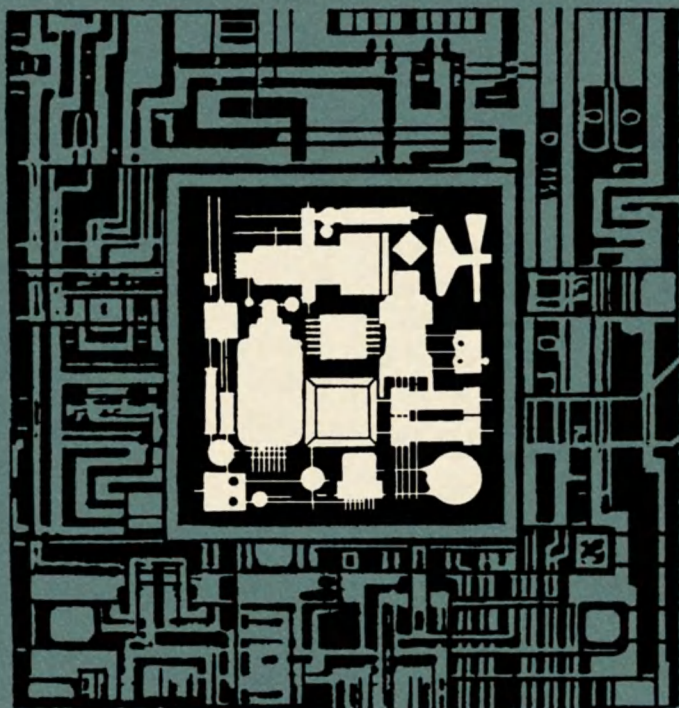


МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

15

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ
МИКРОСХЕМАХ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО
УСИЛИТЕЛЯ



МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

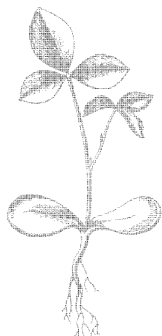
ЭЛЕКТРОНИКА

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА
НА
ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО
УСИЛИТЕЛЯ

Под редакцией В. З. Найдерова



МОСКВА «СОВЕТСКОЕ РАДИО» 1977



Scan AAW

6Ф0.3

Ф 94

УДК 621.382

Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя. Под ред. В. З. Найдерова. (Б-ка «Электроника».) М., «Сов. радио», 1977, 128 с.

Авт.: В. П. Гетман, А. И. Голованов, В. З. Найдеров и др.

Анализируется интегральная микросхема дифференциального усилителя с транзисторным каскадом источника тока и возможности ее применения для создания устройств различного назначения. Рассматриваются усилители, генераторы, устройства для нелинейных преобразований электрических колебаний и импульсные устройства. Излагаются методы электронного регулирования параметров устройств, даются рекомендации по выбору их рабочих режимов и практическому применению.

Приводятся соотношения, необходимые для инженерного расчета рассматриваемых устройств, а также зависимости основных параметров, справедливые для микросхем любых типов, основой которых является дифференциальный каскад с транзисторным источником тока. Даны примеры расчета и практического выполнения различных устройств на серийных микросхемах.

Книга рассчитана на инженеров, работающих в области применения интегральных микросхем. Она может быть полезной для студентов вузов, специализирующихся в области микроэлектроники.

Рис. 71, библи. 25 назв.

В. П. ГЕТМАН, А. И. ГОЛОВАНОВ, В. З. НАЙДЕРОВ, З. Ф. ЮСУПОВ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. М. Пролейко (отв. редактор), *К. А. Валиев, В. М. Вальков, А. А. Васенков, Б. Ф. Высоцкий, И. В. Лебедев, Э. А. Лукин, В. П. Лукьянов, А. Ю. Малинин, Ю. Р. Носов, В. Ф. Садов, В. И. Стафеев, В. Н. Сретенский* (зам. отв. редактора), *Ю. Б. Степанов, Г. Г. Татаровская, А. Ф. Трутко, В. Н. Филатов.*

Редакция литературы по электронной технике

Ф $\frac{30407-030}{046(01)-77}$ 47-77

© Издательство «Советское радио», 1977 г.

Предисловие

Развитие микроэлектроники и практическое внедрение ее достижений в значительной мере определяют прогресс в радиоэлектронном аппаратостроении. Однако если в области разработки и применения логических интегральных микросхем достигнуты значительные успехи, то в области создания микроэлектронной аналоговой аппаратуры в настоящее время имеются определенные трудности, связанные со многими факторами. Одним из основных факторов является потребность в большом многообразии типов микросхем при сравнительно ограниченном количестве схем каждого отдельного типа. Эти трудности усугубляются тем, что к линейным микросхемам предъявляются более жесткие требования в отношении стабильности и разброса параметров элементов, чем к логическим схемам.

В силу указанных причин при создании аналоговой аппаратуры во многих случаях целесообразно применять универсальные схемы, способные выполнять различные функциональные преобразования сигналов. Универсальность интегральных микросхем достигается, как правило, за счет усложнения принципиальных схем и избыточности активных элементов в их структурах. Реализация конкретных вариантов функциональных устройств на основе таких микросхем осуществляется коммутацией их выводов и подсоединением в необходимых случаях дополнительных дискретных или пленочных элементов (конденсаторов, резисторов, катушек индуктивности и др.).

Наиболее типичной универсальной микросхемой является однокаскадный дифференциальный усилитель (ДУ) с источником неизменного тока в эмиттерной цепи. Несмотря на широкое применение таких микросхем, их функциональные возможности в настоящее время реализуются далеко не в полной мере. Частично это объясняется тем, что, хотя анализу свойств и характеристик дифференциальных каскадов посвящены многочисленные исследования, сведений о схемотехнических

возможностях микросхем, выполненных по структуре ДУ, особенно по вопросам создания на их основе функциональных устройств, работающих в нелинейном режиме, в литературе еще недостаточно. Кроме того, опубликованные материалы в основном носят описательный характер и не содержат практических рекомендаций по многоцелевому применению таких микросхем.

При написании данной книги авторы ставили своей целью изложить недостаточно освещенные в литературе вопросы анализа свойств и практического применения микросхем ДУ. Особое внимание уделяется работе схемы в режиме больших сигналов, характерном для импульсных устройств и устройств, предназначенных для нелинейных преобразований сигналов, а также вопросам электронного регулирования параметров схем различного функционального назначения.

Материал книги основан главным образом на оригинальных разработках и исследованиях авторов. Главы 1 и 3 написаны В. П. Гетманом и В. З. Найдеровым; гл. 2 (кроме § 2.4) — А. И. Головановым и З. Ф. Юсуповым; § 2.4 и гл. 4 (кроме §§ 4.3 и 4.6) — В. З. Найдеровым; §§ 4.3 и 4.6 — В. З. Найдеровым и З. Ф. Юсуповым.

Авторы выражают благодарность рецензентам Е. И. Гальперину и Я. Д. Мартыненко за полезные замечания и рекомендации, способствовавшие улучшению книги.

Введение

Для ДУ характерны высокая устойчивость к дестабилизирующему влиянию внешних факторов и слабая зависимость параметров схемы от параметров отдельных элементов. Основные качественные показатели ДУ определяются не сопротивлениями резисторов, а отношениями этих сопротивлений, которые при производстве микросхем соблюдаются с высокой степенью точности. Вследствие близкого расположения элементы микросхемы находятся практически в одинаковых температурных условиях, что способствует стабильности работы схемы в широком температурном диапазоне. Симметрия структуры и тесная корреляционная связь между параметрами элементов позволяют получать интегральные ДУ высокого качества с идентичными параметрами, обладающие хорошей автобалансировкой и малыми дрейфами входных токов и напряжений. Эти свойства ДУ в сочетании с возможностью непосредственной связи между каскадами благодаря наличию дифференциальных входа и выхода обеспечили широкое применение ДУ в микроэлектронных операционных усилителях и аналоговых перемножителях сигналов, используемых в различных аналоговых устройствах.

Однокаскадный ДУ с генератором тока в эмиттерной цепи обладает более широкими возможностями для осуществления линейных и нелинейных преобразований сигналов, чем операционные усилители. ДУ является простейшим операционным усилителем (ОУ) и входит в состав любого ОУ, но по сравнению со схемами широко распространенных ОУ допускает управление током генератора в эмиттерной цепи. Это позволяет создавать на основе ДУ устройства, выполнение которых на основе ОУ либо затруднено, либо требует значительно более сложных схемных решений (например, смесители частот, фазовые детекторы и др.).

Функциональные возможности дифференциальных микросхем позволяют широко применять их в аналоговой аппаратуре и, следовательно, способствуют орга-

низации массового производства микросхем. Совершенствование технологии массового производства микросхем повышает надежность и снижает их стоимость. Благодаря использованию универсальных микросхем создаются благоприятные условия для обобщения структурных решений отдельных узлов аппаратуры, достигается высокая однородность структуры аппаратуры. В связи с этим представляется возможность широкой унификации и стандартизации аппаратуры на основе таких схем при одновременном сокращении сроков и уменьшении стоимости ее проектирования. Последнее связано с тем, что при использовании универсальных микросхем обеспечивается преемственность новых модификаций аппаратуры, задерживается моральное старение микросхем и упрощается задача согласования отдельных функциональных элементов и узлов по электрическим, конструктивным и эксплуатационным параметрам. Кроме того, облегчается макетирование аппаратуры, сокращаются сроки выполнения и затраты на эти работы при улучшении качества благодаря применению реальных микросхем.

Для многих линейных микросхем общего применения характерно использование сравнительно большого количества дополнительных внешних элементов, что в известной мере снижает эксплуатационные характеристики аппаратуры. Однако широкие функциональные возможности интегральных ДУ позволяют успешно применять их в бескорпусном оформлении в качестве активных элементов в гибридных и совмещенных интегральных схемах (в том числе, в схемах с высоким уровнем интеграции). В этом случае не только практически устраняется указанный недостаток, но, наоборот, за счет применения однородной унифицированной структуры в устройствах различного назначения повышается надежность и улучшаются объемно-массовые показатели аппаратуры.

Использование функциональных элементов на основе универсальных микросхем изменяет подход инженеров-схемотехников к разработке новой аппаратуры. Знание законов морфологии электронной аппаратуры и возможностей имеющейся функционально-элементной базы является необходимым условием создания современной высококачественной РЭА.

1. Анализ схемы дифференциального усилителя

Для выяснения возможностей построения функциональных устройств различного назначения на основе серийных микросхем дифференциального усилителя (ДУ) необходим предварительный анализ схемы собственно ДУ. Результаты такого анализа, выполненного в данной главе и включающего рассмотрение передаточных характеристик ДУ, исследование спектрального состава выходных токов и свойств генератора тока в общей эмиттерной цепи дифференциального каскада, а также ряд других вопросов, позволяют сделать конкретные выводы относительно функциональных возможностей ДУ и используются в последующих главах.

1.1. Общие сведения

Основой многих типов аналоговых интегральных микросхем (ИМС) является ДУ, принципиальная схема которого приведена на рис. 1.1. Усилитель состоит из дифференциального каскада на транзисторах $T1, T2$ с нагрузочными резисторами $R1, R2$ и токопитателя каскада на транзисторе $T3$, выполняющего роль генератора тока для эмиттерной цепи транзисторов $T1$ и $T2$.

Эта схема получила широкое распространение с появлением линейных ИМС [1]. Ее преимущества по сравнению со схемой обычного ДУ с резистором в общей эмиттерной цепи изложены в [2, 3, 15], где подробно описано назначение элементов и работа схемы, поэтому ниже будут рассматриваться лишь те свойства схемы, которые используются при построении на ее основе различных функциональных элементов. Отметим только, что введение в схему ДУ транзисторного генератора тока позволило, кроме значительного увеличения коэффициента подавления синфазной помехи, заметно расширить

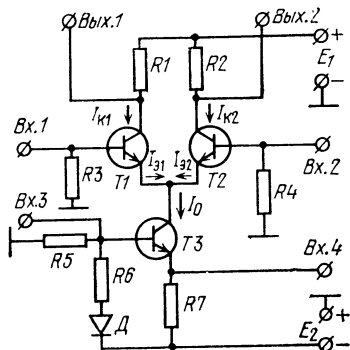


Рис. 1.1. Принципиальная схема ДУ с транзисторным токопитающим каскадом.

возможности линейных и нелинейных преобразований сигналов за счет управления этим током, т. е. позволило получить схему многоцелевого назначения.

Входные сигналы могут подаваться на дифференциальный ($Vx.1$ и $Vx.2$) и токопитающий ($Vx.3$ и $Vx.4$) каскады. Источник входного напряжения может включаться как между $Vx.1$ и $Vx.2$ (симметричный вход, при этом оба полюса источника сигнала должны быть либо изолированы от общей точки схемы, либо источник сигнала должен иметь симметричный выход), так и между общей точкой и $Vx.1$ или $Vx.2$ (несимметричный вход, при этом неиспользуемый вход соединяется с общей точкой). На $Vx.3$ или $Vx.4$ напряжение подается относительно общей точки. Источник сигнала с двумя изолированными полюсами может быть подключен между $Vx.3$ и $Vx.4$. Выходное напряжение схемы может сниматься между $Vyx.1$ и $Vyx.2$ (симметричный выход) или с любого из них относительно общей точки (несимметричный выход). $Vyx.1$ является инвертирующим для $Vx.1$ и неинвертирующим для $Vx.2$; $Vyx.2$ — инвертирующим для $Vx.2$ и неинвертирующим для $Vx.1$.

Сравнительно большое число входов и выходов позволяет легко согласовать ДУ с другими каскадами и обеспечивает широкие возможности комбинирования отрицательных и положительных обратных связей для получения требуемых качеств схемы.

Питание ДУ может осуществляться как от двух источников постоянного напряжения (рис. 1.1), так и от одного с искусственной средней точкой, полученной с помощью резистивного делителя напряжения.

Благодаря наличию генератора тока на транзисторе $T3$ в дифференциальном каскаде имеет место сильное взаимодействие токов. Эффективным управляющим сигналом для этого каскада является разность входных напряжений, приложенных к базам транзисторов $T1$ и $T2$ относительно общей точки. Условимся считать дифференциальный входной сигнал положительным, если потенциал базы транзистора $T1$ положителен по отношению к базе транзистора $T2$.

1.2. Передаточные характеристики ДУ

Найдем зависимость выходных токов ДУ от дифференциального входного напряжения. Будем полагать, что на транзистор $T3$ входное напряжение не подается. При

этом токопитающий каскад является генератором постоянного тока I_0 с внутренним сопротивлением R_0 , представляющим собой выходное сопротивление транзистора $T3$ со стороны коллектора относительно общей точки. Как будет показано ниже, величина R_0 на низких частотах составляет сотни килоом, что намного превышает все остальные сопротивления, входящие в схему. Поэтому для упрощения анализа положим $R_0 = \infty$.

Как видно из рис. 1.1, сумма эмиттерных токов транзисторов $T1$ и $T2$ равна току I_0 :

$$I_{Э1} + I_{Э2} = I_0. \quad (1.1)$$

Согласно формулам Эберса — Молла эмиттерный ток транзистора можно представить в виде [4]

$$I_{Э} = I_{КБ0} \left\{ \frac{\alpha_I}{(1 - \alpha_I)\alpha} [\exp(U_{БЭ}/\varphi_T) - 1] - \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I} [\exp(U_{БК}/\varphi_T) - 1] \right\}, \quad (1.2)$$

где $I_{КБ0}$ — обратный (тепловой) ток коллекторного перехода; α и α_I — нормальный и инверсный коэффициенты передачи эмиттерного тока в цепь коллектора; $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона); при нормальной температуре ($T = 293$ К) $\varphi_T \approx 25$ мВ; $U_{БЭ}$, $U_{БК}$ — напряжения на переходах база — эмиттер и база — коллектор.

Будем рассматривать работу транзисторов $T1$ и $T2$ в активном режиме, когда $U_{БК} < 0$ и $\exp(U_{БК}/\varphi_T) \ll 1$. Учитывая, что $\alpha \approx 1$, выражение (1.2) можно записать в упрощенном виде

$$I_{Э} = I_{01} \exp(U_{БЭ}/\varphi_T), \quad (1.3)$$

где $I_{01} = \alpha_I I_{КБ0} / (1 - \alpha_I)$ — эмиттерный ток транзистора при $U_{БЭ} = 0$ и запертом коллекторном переходе.

Вследствие близкого взаимного расположения транзисторов схемы, изготавливаемых в процессе единого технологического цикла, одноименные параметры транзисторов $T1$ и $T2$ можно полагать одинаковыми [2]. Тогда

с учетом выражения (1.3) формулу (1.1) можно представить так:

$$I_0 = I_{01} \exp(U_{БЭ1}/\varphi_T) \{1 + \exp[(U_{БЭ2} - U_{БЭ1})/\varphi_T]\}. \quad (1.4)$$

Так как согласно рис. 1.1 дифференциальное входное напряжение ДУ

$$U_{\text{диф}} = U_{БЭ1} - U_{БЭ2} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}},$$

то на основании выражений (1.3) и (1.4) получим

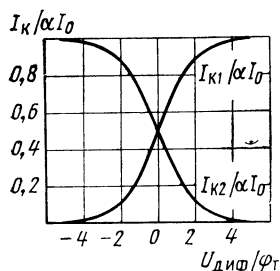
$$I_{К1} = \alpha I_0 [1 + \exp(-U_{\text{диф}}/\varphi_T)]^{-1}; \quad (1.5)$$

$$I_{К2} = \alpha I_0 [1 + \exp(U_{\text{диф}}/\varphi_T)]^{-1}. \quad (1.6)$$

Выражения (1.5) и (1.6) определяют передаточные характеристики ДУ, графики которых приведены на рис. 1.2 в относительных координатах $I_{К}/\alpha I_0 = f(U_{\text{диф}}/\varphi_T)$.

Используемая при выводе зависимостей (1.5), (1.6) формула (1.2) является приближенной. В ней не учитывались влияние объемных сопротивлений полупроводниковых областей и эффект модуляции ширины базы. Тем не менее модель Эберса—Молла хорошо отражает основные свойства транзисторов при любых сочетаниях напряжений на переходах. Поэтому полученные передаточные характеристики пригодны для анализа свойств ДУ в режиме как малого, так и большого сигнала при условии, что коллекторные переходы транзисторов $T1$ и $T2$ всегда закрыты.

Рис. 1.2. Передаточные характеристики ДУ.



Наклон передаточных характеристик определяет крутизну ДУ:

$$S_1 = \frac{dI_{К1}}{dU_{\text{диф}}} = \frac{\alpha I_0 \exp(-U_{\text{диф}}/\varphi_T)}{\varphi_T [1 + \exp(-U_{\text{диф}}/\varphi_T)]^2}; \quad (1.7)$$

$$S_2 = dI_{К2}/dU_{\text{диф}} = -S_1. \quad (1.8)$$

Равенство $S_2 = -S_1$ справедливо в силу условия $I_{К1} + I_{К2} = \alpha I_0 = \text{const}$, откуда следует, что $dI_{К1} = -dI_{К2}$. Ана-

лизируя выражение (1.7), находим, что максимальное значение крутизны

$$S_{1\text{макс}} = aI_0/4\varphi_T \quad (1.9)$$

имеет место при $U_{\text{диф}} = 0$. На рис. 1.3 приведен график зависимости крутизны от относительной величины дифференциального входного напряжения, построенный согласно (1.7).

Анализ передаточных характеристик позволяет сделать следующие выводы о свойствах ДУ.

1. При $U_{\text{диф}} = 0$ транзисторы $T1$ и $T2$ (рис. 1.1) сбалансированы по току, т. е. через каждый транзистор протекает половина тока I_0 . Если сопротивления коллекторных нагрузок одинаковы ($R_1 = R_2$), то потенциалы коллекторов равны и симметричное выходное напряжение постоянного тока равно нулю. Это условие определяет обычно начальную рабочую точку схемы в усилительном режиме. В окрестности этой точки передаточные характеристики практически линейны, причем протяженность линейного участка не зависит от величины тока I_0 .

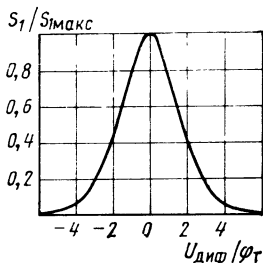


Рис. 1.3. Зависимость крутизны передаточной характеристики ДУ от относительной величины дифференциального входного напряжения.

2. Крутизна передаточных характеристик зависит от величины питающего тока I_0 . Максимальная крутизна при любом значении I_0 соответствует напряжению $U_{\text{диф}} = 0$. Регулируя ток I_0 , можно управлять усилением ДУ.

3. Приращения одноименных токов транзисторов дифференциального каскада равны по абсолютной величине и противоположны по знаку в любой точке передаточных характеристик. Переменные напряжения на коллекторных нагрузках дифференциального каскада противофазны. Крутизна ДУ при симметричном выходе в два раза больше, чем при несимметричном.

4. ДУ является естественным ограничителем. Когда разностное входное напряжение превышает по абсолютной величине $4\varphi_T$ (примерно 100 мВ при $T = 293$ К), дифференциальный каскад переходит в режим насыщения: коллекторный ток одного транзистора становится

практически равным нулю (рабочая точка этого транзистора попадает в область отсечки), а другого αI_0 (его рабочая точка должна находиться в активной области, что обеспечивается соответствующим выбором величин I_0 , E_1 , $R_1(R_2)$ и $R_3(R_4)$). Дальнейшее увеличение входного напряжения не изменяет распределения токов транзисторов $T1$ и $T2$. Подчеркнем, что насыщение дифференциального каскада не означает насыщения одного из его активных элементов.

Благодаря наличию участков насыщения на передаточных характеристиках ДУ может использоваться в качестве ограничителя, а также в логических и импульсных схемах (триггерах, мультивибраторах и т. п.), в которых информация определяется уровнями напряжений или токов.

5. Выходные токи ДУ зависят от входного напряжения $U_{\text{диф}}$ и крутизны, определяемой величиной питающего тока I_0 , которым легко управлять. Отсюда следует, что ДУ может использоваться как множительное устройство и, следовательно, применяться для смешивания и умножения частоты, модуляции и детектирования.

6. Собственные выходные сопротивления коллекторных цепей транзисторов $T1$ и $T2$ в зависимости от способа подключения источника входного сигнала соответствуют выходным сопротивлениям схем с ОЭ или ОБ, т. е. являются сравнительно большими, достигая сотен килоом на низких частотах. Поэтому транзисторы $T1$ и $T2$ могут использоваться в качестве генераторов тока. Токи этих генераторов, в свою очередь, определяются током I_0 и его распределением между транзисторами $T1$ и $T2$, зависящим от разностного входного напряжения. Это позволяет строить на основе ДУ генераторы и формирователи напряжений и токов специальной формы, например пилообразной.

7. Параметры передаточных характеристик зависят также от коэффициента передачи тока α транзисторов, температуры окружающей среды и не зависят от напряжения источника питания E_1 (рис. 1.1).

1.3. Гармонический анализ выходных токов ДУ

При $|U_{\text{диф}}| > \varphi_T$ передаточные характеристики являются существенно нелинейными (рис. 1.2), что может быть использовано для обогащения спектра входного сигнала.

Для расчета различных частотно-преобразовательных схем на основе ДУ требуется количественная оценка нелинейности передаточных характеристик. Рассмотрим зависимость спектрального состава коллекторных токов транзисторов дифференциального каскада от разностного входного напряжения.

Пусть между базами транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 1.1) действует постоянное напряжение смещения $U_{см}$ и переменное напряжение $u(t) = U_m \cos \omega t$, т. е.

$$u_{диф}(t) = U_{см} + U_m \cos \omega t. \quad (1.10)$$

Тогда выходные токи ДУ можно определить выражениями

$$i_{K1}(t) = \alpha I_0 \{1 + \exp[-(U_{см} + U_m \cos \omega t)/\varphi_T]\}^{-1}; \quad (1.11)$$

$$i_{K2}(t) = \alpha I_0 \{1 + \exp[(U_{см} + U_m \cos \omega t)/\varphi_T]\}^{-1}. \quad (1.12)$$

В силу четности функций $i_{K1}(t)$ и $i_{K2}(t)$ их разложения в ряды Фурье имеют вид

$$i_{K1}(t) = \alpha I_0 \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t \right); \quad (1.13)$$

$$i_{K2}(t) = \alpha I_0 \left(\frac{b_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \right), \quad (1.14)$$

где

$$a_n = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{\cos n\omega t}{1 + \exp[-(U_{см} + U_m \cos \omega t)/\varphi_T]} dt; \quad (1.15)$$

$$b_n = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{\cos n\omega t}{1 + \exp[(U_{см} + U_m \cos \omega t)/\varphi_T]} dt; \quad (1.16)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

Из (1.15) и (1.16) следует, что

$$a_n + b_n = (2/n\pi) \sin n\pi.$$

Отсюда при $n=0$

$$a_0 + b_0 = 2, \quad (1.17)$$

а при $n \neq 0$

$$a_n = -b_n. \quad (1.18)$$

Последнее выражение свидетельствует о том, что соответствующие гармонические составляющие коллек-

торных токов транзисторов $T1$ и $T2$ противофазны и равны по величине.

Важным свойством ДУ является отсутствие четных гармоник в спектрах коллекторных токов при $U_{см}=0$. Действительно, функции $i_{К1}(t)$ и $i_{К2}(t)$ при $U_{см}=0$ с точностью до константы удовлетворяют условию симметрии III рода [5], т. е. $f(t+\pi/\omega)=-f(t)$. Поэтому в выражениях (1.13) и (1.14)

$$a_{2l}=0; \quad b_{2l}=0,$$

где $l=1, 2, \dots$, и, как следует из (1.15) — (1.17),

$$a_0=b_0=1.$$

Рассмотрим, как влияет полярность напряжения смещения на гармонический состав коллекторных токов ДУ. Пусть для некоторого напряжения смещения $U_{см}$ и переменного напряжения $u(t)$ с заданной амплитудой U_m известны коэффициенты a_n , а следовательно, и коэффициенты b_n . Если при неизменном переменном напряжении изменить полярность напряжения смещения, то формула для определения коэффициентов a'_n нового разложения в ряд тока, определяемого соотношением (1.11), получит вид

$$\begin{aligned} a'_n &= \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{\cos n\omega t}{1 + \exp \left[- (-U_{см} + U_m \cos \omega t) / \varphi_T \right]} dt = \\ &= \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{\cos n\omega t}{1 + \exp \{ [U_{см} + U_m \cos (\omega t + \pi)] / \varphi_T \}} dt. \end{aligned}$$

Сравнивая последнее выражение с (1.16), видим, что коэффициенты a'_n равны коэффициентам b_n разложения (1.14), если в нем ωt заменить на $\omega t + \pi$, т. е.

$$a'_0=b_0; \quad a'_{2l-1}=-b_{2l-1}; \quad a'_{2l}=b_{2l}.$$

Воспользовавшись (1.17) и (1.18), получим

$$a'_0=2-a_0; \quad a'_{2l-1}=a_{2l-1}; \quad a'_{2l}=-a_{2l}.$$

В силу соотношений (1.17) и (1.18) для определения всех коэффициентов разложений (1.13) и (1.14) достаточно найти лишь один ряд коэффициентов, например коэффициенты b_n согласно (1.16). Интеграл (1.16) в общем виде через элементарные алгебраические функции не выражается, поэтому значения $b_0, b_1, b_2, \dots, b_7$ были

вычислены приближенно с помощью ЭВМ. На рис. 1.4 приведены графики зависимостей $b_n = b_n(U_m/\varphi_T)$ при $U_{см} = \text{const}$ ($U_{см}/\varphi_T = 0; 1; 2; 4; 6; 9; 12; 15$) и изменении U_m/φ_T в диапазоне 0—18 для $n = 0, 1, 2, \dots, 7$.

При $U_{см} = 0$ и подаче на вход ДУ малого переменного напряжения ($U_m/\varphi_T \leq 0,5$) с достаточной для практики точностью можно полагать

$$\exp\left(\frac{U_m}{\varphi_T} \cos \omega t\right) \approx 1 + \frac{U_m}{\varphi_T} \cos \omega t.$$

При этом, как показано ранее, $b_0 = 1$, $b_{2l} = 0$ и согласно (1.16)

$$b_{2l-1} \approx \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{\cos(2l-1)\omega t}{1 + (U_m/2\varphi_T) \cos \omega t} dt.$$

Подставляя в это выражение значение входящего в него определенного интеграла [6], получаем

$$b_{2l-1} \approx \frac{1}{\sqrt{1 - (U_m/2\varphi_T)^2}} \left[\frac{\sqrt{1 - (U_m/2\varphi_T)^2} - 1}{U_m/2\varphi_T} \right]^{2l-1}. \quad (1.19)$$

Если $U_m/2\varphi_T \ll 1$, то формула (1.19) упрощается:

$$b_{2l-1} \approx (-U_m/4\varphi_T)^{2l-1}.$$

Следовательно, при $U_{см} = 0$ и малых входных напряжениях коэффициенты b_n пропорциональны n -й степени входного напряжения.

Найдем максимальные значения коэффициентов b_n . Функция $i_{к2}(t)/\alpha I_0$ является ограниченной. Из (1.12) следует, что при $U_m/\varphi_T \rightarrow \infty$ и $U_{см}/\varphi_T = \text{const}$ значения этой функции лежат в пределах $0 \leq i_{к2}(t)/\alpha I_0 \leq 1$. При этих условиях коллекторные токи транзисторов дифференциального каскада представляют собой импульсы почти прямоугольной формы, амплитуда которых равна αI_0 . Отношение длительностей импульсов определяется соотношением величин $U_{см}$ и U_m , а сумма их равна длительности периода входного напряжения. В этом случае транзисторы дифференциального каскада работают как ключи: поочередно закрываясь и открываясь.

В ключевом режиме работы ДУ дифференциальный каскад периодически переходит из одного насыщенного состояния в другое. Во время формирования плоских вершин импульсов выходных токов рабочая точка ДУ

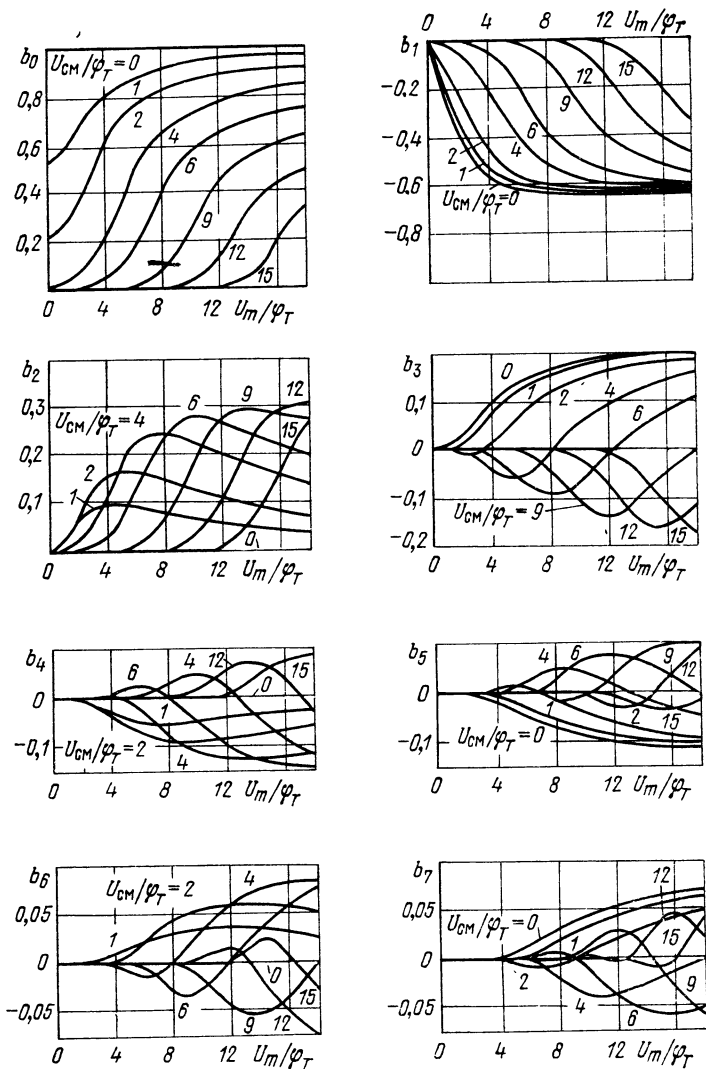


Рис. 14. Зависимости коэффициентов разложения коллекторных токов ДУ от относительных величин амплитуды входного сигнала и напряжения смещения.

перемещается по участкам насыщения передаточных характеристик, а во время формирования фронтов — по линейным участкам. Работа ДУ в ключевом режиме характерна для импульсных и некоторых частотно-преобразовательных схем.

Таким образом, при $U_m/\varphi_T \rightarrow \infty$ и $U_{см}/\varphi_T = \text{const} \geq 0$ подынтегральная функция выражения (1.16) в интервале $[0, t_0]$ стремится к нулю, а в интервале $[t_0, \pi/\omega]$ — к $\cos n\omega t$, причем t_0 лежит в пределах $\pi/2\omega \leq t_0 \leq \pi/\omega$ и зависит от соотношения величин $U_{см}$ и U_m . Следовательно, в ключевом режиме

$$\lim_{\substack{U_m \rightarrow \infty \\ U_{см} = \text{const}}} b_n = \frac{2\omega}{\pi} \int_{t_0}^{\pi/\omega} \cos n\omega t dt = \frac{2}{n\pi} (\sin n\pi - \sin n\omega t_0).$$

Отсюда находим

$$b_{0\text{макс}} = 2; |b_n|_{\text{макс}} = 2/n\pi, n = 1, 2, 3, \dots$$

Если в ключевом режиме $U_{см} = 0$, то $t_0 = \pi/2\omega$. При этом

$$b_0 = 1; b_{2l} = 0; b_{2l-1} = (-1)^l [2/(2l-1)\pi].$$

Для оценки линейности передаточной характеристики ДУ важно знать зависимость коэффициента нелинейных искажений

$$K_{нл} \approx \sqrt{b^2_2 + b^2_3 + b^2_4 + b^2_5 + b^2_6 + b^2_7} / b_1 \quad (1.20)$$

от напряжения смещения и амплитуды входного напряжения. На рис. 1.5 представлено семейство зависимостей $K_{нл} = K_{нл}(U_m/\varphi_T)$ при $U_{см}/\varphi_T = \text{const}$, построенных по выражению (1.20).

Полученные результаты подтверждаются на практике. Следует иметь в виду, что при анализе собственное внутреннее начальное напряжение смещения (напряжение смещения нуля ДУ — см. § 1.6) полагалось равным нулю. Напряжение смещения нуля у реальных ИМС, обусловленное различными отклонениями от симметрии, может составлять единицы и даже десятки милливольт (у схем низкого качества). Поэтому полученные результаты справедливы для реальных ИМС при условии компенсации напряжения смещения нуля напряжением внешнего источника. Кроме того, все соотношения получены для случая, когда транзисторы $T1 \dots T3$ работают без насыщения, что обычно имеет место при практиче-

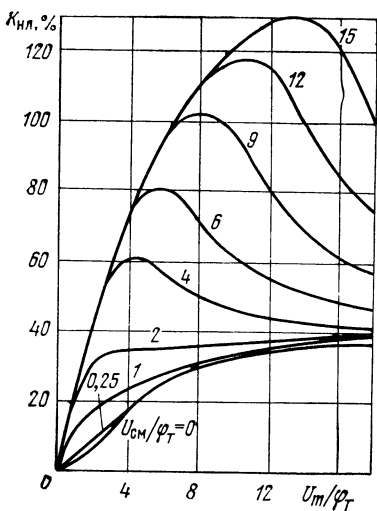


Рис. 1.5. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от относительных величин амплитуды входного сигнала и напряжения смещения.

4. Изменение полярности напряжения смещения приводит к опрокидыванию фаз четных гармоник и не влияет на нечетные гармоники коллекторных токов ДУ.

5. При нулевом напряжении смещения в спектрах коллекторных токов ДУ отсутствуют четные гармоники.

6. Максимальные значения амплитуд гармоник коллекторных токов обратно пропорциональны номерам гармоник.

7. Диапазон линейности передаточной характеристики ДУ по входному напряжению при нулевом напряжении смещения и коэффициенте нелинейных искажений 10% составляет в нормальных условиях около 50 мВ (действующее значение).

