Г. С. Векслер, В. И. Штильман

ТРАНЗИСТОРНЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Г. С. ВЕКСЛЕР, В. И. ШТИЛЬМАН

ТРАНЗИСТОРНЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

ВТОРОЕ ИЗДАНИЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1979

ББК 32.844
В26
УДК 621.382.3:621.372.54

Векслер Г. С., Штильман В. И.

В26 Транзисторные сглаживающие фильтры. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1979. — 176 с., ил.

50 к.

Рассмотрены транзисторные сглаживающие фильтры. Проанализирована работа транзисторных фильтров на одиночных и составных транзисторах в стационарном и переходном режимах. Особое внимание уделено устройствам защиты фильтра от коротких замыканий и возможных перенапряжений.

Приведены примеры расчетов различных фильтров, позволяющие читателю самостоятельно спроектировать транзисторный фильтры.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и наладкой электронной аппаратуры, а также может быть полезна студентам соответствующих специальностей.

В $\frac{30404\text{-}009}{051(01)\text{-}79}$ 203-79. 2402020000

ББК 32.844
6Ф2.14

ГРИГОРИЙ СОЛОМОНОВИЧ ВЕКСЛЕР
ВИКТОР ИЛЬИЧ ШТИЛЬМАН

ТРАНЗИСТОРНЫЕ СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Редактор А. А. Бокуняев
Редактор издательства И. Н. Суслова
Обложка художника Е. В. Никитина
Технический редактор Л. В. Иванова
Корректор З. Б. Драновская
ИБ № 180

Сдано в набор 26.05.78 Подписано к печати 30.11.78 Т-15578
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 3 Гарн. шрифта литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 9,24 Уч.-изд. л. 10,01
Тираж 20 000 экз. Заказ 688 Цена 50 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

© Издательство «Энергия», 1979.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в радиоэлектронной аппаратуре широко применяются интегральные схемы. Однако миниатюризация устройств электропитания связана с определенными трудностями. Улучшить массо-габаритные показатели одной из составных частей электропитающего устройства — сглаживающего фильтра можно, используя вместо громоздких фильтрующих дросселей и конденсаторов транзисторные сглаживающие фильтры. Преимущества транзисторных сглаживающих фильтров по сравнению с *LC*- и *RC*-фильтрами проявляются особенно при работе в условиях пониженной температуры окружающей среды, когда емкость фильтрующих конденсаторов уменьшается, а также при частоте питающей сети 50 Гц.

В книге изложена теория работы различных транзисторных фильтров, определены области их применения, приведены формулы и примеры инженерного расчета. Большое внимание уделено переходным процессам, возникающим при включении фильтра или коротком замыкании на его выходе.

Исследование переходных режимов позволяет выбрать защитные устройства.

Изложенный материал не охватывает всех вопросов, связанных с анализом и проектированием транзисторных фильтров, тем не менее книга дает возможность читателю самостоятельно рассчитать фильтрующее устройство с защитой от перегрузки и выбрать тип фильтра.

Первое издание книги вышло в 1972 г. в издательстве «Техніка».

Во втором издании учтены замечания читателей к первому изданию и добавлен новый материал.

Авторы выражают глубокую благодарность канд. техн. наук С. С. Букрееву и канд. техн. наук А. А. Бокуняеву, замечания которых помогли улучшить книгу, а также всем читателям, приславшим свои пожелания по первому изданию книги.

Авторы будут признательны читателям за предложения и замечания по улучшению содержания предлагаемой книги, которые следует направлять по адресу: 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

Авторы

Глава первая

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРАХ

1-1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ И ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ

Электропитание аппаратуры, выполненной на транзисторах, интегральных схемах или магнитных элементах, а также на электронно-вакуумных и газоразрядных приборах, производится от сетей переменного тока с последующим преобразованием его в постоянный или от источников постоянного тока. В обоих случаях на аппаратуру вместе с постоянной поступает переменная составляющая напряжения, чаще всего являющаяся следствием пульсации выпрямленного напряжения. Иногда источником переменной составляющей может быть э. д. с., наведенная в проводах питания электромагнитными полями, создаваемыми отдельными аппаратами, входящими в сложные современные радиоэлектронные комплексы.

В выпрямленном напряжении наибольшую амплитуду имеет первая гармоника[1]. Мерой содержания в питающем напряжении переменной составляющей является коэффициент пульсаций

$$k_{\text{пл}1}=U_{1m}/U_{\text{ср}}\cdot 100\%, \qquad (1\text{-}1)$$

где U_{1m} — амплитуда первой гармоники напряжения; $U_{\text{ср}}$ — постоянная составляющая напряжения.

В дальнейшем индекс 1 будет опускаться.

Чем больше полезный сигнал в аппаратуре, тем большее значение $k_{\text{пл}}$ можно допустить в питающем напря-

[1] В дальнейшем в книге речь будет идти лишь о фильтрации первой гармоники. Если частота одной или нескольких высших гармоник находится в полосе рабочих частот потребителя, то тогда следует рассматривать фильтрацию напряжения этой частоты.

жении. Например, для нормальной работы микрофонных цепей значение $k_{пл}$ в некоторых случаях не должно превышать 0,00001%, а мощные усилительные каскады, собранные по двухтактной схеме, могут работать при $k_{пл}$ от 0,5 до 3% [16].

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения зависит от схемы выпрямителя и характера его нагрузки. Наименьшее значение $k_{пл}$ (около нескольких процентов) достигается при работе на нагрузку с емкостной реакцией, а также в многофазных схемах выпрямления. Однако и в этих случаях необходимо уменьшать коэффициент пульсаций $k_{пл}$ до необходимого значения. Для этой цели служит сглаживающий фильтр, включенный между выпрямителем и потребителем.

При включении и выключении входного напряжения, а также при изменении нагрузки фильтр работает в нестационарном (переходном) режиме. После окончания переходного процесса фильтр переходит в стационарный (установившийся) режим работы.

В стационарном режиме работы фильтр характеризуется статическими параметрами, в нестационарном — динамическими (дифференциальными).

К статическим параметрам относятся модули коэффициентов фильтрации и сглаживания (эти коэффициенты характеризуются модулем и фазой) и коэффициентом передачи постоянного напряжения.

К динамическим параметрам относятся запас устойчивости по фазе и амплитуде (определяется для всего устройства, в который входит фильтр); перенапряжения и сверхтоки при включении и выключении входного напряжения; при импульсном изменении нагрузки — напряжение максимального выброса, характер переходного процесса и его длительность; при гармоническом (в широком диапазоне частот) изменении нагрузки — выходной импеданс в функции от частоты изменения нагрузки.

Важными экономическими параметрами фильтра являются его к. п. д. и удельные массо-габаритные показатели (Вт/кг и Вт/дм^3), характеризующие схему, конструкцию фильтра и его элементную базу.

Рассмотрим некоторые параметры фильтра на примере питания усилителя звуковых частот. Различают коэффициенты пульсаций на входе и на выходе фильтра

в соответствии с формулой (1-1):

$$k_{\text{пл.вх}}=U_{\text{вх}m}/U_{\text{вх.ср}}\cdot 100\%; \qquad (1\text{-}2)$$

$$k_{\text{пл.вых}}=U_{\text{вых}m}/U_{\text{вых.ср}}\cdot 100\%. \qquad (1\text{-}3)$$

Значение $k_{\text{пл.вх}}$ определяется выпрямителем, а значение $k_{\text{пл.вых}}$ задается из условий работы потребителя, поэтому задача фильтра — уменьшить $k_{\text{пл.вх}}$ до $k_{\text{пл.вых}}$. Мерой качества фильтра является коэффициент сглаживания

$$K=k_{\text{пл.вх}}/k_{\text{пл.вых}}. \qquad (1\text{-}4)$$

Ослабление фильтром переменной составляющей напряжения характеризуется коэффициентом фильтрации

$$k_{\text{ф}}=U_{\text{вх}m}/U_{\text{вых}m}. \qquad (1\text{-}5)$$

Фильтры одновременно с ослаблением переменной составляющей напряжения в значительно меньшей степени уменьшают и его постоянную составляющую. Это уменьшение характеризуется коэффициентом передачи постоянной составляющей напряжения со входа на выход фильтра

$$\lambda=U_{\text{вых.ср}}/U_{\text{вх.ср}}. \qquad (1\text{-}6)$$

Учитывая формулы (1-2), (1-3) и (1-6), выражение (1-4) можно записать в виде

$$K=k_{\text{ф}}\lambda. \qquad (1\text{-}7)$$

Важным параметром фильтра является его к. п. д.

$$\eta=U_{\text{вых.ср}}I_{\text{вых.ср}}/U_{\text{вх.ср}}I_{\text{вх.ср}}=\lambda I_{\text{вых.ср}}/I_{\text{вх.ср}}, \qquad (1\text{-}8)$$

где $I_{\text{вых.ср}}$ и $I_{\text{вх.ср}}$ — постоянные составляющие токов соответственно на выходе и на входе фильтра.

Обычно для получения высокого к. п. д. η стараются обеспечить в фильтре значение коэффициента передачи λ не ниже 0,9, поэтому K и $k_{\text{ф}}$ отличаются друг от друга не больше чем на 10% и их часто смешивают, что не приводит к существенным ошибкам при расчете. Однако для питания аппаратуры, работающей при малых $U_{\text{вых.ср}}$, падение напряжения на последовательном элементе фильтра может быть существенным по сравнению с $U_{\text{вых ср}}$ и коэффициент передачи может составить $\lambda\approx$ $\approx$0,3÷0,5. Поэтому следует не путать K и $k_{\text{ф}}$.

Если сопротивление потребителя изменяется во времени, как это имеет место в усилителе звуковых частот, то через него помимо постоянной составляющей тока протекают еще и переменные составляющие. При этом

необходимо, чтобы для переменной составляющей фильтр имел малое выходное сопротивление $z_{вых}$. В противном случае в выходном сигнале функционального устройства (потребителя) будут возникать частотные искажения, изменится форма сигнала и при некоторых неблагоприятных условиях может даже возникнуть генерация. Полное выходное сопротивление фильтра — это комплексная величина. Для первой гармоники сигнала с круговой частотой Ω комплекс полного выходного сопротивления

$$Z_{вых} = -\dot{U}_{вых}/\dot{I}_{вых} = r_{вых} + jx_{вых}, \qquad (1\text{-}9)$$

где $\dot{I}_{вых}$ — комплекс действующего значения тока первой гармоники; $\dot{U}_{вых}$ — комплекс действующего значения напряжения первой гармоники.

Основными требованиями, предъявляемыми к сглаживающим фильтрам, являются обеспечение:

заданных коэффициента сглаживания K при заданном изменении тока $I_{вых.ср}$, к. п. д. η и выходного сопротивления $Z_{вых}$ в рабочем диапазоне частот потребителя;

достаточного запаса устойчивости;

допустимых величин перенапряжений и сверхтоков во время переходных процессов;

такого значения внешних магнитных полей, которое не искажает выходного сигнала потребителя;

работы в заданном диапазоне температуры окружающей среды, приемлемых размеров, массы и стоимости, достаточной надежности.

1-2. КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ И ИХ ОСОБЕННОСТИ

Транзисторные фильтры, сглаживающие пульсации выпрямленного напряжения, можно различать по: 1) месту включения потребителя, 2) способу питания транзистора; 3) принципу сглаживания пульсаций и 4) способу управления транзистором (рис. 1-1,*а*).

