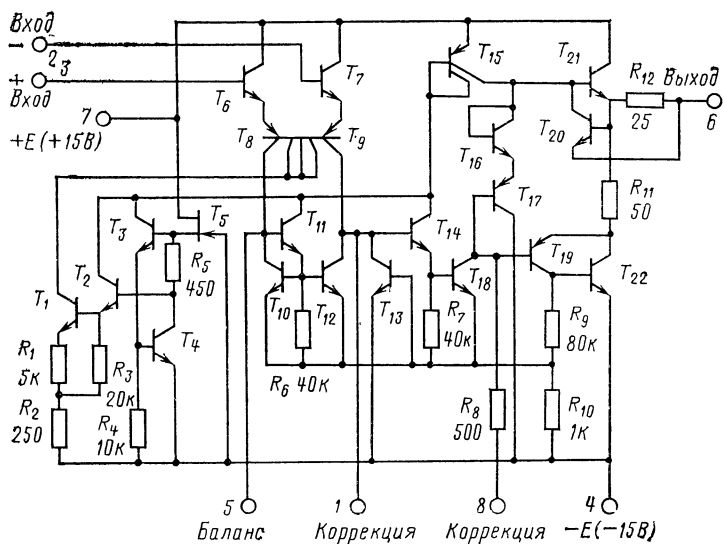


Рис. 5-6. Усилитель LM101A.

Нагрузкой первого каскада служит транзистор T_{12} в режиме генератора тока, причем уже первый каскад собран по разностной схеме.

Второй каскад усиления есть схема с общим эмиттером на транзисторе T_{18} , снабженная на входе эмиттерным повторителем на транзисторе T_{14} . Каскад на T_{18} не имеет иной нагрузки, кроме входов эмиттерных повторителей — на транзисторе T_{17} и составного повторителя — на транзисторах T_{19} — T_{22} , образующего одно из плеч выходного повторителя. Ток коллектора T_{18} , таким образом, есть сумма токов баз T_{17} и T_{19} и составляет около 1 мкА. Нагрузкой повторителя на T_{17} служит: генератор тока — один из коллекторов двухколлекторного транзистора T_{15} и вход второго плеча выходного повторителя (база транзистора T_{21}).

Стабильность режима всей схемы в условиях широкогодиапазонных изменений температуры и питания поддерживается генератором тока на транзисторах T_1 — T_5 . В этом генераторе полевой транзистор T_5 с p - n -переходом работает в области насыщения стоковых характеристик, а потому ток его стока практически не зависит от изменений номиналов источников питания. Тем самым оказываются нормированы ток коллектора — эмиттера

транзистора T_4 , а следовательно, ток коллектора T_3 и смещение генераторов тока на транзисторах T_1 и T_2 .

Токи эти соответственно составляют: около 1 мкА для T_1 и 20 мкА суммарно для T_3 и T_2 .

Ток коллектора T_1 определяет эмиттерные токи боковой p - n - p -транзисторной структуры T_8 — T_9 и задает режим входного каскада. Ток транзисторов T_2 и T_3 , протекая в цепи одного из коллекторов и базы двухколлекторного транзистора T_{15} , стабилизирует режим по току второго коллектора транзистора T_{15} на уровне примерно 50 мкА, тем самым стабилизируются режим T_{17} и падение напряжения на T_{16} , а следовательно, и режимы T_{18} и выходных повторителей (T_{19} , T_{21} , T_{22}). Высокоомные резисторы R_3 , R_6 , R_7 , R_9 мало влияют на режим схемы, их задача исключить «обрыв» базовых цепей при перегрузках, поэтому их нелинейность и температурная нестабильность не играют существенной роли.

Сохранение баланса коллекторных цепей T_8 и T_9 обеспечивается отрицательной обратной связью через повторитель T_{11} с коллектора T_{10} на базы T_{10} и T_{12} . Тем самым введение внешнего тока разбалансирует коллекторы T_{18} — T_{10} автоматически воздействует и на генераторы тока на T_{10} и T_{12} .

В силу того что токи обоих усилительных каскадов напряжения очень малы, влияние R_{10} на усиление также мало. Это сопротивление выполняет функции защиты от перегрузок со стороны плеча выходного повторителя T_{19} , T_{22} . Действительно, при увеличении тока транзистора T_{22} возрастает падение напряжения на R_{10} . Это приводит к отпиранию нормально закрытого транзистора T_{13} , который, открываясь, запирает через повторитель T_{14} транзистор T_{18} , что вызывает увеличение потенциала базы T_{19} и, следовательно, снижает выходное напряжение и выходной ток. Схема защиты транзистора T_{21} , реализованная на транзисторе T_{20} , была разобрана в гл. 2.

В следующем поколении интегральных усилителей во входных каскадах применялись транзисторы с еще большими B_0 .

Соответственно возникла необходимость в построении этих каскадов по схемам типа рис. 2-15,а. К усилителям этого типа относится схема LM108, показанная на рис. 5-7. Здесь широко применены транзисторы со сверхвысоким усилением, выделенные на схеме звездоч-

ками. В отличие от усилителя LM101A и его аналогов второй каскад усиления в этой схеме (T_{12} , T_{13}) — дифференциально-разностный, нагруженный на генератор тока T_{15} и повторитель на T_{18} . Так как T_{15} и T_{18} — транзисторы низковольтные (со сверхвысоким B_0), то они также защищены следящими связями: сигнал с эмиттера T_{18} задает потенциал эмиттеров T_{14} и T_{15} , что помимо защиты последних от перенапряжений служит и резкому возрастанию дифференциального сопротивления генератора тока T_{15} со стороны коллектора. С другой стороны,

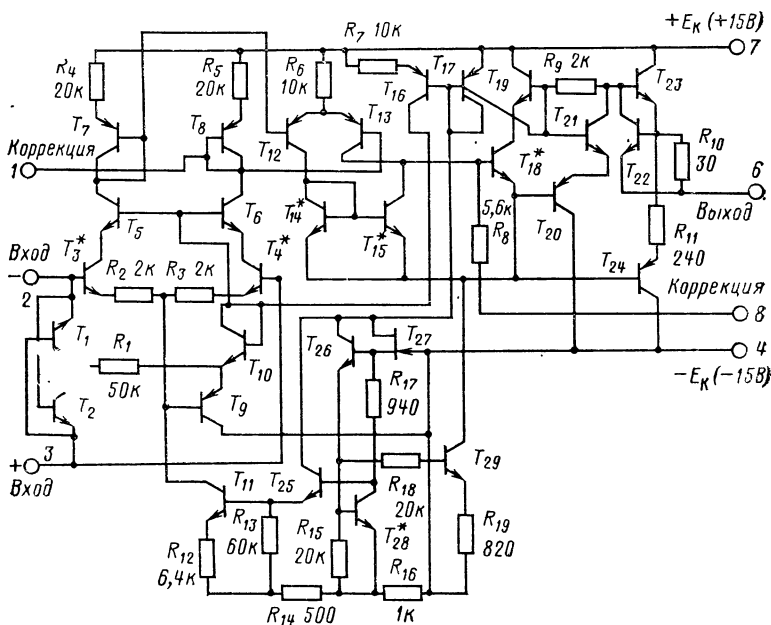


Рис. 5-7. Усилитель LM108.

через эмиттерные повторители на T_{20} и T_{19} и схему сдвига уровня на транзисторе T_{21} в диодном включении потенциал коллектора T_{18} отслеживает изменения потенциала его эмиттера и перепад эмиттер-коллектор T_{18} не превышает 1 В при любых ситуациях. Выходной повторитель этого усилителя аналогичен схеме рис. 2-22,а. Входной каскад защищен от противофазных перегрузок цепочкой транзисторов T_1 , T_2 , а система режимных гене-

раторов тока T_{11} , $T_{25}-T_{29}$, T_{17} аналогична таковой у усилителя LM101A.

Параметры схем LM101A и LM108 приведены ниже.

	LM101A	LM108
Коэффициент усиления по напряжению, дБ	94	98
Начальное смещение нуля по напряжению (без установки нуля), мВ	3	1
Входной ток по каждому из входов, нА	20—100	2
Разность входных токов, нА	3—10	0,1—0,2
Входное сопротивление, МОм	3	50
Синфазное напряжение на входах, не вызывающее перегрузок, В	± 12	± 14
Шкала выходных сигналов при токе нагрузки до 5 мА, В	± 12	± 13
Температурный дрейф смещения нуля по напряжению (после установки нуля), мкВ/°С	3	1
Дрейф разности входных токов, пА/°С	200	2,5
Коэффициент подавления синфазных сигналов, дБ	90	90

Способы включения частотной коррекции показаны на схемах рис. 5-8—5-10 (рис. 5-8 и 5-10 — для LM101A и рис. 5-9 — для LM108).

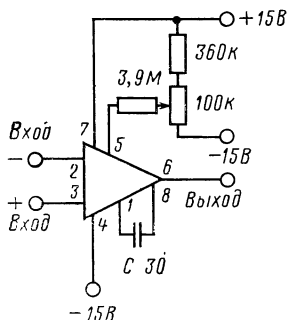


Рис. 5-8. Типовая схема включения внешних цепей усилителя LM101A.

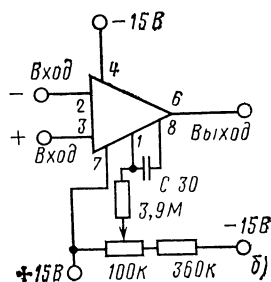


Рис. 5-9. Типовая схема включения внешних цепей усилителя LM108.

Заметим, что благодаря двухкаскадной структуре усилители этих типов при универсальной частотной коррекции нуждаются только в одном корректирующем конденсаторе в 30 пФ, который в ряде конструкций выполняется внутри схемы самого усилителя. На рис. 5-8 и 5-9 показаны также цепи балансировки нуля для этих схем.

Возможная схема высокочастотной коррекции для усилителей типа LM101A дана на рис. 5-10 [97]. Эта

схема, в отличие от схемы рис. 5-8, не обеспечивает примерного равенства динамических характеристик по обоим входам, но позволяет резко улучшить характеристики по инверсному входу.

В схеме использовано то обстоятельство, что внутренние сопротивления, сходящиеся к выводу 1 схемы рис. 5-6, составляют не менее нескольких десятков мегаом, поэтому если резисторы цепи обратной связи ограничены по номиналам на уровне десятков килоом, то усиление в петле положительной обратной связи, охватывающей первый каскад через корректирующий конденсатор $C=150$ пФ, оказывается меньше 1, но, вместе с тем, эта цепь начинает действовать как цепь непосредственного выключения первого каскада (см. аналогичный принцип в § 5-1,в и в [97]). При этом динамические характеристики улучшаются примерно на десятичный порядок.

Ниже приведены сравнительные данные [97, 98] для схем коррекции рис. 5-8 и 5-10 для усилителей LM101A или LM301A в режиме инвертора при сопротивлении в цепи о.о.с. 10 кОм, шунтированном конденсатором 5 пФ.

Тип схемы	Рис. 5-8	Рис. 5-10
Полоса пропускания сигнала 0,5 В, МГц	0,8	4,0
Скорость нарастания выходного сигнала, В/мкс	1,1	50
Полоса пропускания сигнала 10 В, кГц	20	250

б) Комбинированные схемы на базе интегральных усилителей

Интегральные усилители, рассмотренные выше, обладают параметрами, достаточными для многих применений. Однако специфические и повышенные требования, выдвигаемые современной техникой, заставляют использовать их в составе более сложных усилительных схем.