1.4. Применение отрицательной обратной связи в дифференциальном каскаде

Сравнительно узкий линейный участок передаточных характеристик не позволяет применять ДУ для усиления без искажений сигналов с амплитудой свыше 20 ... 25 мВ (рис. 1.5). Этот недостаток легко устра-

ском использовании ДУ.

Проделанный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Гармонический состав коллекторных токов ДУ зависит от амплитуды входного напряжения и величины напряжения смещения.

2. Амплитуды всех гармоник и постоянные составляющие коллекторных токов прямо пропорциональны величине питающего тока I_0 .

3. Соответствующие гармоники коллекторных токов транзисторов дифференциального каскада противофазны и равны по величине.

няется введением отрицательной обратной связи, которая, кроме того, повышает входные сопротивления и стабильность работы схемы.

При использовании параллельной обратной связи по напряжению, осуществляемой подачей части напряжения с инвертирующего выхода на вход ДУ, свойства собственно дифференциального каскада не изменяются. Такая схема ДУ может быть рассчитана на основе приведенных выше соотношений с использованием известных методов учета обратной связи.

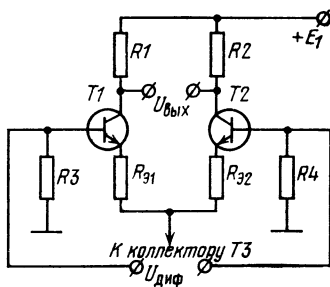


Рис. 1.6. Принципиальная схема ДУ с эмиттерными резисторами обратной связи.

Отрицательная обратная связь по току, осуществляемая с помощью резисторов $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$ в цепях эмиттеров транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 1.6), оказывает существенное влияние на свойства дифференциального каскада. Передаточная характеристика в этом случае может быть найдена по той же методике, что и для ДУ без обратной связи. В неявном виде для тока $I_{К1}$ она определяется следующим выражением:

$$U_{\text{диф}} = -\varphi_T \ln \left(\frac{\alpha I_0}{I_{К1}} - 1 \right) + \left(\frac{2I_{К1}}{\alpha} - I_0 \right) R_{Э}. \quad (1.21)$$

В силу симметрии схемы передаточная характеристика по току $I_{К2}$ выражается аналогичным соотношением.

Рис. 1.7 иллюстрирует графический способ нахождения передаточной характеристики ДУ по выражению (1.21). Искомая характеристика (кривая 3) определяется путем сложения по напряжению передаточной характеристики ДУ без обратной связи [(кривая 1, соответствующая первому слагаемому выражения (1.21))] и вольт-амперной характеристики резисторов обратной связи [(прямая 2, соответствующая второму слагаемому формулы (1.21)]. Характеристика 3 построена для $R_{Э} = 100$ Ом, $\varphi_T = 25$ мВ, $I_0 = 1$ мА.

На рис. 1.8 приведены передаточные характеристики по току $I_{К1}$, соответствующие $I_0 = 1$ мА, при различных значениях $R_{Э}$.

Из выражения (1.21) находим крутизну ДУ с обратной связью по току:

$$S'_1 = \frac{dI_{K1}}{dU_{\text{диф}}} = \left(\frac{\alpha I_0 \varphi_T}{I_{K1} (\alpha I_0 - I_{K1})} + \frac{2R_3}{\alpha} \right)^{-1}. \quad (1.22)$$

Как и для схемы без обратной связи,

$$S'_2 = dI_{K2}/dU_{\text{диф}} = -S'_1.$$

Анализ показывает, что крутизна S'_1 максимальна при $U_{\text{диф}}=0$, когда $I_{K1}=I_{K2}=\alpha I_0/2$, и равна

$$S'_{1\text{макс}} = \alpha I_0/2 (2\varphi_T + I_0 R_3). \quad (1.23)$$

Сравнивая выражения (1.23) и (1.9), замечаем, что

$$S'_{1\text{макс}} = \alpha S_{1\text{макс}}/(\alpha + 2R_3 S_{1\text{макс}}) \approx S_{1\text{макс}}/(1 + 2R_3 S_{1\text{макс}}).$$

На рис. 1.9 показаны графики зависимости крутизны ДУ с отрицательной обратной связью по току от диффе-

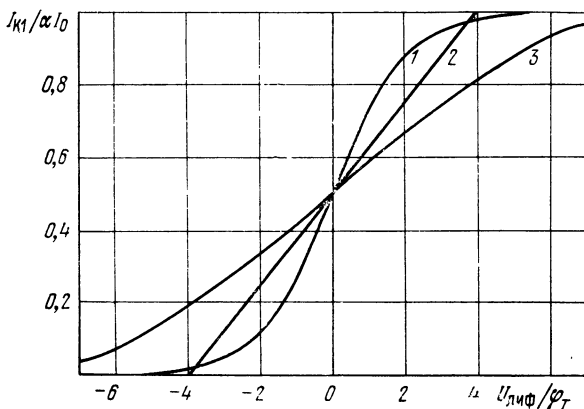


Рис. 1.7. Графический способ определения передаточной характеристики ДУ с резисторами обратной связи.

ренциального входного напряжения, построенные в относительных координатах на основании совместного решения уравнений (1.21) и (1.22) при $I_0=1$ мА, $\varphi_T=25$ мВ и различных значениях R_3 . Для практических расчетов удобно пользоваться графиками зависимости абсолютного значения крутизны S'_1 от относительного разностного напряжения $U_{\text{диф}}/\varphi_T$ (рис. 1.10), которые

построены для различных значений тока I_0 и сопротивлений R_3 . Так как функция $S'_1 = S'_1(U_{\text{диф}})$ является четной, на рис. 1.10 приведены графики только для положительных значений $U_{\text{диф}}/\varphi_T$.

Максимальное значение крутизны $S'_{1\text{макс}}$ в общем случае нелинейно зависит от тока I_0 и сопротивления

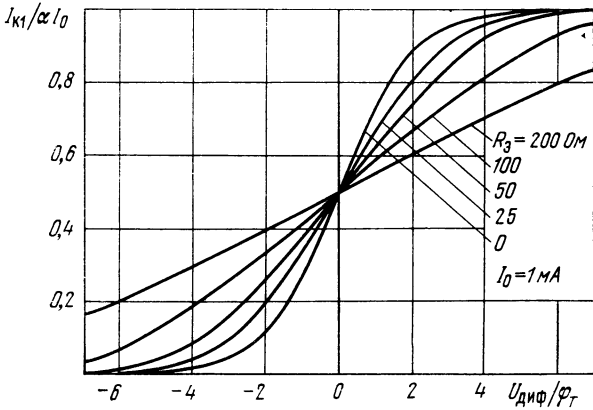


Рис. 1.8. Передаточные характеристики ДУ при различных сопротивлениях резисторов обратной связи.

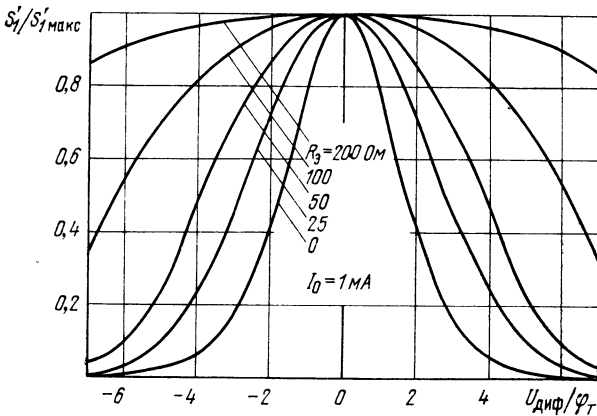


Рис. 1.9. Зависимость крутизны ДУ от относительной величины дифференциального входного напряжения при различных сопротивлениях резисторов обратной связи.

R_3 . Это наглядно иллюстрируют графики на рис. 1.11, построенные в соответствии с выражением (1.23) для $\alpha=1$ и $\varphi_T=25$ мВ. Сопротивления эмиттерных переходов транзисторов дифференциального каскада, равные, как следует из выражения (1.3),

$$r_3 = dU_{B3}/dI_3 = \varphi_T/I_3 = 2\varphi_T/I_0,$$

обратно пропорциональны току I_0 . Поэтому при малых токах I_0 , при которых сопротивление r_3 велико по сравнению с R_3 , влияние R_3 на крутизну и ширину линейного участка передаточных характеристик сказывается слабо. С ростом тока I_0 сопротивление r_3 уменьшается и отрицательная обратная связь за счет резисторов R_3 действует более эффективно: линейный участок передаточных характеристик расширяется, а крутизна падает.

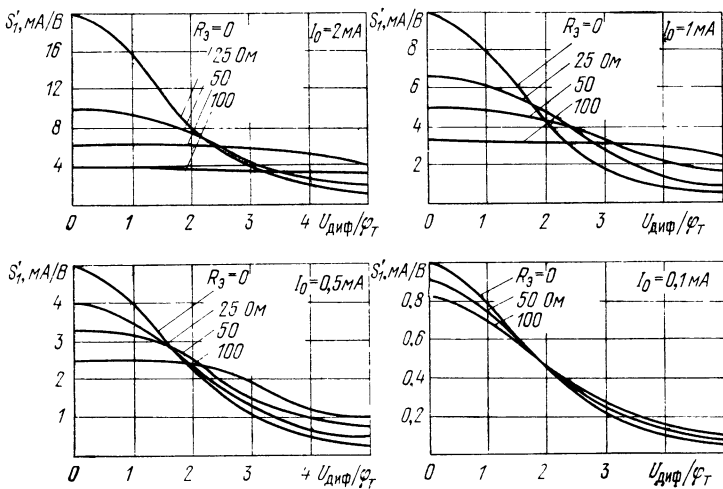


Рис. 1.10. Зависимость крутизны передаточной характеристики ДУ от относительной величины дифференциального входного напряжения при различных величинах питающего тока.

Важно отметить, что при повышенных требованиях к точности расчета ввиду сильного влияния величины R_3 на свойство ДУ нельзя полагать, что $R_3=0$ даже при отсутствии в схеме специальных эмиттерных рези-

стором обратной связи, так как в общем случае

$$R_{\ominus} = R'_{\ominus} + r'_{\ominus} + (1 - \alpha)r_B,$$

где R'_{\ominus} — сопротивление эмиттерного резистора обратной связи; $r'_{\ominus} \approx 2 \text{ Ом}$ — объемное сопротивление эмиттера; $r_B = 40 \dots 50 \text{ Ом}$ — объемное сопротивление базы. Поэтому практически крутизна передаточных характеристик несколько меньше, а линейный участок шире, чем показано на рис. 1.8—1.10.

На основании анализа можно сделать следующие выводы о влиянии отрицательной обратной связи по току на свойства дифференциального каскада.

1. Пропорционально величине R_{\ominus} уменьшается крутизна и расширяется линейный участок передаточных характеристик.

2. При данной величине R_{\ominus} уменьшение крутизны и улучшение линейности передаточных характеристик тем значительнее, чем больше ток I_0 .

3. Введение R_{\ominus} уменьшает кривизну передаточных характеристик, ухудшает ограничительную способность ДУ и увеличивает входное сопротивление дифференциального каскада.

Кроме рассмотренных видов обратной связи, в ДУ применяется также синфазная отрицательная обратная связь через токопитающий каскад. Она осуществляется подачей напряжений с коллекторов транзисторов $T1$ и $T2$ (см. рис. 1.1) на базу транзистора $T3$ через одинаковые сопротивления (при $R_1 = R_2$). Такая связь позволяет увеличить коэффициент подавления синфазной помехи и входное сопротивление для синфазных сигналов, но не влияет на другие качества ДУ [2, 7]. Этот вид связи при-

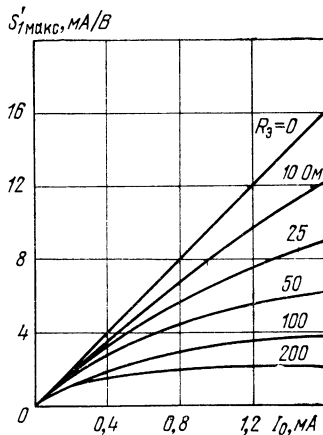


Рис. 1.11. Зависимость максимальной крутизны передаточной характеристики ДУ от величины питающего тока при различных сопротивлениях резисторов обратной связи.

меняется главным образом во входных каскадах ОУ, представляющих собой многокаскадные усилители постоянного тока (УПТ).

1.5. Токопитающий каскад ДУ

Из проведенного анализа видно, что от величины тока I_0 , питающего дифференциальный каскад, в значительной степени зависят многие параметры ДУ.

На рис. 1.12 приведена схема транзисторного источника тока, которая наиболее часто применяется в ИМС.

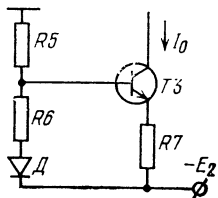


Рис. 1.12. Принципиальная схема транзисторного источника тока.

В схеме легко осуществляется управление величиной тока I_0 подачей сигнала на базу или эмиттер транзистора $T3$. Благодаря большому выходному сопротивлению токопитающего каскада по переменному току в схеме ДУ обеспечивается хорошее подавление синфазной помехи. Компенсация влияния температуры на напряжение база—эмиттер транзистора $T3$ осуществляется смещенным в прямом направлении диодом D . Вольтамперная характеристика этого диода близка к входной характеристике транзистора $T3$. Поэтому можно считать, что падение напряжения на диоде $U_d \approx U_{БЭЗ}$. Это допущение тем вернее, чем ближе значения эмиттерного тока транзистора $T3$ и тока через диод D .

Коллекторный ток транзистора $T3$ является питающим током I_0 дифференциального каскада. На основании законов Кирхгофа для схемы, приведенной на рис. 1.12, находим

$$I_0 = \alpha_s \frac{R_6 (E_2 - U_{БЭЗ}) + (U_d - U_{БЭЗ}) R_5}{\left[R_7 + r_{ЭЗ} + (1 - \alpha_s) \left(r_{БЗ} + \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} \right) \right] (R_5 + R_6)}. \quad (1.24)$$

Обычно элементы схемы выбираются так, что доминирующим членом суммы в квадратных скобках знаменателя выражения (1.24) оказывается R_7 . Поэтому при $U_d \approx U_{БЭЗ}$

$$I_0 \approx \alpha_s R_6 (E_2 - U_{БЭЗ}) / R_7 (R_5 + R_6). \quad (1.25)$$

Точное значение тока I_0 может быть определено также по номограммам, приведенным в [8].

При подаче на базу транзистора $T3$ относительно общей точки схемы малого переменного напряжения $u_{вх3}(t)$, не содержащего постоянной составляющей, коллекторный ток

$$i_0(t) = I_0 + S_3 u_{вх3}(t). \quad (1.26)$$

Здесь $S_3 = di_0(t)/du_{вх3}(t)$ — крутизна каскада на транзисторе $T3$, определяемая его передаточной характеристикой. В рассматриваемом случае токопитающий каскад представляет собой схему с общим эмиттером, охваченную отрицательной обратной связью по току за счет эмиттерного сопротивления R_7 . На низких частотах

$$S_3 \approx \frac{\alpha_3}{R_7 + r_{Б3}(1 - \alpha_3) + \alpha_3 \varphi_T / I_0}. \quad (1.27)$$

Обычно $R_7 \gg r_{Б3}(1 - \alpha_3) + \alpha_3 \varphi_T / I_0$, поэтому

$$S_3 \approx 1/R_7. \quad (1.28)$$

Вследствие глубокой отрицательной обратной связи токопитающий каскад вплоть до отсечки коллекторного тока в транзисторе $T3$ работает в линейном режиме. Для этого каскада амплитуда малого сигнала, при котором справедливо выражение (1.26), определяется из

$$U_{m3} \leq I_0 R_7 / \alpha_3. \quad (1.29)$$

Если транзистор $T3$ имеет внешний вывод эмиттера ($Bx.4$ на рис. 1.1), крутизну S_3 можно увеличивать шунтированием резистора R_7 внешними элементами. При этом уменьшается входное сопротивление и сужается линейный участок передаточной характеристики токопитающего каскада.

Выходное сопротивление токопитающего каскада определяется так же, как для схемы ОЭ с отрицательной обратной связью по току, и может быть выражено, например, через h -параметры транзистора $T3$ в схеме с ОЭ:

$$R_0 = \frac{\left[\frac{R_5(R_6 + R_D)}{R_5 + R_6 + R_D} + h_{11} \right] (1 + R_7 h_{22}) + R_7 (1 + h_{21})(1 - h_{12})}{\left[\frac{R_5(R_6 + R_D)}{R_5 + R_6 + R_D} + R_7 \right] h_{22} + h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}}, \quad (1.30)$$

где R_d — сопротивление диода переменному току. Значения h -параметров измеряются в схеме ОЭ при токе эмиттера, равном I_0/a_3 . Формула (1.30) получена на основе соотношений, приведенных в [9]. Практически сопротивление R_0 на низких частотах лежит в пределах от сотен килоом до единиц мегаом. Величина R_0 обратно пропорциональна току I_0 . С ростом частоты сопротивление R_0 уменьшается и приобретает емкостный характер [7].

Необходимо иметь в виду, что для выполнения функций генератора тока транзистор T_3 должен все время работать только в активном режиме. Поэтому минимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора T_3 при всевозможных сочетаниях входных напряжений ДУ должно быть не менее 0,7 ... 0,8 В.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Питающий ток I_0 зависит от напряжения источника питания E_2 (рис. 1.1) и не зависит от E_1 . Поэтому основные параметры ДУ также не зависят от напряжения E_1 , которое определяет только постоянные составляющие напряжений на коллекторах транзисторов дифференциального каскада. Это позволяет не предъявлять высоких требований к стабильности напряжения источника питания E_1 (особенно при использовании симметричного выхода ДУ) и облегчает развязку различных каскадов по цепям питания источника E_1 . Для питания многокаскадных устройств на основе ДУ можно применять один мощный нестабилизированный источник питания E_1 и несколько маломощных стабилизированных — для токопитающих каскадов. Таким образом, главное преимущество питания схемы ДУ от двух источников по сравнению с питанием схемы от одного источника состоит в упрощении блока питания.

2. Крутизна передаточной характеристики токопитающего каскада может регулироваться изменением сопротивления R_7 и тока I_0 (при малой величине R_7).

1.6. Несимметрия ДУ и дрейф нуля

Качество ДУ как УПТ характеризуется прежде всего приведенным дрейфом нуля, представляющим собой отнесенные ко входу колебания выходного напряжения усилителя при постоянном входном сигнале. Дрейф нуля обусловлен, как известно, изменениями температуры, нестабильностью питающих напряжений и рядом

других причин. Достоинства ДУ, используемого в качестве УПТ, наиболее полно проявляются при симметричном включении нагрузки. Чем ближе характеристики и значения параметров одноименных элементов половин схемы, тем меньше дрейф нуля. Однако, как будет показано ниже, даже для идеально симметричной схемы дрейф выходного напряжения равен нулю только при одинаковых токах и напряжениях в симметричных ветвях и узлах схемы, т. е. при нулевом напряжении на входе и выходе ДУ.

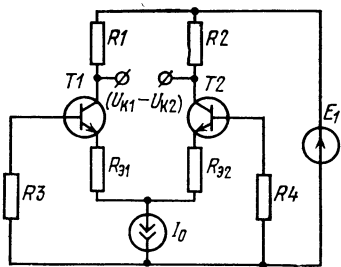


Рис. 1.13. Принципиальная схема ДУ.

Несимметрия микросхемы ДУ обусловлена следующими факторами:

- 1) различием напряжений база—эмиттер $U_{БЭ}$ и коэффициентов α транзисторов дифференциального каскада из-за отклонений в геометрии и неодинаковой концентрации примесей в соответствующих областях транзисторов;
- 2) различием номиналов или температурных коэффициентов сопротивлений резисторов схемы;
- 3) различием величин $U_{БЭ}$, α или внутренних сопротивлений транзисторов из-за неравномерности распределения теплового потока по подложке.

Асимметрию схемы можно оценить величиной отклонения от нуля разностного выходного напряжения постоянного тока при отключенном источнике сигнала. Этот показатель интегрально учитывает все виды разбаланса схемы ДУ.

Выясним влияние различных элементов схемы на отклонение выходного напряжения от нуля. Для схемы ДУ, приведенной на рис. 1.13, справедливы уравнения

$$I_{Э1} + I_{Э2} = I_0;$$

$$I_{Б1}R_3 + U_{БЭ1} + I_{Э1}R_{Э1} - I_{Э2}R_{Э2} - U_{БЭ2} - I_{Б2}R_4 = 0;$$

$$U_{К1} - U_{К2} = I_{К2}R_2 - I_{К1}R_1.$$

Из этих уравнений найдем отклонение напряжения на выходе ДУ:

$$U_{К1} - U_{К2} = \frac{I_0 \{ \alpha_2 R_2 [R_{Э1} + (1 - \alpha_1) R_3] - \alpha_1 R_1 [R_{Э2} + (1 - \alpha_2) R_4] \} + (U_{БЭ1} - U_{БЭ2}) (\alpha_1 R_1 + \alpha_2 R_2)}{(1 - \alpha_1) R_3 + R_{Э1} + R_{Э2} + (1 - \alpha_2) R_4} \quad (1.31)$$

Обычно для уменьшения приведенного дрейфа стараются получить максимальное усиление в первом каскаде УПТ. Поэтому про-

анализируем выражение (1.31) для случая работы ДУ без отрицательной обратной связи, когда $R'_{Э1} = R'_{Э2} = 0$, т. е. $R_{Э1} \ll \ll (1 - \alpha_1) R_3$ и $R_{Э2} \ll (1 - \alpha_2) R_4$.

При этом выражение (1.31) можно преобразовать к виду

$$U_{K1} - U_{K2} \approx \frac{I_0 R_3 (1 - ABC) + (U_{БЭ1} - U_{БЭ2}) (1 + A) \beta_1}{R_3 (1 + BC)} R_2, \quad (1.32)$$

где $A = R_1/R_2$; $B = R_4/R_3$; $C = \beta_1/\beta_2$; $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$.

Величины $|A-1|$, $|B-1|$ и $|C-1|$ характеризуют качество технологического процесса изготовления ИМС с точки зрения обеспечения симметрии схемы. Значения A и B коррелированы и колеблются от 0,95 до 1,05, а $C = 0,84 \dots 1,16$. Средние значения A , B и C могут быть определены на основе статистической обработки экспериментальных данных для конкретного типа ИМС.

Как видно из выражения (1.32), даже при симметрии схемы ($A = 1$, $B = 1$, $C = 1$), если $U_{БЭ1} \neq U_{БЭ2}$, отклонение выходного напряжения не равно нулю. Поэтому существенное значение имеет симметрия топологии и распределения примесей в одноименных областях транзисторов дифференциального каскада. Как показывает практика, в условиях хорошо отлаженного технологического процесса величина $U_{БЭ1} - U_{БЭ2}$ при одинаковых эмиттерных токах транзисторов дифференциального каскада может поддерживаться на уровне, не превышающем 1 мВ [2].

Из анализа формулы (1.32) следует, что уменьшить отклонение выходного напряжения от нуля можно, принимая следующие меры:

1) выбирая минимальное значение тока I_0 (однако при этом уменьшается коэффициент усиления и приведенный ко входу дрейф почти не изменяется);

2) добиваясь выполнения условия $A=1$, $B=1$, $C=1$ (в готовой ИМС это можно обеспечить подключением корректировочных внешних резисторов в базовые и коллекторные цепи транзисторов дифференциального каскада);

3) выбирая малые величины сопротивлений R_1 , R_2 и большие R_3 , R_4 (приведенный ко входу дрейф при этом уменьшается незначительно, так как коэффициент усиления изменяется пропорционально величинам R_1 и R_2).

Используя выражение (1.32), можно рассчитать дрейф выходного напряжения ДУ. Наибольший практический интерес представляют температурный дрейф и дрейф из-за нестабильности источников питания.

При расчете температурного дрейфа примем следующие допущения:

- 1) температура всех элементов схемы одинакова;
- 2) температурные зависимости параметров всех элементов схемы описываются линейными функциями;
- 3) температурные коэффициенты одноименных параметров одинаковы, за исключением напряжения $U_{БЭ}$.

Так как в действительности температурные зависимости не являются линейными, расчет позволяет оценить дрейф в определенном температурном интервале, в пределах которого эти зависимости могут быть линеаризованы с удовлетворительной точностью. Для ха-

характеристики всего рабочего диапазона температур дрейф следует рассчитывать по крайней мере для двух крайних и одной средней точки диапазона. Например, для кремниевых ИМС дрейф целесообразно рассчитывать при температурах $-60 \pm 10^\circ\text{C}$; $20 \pm 10^\circ\text{C}$ и $125 \pm 10^\circ\text{C}$.

Выражение для температурного дрейфа выходного напряжения ДУ получим дифференцированием (1.32) по температуре:

$$U_{\text{др вых}} = \frac{\partial (U_{K1} - U_{K2})}{\partial T} = G \left(I_0 \frac{dR_2}{dT} + R_2 \frac{dI_0}{dT} \right) + H \left[(U_{BЭ1} - U_{BЭ2}) \frac{d\beta_1}{dT} + \beta_1 \frac{d(U_{BЭ1} - U_{BЭ2})}{dT} \right], \quad (1.33)$$

где $G = (1 - ABC) / (1 + BC)$; $H = R_2(1 + A) / R_3(1 + BC)$ — коэффициенты, не зависящие от температуры. Производные в выражении (1.33) представляют собой произведения параметров на соответствующие температурные коэффициенты. Температурные коэффициенты сопротивлений резисторов $\gamma_R = (dR/dT) / R$ и усиления транзисторов по току в схеме с ОЭ $\gamma_\beta = (d\beta/dT) / \beta$ обычно известны из экспериментальных данных. Величину dI_0/dT найдем из выражения (1.25):

$$\frac{dI_0}{dT} = \frac{R_6}{R_7(R_5 + R_6)} \left[(E_2 - U_{BЭ3}) \frac{d\alpha_3}{dT} - \alpha_3 \frac{dU_{BЭ3}}{dT} - \frac{\alpha_3 (E_2 - U_{BЭ3})}{R_7} \frac{dR_7}{dT} \right], \quad (1.34)$$

где $d\alpha_3/dT \approx \beta\gamma_\beta / (1 + \beta)^2$; $dR_7/dT = \gamma_R R_7$.

Для определения производных $d(U_{BЭ1} - U_{BЭ2})/dT$ и $dU_{BЭ}/dT$ воспользуемся выражением, приведенным в [10]:

$$(dU_{BЭ}/dT) |_{I_{Э}=\text{const}} = - \frac{kr}{q} - (V_{g0} - U_{BЭ})/T, \quad (1.35)$$

где r — коэффициент, не зависящий от температуры; $r \approx 1,5$ для кремниевых $n-p-n$ -транзисторов; V_{g0} — экстраполированная ширина запрещенной зоны при $T=0$; для кремния $V_{g0} = 1,205$ В. На основании выражения (1.35) находим, что

$$d(U_{BЭ1} - U_{BЭ2})/dT = (U_{BЭ1} - U_{BЭ2})/T. \quad (1.36)$$

Таким образом, найдены все необходимые данные для определения температурного дрейфа $U_{\text{др вых}}$ по формуле (1.33). Как видно из выражений (1.35) и (1.36), температурный дрейф напряжений $U_{BЭ}$ и $U_{BЭ1} - U_{BЭ2}$ пропорционален самим этим напряжениям. Под действием входного сигнала напряжения $U_{BЭ}$ и $U_{BЭ1} - U_{BЭ2}$ изменяются. Поэтому дрейф выходного напряжения ДУ зависит не только от параметров элементов схемы, но и от величины входного сигнала. Кроме того, под действием сигнала симметрия распределения токов в схеме нарушается. И хотя температурные прираще-

ния сопротивлений одноименных резисторов одинаковы, падения напряжения на них, связанные с изменением температуры, различны. Из-за этих явлений даже у идеально симметричной в статическом состоянии схемы дрейф равен нулю только при нулевом входном напряжении. Это надо учитывать при усилении медленно меняющихся сигналов, содержащих большую постоянную и малую переменную составляющие. В подобных случаях дрейф выходного напряжения из-за действия постоянной составляющей будет больше по сравнению с дрейфом при малом сигнале без постоянной составляющей.

Формула (1.32) может быть использована также для расчета дрейфа выходного напряжения из-за нестабильности источников питания.

От напряжения источников питания, вообще говоря, зависят величины I_0 , $U_{БЭ1} - U_{БЭ2}$ и β . Однако зависимости $U_{БЭ1} - U_{БЭ2}$ и β от напряжения питания, связанные с изменениями эмиттерных токов транзисторов, проявляются слабо. Поэтому, рассматривая случай малых изменений питающих напряжений, можно считать, что от напряжения питания зависит только ток I_0 . Так как ток I_0 согласно формуле (1.25) определяется только напряжением питания E_2 , то дрейф выходного напряжения из-за нестабильности E_2

$$U_{др\ вых}(E) = d(U_{K1} - U_{K2})/dE_2 \approx GR_2R_3\alpha_3/R_7(R_5 + R_6). \quad (1.37)$$

Безразмерная величина $U_{др\ вых}(E)$ показывает, на сколько изменяется выходное напряжение при изменении напряжения питания на 1 В.

Для некоторых ИМС, у которых $G=0$, дрейф от нестабильности питания очень мал. Такие ИМС, как следует из (1.33), характеризуются и минимальным температурным дрейфом. Этим обстоятельством можно воспользоваться для отбора ИМС с малым уровнем температурного дрейфа, не прибегая к температурным испытаниям.

По величине $U_{др\ вых}(E)$ можно рассчитать требуемую стабильность источника питания. Для того чтобы суммарный выходной дрейф слабо зависел от нестабильности источника питания, относительная нестабильность источника E_2 должна удовлетворять требованию

$$\Delta E_2/E_2 \leq U_{др\ вых} \Delta T / n E_2 U_{др\ вых}(E), \quad (1.38)$$

где ΔE_2 — абсолютная нестабильность источника E_2 ; ΔT — интервал рабочих температур; $n \geq 10$ — коэффициент ослабления влияния на дрейф нестабильности источника по сравнению с влиянием температуры.

2. Усилители и генераторы

Интегральную микросхему ДУ можно использовать для создания усилителей с различными характеристиками, изменяя коммутацию внешних выводов и применяя

различные способы подключения источника усиливаемых сигналов и внешней нагрузки. В отдельных случаях к схеме можно подключать дополнительные навесные элементы.

На основе этих усилителей можно создавать автогенераторы квазигармонических колебаний, в том числе автогенераторы с кварцевой стабилизацией частоты.

Ниже рассматриваются схемы различных усилителей и генераторов, основой которых является ДУ, и приводятся их качественные показатели и характеристики.

2.1. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель (рис. 2.1) позволяет получить достаточно большое усиление по напряжению лишь для разностного сигнала $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$, подаваемого на его вход. В то же время при подаче одинаковых по величине синфазных сигналов на оба входа усиления не происходит. Эта особенность ДУ позволяет усиливать малые по величине дифференциальные сигналы при незначительном влиянии синфазных помех.

Проанализируем основные качественные показатели ДУ при различных способах подключения источника сигнала и внешней нагрузки.

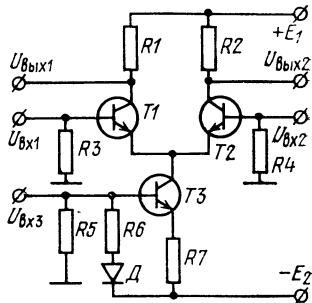


Рис. 2.1. Принципиальная схема ДУ.

Коэффициент усиления

1. Симметричный вход — несимметричный выход.

При подаче на вход ДУ (рис. 2.1) разностного напряжения коэффициенты усиления схемы по первому и второму выходам определяются соотношениями

$$K_1 = U_{вх1} / (U_{вх1} - U_{вх2}) = -S'_1 R_{кн1}; \quad (2.1)$$

$$K_2 = U_{вх2} / (U_{вх1} - U_{вх2}) = -S'_2 R_{кн2}, \quad (2.2)$$

где S'_1 и S'_2 — крутизна передаточных характеристик транзисторов $T1$ и $T2$, определяемая в общем случае выражением (1.22), а когда напряжение смещения между базами транзисторов $T1$ и $T2$ равно нулю, — выражени-

ем (1.23); $R_{кн1} = R_1 R_H / (R_1 + R_H)$ и $R_{кн2} = R_2 R_H / (R_2 + R_H)$ — полные сопротивления нагрузки в цепях коллекторов транзисторов $T1$ и $T2$; R_H — сопротивление внешней нагрузки.

При полностью симметричной схеме

$$S'_1 = -S'_2, \quad R_{кн1} = R_{кн2} \quad \text{и} \quad K_1 = -K_2.$$

2. Симметричный вход — симметричный выход. В этом случае внешняя нагрузка включается между коллекторами транзисторов $T1$ и $T2$. Для полностью симметричной схемы коэффициент усиления определяется соотношением

$$K_{1-2} = (U_{вых1} - U_{вых2}) / (U_{вх1} - U_{вх2}) = -2S'_1 R'_{кн}, \quad (2.3)$$

где

$$R'_{кн} = (R_1 R_H / 2) / (R_1 + R_H / 2).$$

Если $R_H = \infty$, то

$$K_{1-2} = 2K_1 = -2K_2, \quad (2.4)$$

т. е. коэффициент усиления увеличивается вдвое по сравнению с коэффициентом усиления схемы с несимметричным выходом.

3. Несимметричный вход — несимметричный выход. Пусть, например, входное напряжение подается на базу транзистора $T1$ относительно общей точки, а выходное снимается с коллектора этого же транзистора. База транзистора $T2$ через резистор R_4 соединена с общей точкой.

Для данного включения крутизну передаточной характеристики $S'_{11} = dI_{к1} / dU_{б1}$ найдем из выражения (1.21). Учитывая, что

$$U_{б2} = -(I_0 - I_{к1} / \alpha) (1 - \alpha) R_4 \quad (2.5)$$

и что ток коллектора в рабочей точке при смещении, равном нулю, $I_{к1} = \alpha I_0 / 2$, получаем

$$S'_{11} = \alpha I_0 / [4\varphi_T + 2I_0 R_3 + I_0 (1 - \alpha) R_4]. \quad (2.6)$$

Тогда коэффициент усиления

$$K_{11} = U_{вых1} / U_{вх1} = -S'_{11} R_{кн1}. \quad (2.7)$$

Из сравнения выражений (1.23) и (2.6) видим, что $S'_{11} < S'_1$. Поэтому $K_{11} < K_1$.

При снятии выходного напряжения с коллектора транзистора $T2$ по аналогии с (2.7) найдем

$$K_{21} = U_{\text{ВЫХ}2} / U_{\text{ВХ}1} = -S'_{21} R_{\text{КН}2}. \quad (2.8)$$

Учитывая, что в симметричной схеме $S'_{21} = -S'_{11}$ и $R_{\text{КН}1} = R_{\text{КН}2}$, получаем $K_{21} = -K_{11}$.

4. Несимметричный вход — симметричный выход. Если входной сигнал подается на базу транзистора $T1$, то, полагая $R_{\text{Н}} = \infty$, получаем

$$K_{1-2,1} = (U_{\text{ВЫХ}1} - U_{\text{ВЫХ}2}) / U_{\text{ВХ}1} = K_{11} - K_{21}. \quad (2.9)$$

Для симметричной схемы

$$K_{1-2,1} = 2K_{11} = -2K_{21}. \quad (2.10)$$

Анализ соотношений (2.1) — (2.10) показывает, что коэффициент усиления при несимметричном входе меньше, чем при симметричном, причем их различие тем больше, чем больше сопротивления резисторов $R3$ и $R4$. Поэтому при несимметричной подаче входного сигнала для более полного использования усилительных возможностей ДУ целесообразно базу транзистора дифференциального каскада, на которую непосредственно входной сигнал не подается, соединить по переменному току с общей точкой схемы, зашунтировав соответствующий резистор конденсатором.