1) В фильтрах последовательного типа проходной транзистор (через него проходит весь ток потребителя) включен последовательно с потребителем (рис. 1-1,*б* и *в*), в фильтре параллельного типа (ФШ, рис. 1-1,*г*) — параллельно потребителю. В зависимости от того, в какую цепь транзистора включен потребитель, различают

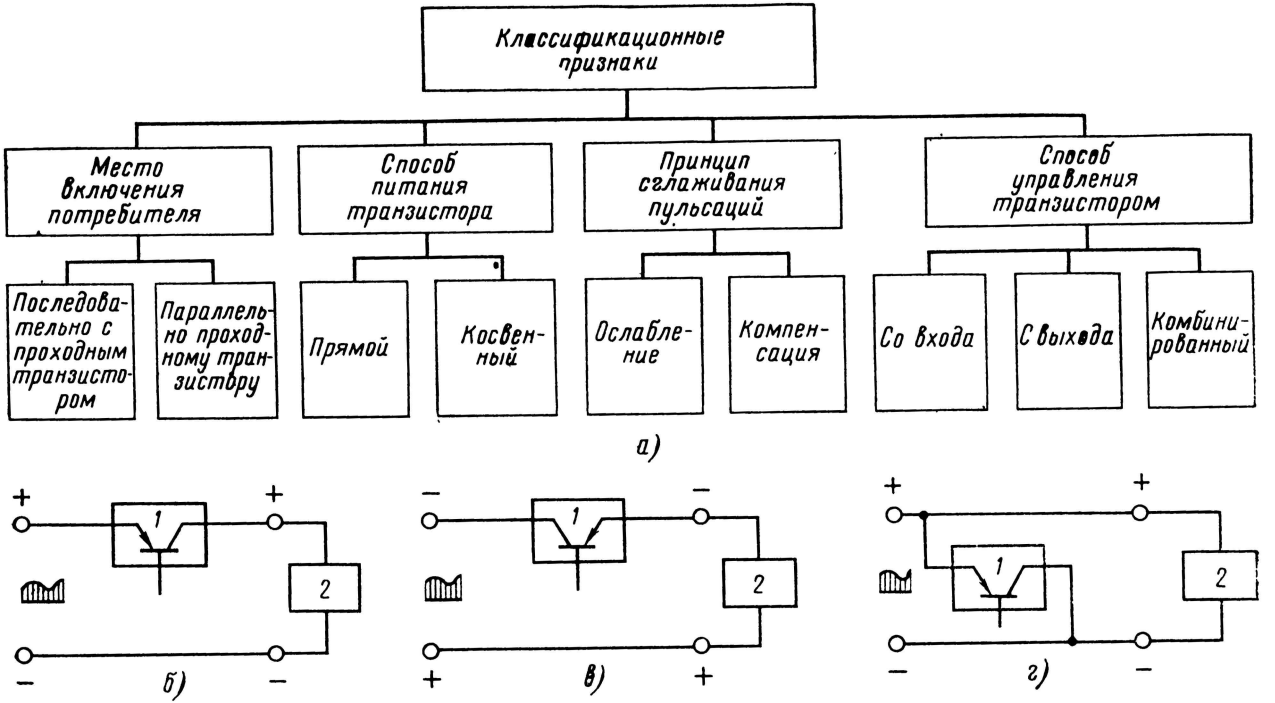


Рис. 1-1. Классификационная таблица транзисторных фильтров

фильтры ФК (в цепи коллектора, рис. 1-1,*б*) и ФЭ (в цепи эмиттера, рис. 1-1,*в*).

2) Транзисторы могут питаться постоянным током непосредственно от основного источника, пульсации которого должны быть ослаблены (прямое питание), или от дополнительных источников, определяющих режим работы транзисторов по постоянному току (косвенное питание). В первом случае транзисторы находятся под входным напряжением источника, на них оказывают влияние колебания тока потребителя, в том числе возможные аварийные режимы (короткое замыкание на выходе, холостой ход). В схемах косвенного питания используются дополнительные элементы (конденсаторы, диоды и др.), позволяющие разделить цепи питания по постоянной и переменной составляющим. Эти элементы и сами дополнительные источники питания усложняют схему, но зато позволяют применить транзисторный фильтр как для высоких постоянных напряжений (несколько киловольт), так и для низких.

3) Транзисторные фильтры могут сглаживать пульсации как за счет введения затухания на пути прохождения переменной составляющей (ослабляющий фильтр), так и за счет компенсации напряжения пульсации источника встречным напряжением, получаемым в фильтре (компенсационный фильтр). В ослабляющем фильтре транзистор обеспечивает необходимое затухание. В компенсационном фильтре транзистор усиливает напряжение пульсации до значения практически равного напряжению пульсации основного источника и встречно с ним направленного.

4) В транзисторных фильтрах ФШ транзистор управляется напряжением пульсаций, которое может поступать на него от основного источника (управление со входа) или с выходных зажимов фильтра (управление с выхода). Возможно также одновременное управление транзистором как со входа, так и с выхода (комбинированное управление).

В цепь управления в некоторых случаях включают дополнительный усилитель (управление с усилением). Фильтры с усилителем обеспечивают более высокое сглаживание пульсаций, однако такие схемы сложнее.

Ниже подробно рассмотрены основные схемы фильтров типов ФК, ФЭ и ФШ прямого питания с управлением без усиления, наиболее часто втречающиеся на

практике; для них выведены расчетные формулы и приведены примеры расчетов. Схемы усложненных фильтров приведены в гл. 5.

Транзисторные фильтры позволяют получить больший коэффициент сглаживания по сравнению с пассивными фильтрами. Уровень пульсаций на выходе может составить десятки микровольт. Для последовательных фильтров индуктивность эквивалентного дросселя, дающего в индуктивно-емкостном фильтре тот же эффект по сглаживанию пульсаций, что и транзисторный фильтр, составляет десятки генри. Для параллельных фильтров емкость эквивалентного конденсатора может составить десятки и сотни тысяч микрофарад.

Транзисторные фильтры имеют более низкий к. п. д., чем пассивные. В последовательных схемах (ФК, ФЭ) постоянное падение напряжения на переходах коллектор — эмиттер проходного транзистора обычно составляет 3—5 В при выходных токах до 5 А. В то же время в индуктивно-емкостных фильтрах падение напряжения на дросселе составляет 1—2 В при тех же токах.

В параллельном фильтре (ФШ) помимо падения постоянного напряжения на ограничительном элементе (резисторе или дросселе) через транзистор, включенный параллельно потребителю, пропускается постоянный ток, дополнительно снижающий к. п. д.

Транзисторные фильтры работают при значительно меньших уровнях пульсаций выпрямленного входного напряжения, нежели индуктивно-емкостные. Для транзисторных фильтров этот уровень составляет единицы вольт. Увеличение пульсации на входе требует повышения постоянного напряжения на переходе коллектор — эмиттер проходного транзистора.

Транзисторные фильтры обладают низким уровнем пульсаций при импульсном характере нагрузки и допускают ее изменение на 100%, в то время как индуктивно-емкостные фильтры практически не обеспечивают работу на такую нагрузку.

При частоте питающей сети 50 Гц транзисторные фильтры предпочтительнее индуктивно-емкостных, так как они имеют более высокие массо-габаритные показатели (см. табл. 1-1). При частоте питающей сети 400 Гц использование транзисторных фильтров не дает заметного выигрыша в части массо-габаритных показателей по сравнению с индуктивно-емкостными фильтрами.

Таблица 1-1

Сравнительные показатели LC и транзисторных сглаживающих фильтров с $k_ф \approx 500$ при частоте пульсаций $\omega_п = 628$ рад/с

Тип фильтра	5 В, 1А			12 В, 1 А		
	Вт/кг	Вт/дм³	к. п. д.	Вт/кг	Вт/дм³	к. п. д.
LC двухзвенный: Д130 и К50-6*	9,6	11	0,61	18,7	25	0,79
Транзисторный на дискретных элементах с защитными устройствами и радиатором	33	23	0,53	80	50	0,75
Транзисторный в интегральном исполнении: К142ЕН1А с навесными транзисторами и радиатором	85	55	0,5	160	100	0,7

* Для фильтра на 5 В, 1 А в каждом звене: конденсатор 4000 мкФ с $U_{раб} = 10$ В; для фильтра на 12 В, 1 А—с $U_{раб} = 25$ В.

Дальнейшее повышение частоты питающей сети (1000 Гц и выше) делает использование транзисторных фильтров нецелесообразным по сравнению с пассивными фильтрами.

Опыт использования транзисторных фильтров показывает, что их применение наиболее целесообразно при выходных токах до 5 и свыше 25 А.

Глава вторая

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

2-1. ФИЛЬТРЫ ТИПА ФК

В основу построения схем ослабляющих фильтров последовательного типа ФК и ФЭ положено свойство транзистора, состоящее в том, что статическое сопротивление его коллекторного перехода при работе в активной области значительно (в несколько тысяч раз) меньше дифференциального сопротивления. Коллекторный переход транзистора, используемый как последовательный элемент Г-образного звена фильтра, обеспечивает большие коэффициенты передачи постоянного напряже-

ния λ, фильтрации $k_ф$ и большой коэффициент сглаживания K.

В фильтре типа ФК потребитель включен в цепь коллектора и поэтому на потребитель оказывает влияние не только входное напряжение пульсаций, но также и зависимая э. д. с. $\alpha I_э r_к$, действующая в цепи коллектора. Эффект сглаживания существенно ослабляется. Для подавления усилительного действия в фильтре типа ФК в цепь база — эмиттер включается дополнительный RC-фильтр, значительно уменьшающий переменную составляющую тока $I_э$ (рис. 2-1).

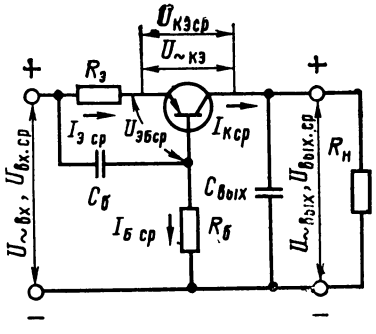


Рис. 2-1. Схема фильтра ФК с фиксированным базовым смещением.

В фильтре типа ФЭ потребитель включен в цепь эмиттера и транзистор работает по схеме эмиттерного повторителя, в которой коэффициент усиления напряжения близок к единице. Поэтому здесь нет дополнительного фильтра. Г-образное фильтрующее звено состоит из коллекторного перехода и конденсатора в цепи базы.

В фильтрах типов ФК и ФЭ на пути переменной составляющей вводится затухание. В отличие от этих фильтров фильтр ФШ — компенсационный. Транзистор подключен параллельно потребителю. На вход транзистора подается (со входа или с выхода фильтра) напряжение пульсаций, которое усиливается транзистором и выделяется на резисторе, включенном последовательно со входными зажимами. Переменные составляющие напряжения на резисторе и входное напряжение практически уравниваются соответственно по значению и фазе и, будучи направлены встречно, взаимно компенсируются.

Заменяя резистор дросселем, можно увеличить к. п. д. фильтра ФШ, так как при этом повышается λ. Это также приведет при неизменном $k_ф$ к возрастанию K.

В фильтре ФШ в отличие от ФК и ФЭ используется усилительное действие транзистора, которое можно повысить с помощью дополнительных усилительных каскадов.

Фильтры типа ФК [39] могут быть с фиксированным базовым смещением (см. рис. 2-1) и с отрицательной обратной связью (рис. 2-2). На рис. 2-1 и 2-2: $R_э$ — дополнительный резистор в цепи эмиттера транзистора, $R_б$ — резистор смещения в цепи базы и $C_б$ — конденсатор в цепи базы транзистора (нейтрализуют усилительное действие транзистора); $C_{вых}$ — выходной конденсатор фильтра.

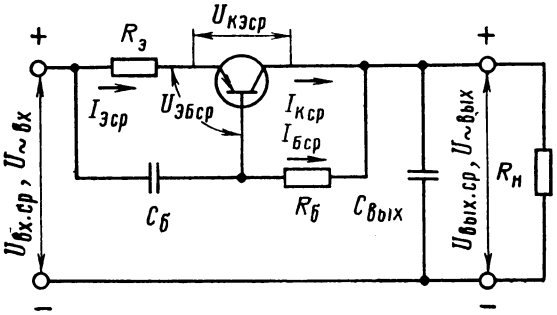


Рис. 2-2. Схема фильтра ФК с отрицательной обратной связью.

Для пояснения работы фильтра с фиксированным базовым смещением рассмотрим выходную характеристику транзистора (рис. 2-3). Рабочая точка *0* на характеристике выбрана так, что при заданной амплитуде напряжения пульсаций $U_{КЭm}$ транзистор не будет работать в области насыщения. Точка *1* — это крайняя точка рабочей области транзистора. Чем ближе выбрана точка *0* к точке *1*, тем меньше сопротивление коллекторного перехода постоянному току $\bar{r}_к$, при этом дифференциальное сопротивление коллекторного перехода (для переменного тока) $r_к$ почти не изменяется.

Сопротивления $\bar{r}_к$ и $r_к$ определяются по формулам:

$$\bar{r}_к = U_{КЭср} / I_{Кср} = \operatorname{tg} \gamma_2; \qquad (2\text{-}1)$$

$$r_к = (dU_{КЭ}/dI_К)_{I_{Эср}=const} = \operatorname{tg} \gamma_1 \qquad (2\text{-}2)$$

или графически с помощью характеристики (рис. 2-3).

Из рис. 2-3 ясно, что $r_к \gg \bar{r}_к$.