Наиболее распространенными требованиями такого рода являются: снижение входного тока, повышение входного сопротивления (для усилителей малой и средней точности), расширение динамического диапазона выхода по току и напряжению и увеличение полосы пропускания.

На рис. 5-11,а показана схема операционного усилителя, построенная на базе двух микросхем — спаренных

транзисторов К1КТ011А (Y_1 , Y_2) и операционного усилителя К1УТ401А (Y_3). Двойная балансная схема составного эмиттерного повторителя, размещенная на входе, обеспечивает очень высокое входное сопротивление и малые входные токи. Усилитель К1УТ401А играет роль основного усилительного звена на низких и средних частотах. Каскады на транзисторах T_1 — T_2 и T_3 — T_4 образуют широкополосный усилитель, причем один параллельный канал вводится в базу T_6 , а второй — в базу T_8 . На выходе размещен эмиттерный повторитель на T_9 — T_{10} , обеспечивающий ток нагрузки ± 20 мА при $|u_{\text{вых}}| \geq 10$ В.

Минимальные, средние и максимальные параметры этой схемы приведены ниже.

Коэффициент усиления на нулевой частоте, дБ	94	100	112
Диапазон выходных сигналов при токе нагрузки ± 20 мА, В	$\pm 10,5$	$\pm 10,5$	$\pm 11,5$
Входные токи, нА	10	25	100
Разность входных токов	—	2	25
Температурный дрейф по напряжению при установке нуля с точностью $\pm 0,1$ мВ, мкВ/°С	—	15	30
Временной дрейф нуля за сутки, мВ	—	0,03	0,1
Скорость нарастания выходного сигнала в режиме инвертора, В/мкс	10	20	—
Время установления выхода с точностью 0,25% в режиме инвертора при $R_{\text{в}} \parallel C_{\text{в}} = 10$ кОм \parallel 100 пФ, мкс	—	8	10

Частотные характеристики схемы показаны на рис. 5-11,б.

Основной недостаток схемы как усилителя широкого применения — отсутствие дифференциального входа, связанное с использованием низковольтных микросхем во входных цепях.

На рис. 5-12,а, б показаны два варианта расширения возможностей усилителей типа μ А709. Схема а предназначена для повышения быстродействия по инверсному входу за счет введения параллельного канала на эмиттерном повторителе T . Сигнал высоких частот в этой схеме передается в обход первых каскадов (см. рис. 5-4,а) в коллектор транзистора T_9 (рис. 5-4,а). Эта схема соответствует структуре рис. 1-22,б, и для нее

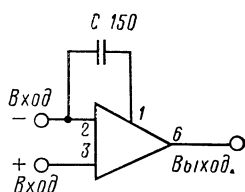


Рис. 5-10. Схемы включения цепей коррекции усилителя LM101А с повышенным быстродействием.

действительно соотношение

$$K(p) = - \frac{k_{uo}(T_2 p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)},$$

где (обозначения внутренних сопротивлений усилителя по рис. 5-4, а)

$$T_1 = R_5 C_2; \quad T_2 = R_5 C_2 / k_{1,2}; \quad T_3 = R_{K12} C_3 k_{\text{ВЫХ}},$$

причем $T_2 \approx T_3$; $k_{1,2}$ — коэффициент усиления первых двух каскадов $\mu A709$; R_{K12} — суммарное сопротивление

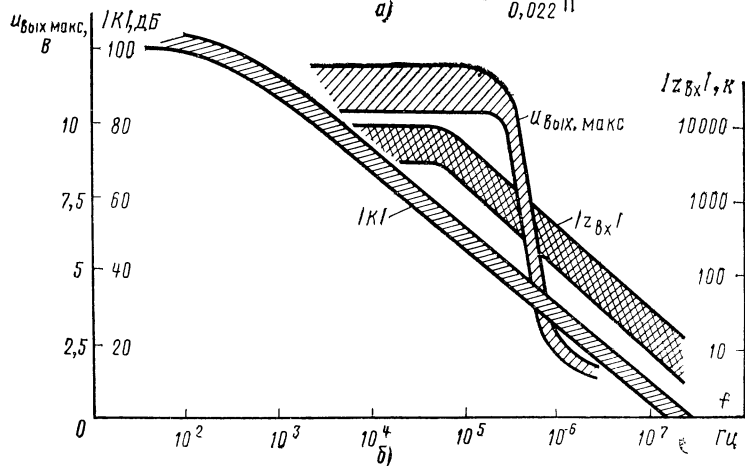
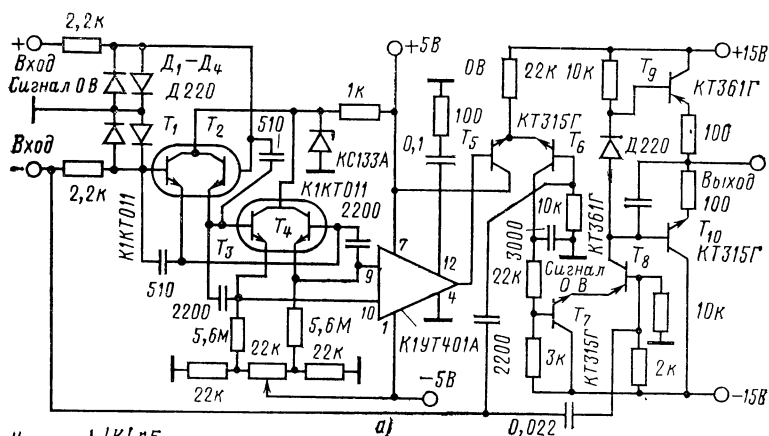


Рис. 5-11. Операционный усилитель на базе микросхем К1УТ401А и К1КТ011 (а) и его частотные характеристики (б).

в точке 5; $k_{\text{вых}}$ — коэффициент усиления каскада $T_{13}—T_{15}$.

Другой вариант использования $\mu A709$ в схеме с параллельными каналами показан на рис. 5-12,б. Здесь введение параллельного канала производится комплексно с включением мощного буферного выходного усилителя. Если первая схема обеспечивает расширение полосы пропускания по малому синусоидальному сигналу примерно в 10 раз по сравнению с основной схемой включения рис. 5-4,б, то схема рис. 5-12,б позволяет получить широкую полосу пропускания на полной амплитуде.

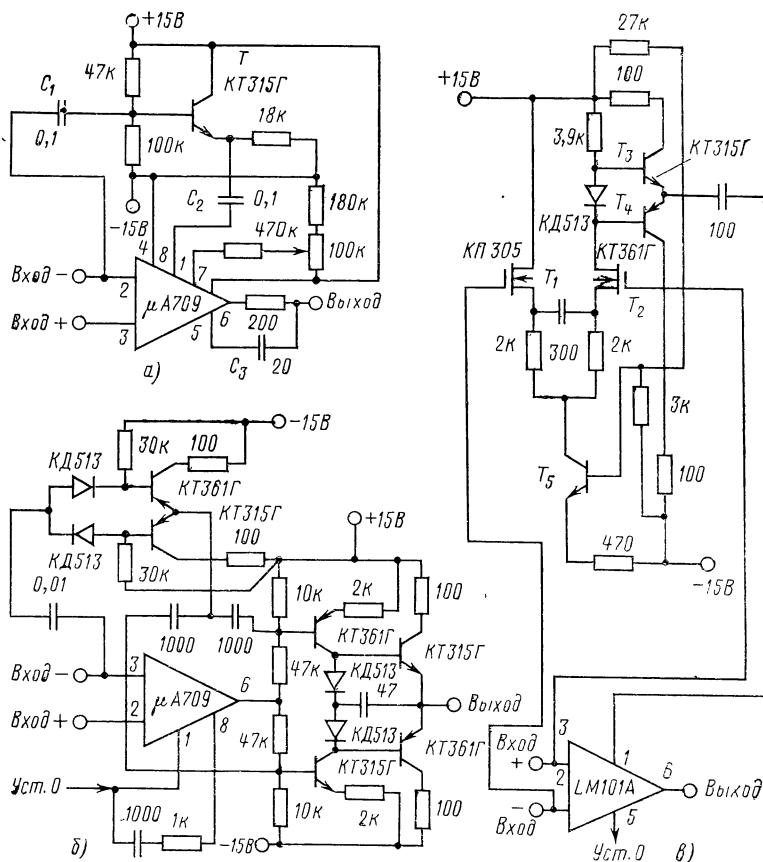


Рис. 5-12. Быстродействующие операционные усилители на базе $\mu A709$ и LM101A.

литуде входного сигнала при допустимом среднем токе нагрузки до ± 50 мА и импульсном входном токе до ± 100 мА. Характерными величинами для этой схемы являются: скорость нарастания выходного сигнала до 100 В/мкс и время установления выхода с точностью 0,1% в режиме инвертора около 1 мкс. Однако упомянутые высокие динамические характеристики относятся только к инверсному входу схемы.

Комбинируя дифференциальные каскады на МОП-транзисторах с высокой крутизной (типа КП305) с усилителями класса $\mu A741$ или LM101, можно в схемах типа рис. 5-12,в получить скорости нарастания 20—50 В/мкс по обоим входам при полосе пропускания на всей шкале в режиме инвертора до 5 МГц. В работе [61] приведены сведения о разработках быстродействующих усилителей, построенных на принципе схемы рис. 5-12,в со скоростями выходного напряжения по сигналам от обоих входов 500 В/мкс и более.

в) Схемы со сбалансированным дифференциальным входом

Проблема сбалансированного дифференциального входа связана в основном с задачами измерительной техники и, прежде всего, с необходимостью подавления продольных помех (см. главу третью), образующих синфазные сигналы на двух входных клеммах дифференциальной схемы. При этом обычные требования состоят в том, что входы схемы должны иметь равные и возможно большие входные сопротивления (чем меньше сопротивления, тем строже требования к их равенству), коэффициенты усиления по обоим входам должны быть строго одинаковы, а коэффициент подавления синфазных сигналов максимальным. При выполнении этих требований, достаточно малом дрейфе нуля по напряжению и продольной помехе, не превосходящей нескольких вольт, дифференциальный усилитель с непосредственными связями может использоваться для усиления сигналов датчиков с подавлением помех без применения дорогостоящих и сложных устройств гальванического разделения.

Обычный дифференциальный операционный усилитель позволяет получить сбалансированный дифференциальный вход, т. е. вход со строгим равенством коэффициентов усиления и входных сопротивлений в обоих

плечах. Однако получение достаточно больших входных сопротивлений ограничивается в этом случае входными токами, даже если последние и невелики.

Действительно, погрешность от входных токов в этом случае определится произведением их разности на входное сопротивление. Поэтому, например, в случае входного сопротивления в 1 МОм и разности входных токов в 1 нА класс точности 0,1% соответствует диапазону входных усиливаемых сигналов в 1 В. Между тем, в большинстве случаев требуется усиление сигналов

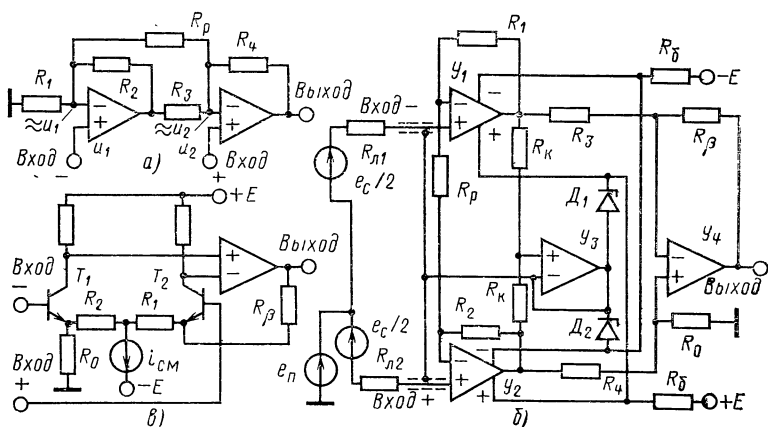


Рис. 5-13. Дифференциальные измерительные схемы на базе интегральных операционных усилителей.