Коэффициент передачи синфазного сигнала

Коэффициент передачи синфазного сигнала — это отношение несимметричного выходного напряжения к входному синфазному напряжению:

$$K_{\text{сф}1} = U_{\text{ВЫХ}1} / U_{\text{ВХ сф}}; \quad K_{\text{сф}2} = U_{\text{ВЫХ}2} / U_{\text{ВХ сф}}.$$

Входное синфазное напряжение подается от источника сигнала на короткозамкнутые базы транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 2.1). Выражение для $K_{\text{сф}1}$, найденное с помощью обобщенного метода узловых напряжений, имеет вид

$$K_{\text{сф}1} \approx -h_{21} R_{\text{КН}1} / 2R_0 (1 + h_{21}) \approx -R_{\text{КН}1} / 2R_0. \quad (2.11)$$

Из последнего выражения следует, что чем больше выходное сопротивление токопитающего каскада, тем сильнее ослабляются синфазные помехи.

Качество схемы ДУ может быть оценено величиной коэффициента ослабления синфазного сигнала

$$K_{ос\ сф} = K_{1-2} / K_{сф} \approx 4S'_1 R_0. \quad (2.12)$$

Входное сопротивление

При симметричном подключении источника сигнала собственное входное сопротивление схемы $R'_{вх1-2}$ без учета сопротивлений R_3 и R_4 (рис. 2.1) равно сумме входных сопротивлений схемы $R'_{вх1} + R'_{вх2}$, так как по отношению к напряжению $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$ сопротивления $R'_{вх1}$ и $R'_{вх2}$ включены последовательно.

Входные сопротивления половин симметричной схемы в режиме малого сигнала определяются соотношением [4]

$$R'_{вх1} = R'_{вх2} = h_{11} + (h_{21} + 1) R_{\mathcal{E}}, \quad (2.13)$$

где $R_{\mathcal{E}} = r'_{\mathcal{E}} + (1 - \alpha)r_B$ — сопротивление внутренней отрицательной обратной связи. Тогда полное входное сопротивление схемы с учетом сопротивлений R_3 и R_4 будет равно

$$R_{вх1-2} = \frac{2(R_3 + R_4)[h_{11} + (h_{21} + 1)R_{\mathcal{E}}]}{R_3 + R_4 + 2[h_{11} + (h_{21} + 1)R_{\mathcal{E}}]}. \quad (2.14)$$

Если пренебречь влиянием сопротивления $R_{\mathcal{E}}$, которое составляет 2...3 Ом, и положить $R_3 = R_4$, то

$$R_{вх1-2} \approx 2h_{11}R_3 / (h_{11} + R_3). \quad (2.15)$$

Используя результаты гармонического анализа токов ДУ (§ 1.3), можно показать, что активное дифференциальное входное сопротивление ДУ (без учета сопротивлений базовых резисторов) в режиме малого сигнала ($U_m < \varphi_T$) является линейным и равно

$$R_{вх} = 4\varphi_T / (1 - \alpha) I_0. \quad (2.16)$$

В режиме большого сигнала (при $U_m > 5\varphi_T$, когда ДУ работает в ключевом режиме) это сопротивление нелинейно и примерно равно

$$R_{вх} \approx \pi U_m / 2 (1 - \alpha) I_0. \quad (2.17)$$

Найдем входное сопротивление схемы при несимметричном подключении источника сигнала, например между базой транзистора $T1$ (рис. 2.1) и общей точкой.

В этом случае каскад на транзисторе $T1$ можно рассматривать как схему с разделенной нагрузкой. Роль эмиттерной нагрузки выполняет входное сопротивление каскада на транзисторе $T2$, зашунтированное со стороны эмиттера выходным сопротивлением токопитающего каскада.

Входное сопротивление каскада на транзисторе $T2$ определяется соотношением [4]

$$R_{\text{вх} \mathcal{E}2} \approx (h_{11}^{(2)} + R_4)/(1 + h_{21}^{(2)}) \quad (2.18)$$

(здесь и в дальнейшем верхние индексы h -параметров соответствуют номерам транзисторов). Тогда, учитывая, что $R_0 \gg R_{\text{вх} \mathcal{E}2}$, получаем

$$R_{\text{вх}1} = \frac{R_3 [h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) (R_{\mathcal{E}1} + R_{\mathcal{E}2} + R_{\text{вх} \mathcal{E}2})]}{R_3 + [h_{11}^{(1)} + (h_{21}^{(1)} + 1) (R_{\mathcal{E}1} + R_{\mathcal{E}2} + R_{\text{вх} \mathcal{E}2})]}; \quad (2.19)$$

для симметричной схемы при $R_{\mathcal{E}1} = R_{\mathcal{E}2} = 0$

$$R_{\text{вх}1} = (2h_{11} + R_4) R_3 / (2h_{11} + R_4 + R_3). \quad (2.20)$$

Как видно из сравнения выражений (2.15) и (2.20), входное сопротивление схемы с несимметричным входом больше, чем сопротивление схемы с симметричным входом. Однако если по переменному току базу транзистора $T2$ соединить с общей точкой схемы (что обычно делается для увеличения коэффициента усиления), то входные сопротивления схем как с симметричным, так и с несимметричным входом получаются практически одинаковыми.

Выходное сопротивление

Выходное сопротивление схемы в общем случае зависит от способа подключения источника сигнала и его внутреннего сопротивления, а также от способа снятия выходного напряжения. Точные формулы, полученные, например, обобщенным методом узловых напряжений, оказываются весьма громоздкими и мало пригодными для практики [17]. Поэтому приведем приближенные выражения для выходных сопротивлений, справедливые в случаях, когда параметрами транзисторов h_{12} и h_{22} можно пренебречь, что вполне допустимо в области частот, где эти параметры можно считать вещественными

величинами (верхняя граничная частота определяется высокочастотными свойствами транзисторов):

— при несимметричном выходе

$$R_{\text{ВЫХ1}} \approx R_1 \text{ и } R_{\text{ВЫХ2}} \approx R_2; \quad (2.21)$$

— при симметричном выходе

$$R_{\text{ВЫХ1-2}} = R_{\text{ВЫХ1}} + R_{\text{ВЫХ2}} \approx R_1 + R_2. \quad (2.22)$$

Пример расчета параметров ДУ

Рассчитаем параметры ДУ на основе микросхемы К1УТ981 (рис. 2.2) при $E_1 = E_2 = 6,3$ В и $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = 0,98$.

Питающий ток I_0 . Для расчета тока I_0 необходимо знать напряжение U_d , которое примерно равно напряжению открытого эмиттерного перехода транзистора.

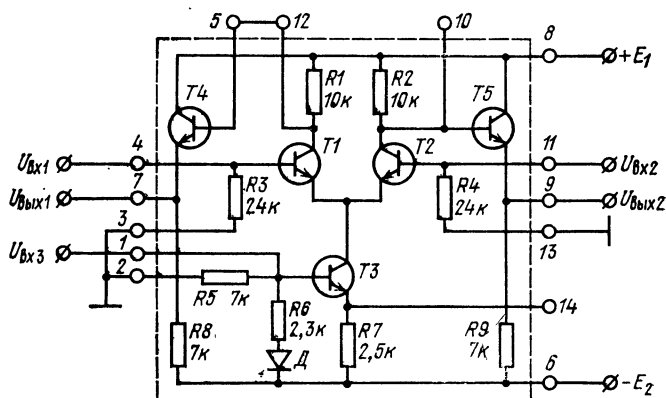


Рис. 2.2. Схема ДУ на основе микросхемы К1УТ981.

Для кремниевых транзисторов, работающих в активной области, $U_{\text{БЭ}} = 0,55 \dots 0,85$ В. Полагая $U_d = U_{\text{БЭ}} = 0,7$ В, $r_{\text{Э}} = 2$ Ом, $r_{\text{Б}} = 40$ Ом, $\varphi_T = 25$ мВ (при $T = 293$ К), по формуле (1.24) находим $I_0 = 0,536$ мА.

2. Коэффициент усиления. Полагая $R_{\text{н}} = \infty$, $h_{11} = 3$ кОм (при $I_{\text{Э}} = I_0/2$), для схемы с симметричным входом и несимметричным выходом находим $K_1 = -K_2 = -49,1$ при снятии выходного напряжения с коллектора транзистора $T1$ или $T2$ [формулы (2.1) и (2.2)]. Если выходное напряжение снимается с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе $T4$, то $K_{1\text{ЭП}} = K_1 K_{\text{ЭП}}$.

Коэффициент передачи эмиттерного повторителя

$$K_{\text{ЭП}} = R_s (h_{21}^{(4)} + 1) / R_s (h_{21}^{(4)} + 1) + h_{11}^{(4)} \approx 0,97.$$

Следовательно, $K_{1\text{ЭП}} = -48,6$.

Для схем с симметричными входом и выходом по формуле (2.3) получим $K_{1-2} = -98,2$ и $K_{1-2эп} = -97,2$ (при снятии выходного напряжения с эмиттерных повторителей). Для схем с несимметричными входом и выходом [формулы (2.7) и (2.8)] $K_{11} = -K_{21} = -14,4$.

3. **Входное сопротивление.** При симметричном подключении источника входного сигнала [выражение (2.15)] $R_{вх1-2} = 5,33$ кОм, а при несимметричном [выражение (2.20)] $R_{вх1} = 13,35$ кОм.

4. **Выходное сопротивление.** При несимметричном выходе $R_{вых1} = R_{вых2} \approx 10$ кОм, а при симметричном $R_{вых1-2} \approx 20$ кОм [формулы (2.21) и (2.22)]. Если выходное напряжение снимается с эмиттерных повторителей, то $R_{вых1эп} \approx 250$ Ом и $R_{вых1-2эп} \approx 500$ Ом.

5. **Выходное сопротивление токопитающего каскада.** Это сопротивление, вычисленное по формуле (1.30), при $h_{11} = 3$ кОм, $h_{12} = 5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21} = 50$, $h_{22} = 2 \cdot 10^{-5}$ См (при $I_0 \approx 0,5$ мА) составляет $R_0 \approx 1,2$ МОм.

6. **Коэффициент ослабления синфазного сигнала.** Используя формулу (2.12), получаем $K_{ос сф} = 2,32 \cdot 10^4$.

2.2. Усилитель-ограничитель

Особенностью схемы ДУ (рис. 2.1) является сильная зависимость коэффициента передачи от величины входного сигнала. На рис. 2.3 приведен график нормированной зависимости амплитуды первой гармоники выходного напряжения от относительной амплитуды $U_{вх m}/\varphi_T$ гармонического входного напряжения

$$k_1 = U_{вых1} / U_{вых1\max} = f(U_{вх m} / \varphi_T). \quad (2.23)$$

График рис. 2.3 получен на основании результатов гармонического анализа выходных токов ДУ (см. § 1.3). Как видно из рис. 2.3, ограничение выходного напряжения практически наступает при $U_{вх m} \approx 5\varphi_T$ из-за нелинейности передаточной характеристики ДУ (рис. 1.2). Эта особенность позволяет использовать ДУ в качестве усилителя-ограничителя.

Основными параметрами ограничителя являются верхний и нижний пороги ограничения по входному сигналу, а также уровни ограничения выходного напряжения. Пороги ограничения могут быть определены исходя

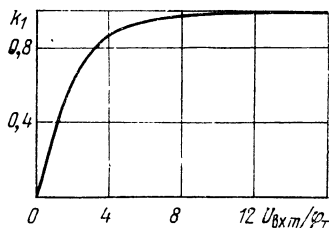


Рис. 2.3. Нормированная зависимость амплитуды первой гармоники выходного сигнала от амплитуды входного напряжения.

из минимального и максимального значений коллекторных токов транзисторов $T1$ и $T2$. Из анализа передаточной характеристики (рис. 1.2) следует, что $I_{К\text{ мин}} \approx 0$ и $I_{К\text{ макс}} \approx \alpha I_0$ при $|U_{ВХ}| \geq 5\phi_T$. Поэтому верхний и нижний пороги ограничения соответственно равны

$$U_{ПВ} \approx 5\phi_T; \quad U_{ПН} \approx -5\phi_T. \quad (2.24)$$

Верхний уровень ограничения выходного напряжения $U_{ВЫХВ}$ определяется при закрытом транзисторе, с коллектора которого снимается выходное напряжение, а нижний уровень ограничения $U_{ВЫХН}$ — при закрытом состоянии другого транзистора дифференциального каскада.

Пусть выходное напряжение снимается с коллектора транзистора $T1$. Тогда

$$U_{ВЫХВ} \approx E_1; \quad (2.25)$$

$$U_{ВЫХН} \approx E_1 - \alpha I_0 R_1. \quad (2.26)$$

Как следует из соотношений (2.25) и (2.26), максимальный размах выходного напряжения при несимметричном выходе

$$U_{ВЫХ1} = U_{ВЫХВ} - U_{ВЫХН} = \alpha I_0 R_1, \quad (2.27)$$

а при симметричном выходе

$$U_{ВЫХ1-2} = 2(U_{ВЫХВ} - U_{ВЫХН}) = 2\alpha I_0 R_1. \quad (2.28)$$

Входные и выходные сопротивления ограничителя определяются так же, как и для схемы ДУ.

2.3. Каскодный усилитель

При подаче усиливаемого сигнала на вход токопитающего каскада ($U_{ВХЗ}$) схема ДУ (рис. 2.1) работает как каскодный усилитель типа ОЭ — ОБ. Выходное напряжение снимается с коллектора транзистора $T1$ ($U_{ВЫХ1}$) или $T2$ ($U_{ВЫХ2}$).

Коллекторный ток I_0 транзистора $T3$ изменяется в соответствии с входным сигналом и распределяется между транзисторами $T1$ и $T2$ в зависимости от напряжения смещения $U_{СМ} = U_{Б1} - U_{Б2}$ между базами этих транзисторов. Так как токи транзисторов $T1$ и $T2$ синфазны, то выходное напряжение необходимо снимать несимметрично.

Коэффициенты передачи усилителя по напряжению соответственно равны

$$K_{13} = U_{\text{ВЫХ1}}/U_{\text{ВХ3}} = -S_{13}R_{\text{КН1}}; \quad (2.29)$$

$$K_{23} = U_{\text{ВЫХ2}}/U_{\text{ВХ3}} = -S_{23}R_{\text{КН2}}. \quad (2.30)$$

Здесь S_{13} и S_{23} — крутизны передаточных характеристик, определяемые выражениями

$$S_{13} = \frac{dI_{\text{К1}}}{dU_{\text{ВХ3}}} = \frac{\alpha S_3}{1 + \exp(-U_{\text{диф}}/\varphi_T)}; \quad (2.31)$$

$$S_{23} = \frac{dI_{\text{К2}}}{dU_{\text{ВХ3}}} = \frac{\alpha S_3}{1 + \exp(U_{\text{диф}}/\varphi_T)}, \quad (2.32)$$

полученными на основании формул (1.5), (1.6) и (1.26).

Если напряжение $U_{\text{диф}}$ равно нулю, то при $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ и $R_{\text{КН1}} = R_{\text{КН2}} = R_{\text{КН}}$

$$K_{13} = K_{23} = -\alpha S_3 R_{\text{КН}}/2. \quad (2.33)$$

Наибольшего значения коэффициент передачи K_{13} достигает при $U_{\text{диф}} \geq 5\varphi_T$ (при этом транзистор $T2$ закрыт):

$$K_{13\text{макс}} = -\alpha S_3 R_{\text{КН}} \quad (2.34)$$

или, учитывая, что $S_3 \approx 1/R_7$, $\alpha \approx 1$,

$$K_{13\text{макс}} \approx -R_{\text{КН}}/R_7.$$

Наибольшее значение коэффициента передачи $K_{23\text{макс}}$ обеспечивается при $U_{\text{диф}} \leq -5\varphi_T$ (при этом транзистор $T1$ закрыт).

Входное сопротивление каскодного усилителя, как и обычного усилительного каскада с отрицательной обратной связью по току, определяется выражением

$$R_{\text{ВХ3}} = \frac{R_{\text{дел}} [h_{11} + (1 + h_{21}) R_7]}{R_{\text{дел}} + h_{11} + (1 + h_{21}) R_7}, \quad (2.35)$$

где $R_{\text{дел}} = R_5 R_6 / (R_5 + R_6)$.

Обычно выполняется условие $h_{11} + (1 + h_{21}) R_7 \gg R_{\text{дел}}$. Тогда входное сопротивление $R_{\text{ВХ3}} \approx R_{\text{дел}}$, т. е. определяется в основном сопротивлениями резисторов делителя R_5 и R_6 . Для выходного сопротивления схемы справедливо то же выражение, что и для ДУ с несимметричным выходом, т. е. $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_1 = R_2$.

Каскодный режим усиления по сравнению с основным (когда входной сигнал подается на дифференци-

альный каскад) характеризуется лучшей развязкой входных и выходных цепей и более широким динамическим диапазоном входного сигнала, достигнутым ценой уменьшения коэффициента усиления.

2.4. Усилители с регулируемым коэффициентом усиления

Как видно из соотношений (1.22), (2.1)—(2.3), усилительные свойства дифференциального каскада зависят от величины питающего тока I_0 и напряжения смещения $U_{см}$ между базами транзисторов $T1$ и $T2$. Следовательно, при постоянстве параметров элементов схемы регулирование коэффициента усиления может осуществляться изменением либо напряжения $U_{см}$, либо тока I_0 .

Регулирование коэффициента усиления изменением напряжения $U_{см}$

На рис. 2.4 приведена схема усилителя, в которой коэффициент усиления регулируется с помощью управляющего напряжения постоянного тока $U_{упр}$, подаваемого на базу транзистора $T1$. При экспериментальном снятии характеристики регулирования $K=f(U_{упр})$ удобно использовать регулируемый резистор $R8$ (см. пункт 2.4).

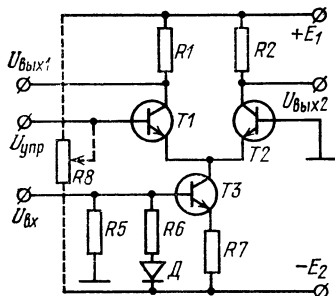


Рис. 2.4. Принципиальная схема усилителя с регулируемым коэффициентом усиления.

Как видно из схемы, $U_{см} = U_{упр}$; используя соотношения (2.29) и (2.30), запишем выражения для коэффициентов усиления по первому и второму выходам:

$$K_1 = \frac{U_{вых1}}{U_{вх}} = \frac{\alpha_1 S_3 R_{кн1}}{1 + \exp(-U_{упр}/\varphi_T)}; \quad (2.36)$$

$$K_2 = \frac{U_{вых2}}{U_{вх}} = \frac{\alpha_2 S_3 R_{кн2}}{1 + \exp(U_{упр}/\varphi_T)}. \quad (2.37)$$

Если величина управляющего напряжения $U_{упр} \geq 5\varphi_T$, то коэффициент усиления K_1 принимает максимально

ВОЗМОЖНОЕ ЗНАЧЕНИЕ

$$K_{1\text{макс}} = -\alpha_1 S_3 R_{\text{кн1}}, \quad (2.38)$$

а коэффициент усиления $K_2 = 0$, так как транзистор T_2 практически закрыт. Если же $U_{\text{упр}} \leq -5\varphi_T$, то, наоборот, $K_1 = 0$, а

$$K_{2\text{макс}} = -\alpha_2 S_3 R_{\text{кн2}}. \quad (2.39)$$

Нормированные зависимости коэффициентов усиления от управляющего напряжения

$$K_{01} = \frac{K_1}{K_{1\text{макс}}} = \left[1 + \exp\left(-\frac{U_{\text{упр}}}{\varphi_T}\right) \right]^{-1}; \quad (2.40)$$

$$K_{02} = \frac{K_2}{K_{2\text{макс}}} = \left[1 + \exp\left(\frac{U_{\text{упр}}}{\varphi_T}\right) \right]^{-1} \quad (2.41)$$

будем называть характеристиками управления схемы соответственно по первому и второму выходам.

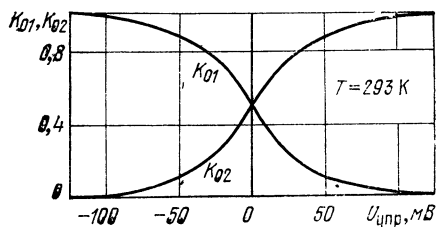


Рис. 2.5. Характеристики управления коэффициентом усиления ДУ.

Из рис. 2.5 следует, что изменение управляющего напряжения приводит к одинаковым по абсолютной величине, но противоположным по знаку изменениям нормированных коэффициентов усиления. При этом сумма коэффициентов усиления по обоим выходам остается неизменной ($K_{01} + K_{02} = 1$). Коэффициенты усиления схемы по первому и второму выходам, как видно из рис. 2.5, линейно зависят от управляющего напряжения лишь в небольших пределах его изменения ($-25 \text{ мВ} \leq U_{\text{упр}} \leq \leq 25 \text{ мВ}$).

Расширение линейного участка характеристики управления может быть достигнуто введением в схему усилителя отрицательной обратной связи по управляющему напряжению. На рис. 2.6 приведена схема усили-

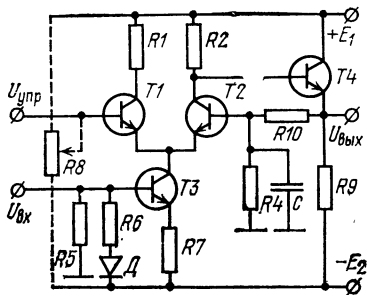


Рис. 2.6. Принципиальная схема усилителя с регулируемым коэффициентом усиления и отрицательной обратной связью.

теля с регулируемым коэффициентом усиления, в которой напряжение обратной связи с выхода эмиттерного повторителя подается на вход транзистора $T2$ через делитель $R4, R10$. Для исключения обратной связи на частоте усиливаемого сигнала резистор $R4$ шунтирован конденсатором C .

Коэффициент усиления схемы (рис. 2.6) определяется соотношением

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{\alpha_2 S_2 R'_2 K_{\text{ЭП}}}{1 + \exp(U_{\text{см}}/\varphi_T)}, \quad (2.42)$$

где $R'_2 = R_2 R_{\text{вх4}} / (R_2 + R_{\text{вх4}})$ — общее сопротивление нагрузки в цепи коллектора транзистора $T2$ с учетом входного сопротивления эмиттерного повторителя $R_{\text{вх4}}$; $U_{\text{см}}$ — напряжение смещения между базами транзисторов $T1$ и $T2$, которое является сложной функцией управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$. Можно показать, что

$$U_{\text{см}} = U_{\text{Б1}} - U_{\text{Б2}} = (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр0}}) / (1 + ab), \quad (2.43)$$

где $U_{\text{упр0}}$ — величина управляющего напряжения при $U_{\text{см}} = 0$;

$$a = \frac{I_0 \exp(U_{\text{см}}/\varphi_T)}{\varphi_T [1 + \exp(U_{\text{см}}/\varphi_T)]^2}; \quad (2.44)$$

$$b = \frac{R'_2 K_{\text{ЭП}} + (1 - \alpha_2) R_{10}}{1 + R_{10}/R_4}. \quad (2.45)$$

Уравнение (2.43) является трансцендентным. Поэтому зависимость коэффициента усиления K от управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$ не может быть получена в явном виде.

На рис. 2.7 приведены результаты совместного решения уравнений (2.42) — (2.45) на ЭВМ при исходных данных $\alpha_2 = \alpha_4 = 0,98$; $R_7 = 2,5$ кОм; $R_2 = 10$ кОм; $R_9 = 7$ кОм; $I_0 = 1$ мА для различных значений параметра

обратной связи $\gamma = R_4/R_{10}$. По оси ординат отложены значения нормированного коэффициента усиления схемы

$$K_0 = \frac{K}{K_{\max}} = \left[1 + \exp \left(\frac{U_{\text{упр}} - U_{\text{упр0}}}{\varphi_T (1 + ab)} \right) \right]^{-1}. \quad (2.46)$$

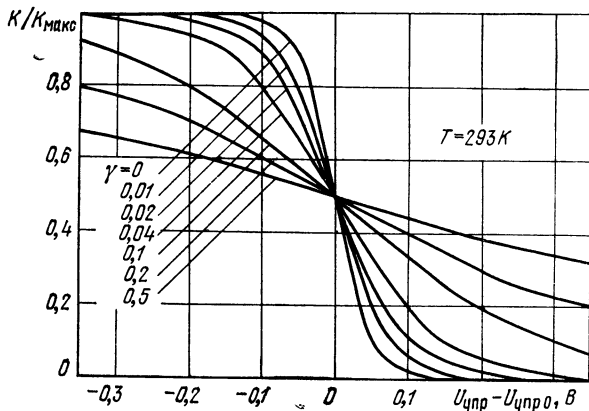


Рис. 2.7. Зависимость $K/K_{\max} = f(U_{\text{упр}} - U_{\text{упр0}})$ для различных значений коэффициента обратной связи.

Для практического использования графиков рис. 2.7 необходимо знать зависимость $U_{\text{упр0}}$ от параметра обратной связи γ (рис. 2.8). Эта зависимость определяется соотношением

$$U_{\text{упр0}} = \frac{R_4}{R_4 + R_{10}} \left\{ p - (1 - \alpha_2) I_0 \frac{R_{10}}{2} - \frac{(1 - \alpha_4) R_2 R'_9}{(1 - \alpha_2) R_2 + R'_9} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{E_2}{R_9} + \frac{p}{R'_9} - \frac{(1 - \alpha_2) I_0}{2(1 + R_{10}/R_4)} \right] \right\}, \quad (2.47)$$

где

$$p = E_1 - U_{\text{БЭ4}} - I_0 \alpha_2 R_2 / 2; \\ R'_9 = R_9 (R_4 + \\ + R_{10}) / (R_9 + R_4 + R_{10}).$$

Используя совместно графики, приведенные на рис. 2.7 и 2.8, можно определить коэффициент усиления схемы (рис. 2.6) при различных значениях управляющего на-

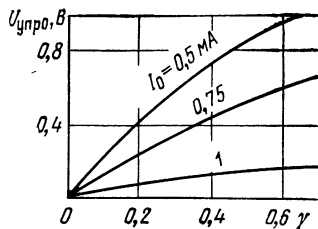


Рис. 2.8. Зависимость $U_{\text{упр0}} = f(\gamma)$ для различных значений тока I_0 .

пряжения $U_{упр}$ и параметра γ . Увеличение коэффициента обратной связи приводит к расширению линейного участка характеристики управления $K_0 = f(U_{упр})$.

Регулирование коэффициента усиления
изменением тока I_0

В этом случае управляющее напряжение подается на вход токопитающего каскада (вход транзистора T_3), а входной сигнал — на базы транзисторов дифференциальной пары (рис. 2.1). Как вход, так и выход могут быть симметричными или несимметричными.

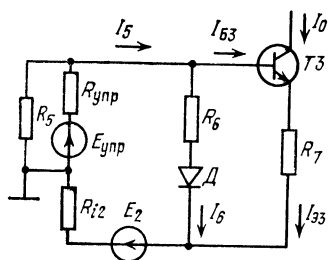


Рис. 2.9. Эквивалентная схема токопитающего каскада с источником управляющего напряжения.

Управление коэффициентом усиления основано на зависимости крутизны передаточной характеристики ДУ от величины тока I_0 [см. выражения (1.7), (1.8)]. Как следует из соотношений (1.9), (2.1) и (2.2), коэффициенты усиления схемы (рис. 2.1) для симметричного входа и несимметричного выхода могут быть записаны в виде

$$K_1 = U_{вых1} / (U_{вх1} - U_{вх2}) = -\alpha_1 I_0 R_{кн1} / 4\varphi_T; \quad (2.48)$$

$$K_2 = U_{вых2} / (U_{вх1} - U_{вх2}) = \alpha_2 I_0 R_{кн2} / 4\varphi_T, \quad (2.49)$$

причем в рассматриваемом случае ток I_0 является функцией управляющего напряжения.

Найдем зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой токопитающего каскада (рис. 2.9), для которой справедливы уравнения

$$\begin{aligned} I_5 - I_6 - (1 - \alpha_2) I_{ЭЗ} &= 0; \\ U_{БЗ3} + I_{ЭЗ} R_7 - U_d - I_6 R_6 &= 0; \\ E_2 + E'_{упр} - I_6 (R'_{упр} + R_{i2}) - I_6 R_6 - U_d &= 0; \quad (2.50) \\ E'_{упр} &= E_{упр} R_5 / (R_5 + R_{упр}); \\ R'_{упр} &= R_{упр} R_5 / (R_5 + R_{упр}); \end{aligned}$$

где $E_{упр}$ и $R_{упр}$ — э. д. с. и внутреннее сопротивление источника управляющего напряжения; R_{i2} — внутреннее

сопротивление источника питания E_2 ; U_d — напряжение на диоде.

Решая систему уравнений (2.50) относительно тока $I_0 = \alpha_3 I_{ЭЗ}$, получаем

$$I_0 = \alpha_3 \frac{(E_2 + E'_{упр} - U_{БЭЗ}) R_6 + (U_d - U_{БЭЗ}) (R'_{упр} + R_{i2})}{R_6 R_{71} + (R'_{упр} + R_{i2}) [R_7 + (1 - \alpha_3) R_6]} . \quad (2.51)$$

Тогда коэффициенты усиления схемы, отнесенные к их значениям, при $E_{упр} = 0$ будут равны

$$\frac{K_1}{K_1 (E_{упр} = 0)} = \frac{K_2}{K_2 (E_{упр} = 0)} = 1 + \frac{E'_{упр}}{d}, \quad (2.52)$$

где $d = E_2 - U_{БЭЗ} + (U_d - U_{БЭЗ}) (R'_{упр} + R_{i2}) / R_6$, или при $U_d \approx U_{БЭЗ}$

$$\frac{K_1}{K_1 (E_{упр} = 0)} = \frac{K_2}{K_2 (E_{упр} = 0)} = 1 + \frac{E'_{упр}}{E_2 - U_{БЭЗ}} . \quad (2.53)$$

Из соотношений (2.52) и (2.53), которые справедливы для активного режима работы транзистора $T3$, следует, что коэффициенты усиления схемы линейно зависят от управляющего напряжения.

Сравнивая рассмотренные способы регулирования коэффициента усиления, нетрудно прийти к следующим выводам.

1. При малой величине управляющего напряжения последнее целесообразно подавать на базу одного из

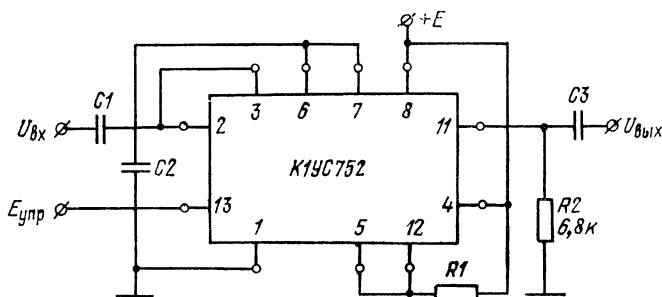


Рис. 2.10. Схема регулируемого усилителя на основе микросхемы К1УС752.

транзисторов дифференциальной пары. Однако при этом зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения получается нелинейной (рис. 2.5).

2. Для регулирования коэффициента усиления по линейному закону управляющее напряжение нужно по-

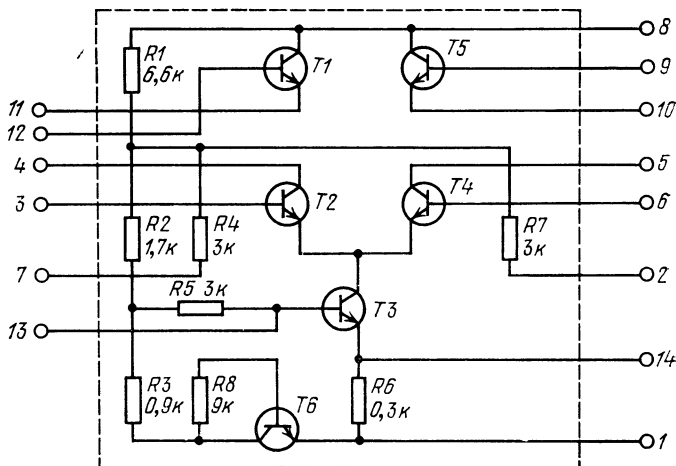


Рис. 2.11. Принципиальная схема микросхемы KIUC752.

давать либо в цепь базы токопитающего каскада, либо на дифференциальный вход схемы, в которой используется глубокая обратная связь по управляющему напряжению.

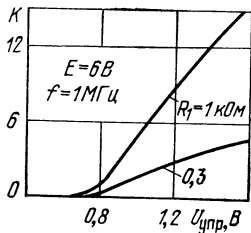


Рис. 2.12. Зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения.

На рис. 2.10 приведена схема регулируемого усилителя, выполненного на основе микросхемы KIUC752 (рис. 2.11). Результаты экспериментальных исследований коэффициента усиления от управляющего напряжения представлены на рис. 2.12. Из рисунка видно, что

зависимость $K=f(U_{упр})$ в диапазоне изменения управляющего напряжения от 0,9 до 1,6 В имеет линейный характер.

2.5. Выходной усилитель

При использовании микросхемы ДУ в качестве выходного усилителя представляет интерес получение максимальной величины выходного неограниченного сигнала и обеспечение высокой нагрузочной способности. С целью выполнения последнего требования обычно используется дополнительный эмиттерный повторитель. Некоторые серийно выпускаемые отечественной промышленностью микросхемы ДУ содержат один или два эмиттерных повторителя (например, ДУ серии К198).

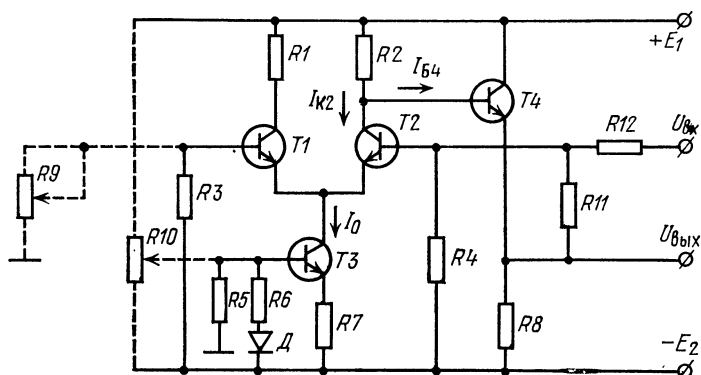


Рис. 2.13. Принципиальная схема выходного усилителя с эмиттерным повторителем.

На рис. 2.13 приведена принципиальная схема выходного усилителя с эмиттерным повторителем, представляющая собой усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. Отрицательная обратная связь существенно уменьшает нестабильность коэффициента усиления и нелинейные искажения выходного сигнала, возникающие из-за нелинейности передаточной характеристики (рис. 1.2). Это обеспечивает возможность работы усилителя во всем диапазоне изменения коллекторного тока ($0 < I_{к2} < \alpha_2 I_0$) при нелинейных искажениях, не превышающих единиц процентов.

Найдем условия, при которых обеспечивается максимальная величина неограниченного выходного сигнала. Очевидно, максимальный размах напряжения на коллекторе транзистора T_2 соответствует изменению его коллекторного тока от $I_{к2}=0$ до $I_{к2}=\alpha_2 I_0$. При этом напряжение на коллекторе транзистора T_2 изменяется от

$$U_{к2\max} = E_1 - I'_{б4} R_2 \quad (2.54)$$

д•

$$U_{K2 \text{ мин}} = E_1 - (\alpha_2 I_0 + I''_{B4}) R_2. \quad (2.55)$$

где I'_{B4} и I''_{B4} — базовый ток транзистора $T4$ соответственно при закрытом и открытом транзисторе $T2$.

Следовательно, максимальный размах напряжения на коллекторе транзистора $T2$

$$U_{K2 \text{ макс}} - U_{K2 \text{ мин}} = (\alpha_2 I_0 + I''_{B4} - I'_{B4}) R_2 \quad (2.56)$$

линейно зависит от тока I_0 , если транзисторы $T2$ и $T3$ работают в активном режиме.