Емкость $C_{вых}$ в схеме рис. 2-1 выбирается такой, чтобы $x_{C вых} \ll R_н$. Цепочка $r_к$ и $C_{вых}$ представляет собой

Г-образный фильтр, у которого $r_к \gg x_{Свых}$, что обеспечивает высокий коэффициент фильтрации $k_ф$. Согласно формуле (1-7) на коэффициент сглаживания кроме $k_ф$ влияет также и значение λ. Поэтому необходимо выбрать рабочую точку *0* на характеристике (рис. 2-3) так, чтобы $\bar{r}_к$ и $U_{КЭср}$ были возможно меньше и значение λ [см. формулу (1-6)] позволило бы получить высокое значение K. (Чем выше $U_{вых.ср}$, тем больше λ будет приближаться к единице.)

Правильный выбор точки *0* обеспечит меньшее значение мощности, рассеиваемой на транзисторе, $P_к$ и больший к. п. д. η. На схеме, изображенной на рис. 2-2, последовательное звено Г-образного фильтра образовано параллельным включением $r_к$ и $R_б$, сопротивление которого значительно больше, чем $x_{Свых}$. Это обстоятельство, так же как и в схеме рис. 2-1, обеспечивает получение высоких $k_ф$ и K.

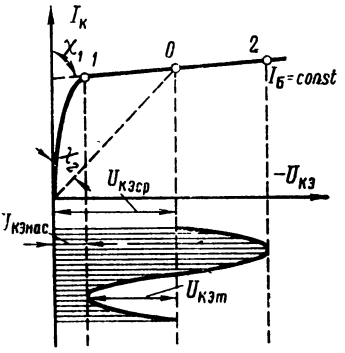


Рис. 2-3. Выходная характеристика *p-n-p* транзистора.
1—2 — рабочий участок, используемый в фильтре ФК.

Определим напряжение смещения $U_{ЭБср}$ на участке эмиттер — база транзистора фильтров типа ФК и поясним, почему один из них назван с фиксированным базовым смещением, а другой — с отрицательной обратной связью (иначе — с автоматическим смещением). Приняв направления для токов согласно стрелкам на рис. 2-1 и воспользовавшись известными выражениями [52], запишем:

$$I_{Кср} = I_{КБ0} + \bar{\alpha} I_{Эср} + U_{КЭср}/r_к; \qquad (2\text{-}3)$$

$$I_{Бср} = I_{Эср}(1 - \bar{\alpha}) - I_{КБ0}, \qquad (2\text{-}4)$$

где $I_{Эср}$, $I_{Кср}$ и $I_{Бср}$ — постоянные составляющие токов соответственно эмиттера, коллектора и базы; $I_{КБ0}$ — обратный ток коллектора при напряжении на коллекторе

$U_{КЭср}$; $\bar{\alpha}$ — статический коэффициент передачи тока в схеме с общей базой.

Так как в (2-3) $U_{КЭср}/r_к \ll \bar{\alpha} I_{Эср}$, то можно записать:

$$I_{Эср} \approx (I_{Кср} - I_{КБ0})/\bar{\alpha}. \qquad (2\text{-}5)$$

Для токов и напряжений в схеме, изображенной на рис. 2-1, действительны следующие уравнения:

$$U_{вых.ср} - I_{Эср}R_э - U_{КЭср} - I_{Кср}R_н = 0 \qquad (2\text{-}6)$$

и

$$U_{вх.ср} - I_{Эср}R_Э - I_{Бср}R_б - U_{ЭБср} = 0, \qquad (2\text{-}7)$$

где $U_{вх.ср}$ и $U_{КЭср}$ — постоянные составляющие напряжений соответственно на входе фильтра и между эмиттером и коллектором; $R_н$ — нагрузочное сопротивление фильтра.

Пользуясь выражениями (2-2) — (2-5), находим:

$$U_{ЭБср} = U_{вх\ ср} - (U_{вх.ср} - U_{КЭср})\,[R_э + R_б(1-\alpha)]/(R_э + \\ + R_н\bar{\alpha}) + I_{КБ0}R_э\{1 + R_б/R_э - [R_э + R_б(1-\bar{\alpha})]/(R_э + \\ + R_н\bar{\alpha})\}/\bar{\alpha}. \qquad (2\text{-}8)$$

Учитывая, что

$$R_б/R_э \gg \{1 + [R_э + R_б(1-\bar{\alpha})]/(R_э + \bar{\alpha}R_н)\}, \qquad (2\text{-}9)$$

получаем:

$$U_{ЭБср} \approx U_{вх.ср} - (U_{вх.ср} - U_{КЭср})\,\{[R_э + \\ + R_б(1-\bar{\alpha})/(R_э + \bar{\alpha}R_н)] + I_{КБ0}R_б/\bar{\alpha}\}. \qquad (2\text{-}10)$$

Для фильтров, у которых $U_{вх.ср} \gg U_{КЭср}$,

$$U_{ЭБср} \approx U_{вх.ср}\{1 - [R_э + R_б\,(1-\bar{\alpha})/(R_э + \bar{\alpha}R_н)]\} + \\ + I_{КБ0}R_б/\bar{\alpha}. \qquad (2\text{-}11)$$

Для токов и напряжений в фильтре, схема которого изображена на рис. 2-2, действительны следующие уравнения:

$$U_{вх.ср} - I_{Эср}(R_н + R_э) - U_{КЭср} = 0 \qquad (2\text{-}12)$$

и

$$U_{КЭср} - I_{Бср}R_б - U_{ЭБср} = 0. \qquad (2\text{-}13)$$

Из выражений (2-4), (2-5), (2-12) и (2-13) находим:

$$U_{\text{ЭБср}} = U_{\text{КЭср}} - (U_{\text{вх.ср}} - U_{\text{КЭср}})\, R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha})/(R_{\text{н}} + R_{\text{э}}) + \\ + I_{\text{КБ0}} R_{\text{б}}. \qquad (2\text{-}14)$$

Для фильтров, у которых $U_{\text{вх.ср}} \gg U_{\text{КЭср}}$,

$$U_{\text{ЭБср}} = U_{\text{КЭср}} - U_{\text{вх.ср}} R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha})/(R_{\text{н}} + R_{\text{э}}) + I_{\text{КБ0}}\, R_{\text{б}}. \qquad (2\text{-}15)$$

Из выражения (2-10) следует, что в схеме рис. 2-1 смещение в основном определяется значением $U_{\text{вх.ср}}$ и мало зависит от режима работы коллекторной цепи, между тем как смещение в схеме, показанной на рис. 2-2, в основном определяется напряжением $U_{\text{КЭср}}$ [см. выражение (2-14)]. Поэтому фильтры соответственно обеспечивают фиксированное и автоматическое смещение. Действительно, пусть в результате роста температуры коллекторный ток $I_{\text{Кср}}$ возрос; это приведет к росту выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ (ростом напряжения на резисторе $R_{\text{э}}$ можно пренебречь по сравнению с увеличением $U_{\text{вых}}$) и уменьшению напряжения $U_{\text{КЭср}}$.

Согласно (2-14) уменьшение напряжения $U_{\text{КЭср}}$ приводит к существенному уменьшению смещения на базе $U_{\text{ЭБср}}$, отрицательное напряжение на базе уменьшается и ток коллектора падает, вернувшись примерно к его первоначальному значению [6].

Такой же вывод без количественных соотношений можно сделать, сравнив между собою схемы рис. 2-1 и 2-2. В схеме рис. 2-1 есть отрицательная обратная связь по току за счет резистора $R_{\text{э}}$, но $I_{\text{Э}} R_{\text{э}} \ll I_{\text{Б}} R_{\text{б}}$, и поэтому ее действие малоэффективно. Смещение определяется главным образом значением $R_{\text{б}}$, и оно практически фиксировано. В схеме рис. 2-2 сильно действует отрицательная обратная связь по напряжению ($U_{\text{вых.ср}}$ влияет на $U_{\text{БЭср}}$,) отсюда название схемы — с отрицательной обратной связью.

Фильтр с фиксированным базовым смещением требует для разных экземпляров однотипных транзисторов индивидуального подбора смещения (с помощью регулировки сопротивления резистора $R_{\text{б}}$). Это вызвано технологическим разбросом параметра α. Кроме того, этот

фильтр может работать лишь при небольших колебаниях окружающей температуры (примерно 10—20°С).

Это происходит потому, что изменение температуры влияет на значение напряжения $U_{ЭБ}$, $\bar{\alpha}$ и тока $I_{КБ0}$. Особенно сильно изменяется последний и при больших перепадах температуры оказывает заметное влияние на ток $I_К$. Зависимость тока $I_К$ от изменения тока $I_{КБ0}$ характеризуют коэффициентом режимной нестабильности

$$S = \Delta I_К / \Delta I_{КБ0}. \qquad (2\text{-}16)$$

Для фильтра ФК с фиксированным базовым смещением [6]

$$S = (1 + R_э/R_б)/(1 - \bar{\alpha} + R_э/R_б). \qquad (2\text{-}17)$$

Учитывая, что $\bar{\alpha} \longrightarrow 1$, получаем:

$$S \approx 1 + R_б/R_э. \qquad (2\text{-}18)$$

Из выражения (2-18) следует, что для увеличения стабильности схемы следует выбирать большее значение $R_э$ ($R_б$ определяется значениями $U_{КЭср}$ и $U_{вх.ср}$).

Нестабильность от действия $\Delta I_{КБ0}$ для фильтра ФК с автоматическим смещением можно подсчитать так, как это сделано в [6]. Она оказывается меньше, чем для фильтра ФК с фиксированным базовым смещением. Поэтому, когда фильтр работает при изменении температуры окружающей среды в широких пределах, а также когда надо предусмотреть возможность замены транзисторов, следует применять фильтр с отрицательной обратной связью.

Для определения коэффициента фильтрации воспользуемся выражением коэффициента усиления схемы транзистора с общей базой [58]. Для такой схемы коэффициент фильтрации, который равен величине, обратной коэффициенту усиления схемы по напряжению,

$$\tilde{k_ф} = [r_б(r_к - \alpha r_к + r_э + Z_н) + r_э(r_к + Z_н)]/Z_н(r_б + \alpha r_к), \qquad (2\text{-}19)$$

где $r_б$ — объемное сопротивление базы; $r_э$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода; $Z_н$ — нагрузочное сопротивление, равное $-j/\omega_{пл}C_{вых}$ (влиянием $R_н$ пренебрегаем); $\omega_{пл}$ — круговая частота пульсаций

выпрямленного напряжения на входе фильтра; α — дифференциальный коэффициент передачи тока в схеме с общей базой. Обычно $r_к \gg z_н$; $\alpha r_к \gg r_б$ и $(1-\alpha) \gg (r^2_э + 1/\omega^2_{пл} C^2_{вых})^{1/2}/r_к$, что позволяет упростить выражение (2-19). Модуль $k_ф$ равен:

$$k_ф \approx [r_б(1-\alpha) + r_э]/\alpha z_н. \qquad (2\text{-}20)$$

По формуле (2-20) подсчитаны значения $k_ф$ для фильтра на токи 1 и 1000 мА (табл. 2-1). Если бы усилительное действие не ухудшало сглаживающих свойств фильтра, то в схеме действовали бы элементы делителя $r_к$ и $Z_н$, которые обеспечивают предельный коэффициент фильтрации

$$k_ф = r_к/z_н. \qquad (2\text{-}21)$$

Таблица 2-1

Коэффициент фильтрации и ориентировочные параметры транзисторов при токах 1 и 1000 мА

Тип транзисторов	Выходной ток $I_{вых.ср}$, мА	Параметры транзисторов				Коэффициент фильтрации $k_ф$
		$r_э$, Ом	$r_б$, Ом	$r_к$, кОм	α	
Маломощные КТ203Б, КТ203В	1	26	1500	1500	0,968	$\frac{76}{z_н}$
Мощные П216, П217	1000	0,03	4	4	0,968	$\frac{0,15}{z_н}$

Из сравнения выражений для предельного $k_ф$ и полученного в табл. 2-1 заключаем, что нежелательное усилительное действие транзистора, которое привело к уменьшению коэффициента фильтрации, эквивалентно снижению $r_к$ с 1,5 МОм до 76 Ом и с 4000 до 0,15 Ом соответственно для транзисторов КТ203Б, КТ203В и для П216, П217. Для компенсации усилительного действия транзистора настолько, чтобы получить $k_ф$ порядка нескольких десятков, нужно применить конденсаторы непомерно больших емкостей. По формулам, приведенным в табл. 2-1, для транзисторов КТ203Б, КТ203В при емкости $C_{вых}$=2000 мкФ и $\omega_{пл}$=628 рад/с получаем коэффициент фильтрации $k_ф \approx 100$; для транзисторов

П216, П217 такую же фильтрацию получаем при емкости около 700 000 мкФ.

Для обеспечения значительных коэффициентов фильтрации при приемлемом значении емкости конденсатора $C_{вых}$ в схеме фильтра применяют элементы $R_э$, $R_б$ и $C_б$.