в диапазонах единиц или десятков милливольт. Схемы с полевыми транзисторами на входах также часто оказываются непригодны из-за высокого дрейфа по напряжению. Основной путь разрешения упомянутых трудностей — использование неинверсных входов дифференциальных усилителей, обеспечивающих очень высокие входные сопротивления.

Например, усилитель LM108 при коэффициенте усиления с о.о.с. $1/\beta \cong 1000$ обеспечивает входное дифференциальное сопротивление по неинверсному входу

$$R_{\text{вх.д}}(1 + k_0\beta) \cong 50 \left(1 + \frac{50\,000}{100}\right) = 2500 \text{ МОм.}$$

Здесь $R_{\text{вх.д}}$ — собственное входное сопротивление усилителя; β — коэффициент передачи цепи о.о.с.; k_0 —

коэффициент усиления усилителя. При столь больших значениях входных сопротивлений их разброс обычно уже не играет существенной роли.

На рис. 5-13,а показана простейшая схема на двух усилителях типа LM108, обеспечивающая высокоомный дифференциальный вход. Резистор R_p определяет коэффициент усиления схемы по каждому входу, равный

$$k'_0 = 1 + \frac{R_4}{R_p} + \alpha \left(1 + \frac{R_2}{R_p} \right) \quad (5-2)$$

при соблюдении условия

$$R_1/R_2 = R_4/R_3 = \alpha, \quad (5-3)$$

точность выполнения которого определяет подавление синфазной помехи на входах независимо от коэффициентов подавления самих усилителей

$$k_{\text{синф}}[\text{дБ}] \cong 20 \lg \delta,$$

где δ — относительная погрешность в выполнении условия (5-3).

Таким образом, к недостаткам схемы можно отнести: малые значения допустимых сигналов на входах (с точки зрения полезного сигнала это несущественно, но сумма помехи и сигнала оказывается ограничена шкалой усилителя) и трудности в получении достаточно высокого подавления синфазных сигналов.

Если продольная помеха имеет один порядок величин с сигналом, то для получения точности 0,1% требуется аналогичная точность выполнения α . Обычно же продольные помехи в десятки и сотни раз превышают полезный сигнал, поэтому точности схемы рис. 5-13,а недостаточно.

Перечисленные недостатки в значительно меньшей степени свойственны схеме рис. 5-13,б, которую можно назвать схемой с плавающим питанием. Для этой схемы характерно, что синфазная помеха, независимо от величины R_1 , R_2 , R_p , попадает на выходы \mathcal{U}_1 и \mathcal{U}_2 с коэффициентом передачи единица, в то время как сигнал разности напряжений на входах «+» и «—» с коэффициентами усиления

$$k_{1,2} = \pm \left[1 + \frac{R_1 + R_2}{R_p} \right],$$

независящими практически от отношения R_1 и R_2 .

Коэффициент подавления синфазной помехи в силу указанных обстоятельств оказывается равным

$$k_{\text{синф}} [\text{дБ}] = 20 \lg \frac{\delta k_4}{1 + \frac{R_1 + R_2}{R_p}}, \quad (5-4)$$

где δ — относительная погрешность в соблюдении соотношения

$$R_3/R_2 = R_0/R_4 = k_4. \quad (5-5)$$

В последних выражениях k_4 — коэффициенты усиления по входам U_4 .

Благодаря следящей связи через выход U_3 напряжения питания усилителей U_1 и U_2 повторяют изменения синфазного сигнала на их входах, что позволяет работать с гораздо большими уровнями синфазных помех, чем в схеме рис. 5-13,а и других схемах, не имеющих следящего питания. В конфигурации рис. 5-13,б стабилиметрические цепи D_1 и D_2 показаны условно, в качестве таковых могут использоваться наборы стабилизаторов (например, последовательно включенные пары Д808 и т. д.).

Общий коэффициент передачи схемы по синфазной помехе при идеальном выполнении (5-5) составляет:

$$k_{\text{синф}} = \frac{k_{\text{синф}1,2} k_{\text{синф}4}}{k_{\text{синф}1,2} k_{\text{синф}4} k_{1,2} k_4 + 1},$$

где цифры в индексах означают соответствующие коэффициенты передачи по синфазным сигналам, обратные коэффициентам подавления последних, обычно задаваемым в технических условиях.

Так как обычно $k_{\text{синф}1,2} k_{\text{синф}4} k_{1,2} k_4 \ll 1$, то можно считать, что

$$k_{\text{синф}} [\text{дБ}] = 20 \lg k_{\text{синф}1,2} k_{\text{синф}4}.$$

Эта последняя цифра обычно значительно меньше, чем величина, получаемая из (5-4). Действительно, для схемы, построенной на усилителях класса LM101A, получим из последнего уравнения 160 дБ, а из уравнения (5-4) при $k_4=1$, $k_{1,2}=10^3$ и $\delta=0,01$ — 100 дБ, т. е. ограничения, связанные с погрешностями масштабных сопротивлений, и здесь остаются превалирующими. На схеме рис. 5-13,б условно показаны источник входного сигнала $(e_c/2 + e_c/2)$ и источник продольной помехи $e_{\text{п}}$.

Заметим, что благодаря подключению экранов кабелей, идущих от источника сигнала к усилителю, к выходу $У_3$ влияние полных комплексных сопротивлений утечек в линиях связи уменьшается в $1/(k_{\text{сиф}1,2}k_{\text{сиф}3})$ раз, т. е. становится весьма малым.

С другой стороны, высокие входные сопротивления на входах «+» и «—» существенно снижают влияние разбаланса сопротивлений $R_{л1}$ и $R_{л2}$ линий связи.

При использовании усилителей класса LM108 и тщательной балансировке в этой схеме удастся получить общее усиление $k_{1,2}k_4 \approx 100$, $k_{\text{сиф}} \leq -120$ дБ, допустимый уровень синфазной помехи 50 В и точность 0,1% в диапазоне температур 0—50°C.

Напряжения источников $\pm E$ должны составлять 100—120 В, а $R_6 = 10$ кОм; диапазоны входных и выходных сигналов соответственно 0,1 и 10 В.

Весьма распространена схема дифференциального усилителя рис. 5-13,в. Хотя ее точностные характеристики существенно хуже, чем у схемы рис. 5-13,б, простота реализации во многих случаях в достаточной мере окупает эти потери.

Обратная связь в этой схеме введена в эмиттерную цепь входного дифференциального каскада через резистор R_β .

Очевидна необходимость соблюдения условий

$$R_\beta = R_0 \text{ и } R_1 = R_2.$$

Дифференциальное входное сопротивление схемы есть:

$$R_{\text{вх.д}} \cong 2B_0(R_1 \parallel R_\beta),$$

так как на практике $(\varphi_\beta/i_{\text{см}}) \ll R_1 = R_2$.

С другой стороны, для синфазного сигнала входное сопротивление получается из соотношения

$$R_{\text{вх.сиф}} \cong B_0 R_\beta / 2,$$

так как ток синфазного сигнала благодаря общей о.о.с. через R_1 и R_2 практически не идет.

Если коэффициент усиления схемы без о.о.с. достаточно велик, то ее усиление с о.о.с. определяется формулой

$$k' = \left(1 + \frac{R_\beta}{R_1}\right).$$

В ряде случаев для такого включения о.о.с. усилителя не требуется установки внешних цепей, показанных на рис. 5-13,в. Так, например, в усилителе рис. 5-5 обратная связь может быть по аналогии со схемой рис. 5-13,в задана с использованием клемм 2, 4 и 14. При этом входное сопротивление усилителя рис. 5-5 возрастает по синфазной составляющей до нескольких тысяч мегаом.

5-3. Интегральные операционные усилители М—ДМ с дифференциальным входом

Одним из крупных достижений электроники последних лет явилось создание М—ДМ усилителей с дифференциальным входом, выполненных полностью в виде монолитных интегральных схем [54], в частности схемы НА-2900, содержащей 256 активных элементов в кристалле размерами $2,4 \times 3,1$ мм.

Принцип стабилизации с дифференциальным усилителем, охваченным о.о.с. через фиксирующее звено, рассмотрен выше в гл. 3.

Структурная схема усилителя НА-2900 показана на рис. 5-14. Конденсаторы $C_1—C_3$ устанавливаются внешним по отношению к усилителю монтажом. Собственно схема состоит из широкополосных дифференциальных усилителей с непосредственными связями и МОП-транзисторами

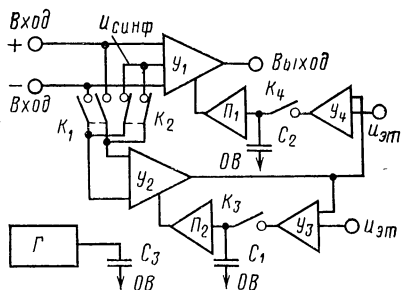


Рис. 5-14. Структурная схема дифференциального МДМ-усилителя.

на входах U_1 и U_2 , причем U_1 включает и достаточно мощный выходной каскад всей схемы (см. § 5-2).

Вспомогательные усилители выборки хранения U_3 , U_4 представляют собой упрощенные схемы с большим усилением по току и сравнительно малым — по напряжению, с управлением и схемным решением по типу активных ключевых элементов [73]. Схемы P_1 и P_2 — истоковые повторители на МОП-транзисторах. Ключевые элементы K_1 , K_2 — также МОП-транзисторы.

При замыкании ключей K_1 и K_4 сигнал разбаланса на входах U_1 усиливается U_2 и P_2 и фиксируется на конденсаторе C_2 , откуда через P_1 попадает на дополнительный вход установки нуля усилителя U_1 . При замыкании ключей K_2 и K_3 сигнал разбаланса дифференциальных входов U_2 усиливается U_2 и U_3 и подключается ко входу установки нуля U_2 . Заметим, что ключи K_2 не просто замыкают входы U_2 между собой, но и задают на них синфазное напряжение $u_{\text{синф}}$ входов U_1 , тем самым достигается очень высокий уровень подавления синфазных входных сигналов.

Ввиду отсутствия в усилителе нулевой шины сравнение на U_3 и U_4 производится с вырабатываемым внутри схемы эталонным напряжением $u_{\text{эт}}$. Так как это напряжение одинаково для обеих схем, его стабильность не играет существенной роли.

Генератор тактовой частоты G , коммутирующий ключи, имеет собственную частоту около 1 кГц и с целью уменьшения эффекта паразитных связей по сигналу в цепи $U_3-K_3-C_1-U_2$, рассмотренного в гл. 3, подключает ключи K_2 , K_3 и K_1-K_4 с некоторой задержкой. Это достигается путем предварительного формирования сигнала треугольной формы и выделения из него двух серий импульсов с помощью пороговых элементов с отличающимися порогами срабатывания.

Входные токи усилителя определяются в основном утечками по корпусу и качеством его монтажа на плату. Последнее относится и к дрейфу по напряжению: при необходимости получить таковой менее 1 мкВ/°С необходимо тщательное симметрирование входных цепей по пайке, разъемам и т. д., так как дрейф определяется в значительной мере не самим усилителем, а внешними термоэлектрическими и электрохимическими потенциалами.