Оптимальную величину тока $I_{0 \text{ опт}}$, необходимую для получения максимального неискаженного сигнала на выходе, найдем из условия

$$U_{KЭ2 \text{ мин}} = U_{KЭ3 \text{ мин}} \geq 2U_{\text{кн}}, \quad (2.57)$$

при котором транзисторы $T2$ и $T3$, будучи близки к насыщению, еще работают в активном режиме. Пренебрегая малым током I''_{B4} , составим уравнение для коллекторных цепей транзисторов $T2$ и $T3$

$$\alpha_2 I_{0 \text{ опт}} R_2 + U_{KЭ2 \text{ мин}} + U_{KЭ3 \text{ мин}} + I_{0 \text{ опт}} R_7 / \alpha_3 = E_1 + E_2. \quad (2.58)$$

Разрешая уравнение (2.58) относительно тока $I_{0 \text{ опт}}$, с учетом (2.57) получаем

$$I_{0 \text{ опт}} = (E_1 + E_2 - 4U_{\text{кн}}) / (\alpha_2 R_2 + R_7 / \alpha_3). \quad (2.59)$$

Тогда амплитуда максимального неискаженного выходного сигнала

$$U_{\text{вых макс}} \approx \alpha_2 I_{0 \text{ опт}} R_2 / 2. \quad (2.60)$$

Как известно, в ИМС параметры элементов имеют значительный разброс относительно номинальных значений. Поэтому для установки оптимального тока $I_{0 \text{ опт}}$ в цепь базы транзистора $T3$ включен регулировочный резистор $R10$ (рис. 2.13). С помощью переменного резистора $R9$ устанавливается начальное смещение такой величины, чтобы в исходной рабочей точке обеспечить ток

$$I_{K2} \approx \alpha_2 I_{0 \text{ опт}} / 2. \quad (2.61)$$

Можно показать, что коэффициент усиления выходного усилителя (рис. 2.13) на низких частотах определяется выражением

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K'}{\left[1 + \frac{(R_c + R_{12})(R'_{\text{вх}} + R_{11} + R_{\text{вых}})^2}{R'_{\text{вх}}(R_{11} + R_{\text{вых}})} \right]} \rightarrow \frac{K'}{\left[1 + \frac{K'}{1 + \frac{(R_{11} + R_{\text{вых}})(R'_{\text{вх}} + R_c + R_{12})}{R'_{\text{вх}}(R_c + R_{12})}} \right]}, \quad (2.62)$$

где

$$K' = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{B2}} = \frac{h_{21}^{(2)} R_{\text{кн2}} K_{\text{Эп}}}{h_{11}^{(1)} + h_{11}^{(2)} + R_s R_9 / (R_s + R_9)} \quad (2.63)$$

— коэффициент усиления усилителя без обратной связи;

$$R'_{вх} = \frac{R_4 [h_{11}^{(1)} + h_{11}^{(2)} + R_3 R_9 / (R_3 + R_9)]}{R_4 + h_{11}^{(1)} + h_{11}^{(2)} + R_3 R_9 / (R_3 + R_9)} \quad (2.64)$$

— входное сопротивление усилителя без обратной связи; $R_{вых}$ — выходное сопротивление схемы (эмиттерного повторителя); $K_{эл}$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя; R_0 — внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

Из выражения (2.62) следует, что коэффициент усиления выходного усилителя в значительной степени зависит от сопротивлений источника сигнала R_0 и внешнего резистора R_{12} . Так, при $R_0 + R_{12} = 0$ коэффициент усиления $K = K'$, а при $R_0 + R_{12} \rightarrow \infty$, $K \rightarrow 0$, т. е. изменяя сопротивление внешнего резистора R_{12} , можно в широких пределах изменять коэффициент усиления. Заметим, что в данной схеме с ростом частоты входного сигнала коэффициент усиления увеличивается. Это объясняется уменьшением глубины обратной связи из-за увеличения шунтирующего действия входной емкости транзисторов дифференциального каскада.

Входное сопротивление схемы $R_{вх} = U_{вх} / I_{вх}$ существенно зависит от глубины отрицательной обратной связи. Учитывая, что $I_{вх} = (U_{вх} - U_{Б2}) / R_{12}$, находим

$$R_{вх} = \frac{R_{12}}{1 - U_{Б2} / U_{вх}} = \frac{R_{12}}{1 - K / K'} \quad (2.65)$$

Выходное сопротивление схемы, определяемое эмиттерным повторителем, равно

$$R_{вых} \approx (R_2 + h_{11}^{(4)}) R_8 / [R_2 + h_{11}^{(4)} + R_8 (1 + h_{21}^{(4)})] \quad (2.66)$$

Пример расчета параметров выходного усилителя

Расчитаем параметры выходного усилителя (рис. 2.14), выполненного на основе микросхемы К1УС981 (рис. 2.15) при следующих исходных данных: параметры транзисторов полагаем одинаковыми и равными $\alpha = 0,98$; $h_{21} = 50$; $h_{11} = 3,3$ кОм; напряжение источников питания $E_1 = E_2 = 6,3$ В.

Результаты расчета, полученные по формулам (2.59), (2.60), (2.62), (2.63), (2.65), (2.66), дают следующие значения параметров усилителя: $I_{0\text{опт}} = 1,9$ мА; $U_{вых\text{макс}} = 4,5$ В; $K = 5,6$; $K' = 43$; $R_{вх} = 1,5$ кОм; $R_{вых} = 160$ Ом. Потребляемые токи от источников питания E_1 и E_2 составляют соответственно $I_1 = 3,2$ мА, $I_2 = 4,3$ мА.

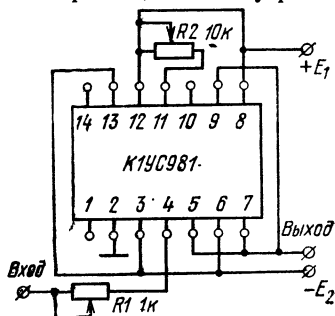


Рис. 2.14. Схема выходного усилителя на основе микросхемы К1УС981.

Практически при изменении сопротивления R_1 в пределах $0,5 \dots 1,5$ кОм коэффициент усиления K изменяется от 12 до 3. В схеме, приведенной на рис. 2.14, можно симметризовать выход-

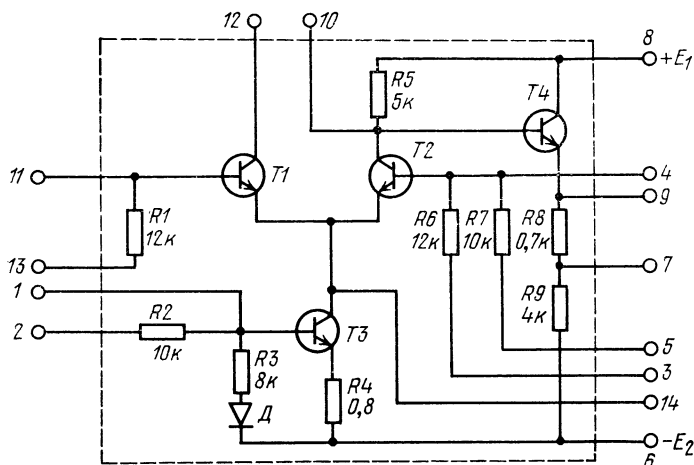


Рис. 2.15. Принципиальная схема микросхемы К1УС981.

ной сигнал большой амплитуды по ограничению положительных и отрицательных полувольт с помощью резистора R_2 .

2.6. RC-автогенератор

На основе микросхем ДУ могут быть получены различные варианты RC-автогенераторов. На рис. 2.16 приведена схема генератора с трехзвенной цепочкой типа «R-параллель», которая вклю-

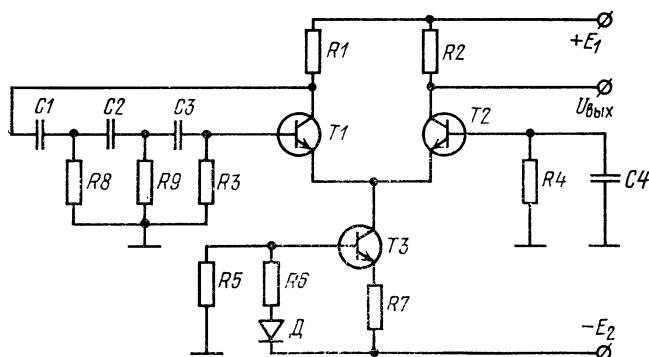


Рис. 2.16. Принципиальная схема RC-автогенератора.

чена между коллектором и базой транзистора $T1$. Таким образом, собственно генератор собран на транзисторе $T1$, а выходное напряжение снимается с коллектора транзистора $T2$, что уменьшает влияние нагрузки на работу схемы. При низкоомной нагрузке ее целесообразно подключать через эмиттерный повторитель (рис. 2.17).

Подключая цепь обратной связи к выходу усилительного каскада через эмиттерный повторитель так, как показано в левой части рис. 2.17, можно существенно улучшить условия самовозбуждения

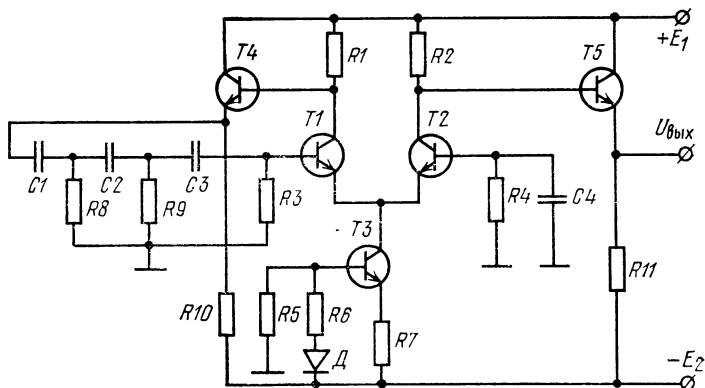


Рис. 2.17. Принципиальная схема RC -автогенератора с эмиттерными повторителями.

и характеристики схемы. При этом практически исключается влияние входного сопротивления четырехполюсника обратной связи на коллекторную нагрузку транзистора $T1$. Перестройка частоты в небольших пределах может осуществляться изменением сопротивления одного из резисторов RC -цепи.

Рассмотренные варианты схем позволяют одновременно снимать напряжения с двух противофазных выходов: либо с коллекторов транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 2.16), либо с эмиттерных повторителей (рис. 2.17).

Как показали экспериментальные исследования, коэффициент нелинейных искажений в диапазоне частот от 100 до 1000 Гц для схемы рис. 2.17 не превышает 1,2% (при амплитуде выходного напряжения не более 1 В).

Расчет элементов четырехполюсника обратной связи производится так же, как и для транзисторных RC -автогенераторов, например, по методике, изложенной в [16]. Так, для схемы, приведенной на рис. 2.17, при $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_8 = R_9 = R_3 R_{вх1} / (R_3 + R_{вх1}) = R$ и $R \gg R_{вх4}$ частота генерации определяется соотношением

$$f_{\Gamma} = 1/2\pi \sqrt{6} RC. \quad (2.67)$$

Высшая частота генерируемых колебаний определяется типом используемой микросхемы.

2.7. LC-автогенератор

На рис. 2.18 приведена схема генератора гармонических колебаний с трансформаторной обратной связью, основой которой является микросхема ДУ. Колебательный контур включен между коллекторами транзисторов $T1$ и $T2$. Положительная обратная связь обеспечивается с помощью дополнительной обмотки $L_{св}$, напряжение с которой подается на вход дифференциального каскада.

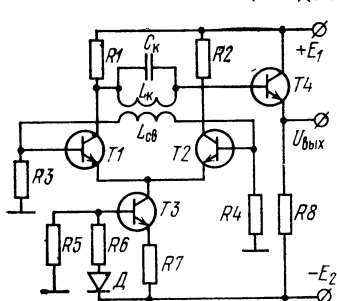


Рис. 2.18. Принципиальная схема LC-автогенератора.

В рассматриваемой схеме транзисторы $T1$ и $T2$ дифференциального каскада в зависимости от глубины обратной связи могут работать как с отсечкой, так и без отсечки коллекторных токов. Выходные напряжения, снимаемые с коллекторов транзисторов $T1$ и $T2$ (несимметричные выходы), изменяются в противофазе. Эта особенность схемы позволяет в случае необходимости снимать два гармонических сигнала, сдвинутых по фазе на 180° . При подключении внешней нагрузки между коллекторами транзисторов $T1$ и $T2$ (симметричный выход) амплитуда выходного напряжения увеличивается в два раза по сравнению с амплитудой напряжения схемы с несимметричным выходом. С целью уменьшения влияния внешней нагрузки на стабильность генерируемых колебаний и улучшения нагрузочной способности выходное напряжение можно снимать через эмиттерный повторитель, как показано на рис. 2.18.

В LC-автогенераторах на основе микросхем серии К198 максимальная частота генерации составляет примерно 2 МГц. Заметим, что в спектре коллекторных токов транзисторов $T1$ и $T2$ практически отсутствуют четные гармоники, что облегчает фильтрацию побочных составляющих выходного сигнала.

2.8. Кварцевый генератор

На основе микросхемы ДУ могут быть созданы различные варианты схем кварцевых генераторов. В схеме, приведенной на рис. 2.19, собственно кварцевый генератор собран на транзисторе $T1$ левого плеча ДУ. Выходной сигнал снимается со второго плеча ДУ через эмиттерный повторитель, что улучшает нагрузочную способность кварцевого генератора и уменьшает влияние внешней нагрузки на стабильность частоты генерируемых колебаний.

На рис. 2.20 приведена эквивалентная схема кварцевого генератора по переменному току, представляющая собой емкостную трехточку. Пунктиром показаны входные (C_{11} , R_{11}), выходные (C_{22} , R_{22}) и проходные (C_{12} , R_{12}) емкости и сопротивления транзистора $T1$; $R_{\Sigma 2}$ и $C_{\Sigma 2}$ — входные сопротивление и емкость каскада на транзисторе $T2$.

Как известно, основным требованием, предъявляемым к кварцевым генераторам, является обеспечение возможно большей стабильности частоты генерируемых колебаний. Стабильность частоты за-

висит от добротности кварцевого резонатора, стабильности параметров его эквивалентной схемы (рис. 2.21) и стабильности параметров элементов генератора, в первую очередь междуэлектродных емкостей транзистора.

Известно, что частота колебаний кварцевого генератора определяется приближенным соотношением [17]

$$f \approx f_{\text{кв}} \sqrt{1 + C_{\text{кв}}/C_{\text{к экв}}} \quad (2.68)$$

или с учетом того, что $C_{\text{кв}} \ll C_{\text{к экв}}$,

$$f \approx f_{\text{кв}} (1 + C_{\text{кв}}/2C_{\text{к экв}}). \quad (2.69)$$

В этих выражениях $f_{\text{кв}} = 1/2\pi \sqrt{L_{\text{кв}}C_{\text{кв}}}$ — частота последовательного резонанса кварцевого резонатора; $C_{\text{к экв}}$ — обобщенная эквивалентная емкость колебательного контура (рис. 2.22). С помощью

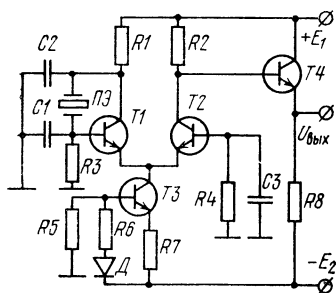


Рис. 2.19. Принципиальная схема кварцевого генератора.

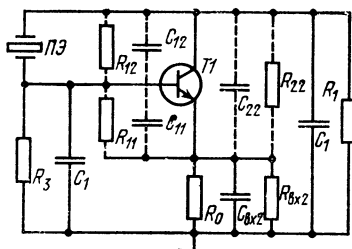


Рис. 2.20. Эквивалентная схема кварцевого генератора по переменному току.

емкости $C_{\text{к экв}}$ можно учесть влияние реактивностей схемы на частоту автоколебаний.

При определении емкости $C_{\text{к экв}}$ можно полагать, что эмиттер транзистора $T1$ соединен по переменному току с общей точкой схе-

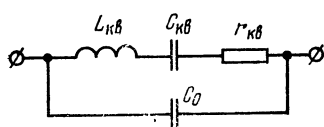


Рис. 2.21. Эквивалентная схема кварцевого резонатора.

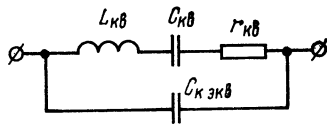


Рис. 2.22. Эквивалентная схема обобщенного колебательного контура.

мы практически накоротко. Действительно, входное сопротивление $Z_{\text{вх}2} = [1/R_{\text{вх}2} + j\omega C_{\text{вх}2}]^{-1}$ каскада с общей базой на транзисторе $T2$ мало, поэтому указанное допущение не внесет большой погрешности в расчет $C_{\text{к экв}}$. В то же время учет элементов $R_{\text{вх}2}$, $C_{\text{вх}2}$

существенно усложнит расчетные соотношения. Тогда, исключая из схемы, приведенной на рис. 2.20, элементы R_0 , $C_{вх2}$, $R_{вх2}$, получаем

$$C_{к экв} = C'_0 + C_{сх экв}, \quad (2.70)$$

где $C'_0 = C_0 + C_{12}$ — суммарная статическая емкость кварцевого резонатора с учетом проходной емкости транзистора; $C_{сх экв}$ — эквивалентная емкость схемы, определяемая соотношением

$$C_{сх экв} = \frac{(C'_1 + C'_2)(R_{вх}^2 + R_{вых}^2 + \omega^2 C'_1 C'_2 R_{вх}^2 R_{вых}^2)}{(R_{вх} + R_{вых})^2 + \omega^2 (C'_1 + C'_2)^2 R_{вх}^2 R_{вых}^2}, \quad (2.71)$$

где $C'_1 = C_1 + C_{11}$ — емкость обратной связи; $C'_2 = C_2 + C_{22}$ — выходная емкость схемы; $R_{вх} = R'_{11} R_3 / (R'_{11} + R_3)$ — входное сопротивление схемы; $R_{11} = R_{11} / \alpha_1 (1 - \cos \theta_k)$ — усредненное значение входного сопротивления транзистора; α_1 — коэффициент разложения импульса тока для первой гармоники, зависящий от угла отсечки θ_k ; $R_{вых} \approx R_1$ — выходное сопротивление схемы.

Нестабильность частоты колебаний обусловлена в основном нестабильностью емкости $C_{к экв}$. Так, при изменении обобщенной эквивалентной емкости контура на величину $\Delta C_{к экв}$ относительная нестабильность частоты генерации, как это следует из выражения (2.69), равна

$$\frac{\Delta f}{f} = - \frac{C_{кв}}{2C_{к экв}^2} \Delta C_{к экв}. \quad (2.72)$$

Из выражения (2.72) видно, что для улучшения стабильности частоты нужно увеличить $C_{к экв}$. Однако при увеличении $C_{к экв}$ уменьшается коэффициент связи $p = C_{кв} / C_{к экв}$ кварцевого резонатора с цепями генератора, что может привести к нарушению амплитудного условия самовозбуждения.

Максимально возможное значение обобщенной эквивалентной емкости, найденное из уравнения баланса амплитуд, определяется выражением [17]

$$C'_{к экв} = C_{сх экв} \sqrt{\frac{S_{ср}}{(1 + \gamma^2) \omega^2 C_{кв}^2 C'^2_{12} \delta_n}}, \quad (2.73)$$

где $S_{ср} = \alpha_1 S_0 (1 - \cos \theta_k)$ — усредненное значение крутизны транзистора; S_0 — низкочастотное значение крутизны транзистора; $\gamma = f/f_s$; f_s — частота, на которой модуль крутизны уменьшается в $\sqrt{2}$ раз; δ_n — коэффициент потерь (для кварцевых генераторов на транзисторах $\delta_n = 1,1 - 1,2$).

Подставляя значение $C'_{к экв}$, определяемое соотношением (2.73), в выражение (2.72), находим минимальную нестабильность частоты

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{\min} = - \frac{(1 + \gamma^2) C'_1 C'_2 \omega_{кв} \delta_n}{2Q_{кв} S_{ср} C_{сх экв}^2} \Delta C_{к экв}, \quad (2.74)$$

где $Q_{кв} = 1/\omega_{кв} C_{кв} r_{кв}$ — добротность кварца.

Из выражения (2.74) следует, что относительная нестабильность частоты кварцевого генератора будет тем меньше, чем больше добротность кварца $Q_{кв}$, крутизна $S_{ср}$ и граничная частота f_s транзистора.

Для уменьшения влияния межэлектродных емкостей транзистора на нестабильность частоты емкости конденсаторов C_1 и C_2

следует выбирать так, чтобы $C_1 \gg C_{11}$ и $C_2 \gg C_{22}$. Но при этом емкость $C_{к экв}$ не должна превышать $C'_{к экв}$. В схемах с высокочастотными транзисторами при частотах генерации порядка единиц мегагерц емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ обычно составляют сотни и тысячи пикофард. Для подстройки частоты автогенератора последовательно с кварцевым резонатором можно включить подстроечный конденсатор.

В заключение следует подчеркнуть, что достоинством схем автогенераторов на основе ДУ является то, что изменение внешней нагрузки практически не оказывает влияния на частоту генерации. Это объясняется тем, что выходное напряжение снимается, как правило, с того плеча ДУ, к которому непосредственно не подсоединены элементы частотно-избирательных цепей.

3. Частотно-преобразовательные схемы

Как показано ранее, в схеме ДУ может осуществляться перемножение двух сигналов, один из которых подается на вход дифференциального, а другой — на вход токопитающего каскада. Следовательно, ДУ может применяться для различных нелинейных преобразований сигналов — смешивания и умножения частоты, модуляции и детектирования колебаний. Преобразование частоты в схеме осуществляется за счет зависимости крутизны передаточной характеристики ДУ от величины общего эмиттерного тока I_0 дифференциального каскада. Ниже рассматриваются различные частотно-преобразовательные устройства на основе ДУ, содержащие в необходимых случаях внешние избирательные по частоте элементы.

3.1. Смеситель частот

При гармонических входных сигналах спектр выходного тока ДУ содержит составляющие суммарной и разностной частот. Поэтому ДУ можно использовать в качестве смесителя. Рассмотрим работу ДУ в режиме смесителя в области частот, в которой параметры транзистора можно считать не зависящими от частоты.

Пусть на дифференциальный каскад (рис. 1.1) симметрично между входами $Vx.1$ и $Vx.2$ подается напряжение $u_1(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t$, а на базу транзистора $T3$ ($Vx.3$) источника тока I_0 поступает напряжение $u_2(t) = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi)$. При этом, если транзистор $T3$ рабо-

тает в линейном режиме, выражение для коллекторного тока транзистора $T2$ на основе формул (1.14) и (1.26) может быть представлено в следующем виде:

$$i_{K2}(t) = \alpha_2 I_0 \left(\frac{b_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega_1 t \right) + \frac{b_0}{2} \alpha_2 S_1 U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi) + \\ + \frac{1}{2} \alpha_2 S_2 U_{m2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n \{ \cos[(n\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] + \\ + \cos[(n\omega_1 - \omega_2)t - \varphi] \}. \quad (3.1)$$

Обычно выходным сигналом смесителя являются колебания разностной частоты $\omega_1 - \omega_2$. Выделение этого сигнала осуществляется фильтрами, включенными в коллекторные цепи транзисторов дифференциального каска-

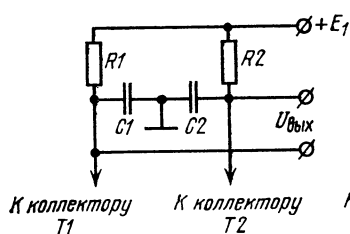


Рис. 3.1. Схема RC -фильтра нижних частот.

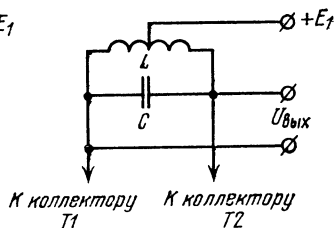


Рис. 3.2. Схема резонансного LC -контура.

да. Выходное напряжение может сниматься как симметрично, так и несимметрично относительно общей точки. Выбор параметров нагрузочного фильтра определяется соотношением частот ω_1 , ω_2 и их разностью.

Если частоты ω_1 и ω_2 близки, так что $\omega_1 - \omega_2 \ll \omega_1$, то в качестве нагрузки можно использовать, например, RC -фильтр нижних частот (рис. 3.1). При произвольном соотношении частот нагрузкой преобразователя может служить настроенный на выбранную гармонику резонансный LC -контур (рис. 3.2).

Для напряжения u_2 , как следует из выражения (3.1), крутизна преобразования

$$S_{пр\omega_2} = \frac{di_{K2}}{du_2} = \frac{1}{2} \alpha_2 S_2 b_1. \quad (3.2)$$

Коэффициент передачи смесителя по напряжению u_2 для несимметричного выхода с любого плеча ДУ равен

$$K_2 = -S_{\text{пр}b_2} R_{\text{эКВ}},$$

где $R_{\text{эКВ}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзистора $T1(T2)$ на частоте $\omega_1 - \omega_2$.

Из выражения (3.1) находим крутизну преобразования напряжения u_1 при снятии выходного напряжения с коллектора транзистора $T2$

$$S_{2\text{пр}51} = \frac{di_{K2}}{du_1} = \frac{1}{2} \alpha_2 S_3 U_{m2} \frac{db_1}{du_1}. \quad (3.3)$$

Очевидно, что при снятии выходного напряжения с коллектора транзистора $T1$ крутизна преобразования напряжения u_1 равна

$$S_{1\text{пр}b1} = -S_{2\text{пр}b1}.$$

Коэффициент передачи смесителя K_1 по напряжению u_1 определяется по такой же формуле, как и коэффициент передачи K_2 , в которую вместо $S_{\text{пр}b_2}$ следует подставить $S_{2\text{пр}b_1}$ (или $S_{1\text{пр}b_1}$). При симметричном выходе коэффициент передачи K_1 удваивается. При этом в спектре выходного сигнала отсутствует составляющая с частотой ω_2 .

Как видно из выражений (3.2), (3.3), крутизна преобразования одного из входных напряжений зависит от величины другого. Кроме того, крутизна преобразования напряжения u_1 при $U_{m1} > U_T$ зависит от самого этого напряжения, а коэффициент b_1 , определяемый выражением (1.16), — от напряжений, действующих на входе дифференциального каскада, и температуры окружающей среды. Из графиков зависимостей b_1 от амплитуды U_{m1} и напряжения смещения $U_{\text{см}}$ (рис. 1.4) видно, что наиболее эффективно смеситель частоты работает при нулевом напряжении смещения. В этом случае коэффициент b_1 достигает максимального значения. При этом в спектре выходного сигнала отсутствуют как четные гармоники частоты ω_1 , так и комбинационные составляющие с частотами $2n\omega_1 \pm \omega_2$.

Значение производной db_1/du_1 , входящей в выражение (3.3), находится путем графического дифференцирования зависимости b_1 от амплитуды U_{m1} (рис. 1.4). Вы-

ходной сигнал смесителя прямо пропорционален амплитуде U_{m2} и в общем случае нелинейно зависит от амплитуды U_{m1} .

При $U_{m1} < \varphi_T$ коэффициент $b_1 \approx -U_{m1}/4\varphi_T$, а все другие коэффициенты b_n ($n \geq 2$) можно полагать практически равными нулю. В этом случае крутизна $S_{2\text{пр}b_1}$ имеет максимальное значение и не зависит от U_{m1} , а крутизна $S_{\text{пр}b_2}$ прямо пропорциональна U_{m1} . Такой режим работы смесителя отличается высокой чистотой спектра выходных токов, в котором, кроме основных частот ω_1 и ω_2 , содержатся только две комбинационные составляющие с частотами $\omega_1 - \omega_2$ и $\omega_1 + \omega_2$.

При $U_{m1} > 5 \dots 7\varphi_T$ $b_1 \approx \text{const} = -2/\pi$. Крутизна $S_{2\text{пр}b_1}$ в этом случае близка к нулю, а выходное напряжение смесителя максимально и почти не зависит от U_{m1} . В этом случае транзисторы дифференциального каскада поочередно закрываются и открываются с частотой ω_1 , т. е. смеситель работает в ключевом режиме.

Гармоники с частотами $m\omega_2$ ($m=2, 3, \dots$) могут возникнуть только в цепях транзистора $T3$. Нелинейность характеристик дифференциального каскада не вызывает появления таких гармоник, поэтому при работе транзистора $T3$ в линейном режиме (см. § 1.5) в спектрах токов транзисторов дифференциального каскада отсутствуют все гармоники, кратные разностной частоте. Следовательно, в этом случае коэффициент нелинейных искажений смесителя равен нулю. Однако при достаточно большой амплитуде U_{m2} в транзисторе $T3$ возникают гармоники с частотами $m\omega_2$ и, если $U_{m1} > \varphi_T$, на выходе смесителя появляются нелинейные искажения.

Полоса пропускания смесителя определяется свойствами нагрузочного фильтра. Входные сопротивления смесителя совпадают с соответствующими сопротивлениями для схемы ДУ.

Проделанный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Смеситель может работать в двух режимах: а) в режиме перемножения, когда выходное напряжение пропорционально произведению амплитуд обоих выходных напряжений; б) в ключевом режиме, когда величина напряжения, подаваемого на дифференциальный каскад, почти не влияет на выходное напряжение. Последний используется для подавления влияния пульсаций амплитуды U_{m1} на выходное напряжение смесителя.

2. Смеситель создает спектр гармоник $n\omega_1 \pm m\omega_2$, где n и m — в общем случае натуральные целые числа. При $U_{m1} < \varphi_T$ n равно нулю или единице. Если токопитающий каскад работает в линейном режиме, то m также равно нулю или единице.

3. Нелинейные искажения смесителя очень малы. Они определяются только искажениями, вносимыми токопитающим каскадом, и слабо зависят от коэффициента гармоник напряжения u_1 . Поэтому источник напряжения u_1 удобно использовать в качестве гетеродина.

4. В смесителе почти полностью отсутствует влияние входного u_1 и выходного $u_{\text{вых}}$ напряжений на источник напряжения u_2 . Однако напряжения u_2 и $u_{\text{вых}}$ оказывают некоторое влияние на источник напряжения u_1 , так как входной ток смесителя содержит гармоники всех комбинационных частот.

5. Управление крутизной преобразования можно осуществлять изменением крутизны S_3 , например, шунтируя резистор $R7$ по переменному току внешними элементами.

6. При $\omega_1 = \omega_2$ в спектре выходных токов смесителя присутствует составляющая, пропорциональная $\cos \varphi$, т. е. схема может использоваться в качестве фазового детектора.

7. В режиме перемножения смеситель может применяться как амплитудный или балансный модулятор (см. § 3.5 и 3.6).

Пример расчета параметров смесителя частот

Определим основные параметры смесителя, выполненного на основе микросхемы К1УТ981 (рис. 2.2). Исходные данные: температура 20°C ($\varphi_T \approx 25$ мВ), напряжение гетеродина $u_1 = 0,2$ В с частотой 500 кГц, напряжение сигнала $u_2 = 0,1 \dots 0,9$ В с частотой 498... 499 кГц, напряжения источников питания $E_1 = E_2 = 6,3$ В. Требуется выделить сигнал разностной частоты.

Учитывая соотношение входных и выходных частот смесителя, в качестве нагрузки целесообразно применить RC-фильтр нижних частот (рис. 3.1). Роль сопротивлений фильтра будут выполнять резисторы $R1$ и $R2$ микросхемы (рис. 2.2), к выводам 10 и 12 которой необходимо подключить дополнительные внешние конденсаторы фильтра $C1$ и $C2$, соединенные с общей точкой источников питания. Емкость конденсатора фильтра должна удовлетворять условиям

$$1/\omega_1 R_1 \ll C_1 \ll [R_1 (\omega_1 - \omega_2)_{\text{макс}}]^{-1}.$$

Чем больше емкость C_1 , тем лучше фильтрация напряжения гетеродина и сигнала на выходе смесителя, но тем сильнее зависимость угла сдвига фаз между выходным и входным напряжениями от частоты сигнала. Выбираем $C_1 = C_2 = 1000$ пФ.

Так как напряжение сигнала достаточно большое, то для обеспечения линейности амплитудной характеристики смесителя напряжение u_2 необходимо подать (через разделительный конденсатор) на вход токопитающего каскада микросхемы [рис. 2.2 (вывод 1)]. Напряжение гетеродина u_1 следует подать на вход дифференциального каскада (рис. 2.2, выводы 4 и 11).

Принимаем $\alpha_3 = 0,98$, $U_{БЭЗ} = 0,7$ В и по формуле (1.25) определяем значение питающего тока $I_0 \approx 0,54$ мА. Верхняя граница диапазона линейности амплитудной характеристики смесителя по входному напряжению u_2 согласно формуле (1.29) составляет 1,38 В, что с запасом превышает максимальную амплитуду сигнала $U_{m2} = 1,27$ В.

По формуле (1.28) определяем крутизну каскада на транзисторе ТЗ (рис. 2.2) $S_3 \approx 0,4$ мА/В, а по формуле (3.2) — крутизну преобразования $S_{прб2} \approx -0,124$ мА/В (принимаем $\alpha_2 \approx 0,98$); значение $b_1 \approx -0,635$ находим согласно рис. 1.4 для $U_{см}/\varphi_T = 0$ и $U_m/\varphi_T = U_{m1}/\varphi_T = 11,3$).

Пренебрегая большим входным сопротивлением выходных эмиттерных повторителей по сравнению с сопротивлением резисторов $R1$ и $R2$, определяем коэффициент передачи для симметричного выхода с эмиттерных повторителей, равный $K_{1-2\text{ эп}} \approx -2S_{прб2}R_1K_{эп}$. Принимая коэффициент передачи по напряжению эмиттерных повторителей $K_{эп} = 0,98$, определяем $K_{1-2\text{ эп}} \approx 2,4$.

Входные и выходные сопротивления смесителя определяются так же, как и для схемы ДУ (см. § 2.1).

Полоса пропускания, коэффициенты подавления напряжения гетеродина и входного напряжения на выходе смесителя, а также фазово-частотная характеристика схемы смесителя находятся известными методами по характеристикам нагрузочного фильтра.

3.2. Преобразователи частоты

Ввиду наличия трех активных элементов схема ДУ может одновременно выполнять две функции: генерирование и смешивание частоты входного сигнала с частотой генерируемых колебаний, т. е. преобразование частоты входного сигнала.

При построении генераторов на основе ДУ все входы схемы одновременно, как правило, не используются. Использование свободных входов для управления крутизной либо дифференциального, либо токопитающего каскада (т. е. для управления соответственно распределением тока I_0 между транзисторами дифференциального каскада либо величиной самого тока I_0) позволяет для преобразования частоты использовать практически любую из рассмотренных ранее схем генераторов. Конкретная схема преобразователя выбирается с учетом диапазона частот входного и выходного сигналов, допустимой нестабильности частоты выходного напряжения, а также требований по развязке источника сигнала и последующих каскадов.

Один из вариантов схемы преобразователя частоты приведен на рис. 3.3. На дифференциальном каскаде выполнен LC-генератор, частота которого определяется параметрами контура $L1C1$. Положительная обратная связь осуществляется с помощью конденсатора $C4$. Входной сигнал подается на токопитающий каскад, а выходной снимается с контура $L2C2$, настроенного на требуемую

комбинационную частоту. Работа преобразователя основана на том же принципе, что и работа смесителя, рассмотренного в предыдущем параграфе.

При расчете схему преобразователя можно рассматривать как смеситель, условно полагая, что оба входных сигнала являются внешними. Выбрав требуемый режим работы смесителя на основе соотношений, приведенных в § 3.1, рассчитывают схему как генератор с заданной амплитудой тока или напряжения первой гармоники. При этом можно воспользоваться результатами анализа, изложенными в § 2.3.

Практика показывает, что преобразователь частоты на ДУ обладает более высокими качественными показателями, чем обычные [12] преобразователи на одном транзисторе.

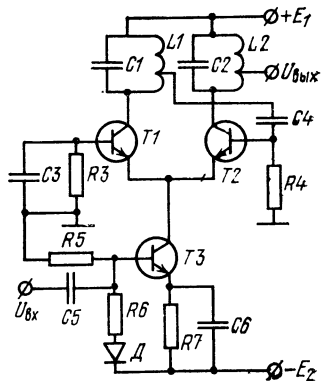


Рис. 3.3. Принципиальная схема преобразователя частоты.

3.3. Умножитель частоты

Гармонический анализ выходных токов показывает, что ДУ может успешно использоваться для умножения частоты. Спектр входного сигнала обогащается за счет нелинейности передаточных характеристик ДУ.

Схема гармонического умножителя частоты приведена на рис. 3.4. Нагрузкой умножителя является контур $L1C1$ (или система контуров), настроенный на требуемую гармонику. Этот контур

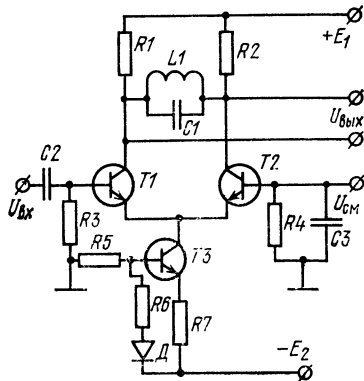


Рис. 3.4. Принципиальная схема умножителя частоты.