Когда смещение в схеме создается с помощью резистора $R_б$, то, приняв те же допущения, что и при выводе формулы (2-20), для $R_б \approx r_к$ и $R_б(1-\alpha) \gg r_э$, получим:

$$k_ф \approx (1-\alpha) r_к / 2z_н. \qquad (2\text{-}22)$$

Увеличение $k_ф$ объясняется тем, что напряжение $U_{вх}$ делится между $R_б$ и сопротивлением входа транзистора. Уменьшение $U_{эб}$ приводит к падению тока $I_э$, а вместе с ним к уменьшению э. д. с. $(\alpha I_э r_к)$.

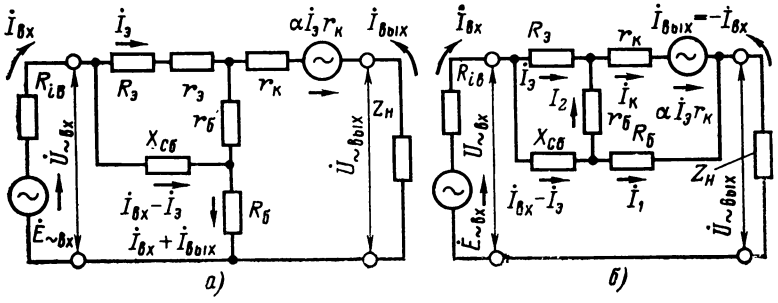


Рис. 2-4. Эквивалентные схемы фильтров ФК.
а — с фиксированным базовым смещением; *б* — с отрицательной обратной связью

При включении конденсатора $C_б$ (рис. 2-1) без подключения резистора $R_э$ значение $k_ф$ почти не возрастает. Влияние $C_б$ более ощутимо при меньших значениях $r_б$.

При подключении резистора $R_э$ вместе с емкостью $C_б$ в схеме, изображенной на рис. 2-1, действуют два фильтра: один, образованный элементами $C_б$ и $R_б$, и второй — резистором $R_э$ и входным сопротивлением транзистора между эмиттером и базой.

Определим коэффициент сглаживания K, к. п. д. η и значения $R_б$ и $C_б$ для фильтра ФК с фиксированным смещением.

Рассмотрим эквивалентную схему такого фильтра по переменным составляющим токов и напряжений (рис. 2-4,*а*). На схеме емкость $C_{вых}$ объединена с $R_н$ в эле-

менте $Z_н$. Здесь ток $\dot{I}_{вх}$ состоит из двух слагаемых $\dot{I}_э$ и $\dot{I}_{хсб}$. С учетом того что $R_б \gg r_б$; $r_к \gg r_б$; $x_{сб} \ll r_к$; $x_{сб} \ll R_б$ и

$$\dot{I}_э = [-j\dot{I}_{вх}x_{сб} - \dot{I}_{вых}r_б]/(R_э + r_э + r_б - jx_{сб}), \quad (2\text{-}23)$$

получим для токов и напряжений в четырехполюснике (рис. 2-4, *а*):

$$\dot{U}_{вх} \approx \dot{I}_{вх}R_б + \dot{I}_{вых}R_б; \quad (2\text{-}24)$$

$$\dot{U}_{вых} \approx \dot{I}_{вх}[R_б - jx_{сб}\alpha r_к/(R_э + r_э + r_б - jx_{сб})] + \\ + \dot{I}_{вых}[r_к + R_б - \alpha r_б r_к/(R_э + r_э + r_б - jx_{сб})]. \quad (2\text{-}25)$$

В Т-образной эквивалентной схеме уравнения для токов и напряжений [58] запишутся в следующем виде:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{I}_{вх}Z_{11} + \dot{I}_{вых}Z_{12}; \quad (2\text{-}26)$$

$$\dot{U}_{вых} = \dot{I}_{вх}Z_{21} + \dot{I}_{вых}Z_{22}, \quad (2\text{-}27)$$

а коэффициент фильтрации, значение которого обратно значению коэффициента усиления,

$$\tilde{k}_ф = [Z_{11}(Z_{22} + Z_н) - Z_{12}Z_{21}]/Z_{21}Z_н. \quad (2\text{-}28)$$

Сравнивая между собой выражения (2-24), (2-26) и (2-25), (2-27) и учитывая, что $z_н \ll R_б$, получаем:

$$\tilde{k}_ф \approx r_к[R_э + r_э + (1 - \alpha)(r_б - jx_{сб})]/Z_н[R_э + r_э + \\ + r_б - jx_{сб}(1 + \alpha r_к/R_б)]. \quad (2\text{-}29)$$

Обычно $R_э \gg r_э + (r^2_б + x^2_{сб})^{1/2}(1 - \alpha)$, а значением $r_э$ можно пренебречь по сравнению с остальными членами знаменателя выражения (2-29), поэтому можно записать:

$$\tilde{k}_ф \approx r_к/Z_н[1 + r_б/R_э + (1 + \alpha r_к/R_б)(-jx_{сб}/R_э)]. \quad (2\text{-}30)$$

Переходя в выражении (2-30) к модулю и считая, что $z_н \approx x_{Свых}$, получаем:

$$k_ф \approx r_к\omega_{пл}C_{вых}/[(1 + r_б/R_э)^2 + (1 + \alpha r_к/R_б)^2(1/R^2_э\omega^2_{пл}C^2_б)]^{1/2}. \quad (2\text{-}31)$$

До сих пор коэффициент фильтрации рассматривался как мера качества фильтра. С включением в схему резистора $R_э$ уже следует сравнивать между собой значения K, а не $k_ф$ [см. выражение (1-7)].

Найдем коэффициент передачи постоянной составляющей со входа на выход фильтра λ [формула (1-6)] для схемы, изображенной на рис. 2-1.

Принимая во внимание, что в транзисторных фильтрах обычно выполняются неравенства $U_{\text{ЭБср}} \ll U^{*}_{\text{вх.ср}}$ и $I_{\text{Бср}} \ll I_{\text{Кср}}$, а также учитывая формулы (2-4) и (2-5), получаем:

$$\lambda \approx I_{\text{Кср}} R_{\text{н}} / (I_{\text{Эср}} R_{\text{э}} + I_{\text{Бср}} R_{\text{б}}) =$$
$$= R_{\text{н}} (I_{\text{КБ0}} / I_{\text{Эср}} + \bar{\alpha}) / [R_{\text{э}} + (1 - \bar{\alpha} - I_{\text{КБ0}} / I_{\text{Эср}}) R_{\text{б}}]. \quad (2\text{-}32)$$

Подставляя в формулу (1-6) значение $k_{\text{ф}}$ из (2-31) и λ из (2-32), определяем коэффициент сглаживания фильтра ФК

$$K \approx r_{\text{к}} \omega_{\text{пл}} C_{\text{вых}} R_{\text{н}} (I_{\text{КБ0}} / I_{\text{Эср}} + \bar{\alpha}) / [(1 + r_{\text{б}} / R_{\text{э}})^2 +$$
$$+ (1 + \alpha r_{\text{к}} / R_{\text{б}})^2 (1 / R^2_{\text{э}} \omega_{\text{пл}} C^2_{\text{б}})]^{1/2} [1 / R_{\text{э}} (1 - \bar{\alpha} - I_{\text{КБ0}} / I_{\text{Эср}}) R_{\text{б}}]. \quad (2\text{-}33)$$

Из полученного выражения видно, что K имеет максимум при оптимальном значении сопротивления $R_{\text{э}}$, так как при изменении $R_{\text{э}}$ действие $k_{\text{ф}}$ и λ на K противоположное.

Оптимальное значение сопротивления $R_{\text{э}}$ можно приближенно определить, принимая $1 \gg r_{\text{б}} / R_{\text{э}}$ и не учитывая ток $I_{\text{КБ0}}$. Для этого приравниваем $dK/dR_{\text{э}}$ нулю и получаем:

$$R_{\text{э.опт}} = \{(1 - \bar{\alpha}) R_{\text{б}} [1 / \omega_{\text{пл}} C_{\text{б}} (1 + \alpha r_{\text{к}} / R_{\text{б}})]^2\}^{1/3}. \quad (2\text{-}34)$$

Подставляя полученное значение $R_{\text{э.опт}}$ в выражение (2-33), получаем приближенное максимальное значение коэффициента сглаживания

$$K_{\text{макс}} \approx r_{\text{к}} \omega_{\text{пл}} C_{\text{вых}} \bar{\alpha} R_{\text{н}} / R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}). \quad (2\text{-}35)$$

При выводе формулы (2-35) принято, что

$$R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) \gg \{[1 / \omega_{\text{пл}} C_{\text{б}} (1 + \alpha r_{\text{к}} / R_{\text{б}})]^2 / [R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha})]^2\}^{1/3}$$

и

$$1 \gg \{[1 / \omega_{\text{пл}} C_{\text{б}} (1 + \alpha r_{\text{к}} / R_{\text{б}})]^2 / [R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha})]^2\}^{1/3}.$$

---

* Для составных кремниевых транзисторов при малых выходных напряжениях фильтра (около нескольких вольт) такое пренебрежение может оказаться недопустимым, и тогда выражения для λ и η придется уточнить.

Для ориентировочного выбора значения $C_б$ примем те же условия, что и при определении $R_{э.опт}$, и запишем выражение (2-33) в виде

$$K \approx r_к \omega_{пл} C_{вых} \bar{\alpha} R_н A / [R_э + (1 - \bar{\alpha}) R_б], \qquad (2\text{-}36)$$

где множитель

$$A = \{1 + [1 + \alpha r_к / R_б]^2 / \omega^2_{пл} \tau^2\}^{-1/2}, \qquad (2\text{-}37)$$

а постоянная времени

$$\tau = R_э C_б. \qquad (2\text{-}38)$$

Множитель A учитывает влияние емкости $C_б$ на K. Значение $C_б$ должно быть таким, чтобы постоянная времени τ, подставленная в выражение (2-37), обеспечила значение $A \approx 0{,}9$. При этом K будет меньше $K_{макс}$ (при $R_э = R_{э.опт}$) лишь на 10%. Анализ зависимости $A = \varphi(\tau)$ показывает, что увеличение A свыше 0,9 достигается за счет большого возрастания τ, т. е. при значительной емкости $C_б$.

Приняв $A = 0{,}9$, из формулы (2-37) можем получить удобное выражение для вычисления постоянной времени

$$\tau \approx 2 (1 + \alpha r_к / R_б) / \omega_{пл}. \qquad (2\text{-}39)$$

Решая совместно уравнения (2-34) и (2-38), примем в нем $R_{э.опт}$ вместо $R_э$, получим:

$$R_{э.опт} = R_б (1 - \bar{\alpha}) (1 + \alpha r_к / R_б)^2 / \omega^2_{пл} \tau^2. \qquad (2\text{-}40)$$

Подставив в формулу (2-40) значение τ из (2-39), получаем:

$$R_{э.опт} = 0{,}25 (1 - \bar{\alpha}) R_б. \qquad (2\text{-}41)$$

Для определения емкости $C_б$ при $R_э = R_{э.опт}$ преобразуем формулы (2-38), (2-39) и (2-41) к виду

$$C_б \approx 8 (1 + \alpha r_к / R_б) / \omega_{пл} (1 - \bar{\alpha}) R_б. \qquad (2\text{-}42)$$

Формулы (2-41) и (2-42) позволяют с достаточной точностью определить параметры $R_{э.опт}$ и $C_б$ для обеспечения $A = 0{,}9$.

Определим влияние сопротивления резистора $R_э$ на к. п. д. фильтра. Из формул (1-8) и (2-5) с учетом того, что $I_{вых.ср} = I_{Кср}$, а $I_{вх.ср} = I_{Эср}$, получим:

$$\eta = \lambda I_{Кср} / I_{Эср} = \lambda \bar{\alpha} (1 - I_{КБ0} / I_{Кср}), \qquad (2\text{-}43)$$

откуда с учетом (2-32) при пренебрежении током $I_{КБ0}$

$$\eta = \lambda \bar{\alpha} = \bar{\alpha}^2 R_н / [R_э + (1 - \bar{\alpha}) R_б]. \qquad (2\text{-}44)$$

Выразим сопротивление $R_б$ через значения напряжений и токов. Согласно рис. 2-1, пренебрегая напряжением $U_{ЭБср}$ по сравнению с $U_{КЭср}+U_{вых.ср}$ и используя формулы (2-4) и (2-5), получаем:

$$R_б=(U_{КЭср}+U_{вых.ср})/(I_{Кср}/h_{21Э}-I_{КБ0}/\bar{\alpha}), \quad (2\text{-}45)$$

где $h_{21Э}=\bar{\alpha}/(1-\bar{\alpha})$ — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером.