(Параметры выхода усилителя НА-2900 аналогичны LM108 и т. п. (см. § 5-2), а быстродействие определяется частотой среза 3 МГц и скоростью нарастания в режиме повторителя 2,5 В/мкс. Эффективное значение собственных шумов, приведенное ко входу, очень мало — порядка нескольких десятков микровольт от пика к пику.

§-4. Измерительные усилители М—ДМ и устройства гальванического разделения

Среди измерительных усилителей постоянного тока особое место занимают измерительные преобразователи сигналов постоянного тока низкого уровня. Измерительные преобразователи являются одним из основных элементов связи вычислительных комплексов и информационных систем с датчиками технологического контроля.

Основными требованиями, предъявляемыми к измерительным преобразователям, являются: хорошее быстродействие, высокая точность преобразования, низкий уровень пульсации выходного сигнала, а также стабильность указанных параметров на протяжении всего времени эксплуатации устройства. Кроме того, как указывалось выше (см. § 3-4), в целом ряде случаев требуются обеспечение гальванического разделения входных и выходных цепей и хорошая помехозащищенность.

Для измерительных преобразователей характерна работа с низкоомными источниками сигналов, выходное сопротивление которых не превышает нескольких сотен ом.

а) Двухканальное устройство гальванического разделения

Принципиальная схема двухканального устройства гальванического разделения приведена на рис. 5-15. Каждое устройство гальванического разделения собрано по схеме с двойным преобразованием сигнала. Гальваническая развязка осуществляется с помощью разделительного трансформатора, установленного между модулятором и демодулятором. Модулятор и демодулятор собраны по однополупериодной последовательной схеме на микросхемах $У_1$ и $У_2$. Переменный резистор R_3 служит для компенсации остаточного напряжения ключевых элементов модулятора и демодулятора. Резистором R_4 устанавливается заданный коэффициент передачи напряжения. На входе модулятора и на выходе демодулятора включены RC -фильтры, с помощью которых полезный сигнал фильтруется от помех. Номера контактов указаны для типового 72-контактного разъема.

Модулятор и демодулятор работают синфазно и управляются несущими импульсами длительностью $t \cong 200$ мкс и частотой следования $f \cong 1000$ Гц. Импульсы

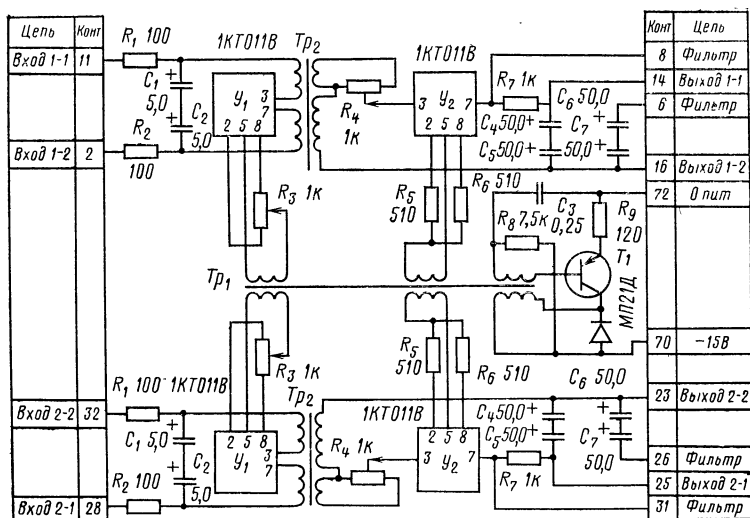


Рис. 5-15. Двухканальное УГР с однополупериодным преобразованием.

несущей частоты генерируются блокинг-генератором, выполненным на транзисторе T_1 .

При величинах элементов, указанных на схеме, каждое устройство гальванического разделения имеет следующие технические данные:

Коэффициент передачи напряжения	$1 \pm 0,005$
Начальное смещение нуля, мкВ	± 50
Максимальный диапазон входных сигналов, В	± 1
Входное сопротивление, кОм	50
Коэффициент подавления продольной помехи частотой 50 Гц, дБ	Не менее 140
Коэффициент подавления поперечной помехи частотой 50 Гц, дБ	Не менее 50

б) Устройство гальванического разделения с синхронной фильтрацией демодулированного сигнала

Для создания эффективной защиты от продольной и поперечной помех частоты промышленной сети и одновременного получения высокого быстродействия представляет интерес, как это указывалось в § 3-5, использование синхронной фильтрации демодулированного сигнала. Принципиальная схема такого УГР приведена на рис. 5-16. Ключ входного модулятора, который вы-

полнен на микросхеме T_1 , включается на короткие промежутки времени $h \cong 50$ мкс с частотой, равной удвоенному значению частоты питающей сети. На выходе демодулятора имеет место сигнал несущей частоты, модулированный по амплитуде суммой полезного сигнала и помехи.

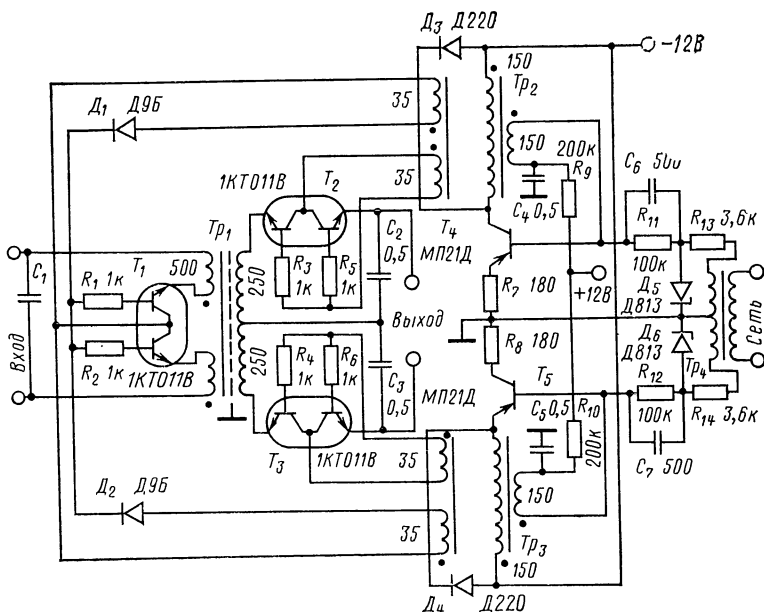


Рис. 5-16. УГР с синхронным детектированием.

Каждый из ключей демодулятора переключается с частотой, равной частоте питающей сети. Импульсы управляющего напряжения подаются на ключи демодуляторов со сдвигом фазы на 180° .

Работа схемы может быть проиллюстрирована ранее приведенной временной диаграммой на рис. 3-29. Таким образом, на конденсаторах C_2 и C_3 фиксируются два значения демодулированного сигнала, каждый из которых равен сумме полезного сигнала и сигнала помехи в соответствующий момент времени. После сложения вышеуказанных напряжений получим первоначальный полезный сигнал в чистом виде без помехи.

Установившийся процесс на выходе наступает через время $(T/2) + h$, что хорошо видно из временной диаграммы работы схемы.

Остальные характеристики УГР с синхронной фильтрацией демодулированного сигнала аналогичны характеристикам двухканального УГР, приведенного ранее.

Для получения импульсов несущей частоты использованы два блокинг-генератора, работающих в ждущем режиме. Управление блокинг-генераторами производится положительными импульсами, получаемыми после соответствующего формирования синусоидального напряжения частоты питающей сети. Напряжения, снимаемые с полуобмоток трансформатора Tr_4 , находятся в противофазе, чем достигается противофазная коммутация ключей демодуляторов. Напряжение удвоенной частоты, подаваемое в цепь управления модулятора, получается в результате сложения двух импульсных напряжений, поступающих с блокинг-генераторов, которые сдвинуты друг относительно друга на половину периода.

в) Быстродействующий М—ДМ усилитель с параллельным высокочастотным каналом

Принципиальная схема быстродействующего М—ДМ усилителя с параллельным высокочастотным каналом приведена на рис. 5-17.

Однополупериодный модулятор низкочастотного канала собран по последовательной схеме на интегральном прерывателе $У_1$. Усилитель несущей частоты выполнен на микросхеме $У_2$ и имеет коэффициент усиления около 300.

Однополупериодный демодулятор собран по последовательной схеме на интегральном прерывателе $У_3$. Совместно с конденсатором C_9 он образует цепь фиксации уровня.

Модулятор и демодулятор работают синфазно и управляются импульсами длительностью $h \cong 200$ мкс с частотой следования $f \cong 1000$ Гц.

Импульсы несущей частоты генерируются мультивибратором, собранным на транзисторах T_3 и T_4 , и формируются ключом, выполненным на транзисторе T_2 .

Сигнал, поступающий с выхода М—ДМ усилителя, фильтруется R_{15} , C_{10} , C_{11} -фильтром низкой частоты и



225

поступает на инвертирующий вход суммирующего усилителя, который выполнен по схеме усилителя постоянного тока с непосредственными связями на микросхеме U_4 .

Параллельный высокочастотный канал состоит из однокаскадного инвертирующего усилителя, собранного на полевом транзисторе T_1 . С выхода (сток T_1) через разделительный конденсатор C_3 сигнал поступает на неинвертирующий вход суммирующего усилителя.

Усилитель охвачен отрицательной обратной связью по току (рис. 1-1, в). Коэффициент усиления можно изменять в широких пределах путем изменения сопротивления резистора цепи обратной связи R_2 .

Задание сигнала смещения характеристики усилителя, а также компенсация термоэлектродвижущей силы свободных концов термопар могут быть с успехом выполнены путем суммирования указанных сигналов с полезным сигналом на входе операционного усилителя U_5 .

Сигнал смещения подается в суммирующую точку операционного усилителя U_5 через резистор R_{34} с параметрического стабилизатора на стабилитроне D_3 . Сигнал компенсации термоэлектродвижущей силы свободных концов термопары подается в суммирующую точку через резистор R_{33} с выхода устройства компенсации температуры свободных концов термопары.

Для получения высокой точности усиления сигнала термопары без термостатирования свободных концов термопары необходимо произвести преобразование изменения температуры свободных концов в строго пропорциональное изменение компенсирующего электрического сигнала.

В описываемой схеме устройство компенсации выполнено на базе дифференциального операционного усилителя U_6 , в цепи о. о. с. которого включается медный резистор величиной $R_0=5$ кОм (при температуре 0°C) через группы контактов 51, 53, 57 и 64, 68, 71.

Территориально медный резистор должен быть расположен поблизости от места подсоединения компенсационных проводов термопары. При необходимости установки медного резистора на большом удалении от усилителя, когда сопротивление проводов линии связи может быть соизмеримо с сопротивлением медного резистора, его необходимо включать по четырехпроводной

схеме [99]. В этом случае сопротивление линии связи практически не влияет на точность преобразования изменения сопротивления медного резистора и соответствующего изменения компенсирующего напряжения.

Высокая точность преобразования сопротивления — напряжение обеспечивается за счет постоянства тока в цепи о.о.с. операционного усилителя U_6 . Для компенсации напряжения на выходе U_6 , обусловленного конечным значением сопротивления медного резистора при температуре 0°C , на неинвертирующий вход этого операционного усилителя подается смещение с резистивного делителя R_{36}, R_{37} . Номера контактов схемы соответствуют стандартному 72-контактному разъему.