может включаться как между коллекторами транзисторов $T1$ и $T2$ (рис. 3.4), так и в цепь одного из них. С помощью подобного умножителя можно одновременно получить два колебания различных частот, соответствующих различным гармоникам входного сигнала. Для этого в коллекторные цепи транзисторов $T1$ и $T2$ следует включить два независи-

мых друг от друга контура, настроенных на нужные гармоники.

При симметричном выходе коэффициент передачи множителя вдвое больше, чем при несимметричном. Если используемая ИМС не имеет коллекторных резисторов, напряжение питания от источника E_1 подводится к средней точке катушки $L1$. В этом случае побочные гармоники подавляются лучше, так как уменьшается шунтирование нагрузочного контура.

Выбор оптимального режима работы множителя (например, с точки зрения максимального выходного напряжения или наилучшего подавления побочных гармоник при заданных коэффициенте умножения и входном напряжении) осуществляется подачей определенного напряжения смещения $U_{см}$ на базу транзистора $T2$ (рис. 3.4), которая по входной частоте замкнута на корпус с помощью конденсатора $C3$.

Необходимый коэффициент умножения n обеспечивается настройкой контура $L1C1$ на частоту $n\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$.

В симметричной схеме ($R_1=R_2$) амплитуда напряжения k -й гармоники на контуре $L1C1$ равна

$$U_{\text{вых}m}(k) = 2a_2 I_0 R_{K_{\text{экв}}} |b_k|, \quad (3.4)$$

где $R_{K_{\text{экв}}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзистора $T2$; $R_{K_{\text{экв}}} = R_2 |Z_K| / (2R_2 + |Z_K|)$; Z_K — модуль сопротивления контура $L1C1$ с эквивалентной добротностью Q и характеристическим сопротивлением $\rho = \sqrt{L_1/C_1}$ на k -й гармонике входного сигнала (сопротивление нагрузки множителя учитывается эквивалентной добротностью Q);

$$|Z_K| = \frac{Q\rho}{\sqrt{1 + Q^2 [(k^2 - n^2)/nk]^2}} = Q\rho \quad \text{при } k = n,$$

$$|Z_K| = \frac{Q\rho}{\sqrt{1 + Q^2 [(k^2 - n^2)/nk]^2}} \approx \frac{nkp}{|k^2 - n^2|} \quad \text{при } k \neq n.$$

Так как амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}m}(k)$ пропорциональна $|b_k|$, то выбирать режим работы множителя, т. е. определять оптимальные значения амплитуды U_m входного напряжения и напряжения смещения $U_{см}$ в каждом конкретном случае удобно по графикам, приведенным на рис. 1.4. Из этих граffi-

ков видно, что для получения максимального выходного напряжения следует выбирать возможно большую амплитуду входного напряжения. Однако в силу ограниченности коэффициентов b_n ($|b_n|_{\text{макс}} = 2/k\pi$, см. § 1.3) увеличение U_m сопровождается уменьшением коэффициента передачи схемы по напряжению. Практически амплитуду U_m целесообразно выбирать такой, при которой значение коэффициента b_n достигает примерно $0,8|b_n|_{\text{макс}}$. При выборе величин U_m и $U_{\text{см}}$ необходимо также соблюдать условие $U_m + |U_{\text{см}}| \leq U_{\text{вх макс}}$, где $U_{\text{вх макс}}$ — максимально допустимое для данной ИМС дифференциальное входное напряжение.

При нечетном коэффициенте умножения частоты оптимальный режим работы схемы получается при нулевом напряжении смещения. В этом случае коэффициент передачи имеет максимальное значение и в спектре выходного сигнала отсутствуют четные гармоники при любом способе снятия выходного напряжения, т. е. независимо от симметрии нагрузки. Обычные двухтактные умножители частоты этим свойством не обладают, и отсутствие четных гармоник на выходе таких схем достигается взаимной компенсацией этих гармоник в симметричной нагрузке. При четном коэффициенте умножения напряжение смещения обязательно должно быть отличным от нуля. В таком режиме возможно полное подавление какой-либо одной из побочных гармоник. Таким образом, при нечетных коэффициентах умножения схема характеризуется лучшими показателями, чем при четных.

Коэффициент подавления k -й гармоники в общем случае, как следует из формулы (3.4), определяется выражением

$$N_k = \frac{U_{\text{вых } m}(n)}{U_{\text{вых } m}(k)} = \left| \frac{b_n Q [nk\rho + 2R_2 |k^2 - n^2|]}{b_k k n \rho (Q\rho + 2R_2)} \right|. \quad (3.5)$$

Если $U_{\text{см}} = 0$ и $U_m \rightarrow \infty$ (практически $U_m > 20\varphi_T$), то при нечетных k и n

$$N_k \approx \frac{Q(nk\rho + 2R_2 |k^2 - n^2|)}{n^2(Q\rho + 2R_2)}. \quad (3.6)$$

Анализ последнего выражения показывает, что коэффициент подавления первой гармоники практически не

зависит от коэффициента умножения и равен

$$N_1 \approx \frac{Q}{1 + Q\rho/2R_2}. \quad (3.7)$$

В множителе с нечетным коэффициентом умножения наименьшему подавлению подвергается ближайшая к выделяемой нижняя гармоника (с номером $k=n-2$), причем

$$N_{\text{мин}} \approx 4N_1(n-1)/n^2. \quad (3.8)$$

Отсюда видно, что коэффициент подавления изменяется примерно обратно пропорционально коэффициенту умножения. Так как амплитуды гармоник в спектре выходных токов ДУ убывают сравнительно медленно, то множитель можно использовать для получения значительных коэффициентов умножения. Однако чем больше номер гармоники, тем сложнее ее выделить и тем меньше коэффициент подавления побочных составляющих. При заданной величине $N_{\text{мин}}$ и выбранных значениях ρ и Q максимальный коэффициент умножения определяется из условия

$$n \leq \frac{4Q}{N_{\text{мин}}(1 + Q\rho/2R_2)}. \quad (3.9)$$

Полоса умножения входных частот на уровне $\sqrt{2}/2$ резонансного выходного напряжения равна

$$\Delta\omega = (\omega/Q)(1 + Q\rho/2R_2).$$

Потребляемые токи и входное сопротивление множителя рассчитываются так же, как и для ДУ в режиме усиления. Максимальная частота выходного сигнала определяется свойствами используемой ИМС.

Проделанный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. По сравнению со схемами обычных двухтактных умножителей частоты рассмотренная схема обладает улучшенными параметрами.

2. При нечетном коэффициенте умножения достигается наилучшее подавление побочных гармоник, которое не зависит от симметрии нагрузки.

3. Так как одноименные гармоники коллекторных токов транзисторов дифференциального каскада противофазны независимо от номера гармоники (см. § 1.3),

то использование суммы коллекторных токов для увеличения выходного напряжения, как это делается в обычных двухтактных умножителях частоты при четном коэффициенте умножения [14], невозможно. Нагрузка умножителя частоты на ДУ со стабилизированным эмиттерным током может включаться либо между коллекторами дифференциального каскада, либо в цепь одного из них как при нечетном, так и при четном коэффициенте умножения.

Практическая схема двухкаскадного умножителя частоты, выполненного на основе микросхемы К1УС754 (рис. 3.5), показана на рис. 3.6. Входная частота умножителя 10 МГц, выходная 120 МГц. В первом каскаде осуществляется умножение на четыре. Контур $L1C3$, собственная добротность которого равна 150, настроен на частоту 40 МГц ($L_1 \approx 0,5$ мкГ с отводами от четвертой части витков каждой половины катушки, считая от средней точки). Оптимальный режим работы каскада

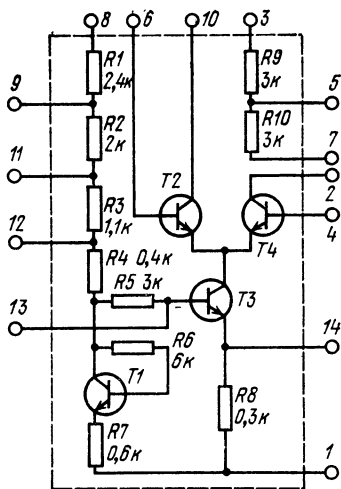


Рис. 3.5. Принципиальная схема микросхемы К1УС754.

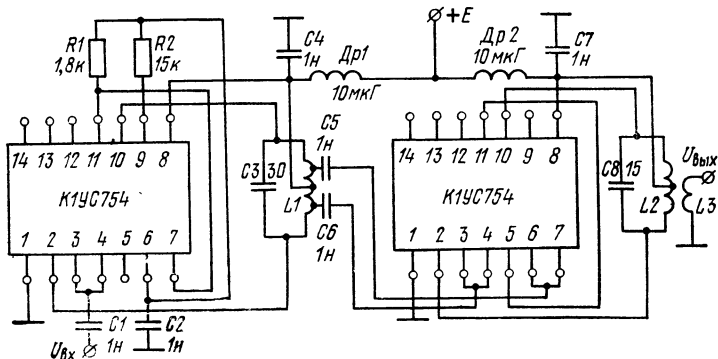


Рис. 3.6. Принципиальная схема двухкаскадного умножителя частоты.

подбирается с помощью резистора $R1$. При входном напряжении 0,5 В напряжение смещения между базами транзисторов $T2$ и $T4$ (т. е. между выводами 6 и 4, см. рис. 3.5) должно составлять 190...200 мВ. Второй каскад умножителя является утроителем частоты. Контур $L2C8$ (рис. 3.6) с добротностью 170 настроен на частоту 120 МГц ($L_2 \approx 0,12$ мкГ). Выходной сигнал снимается с катушки связи $L3$, расположенной между витками катушки $L2$ ($W_2/W_3 \approx 4$). Второй каскад работает в оптимальном режиме при нулевом напряжении смещения. При входном напряжении 0,5 В выходное напряжение умножителя, нагруженного на сопротивление 50 Ом, равно 200 мВ. При этом подавление гармоник с частотами 40; 60; 80; 160; 240 и 360 МГц составляет соответственно 35; 35; 35; 25; 15 и 25 дБ. Гармоники с другими частотами подавляются не меньше чем на 50 дБ. Ток, потребляемый умножителем, при напряжении питания 9 В равен 6,5 мА.

3.4. Делитель частоты

Из существующих схем делителей частоты гармонических колебаний наиболее широко используются делители регенеративного типа [14].

Функциональная схема регенеративного делителя частоты приведена на рис. 3.7. Входной сигнал частоты ω поступает на вход смесителя частоты, который охвачен положительной обратной связью через умножитель частоты с коэффициентом умножения $n-1$, где n — требуемый коэффициент деления частоты. Частота выходного сигнала смесителя ω/n равна разности

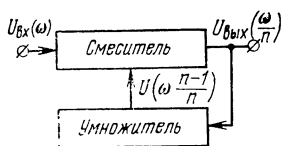


Рис. 3.7. Функциональная схема регенеративного делителя частоты гармонических колебаний.

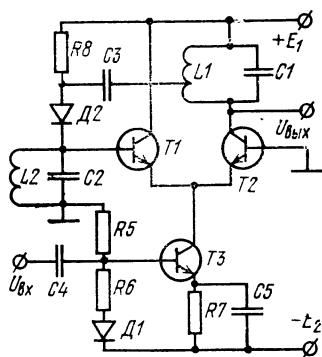


Рис. 3.8. Принципиальная схема делителя частоты гармонических колебаний.

частот входного сигнала ω и выходного сигнала умножителя $\omega(n-1)/n$. Глубина обратной связи выбирается такой, чтобы при отсутствии входного сигнала в схеме делителя частоты не было собственной генерации. Если входной сигнал делителя мал, то на смеситель его подают через усилитель. Таким образом, делитель частоты регенеративного типа состоит из функциональных элементов, которые могут быть выполнены на основе ДУ.

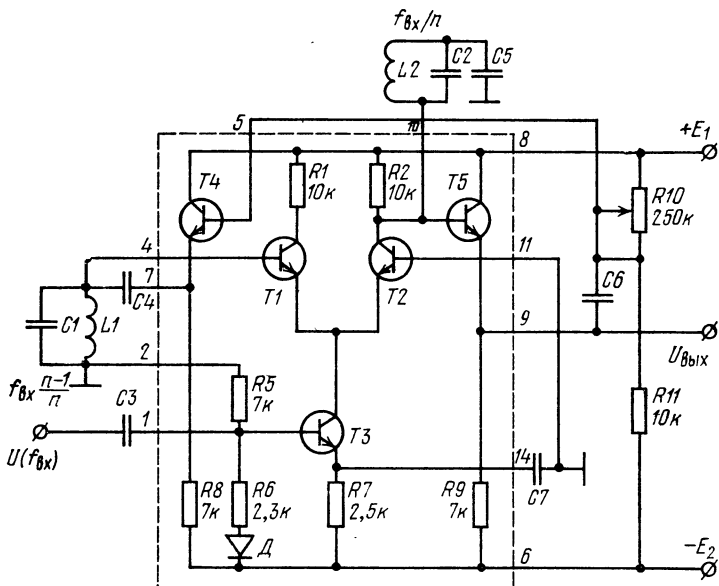


Рис. 3.9. Делитель частоты на основе микросхемы К1УТ981.

Принципиальная схема делителя частоты, в которой ДУ используется в качестве смесителя, изображена на рис. 3.8. Входное напряжение частоты ω подается на токопитающий каскад. В коллекторную цепь транзистора T_2 включен настроенный на частоту ω/n колебательный контур L_1C_1 , с которого снимается выходное напряжение делителя. С части этого контура напряжение подается на умножитель частоты, выполненный на диоде D_2 и контуре L_2C_2 . Рабочая точка диода выбирается с помощью резистора R_8 . С контура L_2C_2 напряжение положительной обратной связи подается на базу транзистора T_1 . Конденсаторы C_3 и C_4 — разделительные. Кон-

денсатор $C5$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току в токопитающем каскаде, что повышает чувствительность схемы.

Умножитель частоты на диоде применяется при коэффициентах деления $n \leq 7 \dots 8$. Для устойчивой работы при больших коэффициентах деления умножитель необходимо выполнять на отдельном ДУ.

В коллекторную цепь транзистора $T1$ может быть включен дополнительный нагрузочный контур, настроенный на частоту $[m \pm (n-1)/n]\omega$, где $m=0, 1, 2, \dots, n=2, 3, \dots$. Такая схема может осуществлять деление в дробное число раз: $1/[m \pm (n-1)/n]$.

Практически при коэффициентах деления $n=2 \dots 7$ подавление 2, 3, 4, 5, 6, 7-й гармоник выходного сигнала частоты 100 кГц в делителе (рис. 3.9) на основе микросхемы К1УТ981 (рис. 2.2) составляет соответственно 18; 30; 28; 35; 36; 40 дБ. Минимальная величина входного сигнала равна 30 мВ. Полоса устойчивого деления относительно средней частоты входного сигнала составляет 3...7%. При входном напряжении 40 мВ выходное напряжение схемы в зависимости от коэффициента деления равно 2,2...2,6 В при напряжении питания 6,3 В. При практической реализации регенеративных делителей частоты требуется тщательная настройка и экранирование контуров.

3.5. Балансный модулятор-усилитель

Принципиальная схема балансного модулятора, выполненного на основе ДУ, показана на рис. 3.10. Работа модулятора основана на выделении в нагрузке напряжения, пропорционального разности двух токов несущей частоты, противофазно модулированных по амплитуде входным сигналом. Модуляция сопровождается усилением сигнала. Напряжение несущей частоты подается на базу транзистора токопитающего каскада, модулирующий входной сигнал — на дифференциальный каскад. Выходное напряжение можно снимать только симметрично.

Для балансировки схемы по постоянному току в цепь базы транзистора $T2$ вводится небольшое напряжение смещения $U_{см}=0 \pm 10$ мВ. Балансировка может осуществляться с помощью резистора переменного сопротив-

ления, средняя точка которого соединена с общей точкой схемы, а к крайним подключены свободные выводы базовых резисторов $R3$ и $R4$.

Контур $L1C1$, настроенный на частоту несущей, осуществляет фильтрацию выходного напряжения модулятора. При низких несущих частотах (менее 100 кГц) применение контура нецелесообразно, так как приводит к уменьшению коэффициента передачи схемы и лишь к незначительному ослаблению побочных гармоник. Если же несущая частота достаточно высока, в модуляторе имеет смысл применять ИМС без коллекторных нагрузочных резисторов. В этом случае напряжение питания подводится к средней точке катушки $L1$. Качественные показатели схемы при этом улучшаются из-за увеличения эквивалентной добротности нагрузочной цепи модулятора.

Определим некоторые параметры балансного модулятора. Пусть на входы схемы поданы модулирующее напряжение $u_1(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t$ и напряжение несущей частоты $u_2(t) = U_{m2} \cos \omega_2 t$, причем $\omega_1 \ll \omega_2$. Будем считать, что параметры ИМС не зависят от частоты.

Можно показать, что в симметричной и сбалансированной схеме при работе транзистора $T3$ в линейном режиме разность коллекторных токов транзисторов $T1$ и $T2$ равна

$$i_{K1}(t) - i_{K2}(t) = 2\alpha I_0 \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cos k\omega_1 t + \alpha S_2 U_{m2} \sum_{k=1}^{\infty} b_k [\cos(\omega_2 - k\omega_1)t + \cos(\omega_2 + k\omega_1)t], \quad (3.10)$$

причем для четных номеров k коэффициенты $b_k = 0$.

В силу резонансных свойств нагрузочного контура на выходе будут выделены гармоники с частотами $\omega_2 - \omega_1$, $\omega_2 + \omega_1$ и подавлены все остальные. С точки зре-

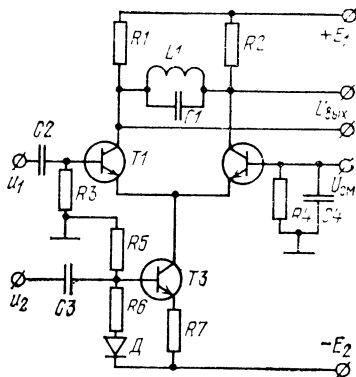


Рис. 3.10. Принципиальная схема балансного модулятора.

ния чистоты спектра выходного сигнала модулятора желательно работать при малых амплитудах модулирующего сигнала ($U_{m1} < \varphi_T$). В этом случае $b_1 \approx -U_{m1}/4\varphi_T$, а прочие коэффициенты $b_k \approx 0$. При этом контур *LICI* необходим лишь для подавления составляющей частоты ω_1 , которая имеется в спектре разностного тока $i_{K1}(t) - i_{K2}(t)$, протекающего через нагрузку, наряду с двумя полезными боковыми составляющими с частотами $\omega_2 - \omega_1$ и $\omega_2 + \omega_1$. Дополнительное подавление гармоник с частотой сигнала можно осуществить с помощью *RC*-фильтра на выходе схемы, например с помощью обычной разделительной цепочки.

На выходе модулятора (т. е. на контуре *LICI*) действует напряжение

$$u_{\text{вых}}(t) = ab_1 S_3 R_K U_{m2} [\cos(\omega_2 - \omega_1)t + \cos(\omega_2 + \omega_1)t], \quad (3.11)$$

где

$$R_K = R_2 Q \rho / (2R_2 + Q \rho);$$

Q и ρ — эквивалентная добротность (с учетом сопротивления нагрузки) и характеристическое сопротивление контура *LICI*.

Из выражения (3.11) следует, что амплитудная характеристика модулятора полностью определяется зависимостью $b_1 = b_1(U_{m1})$, график которой приведен на рис. 3.11 (кривая 1). Как видно из графика, при $U_{m1} < \varphi_T$ амплитудная характеристика модулятора практически линейна. Коэффициент передачи модулятора в этом случае равен

$$K \approx a R_K S_3 U_{m2} / 4\varphi_T. \quad (3.12)$$

Для оценки линейности амплитудной характеристики на рис. 3.11 показана прямая 2, определяемая выражением $b_1 = -U_{m1}/\varphi_T$, которая практически совпадает с этой характеристикой при $U_{m1} < \varphi_T$.

Из выражения (3.11) следует, что схема балансного

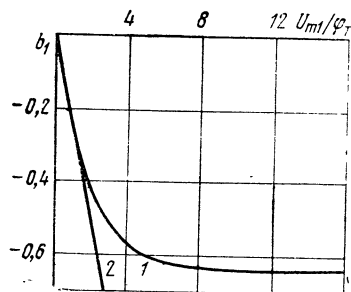


Рис. 3.11. Зависимость коэффициента разложения первой гармоники коллекторного тока ДУ от относительной величины амплитуды дифференциального входного напряжения.

модулятора полностью переносит паразитную амплитудную модуляцию несущей на выходное напряжение.

Заметим, что квадратичный вольтметр, подключенный к выходу модулятора, измеряет действующее значение выходного сигнала, численно равное амплитуде напряжения боковой частоты, которая, в свою очередь, составляет половину амплитуды огибающей выходного балансно-модулированного напряжения.

Качество балансного модулятора тем выше, чем меньше уровень несущей на выходе схемы. Степень просачивания напряжения несущей частоты на выход зависит от точности балансировки схемы по постоянному току, от симметрии нагрузки в коллекторных цепях транзисторов $T1$, $T2$ и симметрии базовых цепей этих транзисторов. Даже незначительная несимметрия базовых цепей вызывает появление на входе дифференциального каскада разностного напряжения несущей частоты, которое усиливается и выделяется на нагрузке.

Для уменьшения уровня напряжения несущей на выходе модулятора следует применять ИМС с малым напряжением смещения нуля и широкой полосой рабочих частот. С этой же целью необходимо тщательно симметризовать нагрузку и базовые цепи транзисторов $T1$ и $T2$. Желательно, чтобы источник модулирующего напряжения имел симметричный выход и обладал малым выходным сопротивлением.

Коэффициент подавления несущей, представляющий собой отношение амплитуды гармоники боковой частоты к амплитуде несущей на выходе схемы, не зависит от величины напряжения несущей на входе схемы, но зависит от модулирующего напряжения. Чем больше величина последнего, тем больше коэффициент подавления несущей. Поэтому на вход модулятора желательно подавать сигнал, соответствующий верхней границе линейного участка амплитудной характеристики модулятора, т. е. сигнал с амплитудой 20 ... 25 мВ. Практически коэффициент подавления несущей составляет 23 ... 27 дБ.

Для получения максимального коэффициента передачи модулятора резистор $R7$ (рис. 3.10) целесообразно шунтировать конденсатором, увеличивая тем самым крутизну S_3 . Амплитуду напряжения несущей U_{m2} следует выбирать такой, чтобы токопитающий каскад на

транзисторе $T3$ работал на границе линейного участка передаточной характеристики.

Частотно-избирательные свойства схемы определяют контуром $L1C1$. Полоса пропускания модулятора для преобразованного сигнала равна

$$\Delta\omega = \omega_2 \rho \sqrt{d^2 - 1} / 2R_K,$$

где $1/d$ — уровень, на котором отсчитывается полоса пропускания. Максимальная частота модулирующего сигнала не должна превышать $\Delta\omega/2$.

Входные сопротивления, максимальная частота несущей и потребляемые балансным модулятором токи определяются выбранной ИМС. Взаимное влияние цепей источников входных и выходных сигналов такое же, как в схеме смесителя частот.

Проделанный анализ показывает, что по сравнению со схемами ключевых транзисторных и диодных балансных модуляторов в рассмотренной схеме одновременно с модуляцией осуществляется усиление. Поэтому схема характеризуется большим коэффициентом передачи при той же величине коэффициента подавления несущей.

3.6. Амплитудный модулятор

Смеситель частот, рассмотренный выше (§ 3.1), может использоваться также в качестве амплитудного модулятора. При этом возможны два способа подачи на схему входных напряжений, соответственно чему определяются и способы снятия выходного сигнала.

1. Если колебания высокой частоты (несущей) подаются на вход токопитающего каскада, а модулирующий сигнал низкой частоты — на дифференциальный вход схемы, то выходное напряжение может сниматься только несимметрично. В этом случае модулятор отличается высокой чувствительностью к входному сигналу, но малой допустимой глубиной модуляции, что связано с появлением значительных нелинейных искажений в дифференциальном каскаде. Как следует из выражения (3.1) коэффициент глубины модуляции

$$M = 2|b_1/b_0|.$$

В случае когда $U_{см} = 0$, модулятор имеет максимальный коэффициент передачи, а его амплитудная характе-

ристика — наибольшую протяженность линейного участка. При этом $b_0=1$ и $M=2|b_1|$.

Если $U_{m1} < \varphi_T$, то коэффициент нелинейных искажений не превышает 3% (см. рис. 1.5), модуль коэффициента разложения $|b_1|=U_{m1}/4\varphi_T$ и $M=U_{m1}/2\varphi_T$.

Таким образом, при допустимой величине коэффициента нелинейных искажений 3% допустимая амплитуда модулирующего сигнала $U_{m1}=\varphi_T$, а коэффициент глубины модуляции не может превышать 50%.

Амплитудная характеристика рассматриваемого модулятора, как и балансного модулятора, определяется зависимостью $b_1=b_1(U_{m1})$ (см. рис. 3.11). Другие характеристики и параметры модулятора совпадают с соответствующими характеристиками и параметрами смесителя частот.

2. Если высокочастотное напряжение $u_1(t)$ подается на дифференциальный вход, а модулирующий сигнал $u_2(t)$ — на токопитающий каскад, то выходное напряжение может сниматься как симметрично, так и несимметрично. Предпочтительнее использовать симметричный выход, так как в этом случае выходной сигнал вдвое больше сигнала, снимаемого с несимметричного выхода, и не содержит постоянной составляющей. На основании формулы (3.10) находим, что коэффициент глубины модуляции в этом случае равен

$$M=S_3U_{m2}/I_0,$$

т. е. определяется глубиной модуляции питающего тока I_0 низкочастотным входным напряжением. Отсюда следует, что допустимая глубина модуляции и коэффициент нелинейных искажений зависят от степени нелинейности передаточной характеристики токопитающего каскада. Чем больше глубина отрицательной обратной связи в этом каскаде, тем лучше линейность его передаточной характеристики, но меньше крутизна S_3 (см. § 1.5), а значит, тем хуже чувствительность модулятора к входному сигналу. Практически при допустимом коэффициенте нелинейных искажений порядка 3% допустимая глубина модуляции может достигать 90%. Амплитуда модулирующего напряжения U_{m2} при этом выбирается примерно равной I_0R_7 , а сопротивление резистора обратной связи R_7 (рис. 1.1) должно составлять единицы килоом.

Если амплитуда несущей частоты $U_{m1} < \Phi_T$, в спектре выходного сигнала содержатся только несущая и боковые частоты. При $U_{m1} > \Phi_T$ в спектре появляются гармоники несущей со своими боковыми частотами, которые тем интенсивнее, чем больше U_{m1} . Однако применение в качестве нагрузки модулятора резонансного контура, настроенного на частоту несущей, позволяет существенно ослабить побочные составляющие в спектре выходного сигнала. Повышение U_{m1} целесообразно с точки зрения увеличения коэффициента передачи модулятора.

Основные параметры модулятора могут быть определены с помощью соотношений, приведенных в § 3.1.

Сравнение рассмотренных вариантов применения ДУ в качестве амплитудного модулятора показывает, что второй вариант характеризуется лучшими качественными показателями.

3.7. Фазовый детектор

Как показано в § 3.1, ДУ может использоваться в качестве фазового детектора (ФД). Принципиальная схема ФД приведена на рис. 3.12. Работа схемы основана на распределении коллекторного тока транзистора T_3 , изменяющегося под действием опорного напряжения $u_2(t)$, между транзисторами дифференциального каскада T_1 и T_2 , на вход которого подается напряжение $u_1(t)$, сдвинутое относительно опорного на угол ϕ . На выходе дифференциального каскада выделяется напряжение, пропорциональное разности постоянных составляющих коллекторных токов транзисторов T_1 и T_2 .

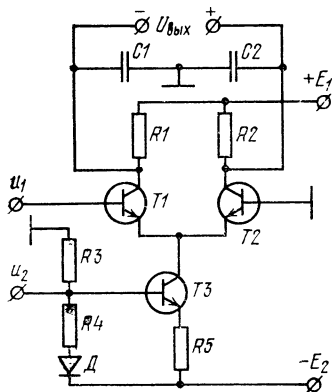


Рис. 3.12. Принципиальная схема ФД.

Рассмотрим работу ФД в области частот, в которой параметры транзисторов можно полагать частотно-независимыми. При этом будем иметь в виду два случая. В первом напряжения $u_1(t)$ и $u_2(t)$ — гармонические функции времени, во втором $u_1(t)$ — гармоническая

функция, а $u_2(t)$ — напряжение прямоугольной формы («меандр»), первая гармоника которого сдвинута относительно напряжения $u_1(t)$ на угол φ .

1-й случай. Пусть на схему подаются напряжения $u_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi)$ и $u_2(t) = U_{m2} \cos \omega t$, причем каскад на транзисторе $T3$ работает в линейном режиме.

Конденсаторы $C1$ и $C2$ образуют с нагрузочными резисторами $R1$ и $R2$ фильтры нижних частот, постоянные времени которых значительно больше периода входных напряжений. Практически емкости конденсаторов выбирают из условия

$$C_1 = C_2 \geq 20\pi/\omega R_2. \quad (3.13)$$

При этом выходное напряжение ФД определяется постоянными составляющими I_{K1} и I_{K2} коллекторных токов транзисторов $T1$ и $T2$, которые на основании выражений (1.13), (1.14) и (1.26) равны

$$I_{K1} = \frac{a_1}{2} (a_0 I_0 + a_1 S_3 U_{m2} \cos \varphi);$$

$$I_{K2} = \frac{a_2}{2} (b_0 I_0 + b_1 S_3 U_{m2} \cos \varphi).$$

В симметричной схеме ($a_1 = a_2$, $R_1 = R_2$) при отсутствии внешнего напряжения смещения $U_{см}$ и внутреннего напряжения смещения нуля коэффициент $a_0 = b_0 = 1$ и $a_1 = -b_1$. Поэтому выходное напряжение ФД равно

$$U_{\text{вых}} = (I_{K1} - I_{K2}) R_2 = -a_2 b_1 S_3 R_2 U_{m2} \cos \varphi. \quad (3.14)$$

Из выражения (3.14), определяющего характеристику детектирования схемы, видно, что нормированной характеристикой ФД в рассматриваемом режиме работы является косинусоида.

При наличии на выходе схемы сопротивления нагрузки R_n в формулы (3.13), (3.14) и последующие вместо R_2 необходимо подставлять $R_2 R_n / (2R_2 + R_n)$.

Выходное напряжение ФД прямо пропорционально амплитуде U_{m2} и в общем случае нелинейно зависит от амплитуды U_{m1} . Выражение (3.14) и график зависимости коэффициента b_1 от U_{m1}/φ_T (рис. 3.11), соответствующий $U_{см} = 0$, показывают, что при $U_{m1} < \varphi_T$ выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ прямо пропорционально U_{m1} , а при $U_{m1} \geq 7\varphi_T$ напряжение $U_{\text{вых}}$ зависит от U_{m1} весьма слабо. Последний случай соответствует работе диф-

ференциального каскада в ключевом режиме, который выгодно использовать для подавления нежелательного влияния флуктуаций амплитуды напряжения $u_1(t)$ на выходное напряжение ФД.

Максимальное выходное напряжение

$$U_{\text{вых макс}} = \alpha_2 |b_1| S_3 R_2 U_{m2}$$

соответствует разности фаз $\varphi=0$ и достигается при максимальных значениях $|b_1|$ и U_{m2} . Наибольшая величина модуля коэффициента b_1 равна $2/\pi$, а наибольшее значение U_{m2} соответствует верхней границе линейного участка передаточной характеристики каскада на транзисторе ТЗ.

Для нормальной работы ФД необходимо, чтобы все транзисторы схемы работали без насыщения коллекторных токов. Крутизна характеристики ФД (характеристика чувствительности) определяется соотношением

$$S_{\text{ФД}} = dU_{\text{вых}}/d\varphi = \alpha_2 b_1 S_3 R_2 U_{m2} \sin \varphi.$$

Коэффициент передачи ФД по напряжению U_{m2}

$$K_2 = (dU_{\text{вых}}/dU_{m2})|_{\varphi=0} = \alpha_2 b_1 S_3 R_2.$$

Дифференциальный коэффициент передачи ФД по напряжению U_{m1}

$$K_1 = dU_{\text{вых}}/dU_{m1}|_{\varphi=0}$$

зависит от самой величины U_{m1} . Если $U_{m1} < \varphi_T$, то $b_1 = -U_{m1}/4\varphi_T$ и

$$K_1 = \alpha_2 S_3 R_2 U_{m2}/4\varphi_T.$$

Эта формула определяет наибольшее значение K_1 . Увеличение U_{m1} приводит к уменьшению коэффициента K_1 . При $U_{m1} > 7\varphi_T$, как следует из рис. 3.11, $\Delta b_1/\Delta U_{m1} \approx -1/10^3 \varphi_T$, поэтому

$$K_1 \approx \alpha_2 S_3 R_2 U_{m2}/10^3 \varphi_T.$$

Используя выражения (1.14) и (1.26), можно показать, что входное сопротивление дифференциального каскада равно

$$Z_{\text{вх1}} = \frac{U_{m1} [\cos(\varphi - \psi) + j \sin(\varphi - \psi)]}{(1 - \alpha_1) \sqrt{\frac{1}{4} S_3^2 U_{m2}^2 + b_1^2 I_0^2 - S_3 b_1 U_{m2} I_0 \cos \varphi}}, \quad (3.15)$$

причем

$$\operatorname{tg} \psi = -2b_1 I_0 \sin \varphi / (S_1 U_{m2} - 2b_1 I_0 \cos \varphi).$$

Это сопротивление является комплексным и зависит от величин обоих входных сигналов и фазового сдвига между ними. При сдвиге $\varphi = n\pi$ ($n=0, 1, 2, \dots$) сопротивление $Z_{\text{вх1}}$ имеет чисто активный характер; при $0 < \varphi < \pi$ его реактивная составляющая носит индуктивный характер, а при $\pi < \varphi < 2\pi$ — емкостный. В зависимости от соотношения величин U_{m1} , U_{m2} , I_0 и φ активная составляющая $Z_{\text{вх1}}$ может быть как положительной, так и отрицательной (при $|\varphi| > \pi/2$). Сложный характер зависимости $Z_{\text{вх1}}$ от входных напряжений объясняется связью источников напряжений u_1 и u_2 через цепи взаимодействующих каскадов схемы. Если напряжение u_2 отсутствует, т. е. $U_{m2}=0$, то, как следует из формулы (3.15), сопротивление $Z_{\text{вх1}}$ является чисто активным и зависит от величин U_{m1} и I_0 так же, как в ДУ (см. § 2.1).

Выходное сопротивление схемы практически равно сумме сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$. Верхняя граничная частота, дрейф выходного напряжения, входное сопротивление каскада на транзисторе $T3$ и потребляемые схемой токи определяются свойствами используемой ИМС.

Всякая несимметрия схемы приводит к различным отклонениям нормированной характеристики от косинусоиды и увеличению уровня нежелательных гармонических составляющих на выходе. Особенно сильно это проявляется при несимметрии базовых цепей транзисторов $T1$ и $T2$. Поэтому рекомендуется напряжение u_1 подавать на схему симметрично от источника с общей средней точкой и малым выходным сопротивлением. При несимметричной подаче напряжения u_1 , как показано на рис. 3.12, выходное сопротивление источника этого напряжения должно быть чисто активным и иметь малую величину. Если источник не удовлетворяет этим требованиям, то для симметрирования схемы базу транзистора $T2$ следует соединить с общей точкой через двухполюсник, эквивалентный выходному сопротивлению источника напряжения u_1 . Несимметрию схемы можно также компенсировать с помощью небольшого постоянного напряжения смещения, подаваемого на базу транзистора $T1$ (или $T2$).