Для $R_э=R_{э\,опт}$ из выражения (2-44) и формул (2-37), (2-40) и (2-45), положив $I_{КБ0}=0$ (как это было сделано при определении $R_{э.опт}$), найдем:

$$\eta=\bar{\alpha}A^2/(1+U_{КЭср}/U_{вых.ср}). \quad (2\text{-}46)$$

В выражении (2-46) учтено, что

$$R_н=U_{вых.ср}/I_{вых.ср}=U_{вых.ср}/I_{Кср}. \quad (2\text{-}47)$$

Множитель A^2 учитывает уменьшение к. п. д. фильтра за счет сопротивления $R_э$. Из формулы (2-46) следует, что правильный выбор значения A (A=0,9) обеспечит уменьшение к. п. д. фильтра за счет $R_{э.опт}$ не более чем на 20%. Напомним, что коэффициент сглаживания при этом будет на 10% меньше достижимого при A=1.

Определим коэффициент сглаживания K, к. п. д. η и значения $R_б$ и $C_б$ для фильтра с отрицательной обратной связью. Рассмотрим эквивалентную схему такого фильтра по переменным составляющим токов и напряжений (рис. 2-4,*б*), где $R_э \approx R_э+r_э$, а емкость $C_{вых}$ объединена с $R_н$ в элемент $Z_н$. Анализ этой схемы удобно провести, пользуясь законами Кирхгофа:

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{I}_2=\dot{I}_К-\dot{I}_э;\ \dot{I}_{вх}=\dot{I}_К+\dot{I}_1;\\
&R_э\dot{I}_э=-(\dot{I}_{вх}-\dot{I}_э)\,jx_{Cб}+\dot{I}_2r_б;\\
&R_б\dot{I}_1+\alpha\dot{I}_эr_к=\dot{I}_Кr_к+\dot{I}_2r_б;\\
&U_{\sim вх}=-j(\dot{I}_{вх}-\dot{I}_э)\,x_{Cб}+\dot{I}_1R_б+\dot{I}_{вх}Z_н\approx\dot{I}_1R_б.
\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}48)$$

Из выражений (2-48), учитывая, что $k_ф\gg1$, находим модуль коэффициента фильтрации

$$k_ф\approx r_к\omega_{пл}C_{вых}/[(1+r_к/R_б+r_б/R_э)^2+(1+r_к/R_б)^2\times \\ \times(1/R_э\omega_{пл}C_б)^2]^{1/2}. \quad (2\text{-}49)$$

Значение λ с учетом формул (2-4) и (2-5), если пренебречь значением $U_{\text{ЭБср}}$ по сравнению с $U_{\text{вх ср}}$, определяется выражением

$$\lambda \approx I_{\text{Эср}} R_{\text{н}} / (I_{\text{Эср}} R_{\text{н}} + I_{\text{Эср}} R_{\text{э}} + I_{\text{Бср}} R_{\text{б}}) =$$
$$= R_{\text{н}} / [R_{\text{н}} + R_{\text{э}} + (1 - \bar{\alpha} - I_{\text{КБ0}} / I_{\text{Эср}}) R_{\text{б}}]. \quad (2\text{-}50)$$

Из выражения (2-49) согласно формулам (1-7) и (2-50) с учетом того, что $(1 + r_{\text{к}}/R_{\text{б}}) \gg (r_{\text{б}}/R_{\text{э}})$, коэффициент сглаживания

$$K \approx r_{\text{к}} R_{\text{б}} \omega_{\text{пл}} C_{\text{вых}} R_{\text{н}} V / (R_{\text{б}} + r_{\text{к}}) [R_{\text{н}} + R_{\text{э}} +$$
$$+ (1 - \bar{\alpha} - I_{\text{КБ0}} / I_{\text{Эср}}) R_{\text{б}}], \quad (2\text{-}51)$$

где

$$V = (1 + 1/\omega^2_{\text{пл}} \tau^2)^{-1/2}. \quad (2\text{-}52)$$

Из выражения (2-51) следует, что коэффициент сглаживания имеет максимум при оптимальном значении сопротивления $R_{\text{э}}$, так же как и в фильтре ФК с фиксированным базовым смещением.

Приближенное значение $R_{\text{э.опт}}$, найденное без учета $I_{\text{КБ0}}$ из выражения $dK/dR_{\text{э}} = 0$, определяется выражением

$$R_{\text{э опт}} = \{[R_{\text{н}} + (1 - \bar{\alpha}) R_{\text{б}}] / \omega^2_{\text{пл}} C^2_{\text{б}}\}^{1/3}. \quad (2\text{-}53)$$

Заменив $R_{\text{э}}$ в формуле (2-51) на $R_{\text{э опт}}$ (при $I_{\text{КБ0}} = 0$), получим приближенное значение максимального коэффициента сглаживания $K_{\text{макс}}$.

Значение V по тем же соображениям, что и значение A в фильтре ФК с фиксированным базовым смещением, выбирают равным примерно 0,9. При таком значении V емкость $C_{\text{б}}$ для многих значений $U_{\text{вых.ср}}$ и $I_{\text{вых.ср}}$ будет приемлемой.

При $V = 0{,}9$ из формулы (2-52) получаем:

$$\tau \approx 2/\omega_{\text{пл}}. \quad (2\text{-}54)$$

Совместное решение выражений (2-38) и (2-53) дает:

$$R_{\text{э опт}} = [R_{\text{н}} + R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha})] / \omega^2_{\text{пл}} \tau^2. \quad (2\text{-}55)$$

Подставив в выражение (2-55) значение τ, получим:

$$R_{\text{э опт}} = 0{,}25 [R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) + R_{\text{н}}]. \quad (2\text{-}56)$$

При $R_{\text{э}} = R_{\text{э опт}}$ из формул (2-38) и (2-56) получаем значение емкости в цепи базы

$$C_{\text{б}} \approx 8/\omega_{\text{пл}} [(1 - \bar{\alpha}) R_{\text{б}} + R_{\text{н}}]. \quad (2\text{-}57)$$

Так как входной и выходной токи равны, то к. п. д. фильтра $\eta=\lambda$.

С учетом формулы (2-4), если пренебречь значением $U_{\text{ЭБср}}$ по сравнению с $U_{\text{КЭср}}$, сопротивление

$$R_{\text{б}} \approx U_{\text{КЭср}}/[I_{\text{Эср}}(1-\bar{\alpha}) - I_{\text{КБ0}}]. \qquad (2\text{-}58)$$

При $R_{\text{э}}=R_{\text{э опт}}$ из выражений (2-55) и (2-50), полагая $I_{\text{КБ0}}=0$ и $\eta=\lambda$, получаем:

$$\eta \approx 1/(1+U_{\text{КЭср}}/U_{\text{вых.ср}})\,(1+1/\omega^2_{\text{пл}}\tau^2). \qquad (2\text{-}59)$$

Формула (2-59) с учетом выражения (2-52) принимает вид:

$$\eta=V^2/(1+U_{\text{КЭср}}/U_{\text{вых.ср}}). \qquad (2\text{-}60)$$

С ростом τ уменьшается $R_{\text{э.опт}}$, но значительно увеличивается емкость $C_{\text{б}}$ и возрастает значение V, что вызывает увеличение к. п. д. [$V\longrightarrow 1$ соответствует $R_{\text{э.опт}}\longrightarrow 0$ и $C_{\text{б}}\longrightarrow\infty$, при этом $\eta\longrightarrow 1/1+U_{\text{КЭср}}/U_{\text{вых.ср}}$].

Аналогичные рассуждения можно привести по поводу формулы (2-46) для фильтра с фиксированным базовым смещением.

Из (2-60) видно, что включение в схему резистора $R_{\text{э.опт}}$ при $V=0{,}9$ приводит к падению к. п. д. фильтра не более чем на 20%. При этом коэффициент сглаживания уменьшается всего на 10% по сравнению с его значением при $V=1$. Применение емкости $C_{\text{б}}$ без подключения резистора $R_{\text{э}}$, как и в фильтре с фиксированным базовым смещением, не приводит к увеличению $k_{\text{ф}}$. Из выражения (2-51) с учетом формул (2-50) и (1-7) следует, что при $V\longrightarrow 1$ максимально возможный коэффициент фильтрации

$$k_{\text{ф макс}}\longrightarrow r_{\text{к}}R_{\text{б}}/(r_{\text{к}}+R_{\text{б}})\,z_{\text{н}}. \qquad (2\text{-}61)$$

Сравним схемы, приведенные на рис. 2-4,*а*, *б*. Так как $\dot{U}_{\sim\text{вх}} \gg \dot{U}_{\sim\text{вых}}$, то переменная составляющая напряжения $\dot{U}_{C\text{б}}$ в схеме рис. 2-4,*б* такая же, как и в схеме рис. 2-4,*а*, однако если раньше фильтрующее действие схемы определялось цепочкой $r_{\text{к}}$, $C_{\text{вых}}$, то теперь параллельно $r_{\text{к}}$ ($r_{\text{б}}$ — очень мало) включен резистор $R_{\text{б}}$. Вследствие этого последовательный элемент фильтра (рис. 2-2) образован сопротивлением $r_{\text{к}}R_{\text{б}}/(r_{\text{к}}+R_{\text{б}})$,

между тем как в фильтре, показанном на рис. 2-1, этот элемент представляет только сопротивление $r_к$.

Таким образом, в схеме с отрицательной обратной связью (см. рис. 2-2) коэффициент сглаживания K при токах в несколько десятков миллиампер (когда $r_к \approx R_б$) примерно вдвое ниже [сравним (2-51) с (2-36)], чем в схеме с фиксированным базовым смещением. При токах 0,5 А и более $R_б$ может быть в несколько десятков раз ниже, чем $r_к$, что дает уменьшение K примерно в 10—30 раз. Как следует из выражения (2-58), для того чтобы увеличить $R_б$ при неизменном токе, нужно увеличить α, для чего необходимо применить составные транзисторы (см. гл. 5); увеличить $U_{КЭср}$ невыгодно, так как при этом падает к. п. д. фильтра.

Из сравнения значений K, полученных для фильтров ФК с фиксированным базовым смещением и с отрицательной обратной связью, следует, что первые имеют значительно больший коэффициент сглаживания. Это особенно заметно при больших токах $I_{вых.ср}$, когда $R_б$ становится значительно меньше, чем $r_к$. Однако следует помнить, что схема с отрицательной обратной связью устойчиво работает при изменении температуры в широких пределах и мало чувствительна к смене транзисторов и изменению нагрузки.

Выходное сопротивление $Z_{вых}$ обоих фильтров может быть точно рассчитано [58] по значениям сопротивлений Z_{11}, Z_{12}, Z_{21} и Z_{22} эквивалентного активного четырехполюсника. Однако в данном случае такой подсчет можно не делать, так как $Z_{вых}$ будет состоять из двух параллельно включенных сопротивлений: одного $X_{Свых}$ и другого, во много раз превышающего первое. Поэтому для обоих фильтров можно считать

$$Z_{вых} \approx -jx_{Свых}. \qquad (2\text{-}62)$$

В табл. 2-2 приведены параметры фильтров ФК. Значения $R_б$, $R_{э.опт}$, $C_б$, τ, K, η и $Z_{вых}$ определялись по формулам (2-36), (2-38), (2-41), (2-42), (2-44), (2-45), (2-62) для фильтра с фиксированным базовым смещением и (2-38), (2-51), (2-56), (2-57), (2-58), (2-59), (2-62) для фильтра с отрицательной обратной связью. Параметры транзисторов взяты из табл. 2-1. При расчетах принималось, что $\alpha = \bar{\alpha}$ и $I_{КБ0} = 0$.

Параметры фильтров типа ФК с фиксированным базовым смещением $\omega_{пл}=628$ *рад/с*

Типы транзисторов	$I_{вых.ср}$, мА	$U_{КЭср}$, В	$C_{вых}$, мкФ	$C_б$, мкФ
Маломощные КТ203Б, КТ203В	1 / 1	10 / 10	20 / 20	0,4 / 0,35
Мощные П216, П217	1000 / 1000	5 / 5	60 / 60	2000 / 400

Примечания: 1. Цифры в числителе и знаменателе относятся к фильтрам соот
2. Под эквивалентной индуктивностью $L_{экв}$ следует понимать индуктивность LC-фильт
$\lambda=0{,}9$.