При номиналах, приведенных на схеме, усилитель имеет следующие технические данные:

Коэффициент усиления k_u	2000 ± 1
Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$, В	± 10
Напряжение пульсации на нагрузке $u_{\text{пульс}}$, мВ	Не более 20
Коэффициент преобразования s , мА/мВ	$0,5 \pm 0,025$
Сопротивление нагрузки R_n , кОм	Не более 2,5
Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, Мом	Не менее 5
Ток пульсации в цепи нагрузки $i_{\text{пульс}}$, мА	Не более 0,02
Время установления выходного сигнала при скачкообразном изменении входного сигнала $t_{\text{уст}}$, мс	Не более 5

При необходимости иметь гальваническую развязку входных цепей усилителя от выходных на его входе необходимо включить одно из приведенных УГР.

Другие схемы усилителей для измерительных цепей и, в частности, усилителей с гальваническим разделением входных и выходных цепей можно найти в работах [38, 100].

5-5. Автогенераторные усилители постоянного тока

В настоящее время автогенераторные варикапно-транзисторные усилители получили довольно широкое применение [69, 71]. Они используются как для построения различных устройств, работающих на высоком уровне входного сигнала, так и для построения измерительных преобразователей сигналов низкого уровня.

Примером усилителя первого типа может служить устройство, принципиальная схема которого была приведена на рис. 4-1.

Усилитель этого типа имеет следующие технические данные:

Входное сопротивление, Ом	$50 \cdot 10^6$
Коэффициент усиления при работе усилителя на сопротивление нагрузки $R_H = 2$ кОм . . .	10^4
Входное напряжение, В	0—10
Температурный дрейф в диапазоне температур 5—50°C:	
по напряжению, мкВ/1°C	30
по току, А/1°C	10^{-12}

Такие характеристики усилителя позволяют проводить все необходимые операции на высоком уровне сигнала (1—10 В) с точностью не менее 0,01—1% (в зависимости от уровня сигнала и вида операции), что является достаточным для большинства практических случаев.

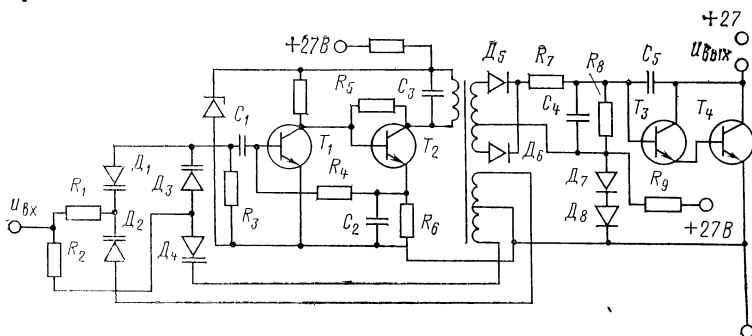


Рис. 5-18. Принципиальная схема простейшего автогенераторного усилителя постоянного тока.

Дальнейшим развитием усилителей этого типа является усилитель, принципиальная схема которого представлена на рис. 5-18. В ней используется четырехвариантное входное устройство ($D_1—D_4$), выполненное на стабилитронах Д814А. Все четыре варикапа включены параллельно относительно зажимов входного сигнала, и так как сопротивления резисторов $R_1—R_3$ по постоянному току выбраны значительно меньшими, чем сопротивления варикапов, то входной сигнал полностью прикладывается к каждому варикапу.

Опорное напряжение, снимаемое с обмотки II трансформатора Tr , вводится в противофазе в плечи варикапного моста, образованного соответственно диодами $D_1—D_4$. Встречное включение диодов по переменному напря-

жению в каждом плече моста позволяет при подборе пар по обратному току значительно уменьшить дрейф входного устройства, связанный с эффектом детектирования, подробное рассмотрение которого приводится в гл. 3. Это позволяет увеличить опорное напряжение до 150 мВ в каждом плече вместо 50 мВ в двухвариантном входном устройстве и тем самым поднять коэффициент передачи входного устройства. Высокочастотное напряжение с выхода варикапного устройства усиливается двухкаскадным транзисторным усилителем на T_1 , T_2 с гальванической связью, выполненным на кремниевых транзисторах типа КТ315Г. Режим усилителя по постоянному току стабилизирован с помощью цепи обратной связи R_4 , R_6 . В коллекторную цепь выходного транзистора включена первичная обмотка I трансформатора Tr , образующая с конденсатором C_3 резонансный контур, определяющий частоту автоколебаний автогенераторного усилителя (частота автоколебаний около 2 МГц).

Детектирование в рассматриваемом усилителе осуществляется с помощью двухполупериодного диодного детектора на кремниевых высокочастотных диодах D_5 и D_6 типа Д106. Использование диодного детектора вместо транзисторного (см. рис. 4-1) позволяет увеличить частоту автоколебаний и тем самым быстродействие усилителя, а также его коэффициент усиления. Последнее объясняется тем, что транзисторы, работающие в режиме детектирования высокочастотных колебаний, имеют значительно меньший коэффициент усиления по мощности, чем те же транзисторы, работающие в режиме усиления постоянного тока.

Фильтр R_7 , C_4 предназначен для фильтрации высокочастотного напряжения, и его постоянная времени выбрана значительно меньше, чем постоянная времени звена R_8 , C_5 , которое и является основным фильтрующим элементом.

В усилителе постоянного тока на T_3 и T_4 также используются кремниевые транзисторы типа КТ315Г, причем первый каскад усилителя выполнен по схеме с общим коллектором, а второй каскад — по схеме с общим эмиттером.

Так как одним из основных источников температурного дрейфа усилителей постоянного тока на кремниевых транзисторах является изменение контактной разности потенциала база-эмиттерного перехода, в схеме

осуществляется температурная компенсация этого изменения с помощью кремниевых диодов D_7 , D_8 (диоды типа Д106) и резистора R_9 . Усилитель имеет следующие технические данные:

Входное сопротивление, Ом	$50 \cdot 10^6$
Коэффициент усиления при работе усилителя на сопротивление нагрузки $R_H = 2 \text{ кОм}$. . .	10^5
Выходное напряжение, В	0—10
Температурный дрейф в диапазоне температур 5—50°C:	
по напряжению, мкВ/1°C	20
по току, А/1°C	10^{-12}

В усилителях, рассмотренных выше, во входном устройстве используются варикапы с емкостью, превышающей 500 пФ. Такая емкость, с одной стороны, облегчает согласование варикапного устройства с транзистором первого каскада усилителя переменного напряжения, но с другой, затрудняет решение вопроса по обеспечению устойчивости усилителя в замкнутом состоянии.

Действительно, если с целью обеспечения устойчивости за счет разноса постоянных времени увеличивать искусственно входную постоянную времени относительно постоянной времени выходного фильтра, то резко увеличивается уровень пульсаций на выходе, что особенно заметно при высоких коэффициентах усиления (при $k_u > 10^5$). Если же обеспечивать устойчивость с помощью увеличения постоянной времени выходного фильтра, то резко ухудшаются динамические характеристики усилителя, особенно при скачкообразных возмущениях входного сигнала.

Поэтому при построении быстродействующих операционных усилителей с высоким коэффициентом усиления необходимо во входном устройстве использовать варикапы с малой емкостью, чтобы максимально уменьшить входную постоянную времени.

Один из вариантов варикапно-транзисторного автогенераторного усилителя такого типа представлен на рис. 5-19. Здесь в качестве варикапов используются емкости база-эмиттерного перехода кремниевое планарного транзистора типа КТ315Г, значение которых составляет 6—10 пФ.

Кроме того, использование кремниевое перехода, изготовленного по планарной технологии, позволяет значительно увеличить входное сопротивление усилителя

(сопротивление утечки для база-эмиттерного перехода КТ315Г составляет $R_{\text{ш}} \geq 10^{11}$ Ом при температуре 20°C).

Конфигурация рассматриваемого варикапного устройства по зажимам входного сигнала и опорного напряжения практически ничем не отличается от рассмотренного выше (см. рис. 5-18), и поэтому на его работе отдельно останавливаться не будем.

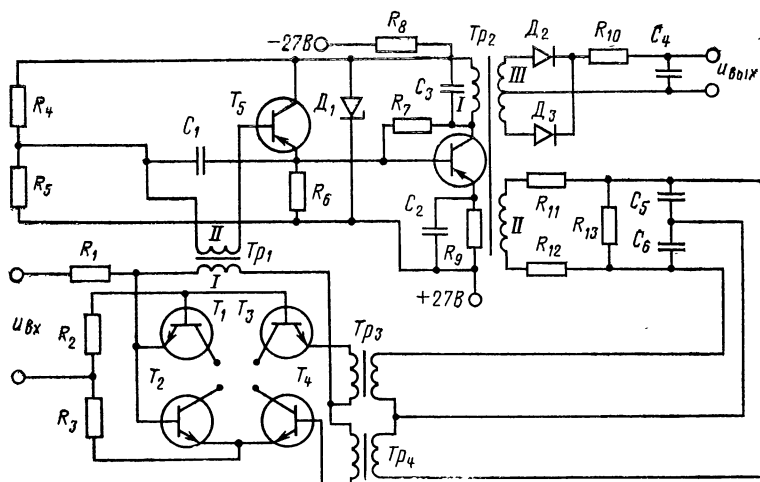


Рис. 5-19. Принципиальная схема автогенераторного усилителя с использованием переходов транзисторов в качестве варикапа.

Согласование варикапного входного устройства с транзистором первого каскада выполнено по схеме резонансного контура, в качестве элементов которого используются емкости варикапов и индуктивность первичной обмотки трансформатора Tr_1 . Резонансная частота этого контура $f_p = 3$ МГц, собственная добротность $Q_{\text{соб}} = 70$, а добротность нагруженного контура $Q_{\text{экв}} = 30$. Эти параметры, которые соответствуют оптимальному согласованию варикапного устройства с транзисторным усилителем, получены при отношении витков первичной обмотки ко вторичной $\omega_1/\omega_2 = 7$ и позволяют почти в 3 раза увеличить коэффициент передачи рассматриваемого варикапного устройства по сравнению со схемой, представленной на рис. 5-18. Усилитель переменного напряжения выполнен на двух гальванически связанных каскадах на германиевых высокочастотных транзисторах типа ГТ315Б, причем оба каскада с целью

стабилизации режима по постоянному току выполнены по схеме с общим коллектором, а по переменному напряжению представляют собой схемы с общим эмиттером, что обеспечивает максимальное усиление переменного напряжения. В качестве коллекторной нагрузки второго каскада используется первичная обмотка I трансформатора Tr_2 , индуктивность которой совместно с конденсатором C_3 образует параллельный резонансный контур, настроенный на частоту автоколебаний автогенераторного усилителя. С целью облегчения совмещения частот обоих контуров добротность второго контура лежит в пределах $Q_{экв} = 2 \div 3$, что обеспечивается низким выходным сопротивлением транзистора T_6 , охваченного параллельной отрицательной обратной связью с помощью сопротивления, включенного между коллектором и базой.

Как показано в гл. 3, при согласовании варикапного входного устройства с помощью резонансного контура образуется фазовый сдвиг в 90° между вводимой в варикапное устройство э.д.с. и снимаемой с его выхода. Поэтому в тракте усилителя необходимо создать дополнительный фазовый сдвиг того же значения. В рассматриваемой схеме этот сдвиг образуется с помощью фазовращателя на $R_{11} - R_{13}$ и конденсаторах C_5 и C_6 , включенных во вторичную обмотку II трансформатора Tr_2 .

Параметры фазовращателя выбраны таким образом, чтобы обеспечить фазовый сдвиг до 70° . Сдвиг порядка 20° на рабочей частоте дает сам двухкаскадный транзисторный усилитель. Чтобы предотвратить возможность возникновения автоколебаний на низкой частоте из-за роста на ней коэффициента передачи фазовращателя, параллельно конденсаторам C_5 , C_6 устанавливается резистор R_{13} , который обеспечивает отношение коэффициента передачи на любой низкой частоте к коэффициенту передачи на рабочей частоте не более трех.