Погрешность определения разности фаз по выходному напряжению ФД содержит систематическую и случайную составляющие. Первая зависит от степени несимметрии схемы, вторая — от нестабильности амплитуд входных напряжений, нестабильности источников питания и изменений температуры среды. Используя выражение (3.14), определяющее характеристику ФД, можно рассчитать величину случайной погрешности. Например, абсолютная погрешность $\Delta\varphi$, обусловленная изменением амплитуд сигналов, равна

$$\Delta\varphi = \begin{cases} -\left(\frac{\Delta U_{m1}}{U_{m1}} + \frac{\Delta U_{m2}}{U_{m2}}\right) \operatorname{ctg} \varphi & \text{при } U_{m1} < 7\varphi_T \\ -\left(\frac{\Delta U_{m1}}{10^3 \sigma_1 \varphi_T} + \frac{\Delta U_{m2}}{U_{m2}}\right) \operatorname{ctg} \varphi & \text{при } U_{m1} \geq 7\varphi_T \end{cases}$$

Практически относительные изменения амплитуд $\Delta U_{m1}/U_{m1}$ и $\Delta U_{m2}/U_{m2}$ могут находиться в пределах

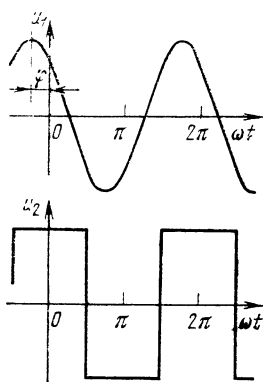


Рис. 3.13. Временные диаграммы напряжений, подаваемых на дифференциальный и токопитающий каскады ДУ.

0,01 ... 0,15. Отсюда видно, что при $U_{m1} < 7\varphi_T$ нестабильности амплитуд входных напряжений u_1 и u_2 одинаково влияют на точность определения разности фаз, а при $U_{m1} \geq 7\varphi_T$ погрешность $\Delta\varphi$ практически зависит только от изменений амплитуды U_{m2} . В обоих случаях погрешность $\Delta\varphi$ сильно зависит от величины сдвига φ . В окрестности значения $\varphi = \pi/2$ погрешность имеет минимальную величину, близкую к нулю, а в окрестности значений $\varphi = 0$, $\varphi = \pi$ она резко возрастает.

2-й случай. Пусть на дифференциальный каскад подается напряжение $u_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi)$, а на токопитающий каскад — напряжение прямоугольной формы («меандр») $u_2(t)$ с амплитудой U_{m2} и частотой ω (рис. 3.13). Как и ранее, полагаем, что все транзисторы схемы работают без насыщения, а также обеспечен линейный режим токопитающего каскада.

Представив напряжение $u_2(t)$ в виде суммы гармоник $u_2(t) = \frac{4U_{m2}}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right)$ и воспользовавшись выражениями (1.13), (1.14) и (1.26), можно найти, что в этом режиме работы при $U_{см} = 0$ выходное напряжение ФД равно

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} \frac{\alpha_2 S_3 R_2 U_{m1} U_{m2}}{\pi \varphi_T} \cos \varphi & \text{при } U_{m1} \ll \varphi_T; \\ \frac{2}{\pi} \alpha_2 S_3 R_2 U_{m2} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) & \text{при } U_{m1} \gg \varphi_T \text{ и } 0 \leq \varphi \leq \pi; \\ \frac{2}{\pi} \alpha_2 S_3 R_2 U_{m2} \left(\frac{\pi}{2} + \varphi \right) & \text{при } U_{m1} \gg \varphi_T \text{ и } -\pi \leq \varphi \leq 0. \end{cases}$$

Из этих выражений видно, что по мере роста амплитуды U_{m1} форма характеристики ФД изменяется от косинусоидальной (при $U_{m1} \ll \varphi_T$) до линейной (при $U_{m1} \gg \varphi_T$), которая в нормированном виде описывается функцией

$$F(\varphi) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \varphi \right) & \text{при } -\pi \leq \varphi \leq 0; \\ \frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \pi \end{cases}$$

с периодом 2π . Это объясняется зависимостью спектра токов транзисторов $T1$ и $T2$ от величины U_{m1} . Очевидно, что в случае, когда оба напряжения $u_1(t)$ и $u_2(t)$ имеют вид прямоугольных импульсов, характеристика ФД будет линейной независимо от амплитуды U_{m1} . Следует подчеркнуть, что при выполнении условия $U_{m1} \gg \varphi_T$, когда дифференциальный каскад работает в ключевом режиме, свойства схемы вообще не зависят от формы напряжения $u_1(t)$. Необходимо только, чтобы фронты и спады этого сигнала были достаточно крутыми и отстояли друг от друга на половину периода.

В импульсном режиме работы, т. е. при импульсном напряжении $u_2(t)$ и $U_{m1} \gg \varphi_T$, крутизна характеристики ФД равна

$$S_{\text{ФД}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{d\varphi} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \alpha_2 S_3 R_2 U_{m2} & \text{при } -\pi \leq \varphi \leq 0; \\ -\frac{2}{\pi} \alpha_2 S_3 R_2 U_{m2} & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \pi \end{cases}$$

и не зависит от разности фаз входных сигналов, что является основным преимуществом импульсного режима работы ФД. Заметим, что значение крутизны в этом режиме соответствует наибольшему значению $S_{\text{ФД}}$ для случая, когда напряжение $u_2(t)$ является гармоническим.

Коэффициент передачи ФД по амплитуде U_{m2} в импульсном режиме определяется формулой

$$K_2 = (dU_{\text{вых}}/dU_{m2})|_{\varphi=0} = a_2 S_3 R_2,$$

а максимальное выходное напряжение схемы

$$U_{\text{вых макс}} = a_2 S_3 R_2 U_{m2},$$

что в $\pi/2$ раз больше, чем при гармонических входных сигналах с такими же амплитудами.

Абсолютная погрешность определения разности фаз, обусловленная изменением амплитуд сигналов, при $U_{m1} \gg \varphi_T$ практически не зависит от U_{m1} и равна

$$\Delta\varphi \approx \begin{cases} \left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) \frac{\Delta U_{m2}}{U_{m2}} & \text{при } -\pi \leq \varphi \leq 0; \\ \left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \frac{\Delta U_{m2}}{U_{m2}} & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \pi. \end{cases}$$

Следовательно, при прочих равных условиях погрешность $\Delta\varphi$ при импульсном напряжении $u_2(t)$ меньше, чем при гармоническом, особенно в окрестности значений $\varphi=0$ и $\varphi=\pm\pi$. Формирование напряжения $u_2(t)$ прямоугольной формы может осуществляться с помощью триггера Шмитта на основе ДУ (см. § 4.6).

Остальные параметры схемы ФД при импульсном опорном напряжении $u_2(t)$ не отличаются от ее параметров при гармоническом опорном напряжении. Входное сопротивление схемы определяется по формуле (3.15), в которую вместо U_{m2} следует подставить $4U_{m2}/\pi$. Развязка входных и выходных цепей в схеме ФД такая же, как и в схеме смесителя частот (§ 3.1). Для увеличения нагрузочной способности схемы детектор целесообразно выполнять на основе таких ИМС, в которых имеются выходные эмиттерные повторители.

ФД может работать как кратнoфазовый при нечетном отношении частот входных сигналов, причем низкочастотное напряжение необходимо подавать на дифференциальный каскад, который должен работать в ключевом режиме. Схема может быть использована также

в качестве синхронного детектора в УПТ с преобразованием.

Расчет схемы ФД заключается в выборе типа ИМС, режима ее работы и определении параметров ФД. Микросхема должна обладать соответствующими исходным данным частотными свойствами и иметь минимальный дрейф. Режим работы ФД определяется величиной и формой входных напряжений и выбирается в зависимости от конкретных условий применения.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Нормированной характеристикой ФД при гармонических напряжениях является косинусоида при любом соотношении их амплитуд. Если же сигнал $u_1(t)$ — гармонический, а $u_2(t)$ — импульсный, то форма нормированной характеристики изменяется от косинусоидальной до линейной в зависимости от величины амплитуды U_{m1} . Если оба входных сигнала импульсные, нормированная характеристика линейна независимо от их амплитуд.

2. Схема может работать в двух режимах: когда входное напряжение пропорционально амплитудам входных напряжений; когда амплитуда U_{m1} почти не влияет на выходное напряжение.

3. Так как в схеме не используются трансформаторы, то она может применяться в широком частотном диапазоне.

4. Схема сочетает свойства фазового дискриминатора и УПТ и поэтому имеет большой коэффициент усиления по напряжению и мощности.

5. Входные сопротивления ФД не зависят от нагрузки детектора и в несколько раз превышают соответствующие значения для диодных ФД.

6. Погрешность определения разности фаз, обусловленная нестабильностью амплитуд входных сигналов, при импульсном напряжении $u_2(t)$ меньше, чем при гармоническом.

Схема ФД на основе микросхемы К1УТ981 (рис. 2.2) изображена на рис. 3.14. Зависимости $U_{\text{вых}}(\varphi)$, снятые

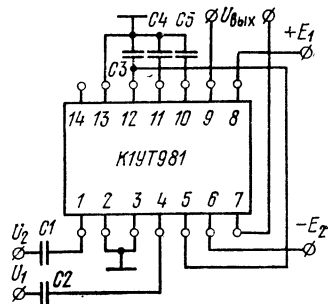


Рис. 3.14. Схема ФД на основе микросхемы К1УТ981.

экспериментально на частоте 10 кГц ($C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=0,1$ мкФ) при синусоидальном напряжении $U_1=0,5$ В и напряжении U_2 прямоугольной формы с амплитудой $U_{m2}=1$ В, приведены на рис. 3.15. Кривые 1, 2, 3 соответствуют температурам -40°C ($E_1=E_2=5,67$ В), 20°C ($E_1=E_2=6,3$ В) и 125°C ($E_1=E_2=6,93$ В).

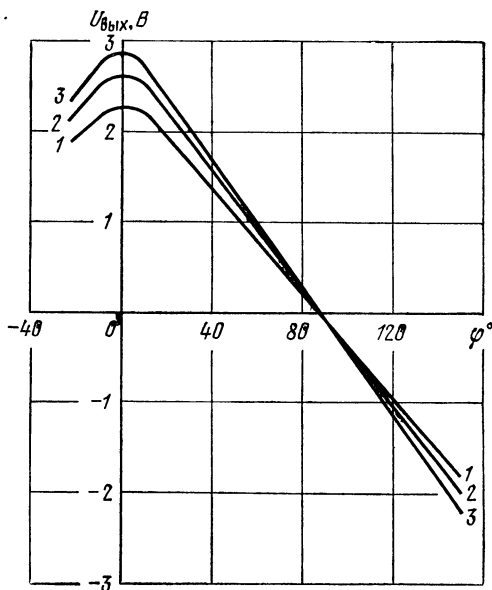


Рис. 3.15. Характеристика ФД на основе микросхемы К1УТ981.

Расчетные значения крутизны характеристики ФД превышают (по абсолютной величине) измеренные не более чем на 17%. Нелинейность характеристики ФД в окрестности точки $\varphi=0$ объясняется сравнительно большой длительностью фронтов входных напряжений. С увеличением частоты входных напряжений область нелинейности характеристики расширяется, так как усиливается влияние инерционных свойств микросхемы.

3.8. Частотный детектор

Как известно, частотное детектирование может осуществляться с помощью устройства, содержащего схему для преобразования изменений частоты в изменения

фазы и ФД. В качестве такой схемы могут использоваться избирательные линейные цепи, например обычные LC - или RC -фильтры, у которых фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного зависит от частоты сигнала.

В частотном детекторе (ЧД), построенном по такому принципу, детектируемый сигнал подается одновременно на вход избирательной цепи и один из входов ФД. На другой вход детектора подается сигнал с выхода избирательной цепи. При этом выходное напряжение ФД пропорционально частоте детектируемого сигнала.

Для устранения влияния изменений амплитуды детектируемого сигнала на величину выходного напряжения детектора сигнал должен быть ограничен по амплитуде. В общем случае характеристика ЧД определяется фазово-частотной и амплитудно-частотной характеристиками избирательной цепи, а также характеристикой ФД. Однако если выходной сигнал избирательной цепи подавать на вход рассмотренного выше ФД (§ 3.7), дифференциальный каскад которого работает в ключевом режиме, то характеристика ЧД не будет зависеть от амплитудно-частотной характеристики избирательной цепи. Для того чтобы выходное напряжение детектора было равно нулю при заданной частоте входного сигнала, избирательная цепь на этой частоте должна осуществлять фазовый сдвиг, равный по модулю $\pi/2$.

Вариант схемы ЧД на основе ДУ приведен на рис. 3.16. Избирательная цепь представляет собой последовательный резонансный контур из элементов $LC3$, настроенный на заданную частоту ω_0 . Выходным напряжением избирательной цепи является напряжение на катушке индуктивности L . Конденсатор $C4$ — разделительный. Остальная часть схемы представляет собой ФД, рассмотренный в § 3.7. Примерный вид характеристики ЧД показан на рис. 3.17. Если частота ω детектируемого сигнала равна ω_0 , то напряжение на катушке L опережает входное напряжение $U_{вх}$ на угол $\varphi = \pi/2$. При этом выходное напряжение, как следует из принципа работы ФД, равно нулю. Если частота входного сигнала $\omega > \omega_0$, то угол $\varphi < \pi/2$; если $\omega < \omega_0$, то $\varphi > \pi/2$. Тогда в соответствии со свойствами ФД выходное напряжение ЧД увеличивается с возрастанием частоты ω и уменьшается с ее убыванием. Это имеет место в пределах практически линейного участка характеристики

детектора, пересекающей ось абсцисс в точке $\omega = \omega_0$. Протяженность этого участка определяется главным образом эквивалентной добротностью контура, которая зависит от собственной добротности контура, входных сопротивлений схемы ФД и выходного сопротивления источника сигнала. Чем выше эквивалентная добротность, тем уже диапазон частот, в пределах которого эту характеристику можно считать линейной.

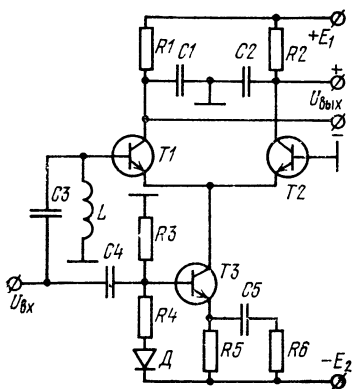


Рис. 3.16. Принципиальная схема ЧД.

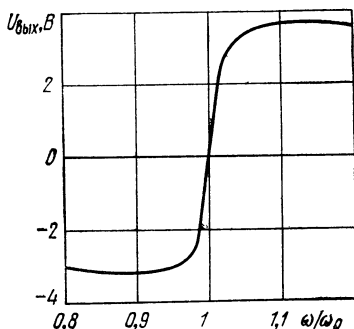


Рис. 3.17. Характеристика ЧД.

Поведение характеристики ЧД на участках, примыкающих к линейному, в значительной мере зависит от величины напряжения, подаваемого на детектор. Дело в том, что благодаря резонансу напряжений в контуре $LC3$ напряжение U_L на катушке L вблизи резонансной частоты в десятки раз больше входного напряжения. Если амплитуда напряжения U_L превышает $5\varphi_T$, то дифференциальный каскад на транзисторах $T1$ и $T2$ работает в ключевом режиме. При этом выходное напряжение детектора не зависит от величины напряжения U_L , т. е. на частотах, близких к резонансной, характеристика ЧД не зависит от вида амплитудно-частотной характеристики контура $LC3$.

Если частота входного сигнала значительно отличается от резонансной, то напряжение на катушке L падает. Каскад на транзисторах $T1$ и $T2$ перестает работать в ключевом режиме, и выходное напряжение детектора становится пропорциональным напряжению U_L .

С уменьшением частоты напряжение U_L уменьшается, стремясь к нулю при $\omega \rightarrow 0$. Выходное напряжение частотного детектора при $\omega \rightarrow 0$ также стремится к нулю. На высоких частотах при $\omega \rightarrow \infty$ напряжение U_L стремится к величине входного детектируемого напряжения. Поэтому выходное напряжение детектора стремится к определенному уровню, величина которого зависит от напряжения детектируемого сигнала и коэффициента передачи ФД при $\varphi \rightarrow 0$.

Крутизна характеристики

$$S_{\text{ЧД}} = \left. \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{d\omega} \right|_{\omega \approx \omega_0} = S \cdot S_{\text{ФД}},$$

где $S = d\varphi/d\omega$ — крутизна фазово-частотной характеристики избирательной цепи; $S_{\text{ФД}}$ — крутизна характеристики ФД, определяемая выражениями, приведенными в § 3.7.

Фазово-частотную характеристику избирательной цепи LCЗ, показанной на рис. 3.16, находим из выражения

$$\varphi(\omega) = \text{arccctg} \frac{\omega^2 LC_3 - 1}{\omega r C_3} = \text{arccctg} Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right),$$

где r — полное сопротивление потерь контура с учетом вносимых сопротивлений (входных сопротивлений фазового детектора и сопротивления источника детектируемого сигнала); $Q = \omega_0 L / r = 1 / r \omega_0 C_3$ — эквивалентная добротность контура на резонансной частоте.

Тогда выражение для характеристики $U_{\text{ВЫХ}} = f(\omega)$ ЧД, схема которого приведена на рис. 3.16, в общем случае может быть записано в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}(\omega) = -\alpha R S_3 b_1 (U_{Lm}) U_{\text{ВХМ}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) / \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2},$$

где $\alpha = \alpha_1 = \alpha_2$; $R = R_1 = R_2$; S_3 — крутизна каскада на транзисторе ТЗ;

$$U_{Lm} = \frac{\omega L U_{\text{ВХМ}}}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_3} \right)^2}} = \frac{U_{\text{ВХМ}}}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 + \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^2}}.$$

В области частот, близких к резонансной, когда

$$\left| Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right| \ll 1 \text{ и } U_{Lm} > 5 \varphi_T$$

$$U_{\text{вых}}(\omega) \approx KU_{\text{вхт}} Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right),$$

где $K = 2\alpha R S_3 / \pi$.

Основные параметры детектора в общем случае при любой схеме избирательной входной цепи рассчитываются на основе соотношений, приведенных в § 3.7, и выражений для амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристик избирательной цепи.

В заключение отметим, что для улучшения линейности детекторной характеристики целесообразно ограничить входной сигнал по амплитуде с тем, чтобы сигнал на входе токопитателя каскада имел форму, близкую к прямоугольной. В этом случае, как показано в § 3.7, ФД имеет линейную характеристику и, следовательно, характеристика ЧД также будет практически линейной в области частот, близких к резонансной частоте избирательной цепи.

3.9. Амплитудный детектор

Принципиальная схема детектора, выполненного на основе ДУ с выходным эмиттерным повторителем, приведена на рис. 3.18. В зависимости от выбора параметров нагрузки (R_H , C_H) при заданных частотах несущей и огибающей входного сигнала схема может

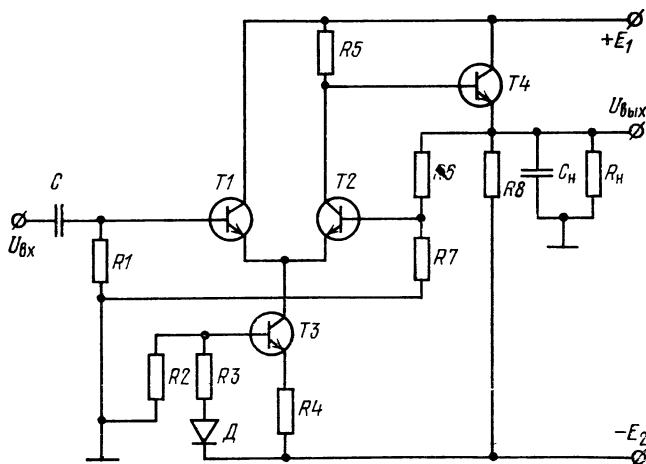


Рис. 3.18. Принципиальная схема амплитудного детектора.

использоваться как детектор напряжения АРУ или как детектор огибающей.

Непосредственно детектирование осуществляется в цепях выходного эмиттерного повторителя (ЭП). Детекторная характеристика этого каскада в области, ограниченной снизу амплитудой напряжения $U_{вх4}$ (на базе $T4$) порядка $80 \dots 100$ мВ, а сверху — выходным напряжением постоянного тока $U_{вых} \approx E_1 - (2 \dots 3) U_{КЭ\text{нас}}$, практически линейна (рис. 3.19). Здесь $U_{КЭ\text{нас}}$ — напряжение насыщения коллектора транзистора $T4$.

Дифференциальный усилитель на транзисторах $T1 \dots T3$ предельно усиливает детектируемый сигнал, благодаря чему эффективное детектирование начинается уже при напряжении входного сигнала $10 \dots 20$ мВ. В схеме используется отрицательная обратная связь по постоянному напряжению, подаваемому с выхода детектора на вход транзистора $T2$ с помощью делителя $R6, R7$ (рис. 3.18). Обратная связь предназначена для увеличения протяженности линейного участка детекторной характеристики и выбора требуемого коэффициента передачи.

Учитывая, что выходной эмиттерный повторитель работает в режиме пикового детектирования и что схема в целом (рис. 3.18) охвачена последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, можно получить следующее выражение для коэффициента передачи детектора:

$$K = \left[\frac{1}{K'} + \frac{1}{1 + (R_6/R_7)} \right]^{-1}; \quad (3.16)$$

где $K' = S_2 R_K K_4$ — коэффициент усиления схемы без обратной связи с учетом коэффициента передачи K_4 эмиттерного повторителя (величина K_4 близка к единице); S_2 — крутизна передаточной характеристики дифференциального каскада, вычисляемая по формулам (1.7) и (1.8); $R_K = R_5 R_{вх\text{эл}} / (R_5 + R_{вх\text{эл}})$ — сопротивление нагрузки дифференциального каскада; $R_{вх\text{эл}}$ — среднее значение входного сопротивления эмиттерного повторителя в режиме детектирования, которое может быть достаточно малым вследствие емкостной нагрузки повторителя (базовый ток транзистора $T4$ имеет импульсный характер).

Как известно (§ 1.2), коэффициент усиления K' изменяется при изменении амплитуды входного сигнала, и так как сама величина K' невелика (обычно не превышает 10) из-за влияния $R_{вх\text{эл}}$, то эти изменения согласно (3.16) обуславливают изменение и коэффициента передачи детектора K . Поэтому для улучшения линейности детекторной характеристики целесообразно увеличить входное сопротивление эмиттерного повторителя (следовательно, и коэффициент K'), применив вместо транзистора $T4$ составной транзистор. В этом случае одновременно расширяется динамический диапазон в сторону малых входных сигналов — эффективное детектирование имеет место при входном напряжении, близком к нулю.

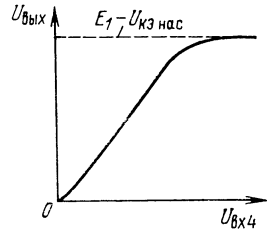


Рис. 3.19. Детекторная характеристика выходного каскада на транзисторе $T4$.

При соединении базовых резисторов $R1$ и $R7$ с общей точкой схемы (рис. 3.18) максимальное выходное напряжение определяется формулой

$$U_{\text{вых макс}} = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \left[E_1 - \alpha_2 I_0 R_5 + \frac{(1 - \alpha_2) I_0 R_6 R_7}{R_6 + R_7} \right], \quad (3.17)$$

где I_0 — ток коллектора транзистора $T3$.

Максимальная амплитуда входного сигнала, соответствующая верхней границе линейного участка детекторной характеристики,

$$U_{\text{вх макс}} = (U_{\text{вых макс}} - U_{\text{вых0}}) / K, \quad (3.18)$$

где $U_{\text{вых0}}$ — начальное выходное напряжение, т. е. напряжение на выходе при $U_{\text{вх}} = 0$.

Входное сопротивление при малом входном напряжении определяется по формуле, аналогичной (2.20). При увеличении детектируемого сигнала, когда транзистор $T1$ начинает работать с отсечкой коллекторного тока, входное сопротивление растет, стремясь в пределе к сопротивлению резистора $R1$.

Для получения требуемой детекторной характеристики необходимо правильно выбрать режим работы схемы. Исходными данными при этом являются начальное выходное напряжение $U_{\text{вых0}}$, коэффициент передачи K детектора и требуемый динамический диапазон.

Можно показать, что заданные значения начального выходного напряжения $U_{\text{вых0}}$ и коэффициента передачи K детектора, а также исходное дифференциальное смещение между базами транзисторов $T1$ и $T2$ ($U_{\text{диф}} \approx -\varphi_T$), при котором получается максимальный динамический диапазон, обеспечиваются в случае, когда коллекторный ток I_0 транзистора $T3$ и сопротивления резисторов $R1$, $R6$ и $R7$ удовлетворяют соотношениям

$$I_0 = \left(1 + \frac{1}{e}\right) \left[\frac{E_1 - U_{\text{вых0}} - U_{\text{БЭ4}}}{\alpha_2 R_5} - \frac{(1 - \alpha_2)(E_2 + U_{\text{вых0}})}{\alpha_2 R_9} \right], \quad (3.19)$$

$$\frac{1 + e}{I_0} \left(\frac{U_{\text{вых0}}}{1 + R_6/R_7} - \varphi_T \right) = \frac{e(1 - \alpha_2)R_7}{1 + R_7/R_6} - (1 - \alpha_1)R_1, \quad (3.20)$$

где

$$R_9 = [1/(R_6 + R_7) + 1/R_8 + 1/R_H]^{-1}$$

— полное активное сопротивление эмиттерной нагрузки транзистора $T4$ без учета большого входного сопротивления транзистора $T2$ со стороны базы.

Величина емкости конденсатора C_H зависит от назначения схемы. Если схема используется в качестве детектора АРУ, емкость конденсатора C_H должна удовлетворять условию

$$R_9 C_H \gg 1/2\pi F_{\text{нч}},$$

где $F_{\text{нч}}$ — низшая частота модулирующего сигнала.

Если же детектор должен выделять огибающую модулированного сигнала, емкость конденсатора C_H выбирается из условия

$$1/2\pi f \ll R_{\Sigma} C_H \ll 1/2\pi F_{в.ч.},$$

где f — частота несущей; $F_{в.ч.}$ — высшая частота спектра модулирующего напряжения.

При большом входном сигнале импульсные токи транзистора T_4 достигают значительных величин. Поэтому в схеме детектора необходимо применять развязывающие фильтры по цепям питания.

Схема амплитудного детектора на основе микросхемы К1УТ981 (рис. 2.2) приведена на рис. 3.20. Переменный резистор R служит для изменения коэффициента передачи детектора за счет регулирования глубины отрицательной обратной связи. При $R = \infty$ коэффициент передачи имеет минимальное значение, примерно равное 1,2. При этом линейный участок детекторной характеристики соответствует диапазону входных напряжений 30 мВ ... 2,5 В. Полоса пропускания детектора зависит от емкости корректирующего конденсатора C_K . При $C_K = 0$ полоса пропускания по уровню 0,7 составляет 0,5 МГц, а при $C_K = 8,2$ пФ составляет 3 МГц. Сопротивление нагрузки детектора R_H должно быть не менее 2 кОм. При напряжении питания $E_1 = E_2 = 6,3$ В начальное выходное напряжение $U_{вых0} \leq 0,1$ В, потребляемые токи составляют не более 6 мА.

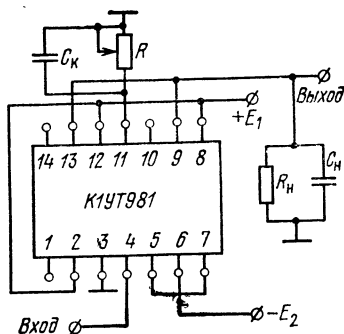


Рис. 3.20. Схема амплитудного детектора на основе микросхемы К1УТ981.

4. Импульсные схемы

Дифференциальные усилители могут быть успешно применены для создания различных импульсных устройств [23, 24, 25]. Такие устройства в ряде случаев обладают лучшими электрическими характеристиками, чем классические импульсные схемы. Рассмотрим некоторые характерные варианты импульсных устройств на основе ДУ и их отличительные особенности.

4.1. Одноемкостный мультивибратор

На рис. 4.1,а приведена принципиальная электрическая схема мультивибратора с одним времязадающим конденсатором (на этой схеме, а также на некоторых

других в данной главе не показан токопитающий каскад, т. е. генератор тока I_0).

Положительная обратная связь в схеме обеспечивается соединением через этот конденсатор одного из входов транзисторов дифференциального каскада с синфазным выходом. Мультивибратор работает следующим образом. В момент включения источника питания на коллекторе транзистора $T1$ возникает положительный скачок напряжения, который через конденсатор C пере-

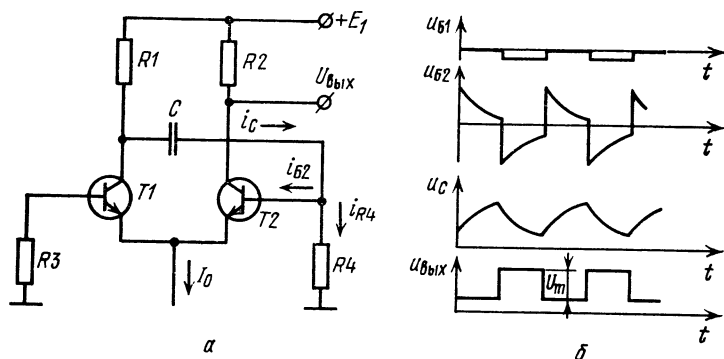


Рис. 4.1. Принципиальная схема одноемкостного мультивибратора (а) и временные диаграммы напряжений (б).

дается на базу транзистора $T2$, что обуславливает развитие лавинообразного процесса открывания транзистора $T2$ и закрывания транзистора $T1$. После этого по мере заряда конденсатора C напряжение на базе транзистора $T2$ непрерывно уменьшается, и при достижении некоторого порогового значения развивается обратный лавинообразный процесс, в результате чего транзистор $T1$ открывается, а транзистор $T2$ закрывается. На коллекторе транзистора $T1$ устанавливается минимальное напряжение. Затем происходит разряд конденсатора C через сопротивление резистора $R4$ и выходное сопротивление каскада на транзисторе $T1$. В процессе разряда конденсатора отрицательное напряжение на базе транзистора $T2$ уменьшается, и при достижении порогового значения разности напряжений между базами транзисторов $T1$ и $T2$ схема лавинообразно возвращается в исходное квазистойчивое состояние, когда транзистор

$T1$ закрыт, а транзистор $T2$ открыт. Далее процессы в схеме повторяются.

На рис. 4.1,б приведены диаграммы напряжений при работе схемы в автоколебательном режиме.

Для определения длительности формируемых импульсов рассмотрим процессы заряда и разряда конденсатора C . При заряде конденсатора справедливы следующие уравнения:

$$i_{R1} = i_C = I_{B2} + i_{R4}; \quad I_{B2} = (1 - \alpha_2) I_0; \quad (4.1)$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt; \quad E_1 - i_{R1} R_1 - u_C - i_{R4} R_4 = 0.$$

Из системы (4.1) получим уравнение для напряжения на конденсаторе

$$\frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{\tau} = \frac{E_1 + (1 - \alpha_2) I_0 R_4}{\tau}, \quad (4.2)$$

где $\tau = (R_1 + R_4) C$.

Решение этого уравнения имеет вид

$$u_C(t) = E_1 + I_0 (1 - \alpha_2) R_4 - [E_1 + (1 - \alpha_2) I_0 R_4 - U_C(0)] \exp(-t/\tau), \quad (4.3)$$

где $U_C(0)$ — напряжение на конденсаторе C в момент начала его заряда.

При разряде конденсатора справедливы уравнения

$$i_{R1} = \alpha_1 I_0 + i_C; \quad i_C = i_{R4} = \frac{1}{R_4} (E_1 - i_{R1} R_1 - u_C);$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt. \quad (4.4)$$

Из системы уравнений (4.4) получаем

$$\frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{\tau} = \frac{E_1 - \alpha_1 I_0 R_1}{\tau}. \quad (4.5)$$

Решая уравнение (4.5) и полагая, что в момент начала разряда $u_C = U'_C(0)$, находим

$$u_C(t) = E_1 - \alpha_1 I_0 R_1 + [U'_C(0) - E_1 + \alpha_1 I_0 R_1] \exp(-t/\tau). \quad (4.6)$$

Определим величины $U_C(0)$ и $U'_C(0)$, входящие в выражения (4.3) и (4.6). Для момента окончания разряда конденсатора C (т. е. момента начала открывания транзистора $T2$ и закрывания транзистора $T1$) справедливы выражения

$$\begin{aligned} E_1 - i_{R1}R_1 - U_C(0) - u_{B2} &= 0; \quad i_{R1} = \alpha_1 I_0 + i_{R4}; \\ U_{B1} &= -(1 - \alpha_1)I_0R_3; \quad u_{B2} = i_{R4}R_4; \quad U_{B1} - u_{B2} = U_{\text{пор}}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

где $U_{\text{пор}}$ — пороговое значение разности напряжений между базами транзисторов $T1$ и $T2$, при котором происходит опрокидывание схемы из одного квазистационарного состояния в другое ($U_{\text{пор}} \approx 100$ мВ при температуре $T = 293$ К).

Из (4.7) находим

$$\begin{aligned} U_C(0) &= E_1 - \alpha_1 I_0 R_1 + (1 + R_1/R_4)[U_{\text{пор}} + \\ &\quad + (1 - \alpha_1)I_0R_3]. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Для момента окончания заряда справедливы следующие выражения:

$$\begin{aligned} E_1 - i_{R1}R_1 - U'_C(0) - u_{B2} &= 0; \quad i_{R1} = (1 - \alpha_2)I_0 + i_{R4}; \\ u_{B2} &= U_{\text{пор}} = i_{R4}R_4. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Отсюда

$$U'_C(0) = E_1 - (1 - \alpha_2)I_0R_1 - (1 + R_1/R_4)U_{\text{пор}}. \quad (4.10)$$

Подставляя значения $U_C(0)$ и $U'_C(0)$ в выражения (4.3) и (4.6), получаем формулы для определения длительности импульсов, формируемых в процессе заряда и разряда конденсатора C :

$$\begin{aligned} T_3 &= \tau \ln \frac{\alpha_1 R_1 - (\xi U_{\text{пор}}/I_0) - (1 - \alpha_1)(R_1 R_3/R_4) + \\ &\quad + (1 - \alpha_2)R_4 - (1 - \alpha_1)R_3}{(\xi U_{\text{пор}}/I_0) + (1 - \alpha_2)(R_1 + R_4)}; \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$T_p = \tau \ln \frac{\alpha_1 R_1 - (\xi U_{\text{пор}}/I_0) - (1 - \alpha_2)R_1}{(\xi U_{\text{пор}}/I_0) + (1 - \alpha_1)(R_3 + R_1 R_3/R_4)}, \quad (4.12)$$

где $\xi = 1 + R_1/R_4$.

Из выражений (4.11) и (4.12) видно, что в случае, когда $R_3 = R_4$ и $\alpha_1 = \alpha_2$, длительности T_3 и T_p оказываются равными, т. е. одноемкостный мультивибратор генерирует прямоугольные импульсы со скважностью $Q = 2$.

Второй отличительной особенностью схемы является то, что нагрузка практически не оказывает влияния на длительности формируемых импульсов и их фронтов, так как выход схемы не соединен с конденсатором C . Амплитуда выходных импульсов (рис. 4.1,б) равна

$$U_m = \alpha_2 I_0 R_2. \quad (4.13)$$

Чтобы улучшить нагрузочную способность мультивибратора, на выходе дифференциального каскада усилителя включают эмиттерные повторители. На рис. 4.2

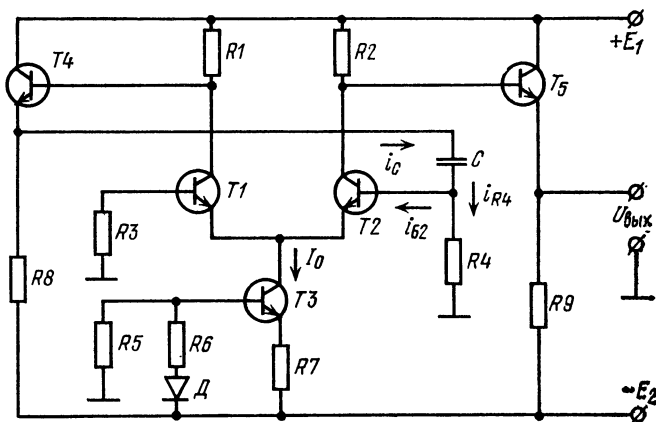


Рис. 4.2. Принципиальная схема одноемкостного мультивибратора с выходными эмиттерными повторителями.