Если полученная в табл. 2-2 емкость конденсатора $C_б$ (2000 мкФ) в фильтре с фиксированным базовым смещением по каким-либо причинам неприемлема, то ее можно заменить конденсатором емкостью $C_б=200$ мкФ и увеличить $R_э$ до 50 Ом. При этом $\tau=R_э C_б=10$ мс, и согласно формуле (2-37) $A=0{,}78$, а по формуле (2-46) $\eta\approx 0{,}4$. Считая это значение η приемлемым, получаем по формуле (2-36) $K\approx 40$ (при желании получить $K>40$ нужно увеличить $C_{вых}$).

К уменьшению $C_б$ и увеличению $R_э$ против $R_{э.опт}$ следует прибегать и в дальнейшем при расчете фильтров ФК с фиксированным базовым смещением, работающих при $I_{вых.ср}$ около 1 А и $U_{вых.ср}$ около 10 В.

Схемы фильтров ФК с добавочным сопротивлением в цепи эмиттера $R_э$ и выходной емкостью $C_{вых}$ имеют два существенных недостатка. Во-первых, наличие резистора $R_э$ приводит к падению к. п. д.; во-вторых, выходное сопротивление фильтра почти равно сопротивлению выходного конденсатора и при емкости $C_{вых}=100\div 200$ мкФ на частоте 30 Гц абсолютное значение $z_{вых}$ составляет 25—50 Ом.

Особенно сильно проявляются эти недостатки при питании транзисторных схем большими токами (около нескольких ампер) при напряжениях до десяти вольт. Нагрузочное сопротивление $R_н$ таких потребителей порядка нескольких ом, а $z_{вых}$ фильтров ФК могут превышать $R_н$, что очень нежелательно.

Таблица 2-2

и отрицательной обратной связью при $U_{вых.ср}$=27 В и

$R_б$, кОм	$R_{э.опт}$, Ом	τ, мс	K	η	$z_{вых}$ на частоте 30 Гц, Ом	$L_{экв}$, Г
1100 / 300	8800 / 9200	3,45 / 3,2	10 000 / 540	0,6 / 0,6	—*j*300 / —*j*300	1400 / 750
1 / 0,15	8 / 8	16 / 3,2	90 / 3,3	0,65 / 0,68	—*j*100 / —*j*100	4 / 0,15

ветственно с фиксированным базовым смещением и отрицательной обратной связью.
ра, имеющего при емкости $C_{вых}$ такой же коэффициент сглаживания, как фильтр ФК, и

2-2. ФИЛЬТРЫ ТИПА ФЭ С ОДНОЗВЕННОЙ ЦЕПОЧКОЙ НА ВХОДЕ

От недостатков, присущих фильтрам ФК (малый η и большое $z_{вых}$), свободна схема фильтра на основе эмиттерного повторителя ФЭ, показанная на рис. 2-5 [74, 75]. Эмиттерный повторитель в качестве фильтра

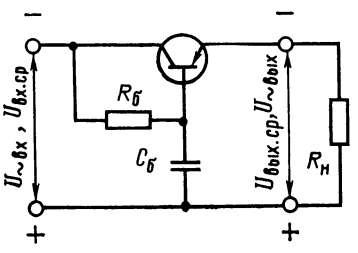


Рис. 2-5. Схема фильтра ФЭ с однозвенной цепочкой на входе.

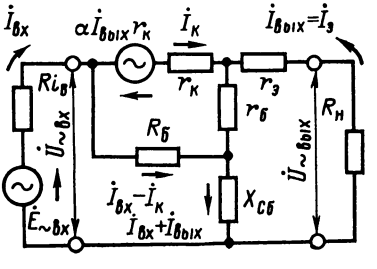


Рис. 2-6. Эквивалентная схема фильтра ФЭ с однозвенной цепочкой на входе.

имеет два важных преимущества: выходное сопротивление такой схемы меньше, чем всех других известных схем включения транзистора, и его коэффициент усиления по напряжению немного меньше единицы. Из этого ясно, что в схеме фильтра на основе эмиттерного повторителя легче ослабить усиление каскада. Кроме того, отрицательная обратная связь по постоянному току

уменьшает влияние изменения температуры окружающей среды и смены транзисторов на режим работы фильтра.

Опишем качественно процесс фильтрации в схеме ФЭ (см. рис. 2-5). Переменная составляющая входного напряжения проходит через Г-образный фильтр, состоящий из последовательного элемента с сопротивлением, равным $r_к R_б/(r_к+R_б)$, и параллельного — емкости $C_б$. Напряжение, отфильтрованное этим RC-фильтром, передается из цепи базы в цепь эмиттера на $R_н$ без усиления. Выходное сопротивление такого фильтра приблизительно равно $-jx_{Cб}(1-\alpha)$, так как сопртивление, включенное в цепь базы эмиттерного повторителя, эквивалентно сопротивлению в цепи эмиттера, уменьшенному в $(1-\alpha)$ раз. Таким образом, в данной схеме фильтрация из низкоомной эмиттерной цепи перенесена в высокоомную цепь базы. В схеме фильтра отсутствуют элементы $R_э$ и $C_{вых}$. Отметим, что подключение конденсатора $C_{вых}$ параллельно $R_н$ даже при соблюдении неравенства $x_{C вых} \ll R_н$ не дало бы заметного роста коэффициента фильтрации. Не удается с помощью емкости $C_{вых}$ существенно снизить значение $z_{вых}$, так как нужны очень большие емкости конденсатора $C_{вых}$, удовлетворяющие неравенству

$$C_{вых} \gg [C_б/(1-\alpha)].$$

Выведем расчетные соотношения для фильтра ФЭ. На рис. 2-6 приведена его эквивалентная схема. Если рассматривать эту схему как активный четырехполюсник [58], то получим:

$$\left.\begin{aligned} &\dot{U}_{\sim вх} = (\dot{I}_{вх} - \dot{I}_к) R_б - j\dot{I}_{вх} x_{Cб} - j\dot{I}_{вых} x_{Cб};\\ &\dot{U}_{\sim вых} = \dot{I}_{вых} r_э + (\dot{I}_к + \dot{I}_{вых}) r_б - j(\dot{I}_{вх} + \dot{I}_{вых}) x_{Cб};\\ &(\dot{I}_{вх} - \dot{I}_к) R_б = \alpha \dot{I}_{вых} r_к + \dot{I}_к r_к + (\dot{I}_к + \dot{I}_{вых}) r_б. \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}63)$$

Учитывая малость значений $x_{Cб}$ и $r_б$ по сравнению с $R_б$ и $r_к$, получаем из выражений (2-63):

$$\left.\begin{aligned} &\dot{U}_{\sim вх} = \dot{I}_{вх} R_б r_к/(R_б + r_к) + \dot{I}_{вых} \alpha r_к/(R_б + r_к);\\ &\dot{U}_{\sim вых} = \dot{I}_{вх}[R_б r_б/(R_б + r_к) - jx_{Cб}] + I_{вых}[r_б + \\ &+ r_э - jx_{Cб} - \alpha r_к r_б/(R_б + r_к)]. \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}64)$$

Используя выражение (2-28) и принимая во внимание, что $(1-\alpha)x_{Cб} \ll (r_б + r_э + R_н)$, получаем:

$$\tilde{k}_ф \approx R_б r_к [(r_б + r_э + R_н)(R_б + r_к) - \alpha r_б (R_н + R_б)] 1/(R_б + r_к) \times$$
$$\times \{R_н [R_б + r_б - j(R_б + r_к) x_{Cб}]\}, \quad (2\text{-}65)$$

откуда при $(1-\alpha)(R_б + r_к) r_б \ll R_н r_к$ запишем

$$\tilde{k}_ф \approx R_б r_к (r_э + R_н)/R_н [R_б r_б - j x_{Cб} (R_б + r_к)]. \quad (2\text{-}66)$$

Обычно $r_э \ll R_н$, поэтому, переходя к модулю, выражение (2-66) можно представить в виде

$$k_ф \approx R_б r_к/(R_б + r_к) \{[r_б/(1 + r_к/R_б)]^2 + x^2_{Cб}\}^{1/2}. \quad (2\text{-}67)$$

В том случае, когда $r_б$ настолько мало, что можно пренебречь членом, в который оно входит множителем (для германиевых транзисторов это допущение более справедливо, чем для кремниевых), коэффициент фильтрации будет максимальным

$$k_{ф\,макс} \approx R_б r_к / x_{Cб} (R_б + r_к). \quad (2\text{-}68)$$

Найдем коэффициент передачи постоянной составляющей λ со входа на выход фильтра для схемы рис. 2-5. Из рис. 2-5 ясно, что к. п. д. η и коэффициент передачи напряжения λ равны, поэтому, пренебрегая напряжением $U_{Эбср}$ по сравнению с $U_{вх.ср}$, из формул (1-6) и (2-4) получаем:

$$\lambda = \eta = I_{Эср} R_н/(I_{Эср} R_н + I_{Бср} R_б) = R_н/[R_н +$$
$$+ (1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Эср}) R_б]. \quad (2\text{-}69)$$

Так как обычно задается $U_{КЭср}$, а значение $R_б$ является производным, то удобнее к. п. д. определять как

$$\eta = 1/(1 + U_{КЭср}/U_{вых.ср}). \quad (2\text{-}70)$$

Определим коэффициент сглаживания фильтра. Согласно выражению (1-7), учтя (2-68), получим ориентировочное значение максимального коэффициента сглаживания

$$K_{макс} \approx R_б r_к R_н/(R_б + r_к) x_{Cб} [R_н + R_б (1 - \bar{\alpha} -$$
$$- I_{КБ0}/I_{Эср})]. \quad (2\text{-}71)$$

Сопротивление резистора $R_б$ определяется по формуле (2-58).

Найдем выходное сопротивление фильтра, используя выражения (2-26) и (2-27),

$$Z_{вых}=Z_{22}-Z_{12}Z_{21}/(Z_{11}+R_{iв}), \qquad (2\text{-}72)$$

где $R_{iв}$ — сопротивление источника (рис. 2-6).

Из выражений (2-64), считая $R_{iв}\ll z_{11}$, получаем:

$$Z_{вых}=r_э+(1-\alpha)r_б-j(1-\alpha)x_{Cб}. \qquad (2\text{-}73)$$

Пользуясь этой формулой при $C_б=100$ мкФ для частоты $\Omega=2\pi 30$ рад/с, получаем для транзисторов: КТ203Б, КТ203В при $I_{вых.ср}=1$ мА сопротивление $Z_{вых}=74-j1{,}7$ Ом; КТ603Б при $I_{вых.ср}=0{,}05$ А — $Z_{вых}=1{,}78-j1{,}7$ Ом и П216, П217 при $I_{вых.ср}=1$ А — $Z_{вых}\approx 0{,}13-j1{,}6$ Ом. (Параметры транзисторов КТ203Б, КТ203В и П216, П217 приведены в табл. 2-1. Транзистор КТ603Б в указанном режиме имеет: $r_э=0{,}5$ Ом; $r_б=40$ Ом; $r_к=40\cdot 10^3$ Ом и $\alpha=0{,}968$.)

Произведенные расчеты показывают, что выходное сопротивление фильтра ФЭ имеет комплексный характер, причем его действительная часть падает с ростом тока. При токах до 10 мА выходное сопротивление практически имеет активный характер, при токах в несколько сотен миллиампер и более $z_{вых}$ становится практически реактивным, равным $x_{Cб}(1-\alpha)$.

Емкость в цепи базы $C_б$ эквивалентна емкости в цепи эмиттера, значение которой равно $C_б/(1-\alpha)$ и обеспечивает низкое значение выходного сопротивления фильтра $x_{вых}$ (примерно несколько ом). Однако со стороны входа фильтра емкость $C_б$ входит в состав RC-звена, и ее значение не изменяется [см. выражение (2-68) для $k_{ф\,макс}$]. Поэтому при подсчете коэффициента фильтрации ошибочно считать, что в RC-звено фильтра входят сопротивление $r_к R_б/(r_к+R_б)$ и емкость $C_б/(1-\alpha)$.

Выходное сопротивление фильтров ФЭ значительно ниже, чем фильтров ФК. Например, для транзисторов П216, П217 на частоте 30 Гц при токе $I_{вых.ср}=1$ А: у фильтра ФЭ $Z_{вых}=0{,}13-j1{,}6$ Ом при $C_б=100$ мкФ, у фильтра ФК $z_{вых}\approx -j50$ Ом при $C_{вых}=100$ мкФ.