Индуктивности трансформаторов Tr_3 и Tr_4 на рабочей частоте имеют сопротивления значительно большие, чем сопротивления конденсаторов фазовращателя C_5 и C_6 . Коэффициенты трансформации Tr_3 и Tr_4 выбраны единичными, поэтому емкости конденсаторов C_5 , C_6 оказываются как бы включенными непосредственно в схему варикапного моста, представляя собой внутреннее сопротивление источников опорного напряжения. Емкости $C_5 \approx C_6 \approx 300$ пкФ значительно больше емкостей каждого

плеча варикапного моста ($C_{\text{плеча}} \approx 3 \text{ пкФ}$) и поэтому являются практически идеальными источниками питания.

Емкости фазовращателя C_5 и C_6 используются не только для организации фазового сдвига, но и для установки начальной амплитуды автоколебаний. Емкость вначале подбирается с помощью переменного конденсатора, подключенного параллельно одному из конденсаторов фазовращателя, а затем заменяется постоянным конденсатором с необходимой емкостью.

Переменное напряжение с обмотки *III* детектируется двухполупериодным амплитудным детектором на диодах D_2 , D_3 , в качестве которых используются кремниевые диоды $D106$, и фильтруется с помощью R_{10} , C_4 .

Дальнейшее усиление по мощности может быть осуществлено с помощью усилителя постоянного тока с непосредственными связями, способы проектирования которых рассмотрены в гл. 2. Усилитель имеет следующие технические данные:

Входное сопротивление, Ом	10 ⁹
Коэффициент усиления при работе усилителя на сопротивление нагрузки $R_n = 10 \text{ кОм}$. .	$5 \cdot 10^2$
Выходное напряжение, В	0—1
Температурный дрейф в диапазоне температур 5—50°C:	
по напряжению, мкВ/1°C	15
по току, А/1°C	10^{-13}

На рис. 5-20 представлена принципиальная схема усилителя, выполненного на интегральных элементах, что позволило значительно повысить его надежность и уменьшить габариты.

Во входном четырехварикапном устройстве в качестве варикапов используются барьерные емкости база-эмиттерного и база-коллекторного переходов одного и того же транзистора, что позволяет значительно улучшить метрологические характеристики устройства в целом [71]. Варикапное устройство согласовывается с транзисторным усилителем TU_1 с помощью резонансного контура, параметры которого выбраны таким образом, что частота автоколебаний АВУС около 3 МГц. Переменное напряжение усиливается двухкаскадным транзисторным усилителем TU_1 .

В качестве элементов цепи фазовращателя используются сопротивление коллекторной нагрузки выходного каскада усилителя, резистор R_3 и конденсаторы C_4 , C_5 .

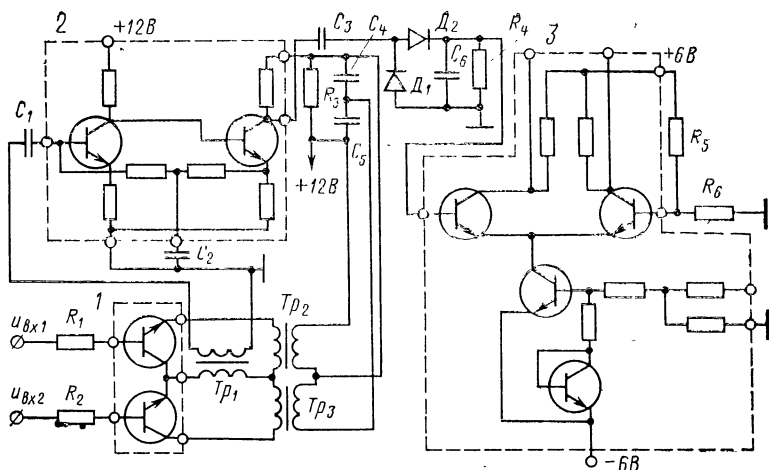


Рис. 5-20. Схема автогенераторного усилителя на интегральных микросхемах.

Фазовый угол, даваемый этим звеном, как и в предыдущей схеме, лежит в пределах 70° .

Назначение и параметры трансформаторов Tr_2 , Tr_3 аналогичны параметрам этих же элементов, рассмотренных выше, и поэтому отдельно на них останавливаться не будем.

Выходное переменное напряжение с помощью конденсатора C_3 подводится к диодному амплитудному детектору на кремниевых диодах D_1 и D_2 типа Д106 и фильтруется конденсатором C_6 .

Постоянное напряжение с выхода детектора усиливается балансным усилителем постоянного тока TU_2 .

Дифференциальный вход на варикапах обеспечивает весьма высокую степень подавления поперечной помехи, поэтому наиболее целесообразно использование рассматриваемого усилителя в быстродействующих системах регулирования с высоким уровнем помех. Усилитель имеет следующие технические данные:

Входное сопротивление, Ом	10^{10}
Коэффициент усиления при работе усилителя на сопротивлении нагрузки $R_H = 3$ кОм	10^4
Выходное напряжение, В	± 3
Температурный дрейф в диапазоне температур $5-50^\circ\text{C}$:	
по напряжению, мкВ/ 1°C	10
по току, А/ 1°C	10^{-12}

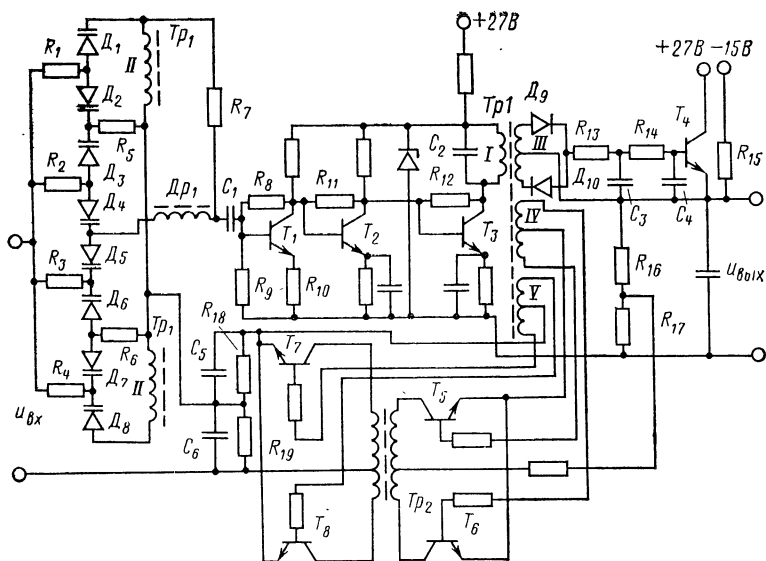


Рис. 5-21. Принципиальная схема автогенераторного усилителя с гальваническим разделением входа и выхода.

На рис. 5-21 приведена принципиальная схема автогенераторного усилителя с гальванической развязкой между входом и выходом, предназначенного для усиления сигналов постоянного тока низкого уровня от высокоомных датчиков. Усилитель представляет собой двухконтурный усилитель с последовательным резонансным контуром, образованным индуктивностью дросселя Dp_1 и емкостью параллельно соединенных варикапов $D_1—D_4$ и $D_5—D_8$ на входе, и с параллельным резонансным контуром (индуктивность обмотки I трансформатора Tp_1 и конденсатор C_2 в коллекторной цепи транзистора T_3).

Входное варикапное устройство содержит восемь варикапов $D_1—D_8$, включенных параллельно по постоянному току, причем, так как сопротивление ограничительных резисторов $R_1—R_7$ по постоянному току значительно меньше сопротивлений варикапов, все входное напряжение оказывается приложенным полностью к каждому из них. Кроме того, суммарная температурная нестабильность емкостей варикапов в плечах входного устройства за счет усреднения нестабильностей емкостей от-

дельных варикапов становится значительно меньше, чем в двухварикапных входных устройствах. Все это позволяет в 4 раза поднять крутизну преобразования входного устройства и почти на порядок улучшить его метрологические характеристики. Уменьшение входного сопротивления до 5—10 МОм при использовании в качестве варикапов стабилитронов Д814А не сказывается на точности работы измерительного преобразователя при работе с датчиками, имеющими выходные сопротивления такого же порядка.

Усилитель переменного напряжения на транзисторах T_1 — T_3 выполнен по схеме с гальваническими связями между каскадами. Режим по постоянному току и коэффициент усиления первого каскада стабилизированы с помощью комбинированной о.о.с. по напряжению сопротивлениями резисторов R_8 , R_9 и по току сопротивлением резистора R_{10} . Параметры цепей отрицательной обратной связи выбраны таким образом, что основной является связь по напряжению, в результате чего входное сопротивление усилителя падает до 300—500 Ом. Это, однако, не мешает получить коэффициент передачи входного устройства на базу первого транзистора по переменному напряжению близким к единице, что объясняется низкими потерями входного согласующего контура ($r_{\text{пот}} \approx 30$ Ом). Коэффициенты усиления второго и третьего каскадов стабилизируются с помощью цепей обратной связи по напряжению: в T_2 — резистором R_{11} и в T_3 — резистором R_{19} . Кроме того, весь усилитель переменного напряжения охвачен цепью отрицательной обратной связи с помощью резистора R_7 с обмотки II трансформатора Tr_1 на базу первого транзистора. Нагрузкой третьего каскада является первичная обмотка I согласующего трансформатора Tr_1 . От обмотки II трансформатора питается входное устройство, а от обмотки III — двухполупериодный детектор на диодах D_9 , D_{10} с двухзвенным фильтром R_{13} , C_3 и R_{14} , C_4 . В качестве нагрузки демодулятора выступает сопротивление база-эмиттерного перехода транзистора T_4 , работающего в режиме В. Как известно, сопротивление такого каскада монотонно падает с ростом входного сигнала, что вызывает соответствующее уменьшение коэффициента усиления.

Ввиду того что зависимость сопротивлений база-эмиттерных переходов транзисторов T_6 — T_8 гальванической

развязки имеет такой же характер, АВУС устойчив во всем диапазоне усиливаемых сигналов.

Для исключения влияния на точность в области нулевых выходных напряжений обратного тока коллекторного перехода транзистора T_4 статическая характеристика усилителя смещается с помощью резистора R_{15} , сопротивление которого выбирается так, чтобы транзистор при нулевом выходном сигнале работал при токе, значительно превышающем значение его обратного тока.

Для получения гальванической развязки часть выходного напряжения (3 В при номинальном выходном сигнале 10 В) с прецизионного делителя R_{16} , R_{17} подводится к двухполупериодному модулятору на транзисторах T_5 , T_6 и передается с помощью трансформатора Tr_2 к аналогично построенному демодулятору на транзисторах T_7 , T_8 .

С целью уменьшения отбираемой от усилителя переменного напряжения мощности в модуляторе и демодуляторе транзисторы используются в нормальном, а не инверсном включении. Однако, так как элементы гальванической развязки работают на высоком уровне сигнала, метрологические характеристики усилителя оказываются достаточно высокими, а уровень потребляемой цепями коммутации мощности падает на порядок.

Выход демодулятора нагружен на делитель R_{18} , R_{19} из высокостабильных резисторов. Конденсатор C_5 с резистором R_{18} образуют цепь для коррекции характеристик прямого тракта усилителя. Конденсатор C_6 служит для предотвращения связи на частоте генерации между выходом демодулятора и цепями входного преобразующего устройства. Частота генерации автогенераторного усилителя лежит в пределах 20—30 кГц. В схеме используются кремниевые планарные транзисторы типа КТ315Г.