приведена принципиальная электрическая схема такого мультивибратора. Для этой схемы длительности импульсов равны

$$T_3 = \tau' \ln \frac{U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}} - U_{\text{пор}} + [(1 - \alpha_2)R_4 - (1 - \alpha_1)R_3]I_0}{U_{\text{пор}} + (1 - \alpha_2)I_0 R_4}, \quad (4.14)$$

$$T_p = \tau' \ln \frac{U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}} - U_{\text{пор}}}{U_{\text{пор}} + (1 - \alpha_1)I_0 R_3}, \quad (4.15)$$

где $\tau' = CR_4$; $U_{\text{Э макс}}$ и $U_{\text{Э мин}}$ — выходные напряжения эмиттерного повторителя на транзисторе T_4 соответственно при закрытом и открытом состояниях транзистора T_1 .

Так как $U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}} = \alpha_1 I_0 R_3 K_{\text{ЭП4}}$, где $K_{\text{ЭП4}}$ — коэффициент передачи эмиттерного повторителя, то

$$T_3 = \tau' \ln \frac{\alpha_1 R_1 K_{\text{ЭП4}} + (1 - \alpha_2) R_4 - (1 - \alpha_1) R_3 - U_{\text{пор}} / I_0}{(1 - \alpha_2) R_4 + U_{\text{пор}} / I_0}; \quad (4.16)$$

$$T_p = \tau' \ln \frac{\alpha_1 R_1 K_{\text{ЭП4}} - U_{\text{пор}} / I_0}{(1 - \alpha_1) R_3 + U_{\text{пор}} / I_0}. \quad (4.17)$$

Как видно из выражений (4.16) и (4.17), включение эмиттерных повторителей на выходах дифференциального каскада одноемкостного мультивибратора не влияет на скважность формируемых импульсов при выполнении условий $\alpha_1 = \alpha_2$ и $R_3 = R_4$.

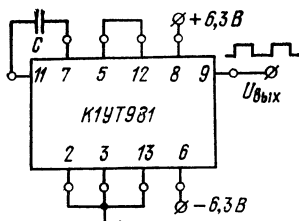


Рис. 4.3. Схема одноемкостного мультивибратора на основе микросхемы К1УТ981.

Длительности фронтов импульсов, формируемых одноемкостным мультивибратором, а также другими рассмотренными ниже импульсными схемами на основе ДУ, в которых выход схемы не соединен с времязадающим конденсатором, зависят в основном от частотных свойств транзисторов и рассчитываются аналогично длительностям фронтов в транзисторных ключевых каскадах [18].

Если выход схемы соединен с времязадающим конденсатором, длительности фронтов импульсов рассчитываются аналогично длительностям фронтов в классических мультивибраторах [19].

На рис. 4.3 приведена схема одноемкостного мультивибратора, выполненного на основе микросхемы К1УТ981 (рис. 2.2). Мультивибратор имеет следующие электрические параметры: амплитуда выходных импульсов не менее 4 В; максимальная частота генерации 300 кГц; токи потребления от каждого источника питания не более 5 мА; частота колебаний при изменении емкости навесного конденсатора C от 1 мкФ до 100 пФ изменяется от 10 Гц до 100 кГц.

4.2. Генератор импульсов с большой скважностью

Для генерирования импульсов с большой скважностью времязадающий конденсатор должен заряжаться и разряжаться существенно разными по величине токами. На рис. 4.4,а приведена принципиальная электрическая схема мультивибратора, в котором указанное

условие обеспечивается заменой базового резистора R_4 (рис. 4.1) диодом $D1$ (диодом может быть заменен также и резистор R_3). Этот диод играет роль автоматического ключа, который во время заряда конденсатора заперт, а во время разряда — открыт. Поэтому конден-

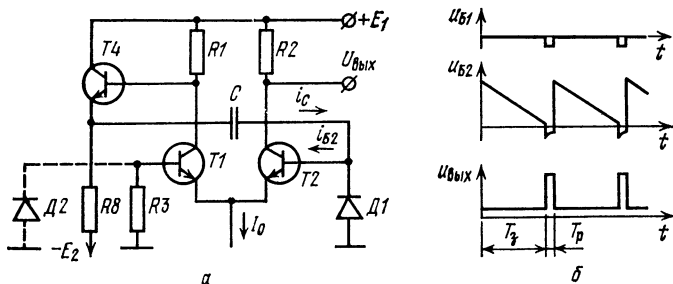


Рис. 4.4. Принципиальная схема генератора импульсов с большой скважностью (а) и временные диаграммы напряжений (б).

сатор заряжается малым и неизменным по величине током базы транзистора $T2$

$$I_C = (1 - \alpha_2) I_0, \quad (4.18)$$

а разряжается через открытый диод $D1$ и малое выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ эмиттерного повторителя.

Анализ схемы этого варианта мультивибратора, выполненный аналогично анализу предыдущей схемы, показал, что длительности импульсов, формируемых при заряде и разряде конденсатора, определяются выражениями

$$T_z = \frac{C}{(1 - \alpha_2) I_0} [U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}} - 2U_{\text{пор}} - (1 - \alpha_1) I_0 R_3] \quad (4.19)$$

или

$$T_z = \frac{C}{1 - \alpha_2} [\alpha_1 R_1 K_{\text{ЭП4}} - (2U_{\text{пор}}/I_0) - (1 - \alpha_1) R_3]; \quad (4.20)$$

$$T_p = (R_{\text{вых4}} + R_{D1}) C \ln \frac{\alpha_1 R_1 K_{\text{ЭП4}} - U_{\text{пор}}/I_0}{(1 - \alpha_1) R_3 + U_{\text{пор}}/I_0}, \quad (4.21)$$

где $U_{\text{Э макс}}$ и $U_{\text{Э мин}}$ — напряжения на эмиттере транзистора $T4$ соответственно при закрытом и открытом транзисторе $T1$; $R_{\text{вых4}}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя; R_{D1} — прямое сопротивление диода $D1$.

В случае замены базового резистора R_3 диодом D_2 (рис. 4.4,а) при определении длительности импульсов, формируемых при заряде конденсатора, слагаемое $(1-\alpha_1)R_3I_0$ в квадратных скобках формулы (4.19) необходимо заменить на U_{D_2} , где U_{D_2} — падение напряжения на открытом диоде D_2 в момент окончания разряда конденсатора C . В обоих случаях $T_3 \gg T_p$ (рис. 4.4,б). Скважность импульсов равна

$$Q = \frac{T_3 + T_p}{T_p} = 1 + \frac{\alpha_1 R_1 K_{ЭП4} - (2U_{пор}/I_0) - (1 - \alpha_1)R_3}{(1 - \alpha_2)(R_{Вых4} + R_{Д1}) \ln \frac{\alpha_1 R_1 K_{ЭП4} - U_{пор}/I_0}{(1 - \alpha_1)R_3 + U_{пор}/I_0}}. \quad (4.22)$$

В реальных схемах при использовании диодов с малым прямым сопротивлением в цепи разряда конденсатора C скважность может достигать сотен, в то время как в классических схемах мультивибраторов максимально возможная скважность импульсов не превышает 5...7 [19].

Как видно из соотношений (4.19) и (4.21), длительность T_3 импульсов, формируемых во время заряда конденсатора C , зависит от тока I_0 и величины перепада напряжения $U_{Э макс} - U_{Э мин}$, а длительность T_p импульсов, формируемых при разряде конденсатора, зависит от тока I_0 и не зависит от разности напряжений $U_{Э макс} - U_{Э мин}$.

4.3. Низкочастотный симметричный мультивибратор

Низкочастотные симметричные мультивибраторы, выполненные по классической схеме, требуют применения конденсаторов большой емкости (т. е. не удовлетворяют требованиям микроминиатюризации) и имеют низкую стабильность длительности выходных импульсов. Эти недостатки могут быть значительно уменьшены при создании таких мультивибраторов на базе ДУ, в которых времязадающие конденсаторы заряжаются неизменным в течение полупериода колебаний током базы открытого транзистора дифференциального каскада.

На рис. 4.5,а приведена принципиальная электрическая схема низкочастотного симметричного мультивиб-

ратора на основе ДУ. В этой схеме длительности полупериодов T_1 и T_2 (рис. 4.5, б) определяются процессами попеременного заряда конденсаторов $C1$ и $C2$ и рассчитываются по формулам

$$T_1 = \frac{C_1}{1 - \alpha_2} \left[(\alpha_1 + \alpha_2 - 1) R_1 - \frac{U_{\text{пор}}}{I_0} \right]; \quad (4.23)$$

$$T_2 = \frac{C_2}{1 - \alpha_1} \left[(\alpha_1 + \alpha_2 - 1) R_2 - \frac{U_{\text{пор}}}{I_0} \right]. \quad (4.24)$$

Для улучшения нагрузочной способности схемы и уменьшения длительности фронтов импульсов целесооб-

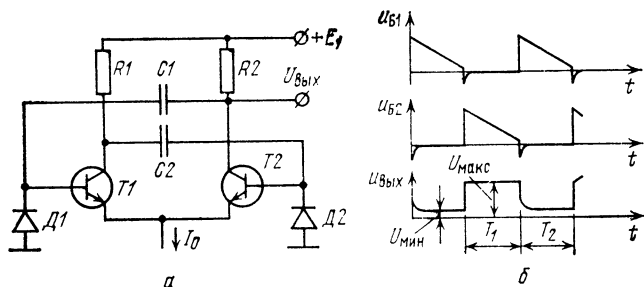


Рис. 4.5. Принципиальная схема низкочастотного симметричного мультивибратора (а) и временные диаграммы напряжений (б).

разно входы дифференциального каскада схемы соединять с его синфазными выходами через эмиттерные повторители. На рис. 4.6 приведена принципиальная электрическая схема такого варианта низкочастотного симметричного мультивибратора. В этом случае длительности импульсов (полупериодов) определяются выражениями

$$T_1 = [C_1 / (1 - \alpha_2) I_0] [U_{\text{Э4 макс}} - U_{\text{Э4 мин}} - U_{\text{пор}}]; \quad (4.25)$$

$$T_2 = [C_2 / (1 - \alpha_1) I_0] [U_{\text{Э5 макс}} - U_{\text{Э5 мин}} - U_{\text{пор}}], \quad (4.26)$$

где $U_{\text{Э4 макс}}$, $U_{\text{Э5 макс}}$ и $U_{\text{Э4 мин}}$, $U_{\text{Э5 мин}}$ — напряжения на эмиттерах транзисторов $T4$ и $T5$ при закрытых и открытых состояниях транзисторов $T1$ и $T2$ соответственно.

Формулы (4.25) и (4.26) можно представить в виде

$$T_1 = [C_1 / (1 - \alpha_2)] [\alpha_1 R_1 K_{\text{эп4}} - U_{\text{пор}} / I_0]; \quad (4.27)$$

$$T_2 = [C_2 / (1 - \alpha_1)] [\alpha_2 R_2 K_{\text{эп5}} - U_{\text{пор}} / I_0]. \quad (4.28)$$

Сравнительный анализ работы мультивибраторов на основе ДУ, выполненных по схемам рис. 4.1, 4.2 и 4.5, 4.6, показывает, что замена резисторов в базовых цепях транзисторов дифференциального каскада диодами при одних и тех же параметрах формирующей цепи RC приводит к значительному уменьшению частоты следования выходных импульсов.

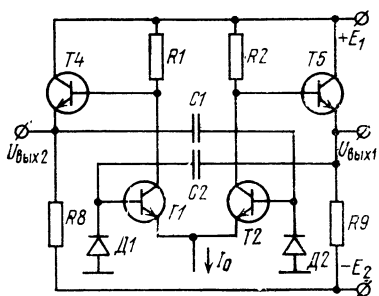


Рис. 4.6. Принципиальная схема низкочастотного симметричного мультивибратора с выходными эмиттерными повторителями.

Следует отметить, что мультивибраторы на основе ДУ с диодами в базовых цепях (например, схема на рис. 4.5,а) позволяют получать импульсные колебания с заданным периодом при использовании формирующих RC -цепей, постоянная времени которых примерно в $\alpha/(1-\alpha)$ раз меньше, чем в схемах классических мультивибраторов.

Это позволяет существенно уменьшить необходимую емкость навесных конденсаторов. Кроме того, схемы с диодами в базовых цепях одновременно обеспечивают повышение стабильности периода колебаний. Так, при формировании колебаний с одинаковым периодом стабильность периода повышается примерно в $2/\ln 2$ раз по сравнению со стабильностью периода в классических схемах. Наименьшие частоты колебаний, генерируемых такими мультивибраторами, лежат в пределах $0,01 \dots 0,001$ Гц.

4.4. Генераторы и формирователи пилообразного напряжения

Дифференциальный усилитель с источником неизменного тока в его эмиттерной цепи с успехом может использоваться для создания генераторов и формирователей пилообразного напряжения. При этом линейно изменяющееся напряжение может быть сформировано двумя способами: путем заряда конденсатора неизменным коллекторным током открытого транзистора диф-

ференциального каскада или неизменным током базы того же транзистора.

В обоих случаях дифференциальный каскад одновременно используется как в качестве источника тока неизменной величины, так и в качестве ключевого элемента, коммутирующего цепи заряда и разряда формирующего конденсатора.

Следует отметить, что при одной и той же емкости конденсатора длительность пилообразных импульсов, формируемых вторым способом, примерно в $\alpha/(1-\alpha)$ раз больше длительности импульсов, полученных первым способом. Следовательно, второй способ позволяет формировать (генерировать) более низкочастотные пилообразные колебания.

Формирователь пилообразного напряжения

На рис. 4.7,а приведена схема, реализующая первый способ формирования пилообразного напряжения. Формирователь работает следующим образом. При наличии на входе отрицательного напряжения (рис. 4.7,б) транзистор $T1$ и диод D закрыты, а транзистор $T2$ открыт. Происходит заряд конденсатора C неизменным по вели-

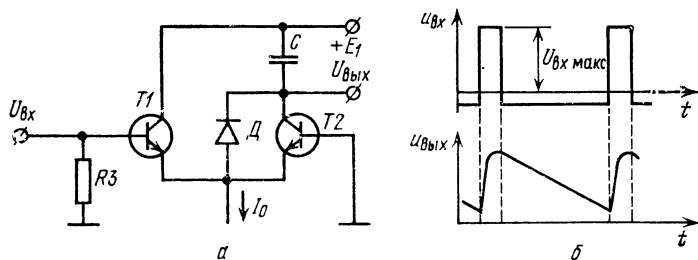


Рис. 4.7. Принципиальная схема формирователя пилообразного напряжения (а) и временные диаграммы напряжений (б).

чине током, равным $\alpha_2 I_0$. На выходе формируется линейно падающее напряжение. При воздействии входного импульса положительной полярности транзистор $T1$ открывается, а транзистор $T2$ закрывается. Происходит быстрый разряд конденсатора через транзистор $T1$ и диод D . Скорость разряда определяется выходным сопротивлением открытого транзистора $T1$ и прямым сопротивлением диода.

Определим основные параметры формируемых пилообразных импульсов. Как видно из рис. 4.7,а, заряд конденсатора C происходит током $\alpha_2 I_0$ по линейному закону при выполнении условия $u_C \leq E_1$. После разряда конденсатора на коллекторе транзистора T_2 устанавливается напряжение

$$U_{K2 \text{ макс}} = U_{\text{вх макс}} - U_{\text{БЭ1}} - U_{\text{д}},$$

где $U_{\text{вх макс}}$ — амплитуда положительного входного импульса; $U_{\text{д}}$ и $U_{\text{БЭ1}}$ — падение напряжения на открытом диоде и участке база—эмиттер транзистора T_1 .

Поэтому максимальное и минимальное напряжения на конденсаторе равны $U_{C \text{ макс}} = E_1$ и $U_{C \text{ мин}} = E_1 - U_{\text{вх макс}} + U_{\text{д}} + U_{\text{БЭ1}}$. Отсюда, учитывая, что $U_{C \text{ макс}} - U_{C \text{ мин}} = \alpha_2 I_0 T_{\text{макс}} / C$, получаем формулу для определения максимальной длительности формируемых пилообразных импульсов

$$T_{\text{макс}} = (C / \alpha_2 I_0) (U_{\text{вх макс}} - U_{\text{д}} - U_{\text{БЭ1}}). \quad (4.29)$$

Скорость изменения пилообразного напряжения равна

$$du_C / dt = \alpha_2 I_0 / C. \quad (4.30)$$

Как видно из (4.29), изменяя амплитуду положительного входного импульса, можно регулировать максимальную длительность прямого хода пилообразного напряжения. Если длительность паузы между входными импульсами больше $T_{\text{макс}}$, то после окончания формирования линейно падающего напряжения на выходе схемы устанавливается потенциал, близкий к нулю. Осо-

бенностью этой схемы является возможность формирования очень коротких пилообразных импульсов длительностью порядка десятых долей микросекунды. При использовании схемы для формирования импульсов большой длительности в цепь коллектора транзистора T_1 целесообразно включить резистор, ограничивающий разрядный ток конденсатора.

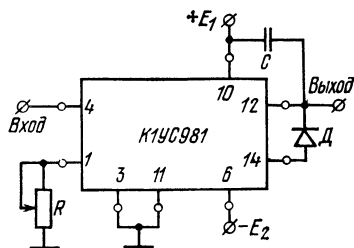


Рис. 4.8. Схема формирователя пилообразных импульсов на основе микросхемы К1УС981.

На рис. 4.8 приведена схема формирователя пилообразных импульсов на основе микросхемы К1УС981 (рис. 2.15). Формирователь имеет следующие электрические параметры: амплитуда выходного напряжения регулируется в пределах от 0,5 до 5,5 В; минимальная длительность рабочего и обратного ходов выходного напряжения не более 0,5 мкс; изменение частоты повторения выходного напряжения от 1 кГц до 1 МГц при максимальной амплитуде обеспечивается изменением емкости конденсатора C от 0,5 мкФ до 500 пФ; коэффициент нелинейности выходного напряжения на нагрузке 50 кОм не более 10%; амплитуда отрицательного импульса входного напряжения прямоугольной формы не менее 200 мВ, а положительного импульса может изменяться в пределах от 0,5 до 6,3 В.

Низкочастотный генератор пилообразного напряжения

На рис. 4.9,а приведена принципиальная электрическая схема низкочастотного генератора пилообразных импульсов, формирующая пилообразное напряжение во время заряда конденсатора C неизменным током базы открытого транзистора $T2$. Наличие составного эмиттер-

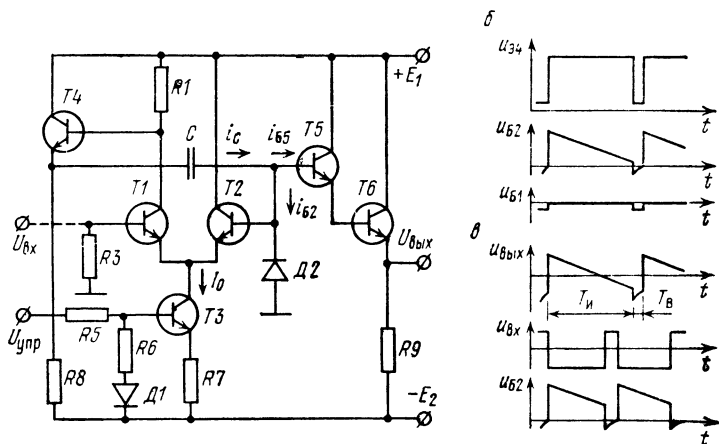


Рис. 4.9. Принципиальная схема низкочастотного генератора пилообразного напряжения (а) и временные диаграммы напряжений (б, в).

ного повторителя (транзисторы $T5$, $T6$), а также эмиттерного повторителя на транзисторе $T4$ не является принципиально необходимым. Высокоомная нагрузка может быть подключена непосредственно к базе транзистора $T2$, а левую обкладку конденсатора C можно соединить непосредственно с коллектором транзистора $T1$. В данной схеме эмиттерный повторитель на транзисторе

$T4$ служит для уменьшения времени восстановления схемы и длительности фронта выходных импульсов.

Генератор работает следующим образом. В момент включения источника питания на выходе эмиттерного повторителя (транзистор $T4$) возникает положительный скачок напряжения, который через конденсатор C передается на базу транзистора $T2$, что обуславливает развитие лавинообразного процесса открывания транзистора $T2$ и закрывания транзистора $T1$. В результате на эмиттере транзистора $T4$ скачком устанавливается максимальное положительное напряжение $U_{Э4 \text{ макс}}$. После этого начинается заряд конденсатора C , в процессе которого напряжение на базе транзистора $T2$ непрерывно уменьшается. Когда последнее достигает некоторого порогового значения, возникает обратный лавинообразный процесс, в результате которого транзистор $T1$ открывается, а транзистор $T2$ закрывается. На выходе транзистора $T4$ устанавливается минимальное напряжение. После этого происходит разряд конденсатора C через диод $D2$ и выходное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе $T4$. В процессе разряда конденсатора отрицательное напряжение на базе транзистора $T2$ уменьшается, и при достижении порогового значения разности напряжений между базами транзисторов $T1$ и $T2$ схема лавинообразно возвращается в исходное состояние, когда транзистор $T1$ закрыт, а транзистор $T2$ открыт. Далее процесс повторяется. На рис. 4.9,б приведены диаграммы напряжений при работе схемы в автоколебательном режиме.

Основные расчетные соотношения выводятся из рассмотрения процессов заряда и разряда конденсатора C . Во время формирования прямого хода пилообразного напряжения (в процессе заряда конденсатора) справедливо выражения

$$i_c = I_{B2} + i_{B5}; \quad I_{B2} = (1 - \alpha_2) I_0;$$

$$i_{B5} = (1 - \alpha_5) (1 - \alpha_6) (U_{Э4 \text{ макс}} + E_2 - u_c - U_{BЭ5}) \frac{1}{R_9}; \quad (4.31)$$

$$U_{BЭ5} = U_{BЭ5} + U_{BЭ6}; \quad u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt,$$

где $U_{Э4 \text{ макс}}$ — напряжение на эмиттере транзистора $T4$ при закрытом транзисторе $T1$.

Используя эту систему уравнений и поступая так же, как при анализе схемы одноемкостного мультивибратора (§ 4.1), можно показать, что длительность прямого хода формируемого пилообразного напряжения равна

$$T_{\text{н}} = \frac{\widetilde{R}_9 C}{\gamma} \ln \left[1 + \frac{\alpha_1 I_0 R_1 - (1 - \alpha_1) I_0 R_2 - 2U_{\text{пор}}}{(1 - \alpha_2) I_0 R_9 / \gamma + E_2 + U_{\text{пор}} - U_{\text{взз}}} \right], \quad (4.32)$$

где $\gamma = (1 - \alpha_5)(1 - \alpha_6)$, или приближенно

$$T_{\text{н}} = \alpha_1 C R_1 / (1 - \alpha_2). \quad (4.33)$$

Время восстановления схемы $T_{\text{в}}$ (длительность обратного хода) определяется постоянной времени разряда конденсатора

$$\tau_{\text{раз}} = C (R_{\text{дз}} + R_{\text{вых4}}), \quad (4.34)$$

где $R_{\text{дз}}$ — среднее за время разряда сопротивление открытого диода Д2.

Можно показать, что в случае, когда сопротивление внешней нагрузки весьма велико, длительность пилообразного импульса определяется соотношением (4.19).

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения (относительное уменьшение крутизны) в любой момент прямого хода

$$\xi(t) = \frac{t (du_C/dt)|_{t=0} - (du_C/dt)|_t}{(du_C/dt)|_{t=0}} = \frac{\gamma t}{C R_9}. \quad (4.35)$$

При $t = T_{\text{н}}$

$$\xi(T_{\text{н}}) = \xi_{\text{макс}} \approx (1 - \alpha_6) R_1 / R_9. \quad (4.36)$$

Характерной особенностью схемы является возможность ее перевода в режим формирования пилообразного напряжения путем подачи импульсов на базу транзистора Т1 (см. рис. 4.9). В этом случае формирование пилообразного напряжения происходит во время действия на входе отрицательных импульсов. Максимальная длительность формируемых импульсов равна длительности импульсов в автоколебательном режиме.

4.5. Электронное регулирование длительности импульсов, формируемых схемами на основе ДУ

Как видно из выражений (4.11), (4.12), (4.14) — (4.17), (4.19), (4.23) — (4.29) и (4.32), длительность импульсов, формируемых импульсными схемами, выполненными на основе ДУ, зависит от тока I_0 и разности

напряжений $U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}}$. Поэтому имеется возможность электронного регулирования длительности импульсов таких схем изменением одной из указанных величин или обеих одновременно.

Рассмотрим способы регулирования длительности импульсов на примере симметричного НЧ мультивибратора (рис. 4.6).

Регулирование изменением тока I_0

Изменение тока I_0 с целью регулирования длительности импульсов осуществляется подачей управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$ в цепь базы транзистора токопитающего каскада (см. рис. 4.9). Зависимость $I_0 = I_0(U_{\text{упр}})$ подробно обсуждена в § 2.4.

Представляет интерес анализ регулировочных характеристик рассматриваемого мультивибратора в двух режимах его работы: 1) когда разность напряжений $U_{\text{Э макс}}$ и $U_{\text{Э мин}}$ пропорциональна току I_0 ($U_{\text{Э 4 макс}} - U_{\text{Э 4 мин}} = \alpha_1 I_0 \times \times R_1 K_{\text{ЭП4}}$; $U_{\text{Э 5 макс}} - U_{\text{Э 5 мин}} = \alpha_2 I_0 R_2 K_{\text{ЭП5}}$) и 2) когда разность этих напряжений не зависит от тока I_0 ($U_{\text{Э макс}} - - U_{\text{Э мин}} = \text{const}$). В первом случае длительности полупериодов определяются выражениями (4.27) и (4.28). При этом изменение тока I_0 на величину ΔI_0 приводит к изменению длительностей импульсов мультивибратора относительно первоначальных значений на величины

$$\Delta T_1 = \frac{C_1 U_{\text{пор}}}{(1 - \alpha_2) I'_0} \frac{v}{1 + v}; \quad (4.37)$$

$$\Delta T_2 = \frac{C_2 U_{\text{пор}}}{(1 - \alpha_1) I'_0} \frac{v}{1 + v}, \quad (4.38)$$

где

$$v = \Delta I'_0 / I'_0; \quad (4.39)$$

I'_0 — значение тока I_0 при $U_{\text{упр}} = 0$.

Эффективность регулирования длительностей импульсов изменением тока I_0 можно оценить производными

$$dT_1/dI_0 = C_1 U_{\text{пор}} / [(1 - \alpha_2) I_0'^2]; \quad (4.40)$$

$$dT_2/dI_0 = C_2 U_{\text{пор}} / [(1 - \alpha_1) I_0'^2]. \quad (4.41)$$

В случае, когда разность напряжений $U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}}$ не зависит от тока I_0 (техническая реализация этого

условия рассмотрена ниже), величины изменения длительностей импульсов на основании (4.25) и (4.26) равны

$$\Delta T_1 = - \frac{C_1(U_{Э4 \text{ макс}} - U_{Э4 \text{ мин}} - U_{\text{пор}})}{(1 - \alpha_2)I_0'} \frac{v}{1 + v}; \quad (4.42)$$

$$\Delta T_2 = - \frac{C_2(U_{Э5 \text{ макс}} - U_{Э5 \text{ мин}} - U_{\text{пор}})}{(1 - \alpha_1)I_0'} \frac{v}{1 + v}, \quad (4.43)$$

а соответствующие производные определяются выражениями

$$\frac{dT_1}{dI_0} = - \frac{C_1(U_{Э4 \text{ макс}} - U_{Э4 \text{ мин}} - U_{\text{пор}})}{(1 - \alpha_2)I_0'^2}; \quad (4.44)$$

$$\frac{dT_2}{dI_0} = - \frac{C_2(U_{Э5 \text{ макс}} - U_{Э5 \text{ мин}} - U_{\text{пор}})}{(1 - \alpha_1)I_0'^2}. \quad (4.45)$$

Сравнительный анализ соотношений (4.37)—(4.41) и (4.42)—(4.45) показывает, что управление длительностью импульсов изменением тока I_0 более эффективно при выполнении условия $U_{Э \text{ макс}} - U_{Э \text{ мин}} = \text{const}$ (при этом изменение длительности импульсов в десятки раз больше, чем в случае, когда перепад напряжений $U_{Э \text{ макс}} - U_{Э \text{ мин}}$ зависит от тока I_0). Поэтому такой способ может быть рекомендован для регулирования длительности импульсов в широких пределах.

Производные dT/dI_0 , определяемые формулами (4.40), (4.41) и (4.44), (4.45), сильно зависят от тока I_0 , что позволяет изменять эффективность регулирования длительности импульсов надлежащим выбором начального значения этого тока.

Чтобы объяснить, каким образом можно обеспечить выполнение условия $U_{Э \text{ макс}} - U_{Э \text{ мин}} = \text{const}$, рассмотрим половину схемы симметричного мультивибратора (рис. 4.6). Как известно, в процессе работы мультивибратора транзистор $T1$ открыт ($I_{К1} = \alpha_1 I_0$) или заперт ($I_{К1} = 0$). При запертом транзисторе $T1$ напряжение на выходе транзистора $T4$ имеет максимальное значение

$$U_{Э4 \text{ макс}} = \frac{E_1 - U_{БЭ4} - (1 - \alpha_4)E_2 R_1 / R_8}{1 + (1 - \alpha_4)R_1 / R_8} \quad (4.46)$$

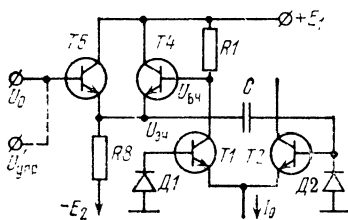
и не зависит от тока I_0 . Поэтому для выполнения условия $U_{Э4 \text{ макс}} - U_{Э4 \text{ мин}} = \text{const}$ достаточно устранить зависимость от тока I_0 минимального напряжения $U_{Э4 \text{ мин}}$.

На рис. 4.10 приведена часть левой половины схемы симметричного низкочастотного мультивибратора. В этой схеме постоянно уровня напряжения $U_{Э4\text{ мин}}$ при открытом транзисторе $T1$ обеспечивается фиксацией потенциала эмиттера транзистора $T4$ с помощью включения в схему дополнительного транзистора $T5$, на базу которого подается определенное напряжение U_0 . Транзисторы $T5$ и $T4$ образуют дифференциальный каскад.

Поэтому при $U_0 \geq U_{Б4} + U_{пор}$ транзистор $T4$ закрыт, а транзистор $T5$ открыт и напряжение $U_{Э4\text{ мин}}$ определяется только значением напряжения U_0 , т. е.

$$U_{Э4\text{ мин}} = U_0 - U_{БЭ5}. \quad (4.47)$$

Для обеспечения самовозбуждения мультивибратора с дополнительным транзистором должно быть выполнено условие



$$U_0 \leq U_{К1\text{ макс}} - U_{т\text{ мин}} + U_{пор}, \quad (4.48)$$

Рис. 4.10. Схема части симметричного низкочастотного мультивибратора с фиксированным напряжением.

где $U_{т\text{ мин}}$ — минимальная амплитуда выходного импульса, при которой еще возможны лавинообразные опрокидывания схемы ($U_{т\text{ мин}} = 0,2 \dots 0,3$ В); $U_{К1\text{ макс}}$ — напряжение на коллекторе транзистора $T1$ в закрытом состоянии.

При заданном напряжении U_0 питающий ток I_0 необходимо выбирать из условия

$$\begin{aligned} \frac{1+\gamma}{\alpha_1 R_1} \left[E_1 - U_0 + U_{пор} - \frac{(E_1 + E_2 - U_{БЭ4})R_1}{(1+\gamma)R_3} \right] &\leq I_0 \leq \\ &\leq \frac{1+\gamma}{\alpha_1 R_1} \left[E_1 - U_{д1} - \frac{(E_1 + E_2 - U_{БЭ4})R_1}{(1+\gamma)R_3} \right], \end{aligned} \quad (4.49)$$

где $\gamma = (1 - \alpha_4)R_1/R_3$; $U_{д1}$ — падение напряжения на открытом диоде $D1$ от тока $I_{Б1} = (1 - \alpha_1)I_0$.

Левая часть (4.49) получена из условия обеспечения открытого состояния транзистора $T5$ при открытом тран-

зисторе $T1$, а правая часть — из условия обеспечения активного режима работы открытого транзистора $T1$.

Из условия (4.49) следует, что максимальная величина изменения тока I_0 при регулировании длительности импульсов зависит от напряжения U_0 и определяется выражением

$$\Delta I_{0\text{макс}} = \frac{1+\gamma}{\alpha_1 R_1} (U_0 - U_{\text{пор}} - U_{\text{д1}}). \quad (4.50)$$

Следует отметить, что при выполнении условия $U_{\text{Э макс}} - U_{\text{Э мин}} = \text{const}$ отношение длительностей импульсов T^*/T_0 при значениях управляющего напряжения $U_{\text{упр}} = U^*_{\text{упр}}$ и $U_{\text{упр}} = 0$ равно

$$T^*/T_0 = I_0/I^*_0, \quad (4.51)$$

где I^*_0 и I_0 — токи токопитающего каскада при значениях управляющего напряжения $U_{\text{упр}} = U^*_{\text{упр}}$ и $U_{\text{упр}} = 0$.

Из (4.51) видно, что такие схемы могут быть применены для определения отношений двух электрических сигналов.

Регулирование при постоянном токе I_0

Регулировать длительность импульсов при $I_0 = \text{const}$ можно, изменяя напряжение $U_{\text{Э мин}}$ с помощью внешнего управляющего напряжения $U'_{\text{упр}}$, подаваемого на базу транзистора $T5$ (рис. 4.10). Величина этого напряжения должна лежать в пределах от $U'_{\text{упр мин}}$ до $U'_{\text{упр макс}}$, причем напряжение $U'_{\text{упр макс}}$ определяется правой частью выражения (4.48), а минимальное значение управляющего напряжения — выражением

$$U'_{\text{упр мин}} = E_1 + U_{\text{пор}} - \alpha_1 I'_0 R_1, \quad (4.52)$$

где I'_0 — заданное значение тока I_0 .

При таком регулировании изменение длительностей импульсов при изменении управляющего напряжения на величину $\Delta U'_{\text{упр}}$ определяется выражениями

$$\Delta T_1 = - \frac{C_1}{(1 - \alpha_2) I'_0} \Delta U'_{\text{упр}}; \quad (4.53)$$

$$\Delta T_2 = - \frac{C_2}{(1 - \alpha_1) I'_0} \Delta U'_{\text{упр}}. \quad (4.54)$$

Из соотношений (4.53) и (4.54) видно, что длительность импульсов низкочастотного симметричного мультивибратора линейно зависит от управляющего напряжения. Такой регулируемый мультивибратор может быть применен для преобразования напряжения в длительность импульса.

Описанные способы регулирования длительности импульсов, формируемых в процессе заряда конденсатора, применимы для всех импульсных схем на основе ДУ,

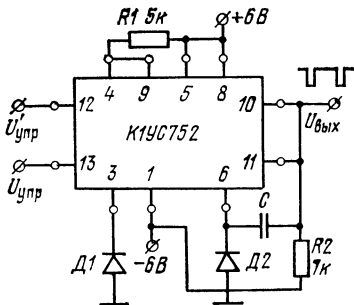


Рис. 4.11. Схема регулируемого мультивибратора на основе микросхемы К1УС752.

у которых резисторы в базовых цепях транзисторов дифференциального каскада заменены диодами. Для таких схем справедливы все соотношения, полученные выше применительно к схеме регулируемого низкочастотного симметричного мультивибратора.

Отметим, что одним из достоинств рассмотренных импульсных схем является простота и удобство электронного регулирования параметров выходных сигналов, причем могут быть реализованы как линейные, так и нелинейные регулировочные характеристики $T_{\text{н}} = f(U_{\text{упр}})$.