Определим область применения приближенных формул для коэффициентов фильтрации и сглаживания

(2-68) и (2-71). Для учета $r_б$ перепишем формулу (2-67) в виде

$$k_ф \approx R_б r_к D / (R_б + r_к) x_{Сб}, \qquad (2\text{-}74)$$

где поправочный коэффициент

$$D = 1 / \{1 + [r_б / x_{Сб} (1 + r_к / R_б)]^2\}^{1/2}. \qquad (2\text{-}75)$$

Определим влияние коэффициента D на конкретных фильтрах. Согласно (2-58) для транзисторов П216, П217 при $I_{вых.ср} = 1$ А и $U_{КЭср} = 5$ В $R_б \approx 150$ Ом; для КТ603Б при $I_{вых.ср} = 0{,}05$ А и $U_{КЭср} = 10$ В $R_б \approx 630$ Ом; для КТ603Б при $I_{вых.ср} = 0{,}01$ А и $U_{КЭср} = 10$ В $R_б \approx 3150$ Ом; для КТ203Б, КТ203В при $I_{вых\ ср} = 1$ мА и $U_{КЭср} = 10$ В $R_б \approx 0{,}3$ МОм, откуда согласно формуле (2-75) при $x_{Сб} = 50$ Ом получаем для токов от 0,01 до 1 А коэффициент $D \approx 1$ и только для тока 1 мА $D \approx 0{,}16$. При меньших напряжениях $U_{КЭср}$ значение $R_б$ будет меньшим, что приведет к большему значению D.

Полученные значения D показывают, что значения $r_б / x_{Сб}$ и $r_к / R_б$ влияют на значение $k_ф$ лишь при токах $I_{вых.ср}$ около 1 мА, и только в этих случаях для определения коэффициента фильтрации следует пользоваться формулой (2-74), а коэффициент сглаживания находить по формуле

$$K \approx R_б r_к R_н D / (R_б + r_к) x_{Сб} [R_н + R_б (1 - \bar{\alpha})], \qquad (2\text{-}76)$$

полученной на основании (2-74) и (2-69).

Для определения значений $k_{ф\,макс}$ и $K_{макс}$ при токах, бо́льших 10 мА, можно пользоваться формулами (2-68) и (2-71).

2-3. ФИЛЬТРЫ ТИПА ФЭ С ДВУХЗВЕННОЙ ЦЕПОЧКОЙ НА ВХОДЕ

Из сравнения выражений для коэффициента сглаживания (2-36), (2-51), (2-76) и выходных сопротивлений (2-62), (2-73) фильтров, схемы которых приведены на рис. 2-1, 2-2 и 2-5, ясно, что наибольшее значение K обеспечивает фильтр ФК с фиксированным базовым смещением, а наименьшее значение выходного сопротивления $z_{вых}$ — фильтр ФЭ. В связи с этим возникает задача увеличения K фильтра ФЭ. Для ее решения есть несколько способов:

включение дросселя L последовательно с $R_б$;

применение двухзвенного фильтра во входной цепи;

использование составного транзистора;

применение вместо активного сопротивления $R_б$ нелинейного сопротивления в виде транзисторного двухполюсника.

Все эти способы приводят к значительному ослаблению переменной составляющей, проникающей со входа на емкость $C_б$ (а значит, и на потребитель $R_н$), т. е. к возрастанию коэффициента сглаживания.

При включении дросселя с индуктивностью L последовательно с резистором $R_б$ увеличивается сопротивление последовательного элемента фильтрующего звена и уменьшается ток $I_{вх} - I_к$, проходящий через дроссель и резистор $R_б$. Если сопротивление x_L существенно больше сопротивления $R_б$, то токи $I_{вх} - I_к$ и $I_к$ находятся практически в квадратуре; при этом для режима $I_к = 3\ (I_{вх} - I_к)$ ток $I_к \approx 0{,}95 I_{вх}$.

Таким образом, при выполнении условия

$$(x^2_L + R^2_б)^{1/2} \geqslant 3r_к \qquad (2\text{-}77)$$

можно считать, что $I_{вх} \approx I_к$ и фильтр практически состоит лишь из сопротивления $r_к$ и емкости $C_{вых}$. В этом случае фильтрующие способности транзистора используются полностью и коэффициент фильтрации можно определять из выражения (2-67), приняв $R_б \gg r_к$,

$$k_{ф.макс} \approx r_к / (r^2_б + x^2_{Cб})^{1/2}. \qquad (2\text{-}78)$$

Если без дросселя сопротивление резистора $R_б$ обеспечивало режим работы транзистора по постоянному току, то теперь оно должно быть уменьшено на значение активного сопротивления дросселя. При токах $I_{вых.ср}$ до 0,1—0,2 А по дросселю течет очень малый ток $I_к(1 - \alpha)$ и поэтому размеры и масса фильтра за счет дросселя заметно не возрастают, однако положение изменяется при токах нагрузки около 1 А, когда базовый ток составляет несколько десятков миллиампер. Если при этом индуктивность дросселя будет около нескольких генри, то лучше дроссель не применять, а воспользоваться двухзвенным фильтром во входной цепи (рис. 2-7,*а*) [10, 74]. На рис. 2-7,*б* представлена эквивалентная схема такого фильтра. Так как при токах больше 50 мА сопротивление $r_б$ практически не влияет на значение коэффициента фильтрации, то на эквивалент-

ной схеме это сопротивление не показано. Для редких случаев, когда фильтр типа ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе будет применен при токах порядка нескольких десятков миллиампер, в значение $k_ф$, полученное без учета влияния $r_б$, надо внести поправку, расчет которой приведен ниже.

Известно, что двухзвенные фильтры имеют наибольший коэффициент фильтрации, если R и C обоих звеньев соответственно одинаковы [16]. Однако на входе схемы фильтрующая цепь сложнее обычного двухзвенного

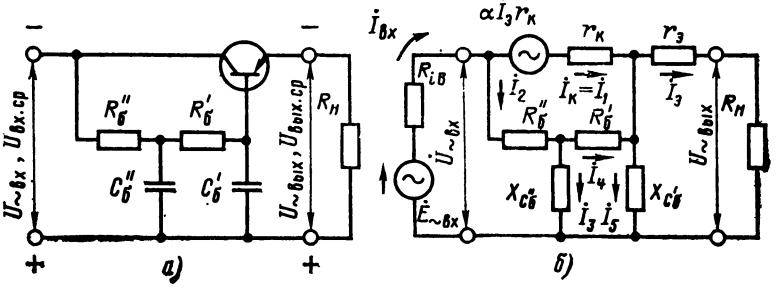


Рис. 2-7. Схемы фильтра ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе.
а — принципиальная; *б* — эквивалентная.

фильтра (рис. 2-7,*б*). Здесь фильтрация происходит, во-первых, в цепи $r_к$, $x_{C'б}$, а во-вторых, в $R''_б$, $x_{C''б}$ и $R'_б$, $x_{C'б}$. При работе транзисторных фильтров могут быть два случая: первый — когда $(R'_б + R''_б) \ll r_к$, что соответствует напряжениям $U_{вых.ср}$ меньше 10 В, токам $I_{вых.ср}$ больше 0,1 А и транзисторам с $\bar{\alpha}$=0,93÷0,95; второй — когда $R'_б + R''_б$ одного порядка с $r_к$, что бывает при $U_{вых.ср} \approx 30 \div 40$ В, $I_{вых.ср}$, равном нескольким десяткам миллиампер, и больших значениях $\bar{\alpha}$. В первом случае, т. е. для токов порядка десятых долей ампера, фильтрация практически обеспечивается в цепях $R''_б$, $x_{C''б}$ и $R'_б$, $x_{C'б}$ и для такого режима целесообразно, чтобы, как в обычном двухзвенном RC-фильтре, $R''_б = R'_б$ и $C''_б = C'_б$. Параметры для второго случая работы при токах в несколько десятков миллиампер будут определены ниже.

Проанализируем работу фильтра, пользуясь эквивалентной схемой (рис. 2-7,*б*). Пренебрегая сопротивле-

нием $r_в$ по сравнению с $R_н$, получаем:

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{I}_5 = \dot{I}_1 + \dot{I}_4 - \dot{U}_{вых}/R_н;\\
&\dot{I}_2 = \dot{I}_3 + \dot{I}_4;\\
&\dot{U}_{вх} = \dot{I}_2 R''_б - j\dot{I}_3 x_{C''б};\\
&\dot{U}_{вых} = -j\dot{I}_5 x_{C'б};\\
&-j\dot{I}_3 x_{C''б} - \dot{U}_{вых} = \dot{I}_4 R'_б;\\
&\dot{I}_2 R''_б + \dot{I}_4 R'_б = \dot{I}_1 r_к - \alpha\dot{U}_{вых} r_к/R_н.
\end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}79)$$

Из выражений (2-79), учитывая, что $(r_к/x_{C'б}) \gg (1 + R''_б/R'_б)$, $1 \gg x_{C'б}(1-\alpha)/R_н$, $R'_б \gg x_{C'б}$ и $k_ф \gg (R''_б/R'_б)$, получаем:

$$\tilde{k}_ф \approx jr_к/x_{C'б}\,[1 + r_к/(R'_б + R''_б + jR'_б R''_б/x_{C''б})]. \qquad (2\text{-}80)$$

Определим модуль коэффициента фильтрации, учитывая, что $(R'_б + R''_б) \ll (R'_б R''_б/x_{C''б})$ и что $R'_б = R''_б$ (выполнение последнего равенства дает возможность получить наибольшее значение $k_ф$),

$$k_ф \approx r_к/x_{C'б}\,[1 + (4x_{C''б} r_к/R^2_б)^2]^{1/2}, \qquad (2\text{-}81)$$

где

$$R_б = 2R'_б = 2R''_б. \qquad (2\text{-}82)$$

Рассмотрим выражение (2-81) для токов, начиная с 0,1 А и выше. В таком режиме работы будут выполняться неравенства $r_к \gg R_б$ и $1 \ll (4x_{C''б} r_к/R^2_б)^2$, поэтому, как это следует из выражения (2-81), максимальный коэффициент фильтрации будет получен при

$$C''_б = C'_б. \qquad (2\text{-}83)$$

При $C'_б + C''_б = \text{const}$ соотношения $C''_б = 3C'_б$ или $C''_б = C'_б/3$ дают уменьшение $k_ф$ ориентировочно на 25% значений $k_ф$ при $C'_б = C''_б$. Проверим, насколько должно выполняться неравенство $1 \ll (4x_{C''б} r_к/R^2_б)^2$. Оказывается что при

$$x_{C'б} = x_{C''б} \geqslant (0{,}43R^2_б/r_к) \qquad (2\text{-}84)$$

коэффициент фильтрации можно согласно (2-81) определить из приближенного равенства с ошибкой меньше 15%

$$k_ф \approx (R_б/2x_{C'б})^2. \qquad (2\text{-}85)$$

Это соответствует режиму работы, при котором фильтрация в основном определяется входной цепочкой (первое звено $R''_{б}C''_{б}$ и второе звено $R'_{б}C'_{б}$).

Проанализируем выражение (2-81) для токов до нескольких десятков миллиампер. В таком режиме работы неравенство $r_{к} \gg R_{б}$ не такое сильное, как при больших токах, и при сравнительно небольших емкостях (несколько микрофарад при $\omega_{пл}=628$ рад/с) выражение (2-81) будет иметь вид:

$$k_{ф} \approx r_{к}/x_{C'_{б}}. \qquad (2\text{-}86)$$

Для того чтобы приближенное равенство отличалось от точного не более чем на 15%, достаточно, чтобы

$$x_{C'_{б}} = x_{C''_{б}} \leqslant 0{,}14R^{2}_{б}/r_{к}. \qquad (2\text{-}87)$$

Это соответствует режиму работы, при котором фильтрация в основном осуществляется транзистором в цепи $r_{к}$, $C'_{б}$.

При фильтрации напряжения в несколько десятков вольт и при токах в несколько десятков миллиампер, когда на транзисторе падает напряжение 10—20 В, сопротивление $R_{б}$ значительно увеличивают (по сравнению с $R_{б}$ при напряжении около 10 В и токе около десятых долей ампера), и оно становится сравнимым с $r_{к}$. В этом режиме работы легко выполняется неравенство (2-87) для емкостей $C'_{б}$ и $C''_{б}$ меньше 1 мкФ. Более того, при изменении емкости $C''_{б}$ от $0{,}05\,C'_{б}$ до ∞ и неизменном $C'_{б}$ значение $k_{ф}$ изменяется не больше чем на 1%. Это объясняется тем, что при увеличенном $R_{б}$ даже небольшая емкость обеспечивает фильтрацию входной двухзвенной цепочки значительно бóльшую, чем транзистор в цепи $r_{к}$, $C'_{б}$. Поэтому в таком режиме работы можно удовлетвориться выполнением неравенства

$$C''_{б} \geqslant 0{,}05C'_{б}. \qquad (2\text{-}88)$$

Емкость $C'_{б}$ следует определять из выражения (2-86).