Основные технические данные усилителя без внешней отрицательной обратной связи:

Входное сопротивление, Ом	$5 \cdot 10^6$
Коэффициент усиления при работе усилителя на сопротивлении нагрузки $R_n = 2 \text{ кОм}$	10^5
Выходное напряжение, В	0—10
Температурный дрейф по напряжению, мкВ/1°С	5

Технические данные усилителя, охваченного общей отрицательной обратной связью, при полном диапазоне изменения входного сигнала 0—20 мВ и $k' = 500$:

Входное сопротивление, Ом	10^9
Выходное сопротивление, Ом	50
Основная погрешность, %	0,5
Амплитуда пульсации выходного сигнала, %	0,2
Время установления сигнала, мс	5

На рис. 5-22 представлена принципиальная схема автогенераторного усилителя с гальваническим разделением входа от выхода с весьма высоким входным сопротивлением. Входное устройство в данном усилителе выполнено по простейшей двухварикапной схеме D_1 и D_2 , в качестве которых используются коллекторные переходы транзистора КТ315.

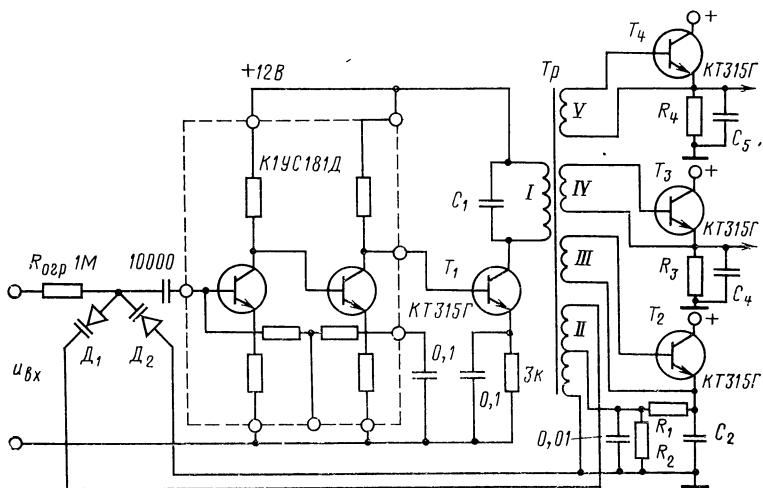


Рис. 5-22. Автогенераторный усилитель со сверхвысоким входным сопротивлением и полной гальванической развязкой входа и выхода.

При отборе из партии порядка 50% транзисторов с минимальным обратным током входное сопротивление усилителя без внешней обратной связи составляет $R_{вх} \geq 10^{10}$ Ом. Глубина о.о.с., напряжение которой подается в среднюю точку обмотки II трансформатора T , составляет $k\beta \geq 1000$, что доводит соответственно входное сопротивление устройства до $R_{вх} = 10^{13}$ Ом. Переменное напряжение с варикапного моста предварительно усиливается двухкаскадным интегральным усилителем. Для лучшего согласования малоемкостного варикапного устройства с интегральным усилителем и повышения его

граничной частоты в первом каскаде оставлено включенным сопротивление отрицательной обратной связи по току. Для обеспечения необходимого коэффициента усиления по переменному напряжению интегральный усилитель дополнен каскадом на транзисторе T_1 (КТ315) с резонансным контуром $Tr-C_1$ в его коллекторной цепи. Частота резонансного контура выбрана в районе $f=1,5$ МГц, что оказывается достаточным для согласования варикапного устройства с транзисторным усилителем и не уменьшает существенно коэффициента усиления собственно транзисторных каскадов усилителя.

Выходной каскад усилителя переменного напряжения с помощью вторичных обмоток трансформатора Tr III, IV, V связан с идентичными оконечными каскадами на транзисторах T_2-T_4 (все КТ315).

База-эмиттерные переходы этих транзисторов детектируют высокочастотное напряжение, и в их коллекторной цепи протекает ток, усиленный этими транзисторами. В эмиттерной цепи транзисторов включены емкости C_2, C_4, C_5 , фильтрующие высокочастотное напряжение.

Для получения гальванической развязки усилитель охватывается весьма глубокой о.о.с. ($R_1, C_2; R_2, C_3$), в связи с чем в его тракте возникает автоколебательный процесс с частотой порядка $f=10$ кГц. На входе усилителя идут импульсы прямоугольной формы, скважность которых прямо пропорциональна входному напряжению.

Таким образом, в тракте данного устройства существуют одновременно напряжения двух частот — высокой, порядка 1,5 МГц, и низкой, порядка 10 кГц. При увеличении постоянных времени фильтров $R_1, C_2; R_3, C_4; R_4, C_5$ на выходе может быть получен сигнал постоянного напряжения, т. е. в усилителе сигнал существует одновременно на трех частотах, каждая из которых может быть использована в зависимости от конкретных требований к устройству.

Принятая структурная схема усилительного устройства позволяет получить не только гальваническую развязку между входом и выходом устройства, но и иметь два гальванических развязанных между собой выхода.

При необходимости один из выходных транзисторных ключей может быть использован не только для гальванической развязки, но и для нелинейного преобразования входного сигнала, т. е. одновременно с гальваническим разделением по одному из каналов усилителя мо-

жет быть выполнена операция умножения на другой сигнал, деления, проведена операция возведения в квадрат или извлечения квадратного корня.

Технические данные усилителя, охваченного общей о.о.с., при полном диапазоне изменения входного сигнала 0—200 мВ и выходном напряжении 0—10 В:

Входное сопротивление, Ом	10^{12}
Выходное сопротивление, Ом	10^3
Основная погрешность, %	0,5
Линейность статической характеристики, %	0,1
Время установления, мс	5

Список литературы

1. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа. М., «Наука», 1965. 288 с.
2. Ризкин А. А. Основы теории усилительных схем. М., «Советское радио», 1958. 527 с.
3. Корн Г., Корн Т. Аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины. М., «Мир», т. I, 1967. 462 с., т. II, 1968. 311 с.
4. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963. 510 с.
5. Проектирование и применение операционных усилителей. Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М., «Мир», 1974. 510 с.
6. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. М.—Л. «Энергия», 1974. 215 с.
7. Graeme J. G. Applications of operational amplifiers. (Third generation techniques). N. Y. — «McGraw-Hill D. C.», 1973, p. 244.
8. Айзерман М. А. Теория автоматического регулирования. М., «Наука», 1966. 452 с.
9. Хэммонд П. Теория обратной связи и ее применение. М., Физматгиз, 1961. 424 с.
10. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М., Изд-во иностр. лит., 1948. 640 с.
11. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. М., «Наука», 1964. 540 с.
12. Анисимов В. И., Капитонов М. В. К вопросу о качестве переходных процессов операционных усилителей. — Изв. вузов. «Приборостроение», 1971, № 8, с. 75—79.
13. Dow P. An analysis of certain errors in electronic differential analyzers. — «Trans. IRE», 1957, EC-6, December, P. 255—261.
14. Macnee A. B. Some limitations on the accuracy of electronic differential analyzers. — «Proc. IRE», 1952, vol. 40, p. 303—308.
15. Гальперин М. В. К анализу погрешности электронных аналоговых устройств, обусловленной конечной полосой пропускания операционных усилителей. — «Автоматика и телемеханика», 1964, т. XXV, № 5, с. 724—726.
16. Годлевский В. С. Об оценке динамических погрешностей линейных блоков АВМ. — «Автоматика и телемеханика», 1970, № 3, с. 155—161.
17. Гальперин М. В. Частотные характеристики измерительных усилителей постоянного тока с токовым выходом. — «Измерительная техника», 1971, № 12, с. 56—57.
18. Dow P. Analysis of certain errors in electronic differential analyzers. — «Trans. IRE», 1958 November, EC-7, p. 276—279.
19. Злобин Ю. П., Кессель Е. Л. Об одном из путей возникновения помех в усилителях с отрицательной обратной связью по току. — «Электричество», 1970, № 9, с. 35—46.

20. Гальперин М. В. Особенности выполнения аналоговых операций на дифференциальных операционных усилителях. — «Автоматика и телемеханика». 1970, № 1, с. 198—200.
21. Handbook of industrial control computers. — ed. Harrison. N. Y., London, Sydney. — «Wiley — Interscience», 1972, p. 940.
22. Полонников Д. Е., Чернышев Р. Н. Структура транзисторных решающих усилителей высокой точности. — В кн.: Теория аналоговых и комбинированных вычислительных машин. М., «Наука», 1969, с. 385—391.
23. Харрис. О параметрах операционных усилителей, приводимых в технических характеристиках. «Электроника», 1967, т. 40, № 21, с. 9—13.
24. Deering C. S. A wide-band direct coupled operational amplifier. — «Proc. Nat. Simulation Conf.», 1956 January, p. 211—220.
25. Полонников Д. Е. Широкополосные решающие усилители. — «Автоматика и телемеханика». 1960, т. XXI, № 12, с. 1613—1622.
26. Гальперин М. В. К расчету частотных характеристик быстроедействующих операционных усилителей на транзисторах. — «Автоматика и телемеханика», 1967, т. XXVIII, № 6, с. 139—143.
27. Полонников Д. Е., Бабаян Р. Р. Перспективы повышения статической и динамической точности операционных и измерительных УПТ. — В кн.: Операционные и измерительные усилители постоянного тока. МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1974, с. 3—10.
28. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967. 608 с.
29. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., «Советское радио», 1971. 381 с.
30. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 656 с.
31. Sah C., Noyce R., Shockley W. Carrier generation and recombination in p-n junction characteristics. — «Proc. IRE», 1957, p. 1228—1233.
32. Микромощные интегральные схемы. «Советское радио», 1975. 256 с.
33. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. М., «Энергия», 1967. 180 с.
34. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. М., «Мир», 1970. 188 с.
35. Шварц С. Полупроводниковые схемы. М., Изд-во иностр. лит., 1962. 440 с.
36. High-speed micropower transistors. Juliano M. N., Meloushi R. M., Lienkran C. Z., Goins E. W. — «Proc. IEEE», 1964, № 52, p. 111—118.
37. New approach to low drift amplifiers. — «Microelectronics», 1972, vol. 4, № 2, p. 38—39.
38. Гальперин М. В., Злобин Б. П., Павленко В. А. Транзисторные усилители постоянного тока. М., «Энергия», 1972. 272 с.
39. Полонников Д. Е., Решающие усилители. М., «Энергия», 1973. 248 с.
40. Кристенсен Р., Уоллесен Д. Изготовление парных полевых транзисторов вместо подбора пар. — «Электроника», 1969, т. 42, № 25, с. 26—29.
41. Самсонов В. А., Полонников Д. Е. Методы уменьшения дрейфа усилителей на МОП-транзисторах. — В кн.: Операционные и

измерительные усилители постоянного тока. Изд. МДНТП имени Ф. Э. Дзержинского, 1974, с. 56—63.

42. Гальперин М. В. Способ выключения каскадов широкополосных операционных (решающих) усилителей постоянного тока. АС № 162712 (СССР). Опубл. в бюлл. изобрет. 1964, № 10, с. 12.

43. Farmanfarma G. Analysis of linear sampled-data systems with finite pulse width (open loop). — «Trans. AIEE», 1956. vol. 75, pt 1, p. 808—819.

44. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963. 456 с.

45. Цыпкин Я. Э. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963. 970 с.

46. Анисимов В. И. Сравнительный анализ частотных характеристик усилителей постоянного тока типа М—ДМ для двух режимов его работы. — «Автоматика и телемеханика», 1962, т. XXIII, № 1, 112—117.