Отметим, что одним из достоинств рассмотренных импульсных схем является простота и удоб-

ство электронного регулирования параметров выходных сигналов, причем могут быть реализованы как линейные, так и нелинейные регулировочные характеристики $T_{\text{н}} = f(U_{\text{упр}})$. На рис. 4.11 приведена практическая схема мультивибратора с регулируемой длительностью импульсов, выполненного на основе микросхемы К1УС752 (рис. 2.11). Длительность импульсов регулируется в широких пределах изменением управляющих напряжений $U'_{\text{упр}}$ и $U_{\text{упр}}$ (ток I_0 линейно зависит от напряжения $U_{\text{упр}}$). Графики зависимостей $T_{\text{н}} = f_1(U'_{\text{упр}})$ и $T_{\text{н}} = f_2(I_0)$, снятые экспериментально при $C=9100$ пФ; $R_1=5$ кОм; $R_2=7$ кОм, приведены на рис. 4.12. В схеме использованы диоды $D1$ и $D2$ типа КД510.

4.6. Триггер Шмитта

При соединении одного из дифференциальных входов с синфазным выходом (рис. 4.13) схема ДУ приобретает свойства триггера Шмитта. Входной сигнал подается на базу транзистора $T1$ дифференциального каскада, а опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ через резистор $R4$ — на базу транзистора $T2$. При использовании триггера

в качестве порогового устройства уровень его срабатывания может регулироваться также резистором переменного сопротивления $R9$. Конденсатор C , шунтирующий резистор обратной связи $R8$, служит для ускорения процесса опрокидывания схемы из одного устойчивого состояния в другое (его наличие в схеме не является принципиально необходимым).

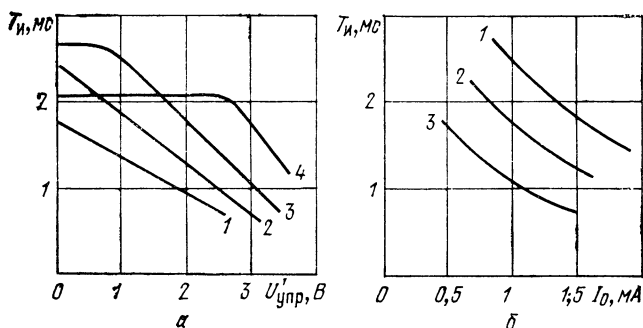


Рис. 4.12. Зависимость длительности импульсов мультивибратора (рис. 4.11):

a — от управляющего напряжения $U'_{упр}$ при значениях питающего тока $I_0=2$; 1,5; 1; 0,5 мА (соответственно кривые 1, 2, 3, 4); $б$ — от тока I_0 при значениях управляющего напряжения $U'_{упр}=1$; 2; 3 В (соответственно кривые 1, 2, 3).

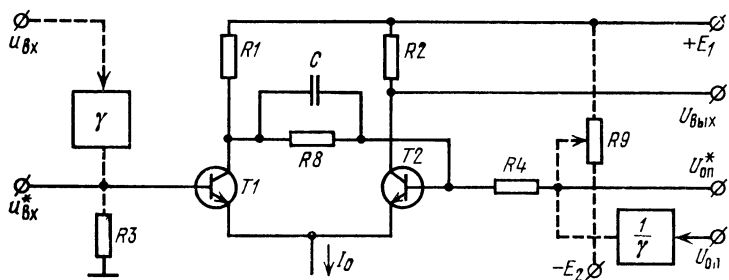


Рис. 4.13. Схема триггера Шмитта.

Не останавливаясь на особенностях работы схемы, отметим, что лавинообразные процессы ее опрокидывания из одного устойчивого состояния в другое происходят при $U_{диф} = \pm U_{пор}$ ($U_{пор}$ — пороговое напряжение, примерно равное $4\varphi_T$).

Основными параметрами триггера являются напряжение срабатывания $U_{срб}$, напряжение отпускания $U_{отп}$ и гистерезис $U_{г}$. Эти параметры определяются следующими выражениями:

$$U_{срб} = \frac{E_1 - (1 - \alpha_2) I_0 R_4 a}{1 + a} - U_{пор} + \frac{a U_{оп}}{1 + a}, \quad (4.55)$$

$$U_{отп} = \frac{E_1 - \alpha_1 I_0 R_1}{1 + a} + U_{пор} + \frac{[(1 + a) R_8 + R_4] U_{оп}}{(1 + a)(R_4 + R_8)}. \quad (4.56)$$

$$U_{г} = U_{срб} - U_{отп} = \frac{I_0}{1 + a} [a_1 R_1 - (1 - \alpha_2)(R_1 + R_8)] - 2U_{пор} - \frac{[(1 - a) R_4 + R_8] U_{оп}}{(1 + a)(R_4 + R_8)}, \quad (4.57)$$

где $a = (R_1 + R_8) / R_4$.

Как видно из соотношения (4.57), гистерезис схемы зависит от опорного напряжения $U_{оп}$. Для устранения этой зависимости достаточно выбрать сопротивления резисторов $R1$ и $R4$ равными.

Если триггер применяется в качестве сравнивающего устройства, то для фиксации моментов времени, в которые выполняется определенное соотношение между сравниваемыми входным и опорным напряжениями, могут использоваться опрокидывания триггера как при срабатывании, так и при отпуске схемы. Из выражений (4.55) и (4.56) следует, что в обоих случаях триггер опрокидывается не при равенстве сравниваемых напряжений, а при выполнении между ними следующих соотношений:

— для момента срабатывания

$$u_{вх} = \gamma U_{оп} + b, \quad (4.55a)$$

где $\gamma = (R_1 + R_8) / (R_1 + R_4 + R_8)$;

$$b = E_1 - \gamma [E_1 + (1 - \alpha_2) I_0 R_4] - U_{пор};$$

— для момента отпускания

$$u'_{вх} = \gamma' U_{оп} + b', \quad (4.56a)$$

где

$$\gamma' = [R_8 + (1 - \gamma) R_4] / (R_4 + R_8);$$

$$b' = (1 - \gamma) (E_1 - \alpha_1 I_0 R_1) - U_{пор}.$$

В выражениях (4.55а) и (4.56а) слагаемые b и b' могут рассматриваться как постоянные систематические погрешности сравнения, величину которых можно регулировать, устанавливая то или иное значение тока I_0 .

Коэффициенты пропорциональности γ и γ' зависят только от параметров резисторов и являются постоянными для конкретной схемы. В случае необходимости их можно изменять, подключая к схеме дополнительные внешние резисторы.

Разность между сравниваемыми входным и опорным напряжениями в моменты опрокидывания триггера, как следует из формул (4.55а) и (4.56а), не остается постоянной, а линейно зависит от самого опорного напряжения. Например, для опрокидывания в момент срабатывания эта разность определяется выражением

$$u_{вх} - U_{оп} = b - (1 - \gamma) U_{оп}. \quad (4.58)$$

Эту особенность триггера необходимо учитывать при использовании его в качестве сравнивающего устройства, что нетрудно сделать, так как коэффициенты γ и b для конкретной схемы являются величинами постоянными.

Условие $u_{вх} - U_{оп} = \text{const}$ можно обеспечить подачей либо опорного напряжения на триггер через линейный преобразователь с коэффициентом передачи, равным $1/\gamma$, либо входного напряжения через преобразователь с коэффициентом передачи γ (рис. 4.13). В этих случаях выражение (4.55а) соответственно принимает вид

$$u_{вх} = \gamma U_{оп}^* + b = U_{оп} + b; \quad u_{вх}^* = \gamma U_{оп} + b \quad \text{или} \\ u_{вх} = U_{оп} + b/\gamma,$$

где $U_{оп}^* = U_{оп}/\gamma$; $u_{вх}^* = \gamma u_{вх}$ — напряжения на выходах преобразователей, непосредственно подаваемые на триггер.

Для обеспечения высокой точности сравнения необходимо, чтобы транзисторы $T1 \dots T3$ работали в линейном режиме. Это требование выполняется, если опорное напряжение $U_{оп}$ и ток токопитающего каскада удовлетворяют условиям

$$\frac{1}{\gamma} \left(\frac{I_0 R_7}{\alpha_2} + 4U_{КЭнас} - E_2 \right) + (1 - \alpha_2) I_0 R_4 - \\ - E_1 \left(\frac{1}{\gamma} - 1 \right) \leq U_{оп} \leq \frac{1}{\gamma} (E_1 - \alpha_2 I_0 R_2) +$$

$$+(1 - \alpha_2) I_0 R_4 - E_1 \left(\frac{1}{\gamma} - 1 \right); \quad (4.59)$$

$$I_0 \leq \frac{E_1 - U_{\text{оп макс}}}{\alpha_2 R_2 / \gamma - (1 - \alpha_2) R_4}, \quad (4.60)$$

где $U_{\text{кЭнас}}$ — напряжение насыщения коллектора транзисторов при токе коллектора, примерно равном I_0 ; $U_{\text{оп макс}}$ — максимальное опорное напряжение, определяемое правой частью выражения (4.59).

При соблюдении этих ограничений и постоянстве коэффициентов γ и b ошибка сравнения в нормальных условиях не превышает единиц милливольт.

Для уменьшения длительности фронтов выходных импульсов триггера резистор обратной связи R_8 целе-

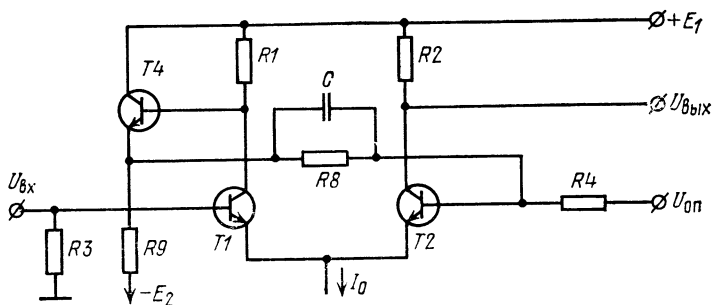


Рис. 4.14. Схема триггера Шмитта с обратной связью через эмиттерный повторитель.

сообразно подключать к коллектору транзистора $T1$ через эмиттерный повторитель (рис. 4.14). Можно показать, что в этом случае напряжение срабатывания и напряжение отпускания триггера определяются выражениями

$$U_{\text{срб}} = \frac{R_8}{R_4 + R_8} U_{\text{оп}} + \frac{E_1 - (1 - \alpha_2) \left[1 + (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} \right] I_0 R_8 - (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} E_2 - U_{\text{БЭ4}}}{\left[1 + (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} \right] \left(1 + \frac{R_8}{R_4} \right)} U_{\text{пор}}; \quad (4.61)$$

$$U_{отп} = \frac{R_8}{R_4 + R_8} U_{оп} + \frac{E_1 - \alpha_1 I_0 R_1 K_{эп4} - (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} E_2 - U_{БЭ4}}{\left[1 + (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} \right] \left(1 + \frac{R_8}{R_4} \right)} + U_{пор}. \quad (4.62)$$

Для этой схемы опорное напряжение лежит в пределах

$$\begin{aligned} & \left(1 + \frac{R_4}{R_8} \right) \left(\frac{I_0 R_7}{\alpha_3} + 4U_{КЭнас} - E_2 \right) - \\ & \frac{E_1 - (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} E_2 - \alpha_1 I_0 R_1 K_{эп4} - U_{БЭ4}}{\left[1 + (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} \right] \frac{R_8}{R_4}} \leq U_{оп} \leq \\ & \leq \left(1 + \frac{R_4}{R_8} \right) (E_1 - \alpha_2 I_0 R_2) + (1 - \alpha_2) I_0 R_4 - \\ & \frac{E_1 - (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} E_2 - U_{БЭ4}}{\left[1 + (1 - \alpha_4) \frac{R_1}{R_9} \right] \frac{R_8}{R_4}}. \quad (4.63) \end{aligned}$$

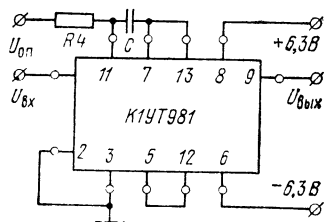
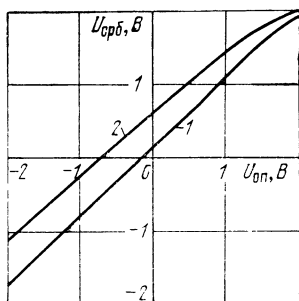


Рис. 4.16. Схема триггера Шмитта на основе микросхемы КИУТ981.

Рис. 4.15. Экспериментальные зависимости напряжения срабатывания триггера Шмитта (рис. 4.16) от величины опорного напряжения при $R_8 = 24$ кОм; $R_4 = 1,1$ и $4,3$ кОм (соответственно графики 1 и 2).

Кроме указанных ограничений при выборе режима работы схемы (рис. 4.14) должно быть выполнено условие

$$I_0 \leq \frac{(1 + R_8/R_4)E_1 - (R_8/R_4)U_{оп макс}}{(1 + R_8/R_4)\alpha_2 R_2 - (1 - \alpha_2)R_8}$$

$$- \frac{E_1 - (1 - \alpha_4) E_2 R_1 / R_9 - U_{\text{БЭ4}}}{[1 + (1 - \alpha_4) R_1 / R_9][1 + R_3 / R_4] \alpha_2 R_2 - (1 - \alpha_2) R_8}, \quad (4.64)$$

подобное условию (4.60).

На рис. 4.15 приведены экспериментальные графики зависимости напряжения срабатывания триггера Шмитта (рис. 4.16), выполненного на основе микросхемы К1УТ981, от величины опорного напряжения, полученные при $R_8 = 24$ кОм, $R_4 = 1,1$ и $4,3$ кОм (соответственно кривые 1 и 2). Триггер имеет следующие электрические параметры: амплитуда выходного напряжения не менее 4 В; гистерезис при $R_4 = 1$ кОм не более 0,1 В, при $R_4 = 4,3$ кОм не более 0,5 В; пределы регулирования порога срабатывания $\pm 3,5$ В; длительность фронтов выходных импульсов не более 0,5 мкс.

Заключение

Рассмотренные в книге функциональные устройства не исчерпывают всех возможных вариантов применения микросхем дифференциальной структуры. На основе ДУ могут быть построены различные коммутаторы сигналов, селекторы импульсов, интеграторы напряжений и ряд других устройств, которые выполняются обычно с использованием операционных усилителей. ДУ находят применение также в цифровых устройствах (логические схемы с эмиттерной связью, логические триггеры и др.).

Далее, при создании линейных микросхем с высоким уровнем интеграции, отличающихся значительным количеством пассивных элементов, наиболее приемлемой является гибридная технология. В этой связи весьма перспективным следует считать применение полупроводниковых микросхем ДУ в бескорпусном оформлении (с балочными или шариковыми выводами) в качестве активных элементов больших гибридных интегральных схем (БГИС). Использование таких микросхем при создании устройств различного назначения в значительной мере уменьшает трудности, возникающие при разработке БГИС и аналоговой аппаратуры на их основе. Действительно, различные типы микросхем ДУ характеризуются качественно однотипными параметрами, отличающимися в основном количественными значениями. Следовательно, достаточно полное знание свойств и возможностей микросхем одного типа позволяет легко оценить возможности микросхем других типов и принять обоснованное решение о применении в разрабатываемой аппаратуре микросхем той или иной серии, причем спо-

собы применения различных микросхем ДУ во многих случаях могут быть одинаковыми. В силу этих причин облегчается унификация и стандартизация функциональных устройств на основе ДУ, автоматизация разработки и изготовления БГИС, узлов и блоков аналоговой аппаратуры.

Таким образом, использование универсальных линейных микросхем ДУ позволяет существенно сократить количество типов и повысить применяемость интегральных схем, что способствует унификации аппаратуры. Широкое применение таких микросхем, на наш взгляд, позволит резко сократить сроки и стоимость разработки РЭА, поскольку в этом случае не требуется создавать новые микросхемы (в том числе, микросхемы частного применения) для реализации каждой отдельной схемной функции.

Примеры функциональных устройств, разработанных на основе отечественных микросхем дифференциального усилителя, и их основные электрические параметры приведены в Приложении.

Приложение

Варианты устройств на микросхемах дифференциального усилителя

Основные схемы функциональных устройств на базе дифференциального усилителя, многие из которых не нашли отражения в тексте книги из-за ее ограниченного объема, приведены в табл. П.1. В табл. П.2 указаны примерные значения основных параметров приведенных вариантов функциональных устройств на отечественных микросхемах К1УТ981, К1УС981, К1УС752 и К1УС754. В табл. П.1 и П.2 приняты следующие обозначения:

$E_{см}$ — напряжение смещения;

$f_{0,7}$ — верхняя частота полосы пропускания по уровню 0,7;

$|S|$ — модуль крутизны;

$K_{ос\ сф}$ — коэффициент ослабления синфазного сигнала;

- $R_{вх}$ — входное сопротивление;
 $f_{макс}$ — максимальная частота;
 $U_{вх\ огр}$ — порог ограничения по входу;
 $\Delta_{30\ кГц}$ — диапазон регулирования коэффициента усиления на частоте 30 кГц;
 $U_{к}$ — амплитуда коммутирующего напряжения;
 K — коэффициент передачи по напряжению;
 $U_{вых\ макс}$ — максимальное выходное напряжение;
 $R_{вых}$ — выходное сопротивление;
 $\Delta f/f$ — относительная нестабильность частоты;
 $f_{с}$ — частота сигнала;
 $f_{г}$ — частота гетеродина;
 k, n — номера гармоник; $k, n=1, 2, 3 \dots$;
 $f_{н}$ — частота несущего колебания;
 m — коэффициент глубины амплитудной модуляции;
 $K_{нл}$ — коэффициент нелинейных искажений;
 φ — угол сдвига фаз;
 $U_{т}$ — амплитуда напряжения (импульсов);
 $F_{и}$ — частота селектирующих импульсов;
 $t_{ф}$ — длительность фронта импульса;
 Q — скважность импульсов;
 $U_{зап}$ — амплитуда запускающих импульсов;
 $f_{макс}/f_{мин}$ — коэффициент перекрытия по частоте;
 Δ — ошибка сравнения;
 $T_{и}$ — длительность импульса;
 $t_{в}$ — время восстановления схемы.

Таблица П.1

Усилители		Усилители		Генераторы	
		Каскадный	Регулируемые	RC	LC
<p>Дифференциальный, паразитный, усилитель - ограничитель</p>					
<p>Повторитель</p>	<p>Усилители</p>	<p>Повторитель</p>	<p>Выходной</p>		

Генераторы		Модуляторы	
<p>RC</p>	<p>RC с частотной модуляцией</p>	<p>Амплитудный</p>	<p>Балансный</p>
Детекторы			
<p>Амплитудный</p>	<p>Фазовый, балансный</p>	<p>Фазовый линейный</p>	<p>Частотный</p>

частотно - преобразовательные схемы	
<p>Смеситель</p>	<p>Преобразователь</p>
<p>Умножитель</p>	<p>Делитель</p>
Импульсные схемы	
<p>Формирователь пилообразных импульсов</p>	<p>Формирователь импульсов с регулируемым наклоном ЛИН</p>
<p>Формирователь пилообразных импульсов</p>	<p>Генератор ЛИН с малым временем восстановления</p>

Импульсные схемы			
Мультивибраторы автоколебательные			
Импульсные схемы			
Мультивибратор с регулируемой скважностью			
Импульсные схемы			
Временной селектор			

Импульсные схемы			
Мультивибраторы управляемые			
<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $U_{упр}$, $E_{см}$</p>	<p>Вых, $+E_1$, $-E_2$, $U_{упр}$, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $U_{упр}$, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $U_{упр}$, $E_{см}$</p>
Импульсные схемы			
Триггер Шмитта			
<p>Вых, Вх, $+E_1$, $-E_2$, U_0, $E_{см}$</p>	<p>Вых, Вх, $+E_1$, $-E_2$, U_0, $E_{см}$</p>	<p>Вых, Вх, $+E_1$, $-E_2$, U_0, $E_{см}$</p>	<p>Вых, Вх, $+E_1$, $-E_2$, U_0, $E_{см}$</p>
Импульсные схемы			
Триггер			
<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $уст. 0$, $уст. 1$, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $уст. 0$, $уст. 1$, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $уст. 0$, $уст. 1$, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, $уст. 0$, $уст. 1$, $E_{см}$</p>
Импульсные схемы			
Коммутатор			
<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, Вх, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, Вх, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, Вх, $E_{см}$</p>	<p>Вых 1, Вых 2, $+E_1$, $-E_2$, Вх, $E_{см}$</p>

		Тип микросхемы		
Класс	Группа	К1УТ981	К1УС981	К1УС752
1	2	3	4	5
	Дифференциальный и парафазный	$f_{0,7} \geq 1$ МГц; $ S \geq 3$ мА/В; $R_{вх} \geq 5$ кОм	$f_{0,7} \geq 1$ МГц; $ S \geq 7$ мА/В; $R_{вх} \geq 3$ кОм	$f_{0,7} \geq 50$ МГц; $ S \geq 10$ мА/В; $R_{вх} \geq 3,5$ кОм
	Усилитель-ограничитель	$f_{\max} = 0,5$ МГц	$f_{\max} = 0,5$ МГц	$f_{\max} = 5$ МГц
	Каскодный	$f_{0,7} \geq 1,2$ МГц; $ S _{\max} \geq 6$ мА/В; $R_{вх} \geq 1,3$ кОм	$f_{0,7} \geq 1,5$ МГц; $ S _{\max} \geq 1$ мА/В; $R_{вх} \geq 3,3$ кОм	$f_{0,7} \geq 80$ МГц; $ S _{\max} \geq 15$ мА/В; $R_{вх} \geq 1,5$ кОм
	Регулируемые	$ S _{\max} \geq 12$ мА/В; D_{30} кГц ≥ 50 дБ; D_1 МГц ≥ 30 дБ	$ S _{\max} \geq 1$ мА/В для схемы 1; $ S _{\max} \geq 10$ мА/В для схемы 2; D_{30} кГц ≥ 50 дБ; D_1 МГц ≥ 30 дБ	$ S _{\max} \geq 30$ мА/В; D_1 МГц ≥ 40 дБ; D_{100} МГц ≥ 12 дБ
	Повторитель	$f_{0,7} \geq 3$ МГц; $K \geq 0,9$; $R_{ввых} \leq 100$ Ом; $U_{ввых \max} \geq 1,5$ В; $R_{вх} \geq 100$ кОм для схемы 1; $R_{вх} \geq 13$ кОм для схемы 2	$f_{0,7} \geq 150$ МГц; $ S \geq 10$ мА/В; $R_{вх} \geq 2$ кОм	$f_{0,7} \geq 200$ МГц; $ S _{\max} \geq 15$ мА/В; $R_{вх} \geq 0,8$ кОм
			$K_{ос \text{ сф}} \geq 70$ дБ	$f_{\max} = 10$ МГц
			$U_{вх \text{ отг}} \geq 100$ мВ	
				К1УС754
				6

Продолжение табл. П.2

1	2	3	4	5	6			
УСИЛИТЕЛИ	Выходной	При $K \approx 6$ $R_{\text{вых}} \geq 6$ кОм; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом; $f_{0,7} \geq 1$ МГц; $U_{\text{вых макс}} \geq 2$ В			—			
	RC					$f_{\text{макс}} \geq 200$ кГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	$f_{\text{макс}} \geq 300$ кГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	$f_{\text{макс}} \geq 300$ кГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В
	LC					$f_{\text{макс}} \geq 2$ МГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	$f_{\text{макс}} \geq 80$ МГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	$f_{\text{макс}} \geq 150$ МГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В
	Кварцевый					$f_{\text{макс}} \geq 1,5$ МГц; $U_{\text{вых}} \geq 0,5$ В	$f_{\text{макс}} \geq 70$ МГц; $U_{\text{вых}} \geq 0,5$ В	$f_{\text{макс}} \geq 150$ МГц; $U_{\text{вых}} \geq 0,3$ В
						$\Delta f/f = 10^{-5} \dots 10^{-6}$	$R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	—
	RC с частотной модуляцией					$f_{\text{макс}} \geq 200$ кГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	$f_{\text{макс}} \geq 300$ кГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом	$f_{\text{макс}} \geq 300$ кГц; $U_{\text{вых}} \geq 1$ В; $R_{\text{вых}} \leq 300$ Ом
МОДУЛЯТОРЫ	Амплитудный	$f_{\text{н}} \leq 1,5$ МГц; $m \leq 90\%$; $K_{\text{нл}} \leq 10\%$		$f_{\text{н}} \leq 50$ МГц; $m \leq 80\%$; $K_{\text{нл}} \leq 15\%$	$f_{\text{н}} \leq 150$ МГц; $m \leq 80\%$; $K_{\text{нл}} \leq 15\%$			
	Балансный	$f_{\text{н}} \leq 1$ МГц		$f_{\text{н}} \leq 50$ МГц	$f_{\text{н}} \leq 150$ МГц			

1	2	3	4	5	6
Детекторы	Амплитудный	$U_{\text{вых}}=0,02 \dots 3,5 \text{ В}; K=1 \dots 8; f_{\text{н}} \leq 1 \text{ МГц}$		$f_{\text{н}} \leq 50 \text{ МГц}$	—
	Фазовый и балансный	$f \leq 100 \text{ кГц}; U_{\text{вых макс}} \geq 3 \text{ В}; U_{\text{вых}} \sim \cos \varphi$		$f \leq 5 \text{ МГц}$	$f \leq 10 \text{ МГц}$
	Фазовый линейный	$f \leq 50 \text{ кГц}; U_{\text{вых макс}} \geq 3 \text{ В}; U_{\text{вых}} \sim (\pi/2 - \varphi)$		$f \leq 2 \text{ МГц}$	$f \leq 5 \text{ МГц}$
	Частотный	$f \leq 0,3 \text{ МГц}; U_{\text{вых макс}} \geq 3 \text{ В}$		$f \leq 10 \text{ МГц}$	$f \leq 30 \text{ МГц}$
	Смеситель и преобразователь	$f_c \leq 2 \text{ МГц}; f_r \leq 2 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 1,5 \text{ мА/В}$		$f_c \leq 50 \text{ МГц}; f_r \leq 50 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 4 \text{ мА/В}$	$f_c \leq 150 \text{ МГц}; f_r \leq 150 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 6 \text{ мА/В}$
Частотно-преобразовательные схемы	Умножитель	$k, n \leq 11; nf \leq 2 \text{ МГц}$		$k, n \leq 11; nf \leq 50 \text{ МГц}$	$k, n \leq 11; nf \leq 150 \text{ МГц}$
	Делитель	$f \leq 1,5 \text{ МГц}$		$f \leq 50 \text{ МГц}$	$f \leq 150 \text{ МГц}$
			$n \leq 7; U_{\text{вх}} \geq 30 \text{ мВ}$		
Импульсные схемы	Формирователи пилообразных импульсов	—	$U_m \geq 5 \text{ В}; f \leq 2 \text{ МГц}$	—	—
	Генератор пилообразных импульсов	$f \leq 0,5 \text{ МГц}; U_m \geq 5 \text{ В}$		$f \leq 1 \text{ МГц}; U_m \geq 4 \text{ В}$	$f \leq 3 \text{ МГц}; U_m \geq 4 \text{ В}$
	Генератор ЛИН с малым временем восстановления	$f \leq 0,5 \text{ МГц}; U_m \geq 5 \text{ В}$		$f \leq 1 \text{ МГц}; U_m \geq 4 \text{ В}$	$f \leq 3 \text{ МГц}; U_m \geq 4 \text{ В}$

$T_{\text{в}}/t_{\text{в}} = 50 \dots 500$

1	2	3	4	5	6
	Мультивибраторы автоколебательные	$U_m \geq 4 \text{ В}; t_{\phi} \leq 0,7 \text{ мкс}; f \leq 0,4 \text{ МГц}$	$f_{\text{мин}} \leq 0,01 \text{ Гц}$ для схем 3, 4	$U_m \geq 2 \text{ В}; t_{\phi} \leq 0,1 \text{ мкс}; f \leq 0,8 \text{ МГц}$	
	Мультивибратор кварцевый	$U_m \geq 4 \text{ В}; f \leq 0,4 \text{ МГц}; Q = 2; t_{\phi} \leq 0,7 \text{ мкс}$		$U_m \geq 2 \text{ В}; f \leq 0,8 \text{ МГц}; Q = 2; t_{\phi} \leq 0,1 \text{ мкс}$	
	Мультивибратор с регулируемой скважностью	$U_m \geq 4 \text{ В}; f \leq 0,4 \text{ МГц}; Q = 2 \dots 5$		$U_m \geq 2 \text{ В}; f \leq 0,8 \text{ МГц}; Q = 2 \dots 4$	
	Мультивибратор ждущий	$U_m \geq 4 \text{ В}; f \leq 0,4 \text{ МГц}; U_{\text{зап}} \geq 0,7 \text{ В}$		$U_m \geq 2 \text{ В}; f \leq 0,8 \text{ МГц}; U_{\text{зап}} \geq 0,7 \text{ В}$	
	Временной селектор	$T_{\text{н}} \geq 0,5 \text{ мкс}; F_{\text{н}} \leq 1 \text{ МГц}$		$T_{\text{н}} \geq 0,3 \text{ мкс}; F_{\text{н}} \leq 1 \text{ МГц}$	$T_{\text{н}} \geq 0,2 \text{ мкс}; F_{\text{н}} \leq 2 \text{ МГц}$
	Мультивибраторы управляемые	$U_m \geq 4 \text{ В}; Q = 2; f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}} = 3$		$U_m \geq 2 \text{ В}; Q = 2; f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}} = 3$	
	Триггер	$U_m \geq 4 \text{ В}; f \leq 0,4 \text{ МГц}$		$U_m \geq 2 \text{ В}; f \leq 0,8 \text{ МГц}$	
	Триггер Шмитта	$U_m \geq 4 \text{ В}; f \leq 0,7 \text{ МГц}$	$U_m \geq 4 \text{ В}; f \leq 0,5 \text{ МГц}$	$U_m \geq 2 \text{ В}; f \leq 1 \text{ МГц}$	$U_m \geq 2 \text{ В}; f \leq 2 \text{ МГц}$
	Схема сравнения	$\Delta \leq 200 \text{ мВ}$			
	Коммутатор	$f_{0,7} \geq 1,2 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 12 \text{ мА/В}$	$f_{0,7} \geq 1,5 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 1 \text{ мА/В}$	$f_{0,7} \geq 80 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 30 \text{ мА/В}$	$f_{0,7} \geq 200 \text{ МГц}; S _{\text{макс}} \geq 30 \text{ мА/В}$
		$D_{30} \text{ МГц} \geq 50 \text{ дБ}; D_1 \text{ МГц} \geq 30 \text{ дБ}; U_{\text{к}} \geq 0,5 \text{ В}$		$D_1 \text{ МГц} \geq 40 \text{ дБ}; D_{100} \text{ МГц} \geq 15 \text{ дБ}; U_{\text{к}} \geq 0,5 \text{ В}$	

ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ

Список литературы

1. Келлер. Линейные интегральные схемы. — «Электроника», 1967, т. 40, № 19.
2. Анализ и расчет интегральных схем. Пер. с англ. Под ред. Б. И. Ермолаева. Ч. 1. М., «Мир», 1969.
3. Штерн Л. Основы проектирования интегральных схем. Пер. с англ. М., «Энергия», 1973.
4. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Л., «Энергия», 1967.
5. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. М., Физматгиз, 1959.
6. Градштейн И. С. и Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., Физматгиз, 1962.
7. Проектирование и применение операционных усилителей. Пер. с англ. Под ред. И. Н. Теллюка. М., «Мир», 1974.
8. Каллахан. Номограммы для расчета источников стабилизированного тока. — «Электроника», 1970, т. 43, № 17.
9. Будинский Я. Усилители низкой частоты на транзисторах. М., Связьиздат, 1963.
10. Оффе А. Ограничения транзисторных УПТ. — «ТИИЭР», 1964, т. 2, № 2.
11. Линейные интегральные схемы. Операционный усилитель. — «Электроника», 1967, т. 40, № 21.
12. Бокк О. Ф. О свойствах одной интегральной схемы в режиме преобразования частоты. — «Радиотехника и электроника», 1969, т. XIV, № 9.
13. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. Под ред. Е. И. Гальперина, М., «Сов. радио», 1974.
14. Ризкин И. Х. Умножители и делители частоты. М., «Сов. радио», 1966.
15. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Под ред. Р. А. Валитова, М., «Связь», 1972.
16. Захаров В. К. Электронные элементы автоматики. Л., «Энергия», 1967.
17. Акулов И. И. и др. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. М., «Связь», 1964.
18. Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., «Сов. радио», 1966.
19. Гольденберг Л. М. Импульсные и цифровые устройства. М., «Связь», 1973.
20. Кремниевые планарные транзисторы. Под ред. Я. А. Федотова, М., «Сов. радио», 1973.
21. Колесов Л. Н. Введение в инженерную микроэлектронику. М., «Сов. радио», 1974.
22. Ефимов И. Е. Современная микроэлектроника. М., «Сов. радио», 1973.
23. Найдеров В. З. и др. Мультивибратор. Авт. свидетельство № 488322. — «БИ», 1975, № 38.
24. Юсупов З. Ф. и др. Генератор пилообразного напряжения. Авт. свидетельство № 431627. — «БИ», 1974, № 21.
25. Найдеров В. З. и др. Генератор пилообразного напряжения. Авт. свидетельство № 476671. — «БИ», 1975, № 25.

Содержание

Предисловие	3
Введение	5
1. Анализ схемы дифференциального усилителя	7
1.1. Общие сведения	7
1.2. Передаточные характеристики ДУ	8
1.3. Гармонический анализ выходных токов ДУ	12
1.4. Применение отрицательной обратной связи в дифференциальном каскаде	18
1.5. Токопитающий каскад ДУ	24
1.6. Несимметрия ДУ и дрейф нуля	26
2. Усилители и генераторы	30
2.1. Дифференциальный усилитель	31
2.2. Усилитель-ограничитель	37
2.3. Каскадный усилитель	38
2.4. Усилители с регулируемым коэффициентом усиления	40
2.5. Выходной усилитель	47
2.6. RC-автогенератор	50
2.7. LC-автогенератор	52
2.8. Кварцевый генератор	52
3. Частотно-преобразовательные схемы	55
3.1. Смеситель частот	55
3.2. Преобразователи частоты	60
3.3. Умножитель частоты	61
3.4. Делитель частоты	66
3.5. Балансный модулятор-усилитель	68
3.6. Амплитудный модулятор	72
3.7. Фазовый детектор	74
3.8. Частотный детектор	82
3.9. Амплитудный детектор	86
4. Импульсные схемы	89
4.1. Одноемкостный мультивибратор	89
4.2. Генератор импульсов с большой скважностью	94
4.3. Низкочастотный симметричный мультивибратор	96
4.4. Генераторы и формирователи пилообразного напряжения	98
4.5. Электронное регулирование длительности импульсов, формируемых схемами на основе ДУ	103
4.6. Триггер Шмитта	108
Заключение	114
Приложение. Варианты устройств на микросхемах дифференциального усилителя	115
Список литературы	126

Ф94 Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя. Под ред. В. З. Найдера. М., «Сов. радио», 1977.

128 с. с ил. (Массовая библиотека инженера «Электроника»).

На оборот. тит. л. авт.: В. П. Гетман, А. И. Голованов, В. З. Найдера, З. Ф. Юсупов.

Книга посвящена анализу интегральной микросхемы дифференциального усилителя с транзисторным источником тока и вопросам ее применения для создания функциональных устройств различного назначения — усилителей, генераторов, частотно-преобразовательных и импульсных устройств.

Книга предназначена для инженеров и студентов старших курсов вузов радиотехнических специальностей.

Ф $\frac{30407-030}{046(01)-77}$ 47-77

6Ф0.3

ИБ 155

ВАЛЕРИЙ ПЕТРОВИЧ ГЕТМАН,
АЛЕКСАНДР ИВАНОВИЧ ГОЛОВАНОВ,
ВИКТОР ЗАХАРОВИЧ НАЙДЕРОВ,
ЗАГИР ФАЗЫЛОВИЧ ЮСУПОВ

Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя

Под редакцией В. З. Найдера

Редактор **Е. М. Кучерявенко**
Художественный редактор **Н. С. Шейн**
Технический редактор **З. Н. Ратникова**
Корректор **Л. А. Максимова**

Сдано в набор 3/IX 1976 г. Подписано в печать 23/II 1977 г. Т-03063
Формат 84×108/32 Бумага типографская № 2
Объем 6,72 усл. п. л. 7,303 уч.-изд. л.
Тираж 28 700 экз. Зак. 812 Цена 37 к.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома»
при Государственном Комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

37 н.