47. Баглай Р. Д. Усиление слабых сигналов произвольной формы. Новосибирск, «Наука», 1965, 210 с.

48. Rolf P. Übertragungseigenschaften von Gleichstromverstärken mit mechanischen Zerschaker als Modulator. — «Wiss. Z. Techn. Hochschule», Dresden, 1961, № 4, S. 318.

49. Евтянов С. И. Переходные процессы в прямо-усилительных схемах. М., Связьиздат, 1948. 210 с.

50. Булгаков Б. В. Колебания. М., Гостехиздат, 1954. 891 с.

51. Гальперин М. В. Частотные свойства усилителей постоянного тока с модуляцией входного сигнала прямоугольными импульсами. — В кн.: Анализ и синтез систем автоматического управления. М., «Наука», 1968, с. 330—333.

52. Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Корнфельд И. П. Динамика импульсных систем с конечным временем съема данных (метод текущего среднего). — «Вопросы промышленной кибернетики» (труды ЦНИИКА), 1976, № 47, с. 35—51.

53. Kozo Uchida. Direct-current amplifying circuit. Pat. Gr. Britain 1283171, kl. H03F 3/34, 1972 Juli.

54. Джоунс, Уэбб. Операционный усилитель с импульсной стабилизацией, выполненный с МОП и биполярными элементами на одном кристалле. — «Электроника», 1973, № 20, с. 47—54.

55. Канторович М. И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. М., «Наука», 1964. 328 с.

56. Полонников Д. Е. Некоторые вопросы теории решающих усилителей. — В кн.: Аналоговая и аналого-цифровая вычислительная техника. М., «Машиностроение», 1965, с. 383—389.

57. Анисимов В. И., Годубев А. П. Транзисторные модуляторы. М., «Энергия», 1964, 224 с.

58. Калинин Б. А. Транзисторные модуляторы. — «Приборы и системы управления», 1967, № 1, с. 22—23.

59. Злобин Ю. П., Кессель Е. Л. Анализ помехозащищенности входных преобразователей автоматических измерительных устройств. — «Электричество», 1969, № 3, с. 89—90.

60. Гальперин М. В., Павленко В. А., Злобин Ю. П. Бесконтактные модуляторы сигналов постоянного тока низкого уровня. — «Приборы и системы управления», 1970, № 2, с. 19—23.

61. Корченкова В. Г., Полонников Д. Е., Чернышев Р. Н. Исследование предельной чувствительности усилителя типа М—ДМ. —

В кн.: Операционные и измерительные усилители постоянного тока. М., МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1974, с. 83—90.

62. Берман Л. С. Нелинейная полупроводниковая емкость. М., «Физматгиз», 1963. 86 с.

63. Вул Б. М., О емкостных характеристиках p - n -переходов. — «Физика твердого тела», т. 3, вып. 1, с. 114—118.

64. Берман Л. С., Ландсман А. П., Субашиев В. К. Низкочастотные варикапы. — «Радиотехника», 1959, т. 14, № 12, с. 69—70.

65. Международный конгресс по физике твердого тела в Брюсселе. — «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, № 1, с. 78—80.

66. Giacoletto I. I., O'Connel I. A variable-capacitance germanium junction diod for V. H. F. — «RCA Rev.», 1965, № 1, p. 184—186.

67. Павленко В. А., Багаев В. С., Жеребцова А. А. Емкость и последовательное сопротивление германиевых диодов. — «Радиотехника и электроника», АН СССР, 1961, т. 6, вып. 12, с. 2036—2040.

68. Павленко В. А., Барская Г. В. Построение высокоомного полупроводникового модулятора на варикапах. — «Труды института НИИТеплоприбор», М., 1965, № 2, с. 47—63.

69. Павленко В. А. Автогенераторные усилители в приборах контроля и автоматики. М., «Энергия», 1969. 120 с.

70. Павленко В. А. Электрические системы регулирования с сигналом связи постоянного тока. М., «Энергия», 1971. 456 с.

71. Певзнер В. В., Полонников Д. Е. Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. М., «Энергия», 1970. 288 с.

72. Турченков В. И. Корректирующие звенья в следящих системах на полупроводниковых приборах. М., «Энергия», 1966. 144 с.

73. Гальперин М. В. Транзисторный ключ, работающий в активном режиме. — «Приборы и системы управления», 1967, № 4, с. 47—48.

74. Тотменин В. Ф., Семенова Т. П. Универсальные аналоговые ключи на полевых транзисторах. Семинар «Интегральные схемы», вып. 7. Новосибирск, «Наука», С. О., 1975. 41 с.

75. Турченков В. И. Корректирующие звенья в следящих системах. — «Автоматрия», 1970, № 3, с. 43—47. Авт.: И. К. Каримов, Т. И. Полянская, А. В. Шалашнов, Е. А. Чернявский.

76. Соболевский К. М., Шакола Ю. А. Защита мостов переменного тока. Киев, Изд-во АН УССР, 1957. 176 с.

77. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. М., «Советское радио», 1950. 728 с.

78. Кузнецов В. К., Орнин Б. Г., Русин Ю. С. Трансформаторы усилительной и измерительной аппаратуры. М., «Энергия», 1969. 152 с.

79. Федотов В. П. Точностные параметры устройства гальванического разделения измерительных усилителей. Доклады научнотехнической конференции по итогам научноисследовательских работ за 1966—1967 гг., секция автоматики, вычислительной и измерительной техники, МЭИ, 1967, с. 70—82.

80. Основы электротехники. Под ред. К. А. Круга. М., Госэнергоиздат, 1952. 432 с.

81. Дехтяренко П. И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. Киев, «Техніка», 1965. 314 с.

82. Серьезнов А. Н., Шумаков М. А. Устройство для уменьшения уровня помех на входе измерительного прибора, ГОСИНТИ, 1966, тема № 4—66—930/51, с. 88—92.

83. Злобин Ю. П., Кессель Е. Л. Устройство для записи и воспроизведения информации. АС № 288412. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 36, с. 127.

84. Гуткин А. С. Преобразование сверхвысоких частот и детектирование. М., «Энергия», 1953. 840 с.

85. Павленко В. А., Певзнер В. В. Анализ статических характеристик усилителей постоянного тока, выполненных по схеме управляемого автогенератора. — «Приборостроение», 1966, № 4, с. 37—39.

86. Павленко В. А., Певзнер В. В. Автогенераторные усилители постоянного тока типа АВУС. — «Приборостроение», 1966, № 6, с. 22—25.

87. Универсальный операционный усилитель на базе АВУС. — «Приборы и системы управления», 1969, № 5, с. 12—14. Авт.: В. А. Павленко, В. С. Вергунов, Г. В. Барская, В. С. Царьков.

88. Ризкин А. А. Полупроводниковые усилители. М., Связьиздат, 1961. 242 с.

89. Основы полупроводниковой электроники. Пер. с англ. под ред. Гальперина Е. И. М., «Советское радио», 1958. 579 с.

90. Иванченко В. Д. Нелинейные искажения в усилителях на транзисторах. В кн.: «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». Под ред. И. Ф. Николаевского. М., «Связь», 1968, вып. 2, с. 93—98.

91. Буденный А. П. Автогенератор с амплитудой, управляемой обратной связью. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. М., «Связь», 1968, вып. 2, с. 162—167.

92. Павленко В. А., Вергунов В. С. Исследование автогенераторного усилителя. — «Труды института НИИТеплоприбор», 1967, № 1—2, с. 15—26.

93. Павленко В. А., Вергунов В. С. Операционные усилители на базе управляемых автогенераторов. — «Автоматика и телемеханика», 1968, № 12, с. 80—85.

94. Берри Р., Холл П., Гаррис М. Тонкопленочная технология. М., «Энергия», 1972. 336 с.

95. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. М., «Советское радио», 1974. 312 с.

96. Головинов В. М., Данилов В. С. Применение операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе К284УД1 (МГ—11). Заочный семинар «Интегральные схемы», Новосибирск, «Наука», С. О., 1974. 56 с.

97. Harris E. L. High-speed performance from operational amplifiers. — «Proc. IRE», 1972, vol. 33, № 5, p. 165—173.

98. Dobkin R. C. Designs for IC op amps. — IEEE, Internat. Convention Digest, N. Y., 1971, p. 342—343.

99. Злобин Ю. П. Применение операционных усилителей в устройствах преобразования сигналов датчиков промавтоматики. — В кн.: Операционные и измерительные усилители постоянного тока, МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1974, с. 70—74.

100. Злобин Ю. П. Быстродействующий измерительный преобразователь сигналов постоянного тока низкого уровня. — «Приборы и системы управления», 1970, № 2, с. 22—23.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая Схемы включения и основные свойства усилителей постоянного тока	5
1-1. Внешняя обратная связь	5
1-2. Операции над аналоговыми сигналами	10
1-3. Частотные характеристики и устойчивость	15
1-4. Передаточные функции	19
1-5. Дрейф нуля	24
1-6. Усилители постоянного тока с дифференциальным входом	34
1-7. Требования к основным параметрам усилителей постоянного тока	37
1-8. Структурные схемы	39
Глава вторая. Усилительные каскады с непосредственными связями	48
2-1. Одиночные каскады на биполярных транзисторах	48
2-2. Одиночные каскады на полевых транзисторах	61
2-3. Входные каскады I. Разностные и балансные схемы на биполярных транзисторах	71
2-4. Входные каскады II. Балансные каскады на полевых транзисторах	86
2-5. Разностные и выходные каскады	91
Глава третья. Структуры и элементы усилителей постоянного тока с модуляцией входного сигнала (усилители М—ДМ)	99
3-1. Структуры и передаточные функции усилителей М—ДМ	99
3-2. Типы модуляторов и их свойства I. Пассивные модуляторы на транзисторах	126
3-3. Типы модуляторов и их свойства II. Варикальные входные устройства	134
3-4. Устройства гальванического разделения	145
3-5. Синхронные фильтры М—ДМ	155
Глава четвертая. Автогенераторные усилители	159
4-1. Принцип действия и статические характеристики	159
4-2. Влияние структурных факторов на статическую характеристику	169
4-3. Температурный дрейф параметров статической характеристики	177
4-4. Влияние нелинейности усилителя переменного напряжения на статическую характеристику автогенераторных усилителей	180

4-5. Графоаналитический метод расчета статической характеристики	185
4-6. Динамические характеристики	188
Глава пятая. Практические схемы	191
5-1. Усилители с непосредственными связями I. Схемы малой и средней точности	191
5-2. Усилители с непосредственными связями II. Схемы с повышенной точностью и быстродействием	205
5-3. Интегральные операционные усилители М—ДМ с дифференциальным входом	219
5-4. Измерительные усилители М—ДМ и устройства гальванического разделения	221
5-5. Автогенераторные усилители постоянного тока	227
Список литературы	241

МИХАИЛ ВЛАДИМИРОВИЧ ГАЛЬПЕРИН,
ЮРИЙ ПЕТРОВИЧ ЗЛОБИН,
ВЛАДИМИР АЛЕКСАНДРОВИЧ ПАВЛЕНКО

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Редактор Теплюк И. Н.
Редактор издательства Г. В. Лихачева
Переплет художника А. А. Иванова
Технический редактор Г. Г. Хацкевич
Корректор З. Б. Драновская
ИБ № 1328

Сдано в набор 24.01.78	Подписано к печати 20.03.78	Т-06550
Формат 84×108 ¹ / ₃₂	Бумага типографская № 2	
Гарн. шрифта литературная	Печать высокая	
Усл. печ. л. 13,02	Уч.-изд. л. 13,96	
Тираж 25000 экз.	Зак. 527	Цена 85 к.

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

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

85 к.