Постоянная составляющая тока в фильтрах с одно- и двухзвенной цепочкой на входе протекает по одним и тем же цепям (см. рис. 2-5 и 2-7,*а*), откуда следует, что значения λ и $R_{б}$ для обоих фильтров можно определять по одним и тем же формулам (2-69) и (2-58). Поэтому

коэффициент сглаживания фильтра можно найти, пользуясь выражениями (2-81) и (2-69):

$$K \approx r_к R_н / x_{C'б} [1 + 4 x_{C''б} r_к / R^2_б]^{1/2} \times$$
$$\times [R_н + R_б (1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Эср})]; \qquad (2\text{-}89)$$

к. п. д. фильтра может быть определен из выражений (2-69) или (2-70).

Выходное сопротивление фильтра почти не зависит от емкости $C''_б$, и согласно (2-73)

$$Z_{вых} \approx r_э + (1 - \alpha) r_б - j (1 - \alpha) x_{C'б}. \qquad (2\text{-}90)$$

Для фильтра ФК с отрицательной обратной связью на транзисторах П216, П217 в режиме работы $I_{вых.ср}$ = =1 А получены коэффициент сглаживания $K \approx 3{,}3$ и $\eta \approx$ $\approx 0{,}68$ при $C_б$=400 мкФ (см. табл. 2-2). Такое малое значение K получилось потому, что $R_б$ мало по сравнению с $r_к$ ($R_б$=150 Ом, $r_к$=4000 Ом). Немногим лучше были бы показатели у фильтра ФЭ при тех же данных, так как формулы (2-76) для ФЭ и (2-51) для ФК с отрицательной обратной связью мало отличаются одна от другой. Подсчитаем, какие показатели будут у фильтра ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе для такого же режима работы. Сопротивление $R_б$=150 Ом делим согласно выражению (2-82) на $R'_б$=$R''_б$=75 Ом. Сохраняя ту же емкость, что и в фильтре ФК, примем $C'_б$=$C''_б$= =200 мкФ согласно выражению (2-83). При таких емкостях выполняется неравенство (2-84). Для $R_к$= =27 Ом и $1-\bar{\alpha}=32 \cdot 10^{-3}$ по формуле (2-85) с учетом выражения (2-69) получаем $K \approx 75$, по формуле (2-90) $Z_{вых}$=0,13—j0,85 Ом при f=30 Гц, а по формуле (2-70) $\eta \approx 0{,}84$.

Приведенный анализ подтверждает, что, пользуясь фильтром ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе, можно даже при значительных токах получить высокие коэффициенты сглаживания и небольшие выходные сопротивления. Некоторое усложнение схемы за счет включения дополнительной цепочки $R''_б$, $C''_б$ вполне оправдано, так как общая емкость остается такой же, как и в схеме фильтра ФЭ с однозвенной цепочкой на входе.

При выводе формулы для $k_ф$ не было учтено влияние $r_б$; это отчетливо видно из сравнения эквивалентных схем на рис. 2-6 и 2-7,*б*. Рассмотрим влияние $r_б$ в двух

режимах работы: при выполнении неравенства (2-87) и при соблюдении неравенства (2-84).

В первом режиме работы считаем, что двойная цепочка $R''_б$, $C''_б$ и $R'_б$, $C'_б$ свела на нет шунтирующее действие сопротивлений $R'_б$ и $R''_б$ и фильтр равноценен фильтру ФЭ (рис. 2-5), у которого для переменной составляющей $R_б \to \infty$. Тогда по формуле (2-74)

$$k_ф \approx r_к D'/x_{C'б}, \tag{2-91}$$

где поправка за счет учета $r_б$

$$D' = [1 + (r_б/x_{C'б})^2]^{-1/2}. \tag{2-92}$$

Из этого выражения ясно, что если $r_б/x_{C'б} \leqslant 0{,}46$, то $D' = 0{,}9 \div 1$ и поправку можно не вводить.

Во втором режиме работы, когда фильтрующие свойства схемы определяет двойная цепочка на входе, при $C'_б = C''_б$ и $R'_б = R''_б$ коэффициент фильтрации [62]

$$k_ф \approx R^2_б D'/4x^2_{C'б}, \tag{2-93}$$

где поправка за счет учета $r_б$

$$D' = [(r_б R^2_б/4r_к x^2_{C'б} + 1)^2 + (R^2_б/4r_к x_{C'б})^2]^{-1/2}. \tag{2-94}$$

Влияние $r_б$ также сказывается на значении максимально возможного коэффициента фильтрации схемы. Из выражения (2-78) следует, что даже при $x_{C'б} = 0$

$$k_{ф.макс} = r_к/r_б.$$

Таким образом, если при $x_{C'б} \gg r_б$ уменьшение $x_{C'б}$ существенно увеличивает $k_ф$, то при $x_{C'б} \approx r_б$ влияние $x_{C'б}$ значительно ослабляется, а при $x_{C'б} < r_б$ увеличивать емкость конденсатора нецелесообразно.

2-4. ФИЛЬТРЫ ТИПА ФЭ НА ТРАНЗИСТОРНОМ ДВУХПОЛЮСНИКЕ

Как было показано в § 2-3, с увеличением сопротивления $R_б$ у фильтра типа ФЭ коэффициент сглаживания K повышается, вследствие чего требуемое сглаживание обеспечивают меньшие емкости $C'_б$ и $C''_б$. Однако, если резистор $R_б$ линейный и его сопротивление постоянному току $R_{б-}$ равно его сопротивлению для изменений

тока $R_б$, то рост сопротивления приводит к повышению напряжения на транзисторе $U_{КЭср}$, увеличению мощности $P_к$ на нем и падению к. п. д. η. Включение дросселя вместо $R_б$ приводит к $z_б \gg R_б$, но связано с увеличением габаритных размеров и поэтому применяется редко. Лучшие результаты получаются, если вместо $R_б$ включить высокоомный транзисторный двухполюсник (рис. 2-8,*а*), у которого $R_б \gg R_{б-}$.

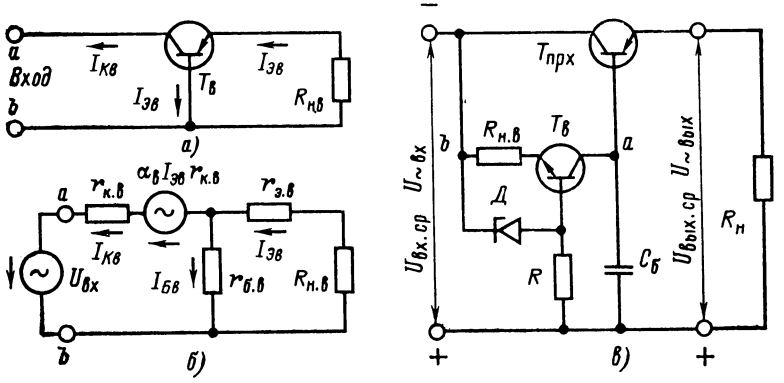


Рис. 2-8. Фильтр ФЭ с транзисторным двухполюсником.

а — к принципу действия; *б* — эквивалентная схема двухполюсника по переменному току; *в* — схема фильтра.

Определим сопротивления $R_б$ и $R_{б-}$, которые обозначим соответственно через $R_{вх.в}$ и $R_{вх.в-}$. Индекс «в» указывает на то, что величина относится к вспомогательному транзистору $T_в$. Приложим в точках *a*—*b* переменное напряжение $U_{вх}$, тогда для переменных составляющих тока и напряжения схема, приведенная на рис. 2-8,*а*, может быть представлена эквивалентной схемой (рис. 2-8,*б*), для которой входное сопротивление в точках *a*—*b* [13]

$$R_{вх.в} = r_{к.в}(1-\alpha_в) + (\alpha_в r_{к.в} + r_{б.в}) \times \\ \times (1 + r_{э.в}/R_{н.в})/[1 + (r_{э\,в} + r_{б\,в})/R_{н.в}]. \qquad (2\text{-}95)$$

Обычно $r_{э.в} \ll R_{н.в}$; $r_{э.в} \ll r_{б.в}$ и $\alpha r_{к.в} \gg r_{б.в}$; с учетом этих неравенств

$$R_{вх.в} = r_{к\,в}[1 - \alpha_в/(1 + R_{н\,в}/r_{б.в})]. \qquad (2\text{-}96)$$

Значение $R_{вх\,в}$ велико и в сильной степени зависит от $R_{н\,в}$. При $R_{н.в} = \infty$

$$R_{вх.в} = r_{к.в}, \qquad (2\text{-}97)$$

и при $R_{н.в}=0$

$$R_{вх.в}=r_{к\,в}(1-\alpha_в). \qquad (2\text{-}98)$$

При $\alpha_в=0{,}97$ и $I_{Эв\,ср}=1\div 3$ мА ($r_{к.в}\approx 1$ МОм), пользуясь выражениями (2-97) и (2-98), получаем, что при изменении $R_{н.в}$ от 0 до ∞ значение $R_{вх.в}$ может составить от 30 кОм до 1 МОм. С увеличением $I_{Эв.ср}$ уменьшается значение $r_{к.в}$ и вместе с ним $R_{вх.в}$.

Для постоянной составляющей тока

$$R_{вх.в-}\approx U_{КЭв.ср}/I_{Кв\,ср}. \qquad (2\text{-}99)$$

Сравним $R_{вх.в-}$ с $R_{вх.в}$. При $U_{КЭв.ср}=3$ В и $I_{Кв.ср}=5$ мА $R_{вх.в-}=600$ Ом, в то время как $R_{вх.в}\approx 0{,}6$ МОм (при $r_{к.в}=0{,}7$ МОм, $R_{н.в}=100$ Ом и $\alpha_в=0{,}97$). Таким образом, применяя высокоомный транзисторный двухполюсник, можно получить

$$R_{вх.в}/R_{вх.в-}\approx 1000.$$

На рис. 2-8,*в* приведена схема фильтра ФЭ, в котором вместо резистора $R_б$ применен высокоомный транзисторный двухполюсник. С учетом полярности напряжения $U_{вх.ср}$ и направления базового тока проходного транзистора $T_{прх}$ вспомогательный транзистор $T_в$ применен со структурой *n-p-n*. Цепочка *Д*, *R* образует стабильный источник напряжения смещения, которое, действуя встречно с падением напряжения на резисторе $R_{н.в}$, создает на базе транзистора $T_в$ положительный потенциал. Из условий работы стабилизатора (цепь *Д*, *R*) переменная составляющая напряжения на стабисторе $U_{\sim ст}$ во много раз меньше, чем $U_{\sim R}$ на балластном сопротивлении *R*. А так как $U_{\sim R}$ практически равно переменной составляющей напряжения между базой и коллектором транзистора $T_в$, то можно считать, что его база и точка *b* (рис. 2-8) эквипотенциальны. Отсюда следует, что между точками *a* и *b* в схемах, показанных на рис. 2-8,*а* и *в*, будет одинаковое входное сопротивление.

В схеме, изображенной на рис. 2-8,*в*, вместо *Д* и *R* нельзя применять обычный линейный делитель напряжения, так как он ухудшает коэффициент сглаживания фильтра вследствие попадания на базу транзистора $T_в$ доли переменного напряжения со входа $U_{вх\sim}$.

Необходимое значение постоянной составляющей напряжения $U_{КЭср}$ на транзисторе $T_{прх}$ можно установить, изменяя сопротивление R. С увеличением R падает ток $I_{Бв.ср}$, вызывающий уменьшение тока $I_{Кв.ср}$ и равного ему тока $I_{Бср}$, вследствие чего возрастает $U_{КЭср}$. Следует учитывать, что увеличение R приводит к уменьшению $I_{ст.ср}$, который не должен быть меньше минимально допустимого значения (указывается в паспорте).

Определим основные параметры фильтра ФЭ с высокоомным транзисторным двухполюсником и найдем зависимость этих параметров от сопротивления резистора $R_{н.в}$.

Коэффициент фильтрации $k_ф$ можно определить по формуле (2-67), заменив в ней $R_б$ на $R_{вх.в}$. Коэффициент передачи постоянного напряжения λ можно определить по формуле (2-69), заменив в ней $R_б$ на $R_{вх.в-}$. Коэффициент полезного действия η можно определить по формуле (2-70) или (2-69), заменив в ней $R_б$ на $R_{вх.в-}$.

Учитывая эти замены, получаем:

$$K = k_ф\lambda = \{R_н r_к R_{вх.в}/(r_к + R_{вх.в})\,[R_н + R_{вх.в-} \times$$
$$\times (1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Э.ср})]\}\,\{[r^2_б/(1 + r_к/R_{вх.в})^2] + x^2_{Сб}\}^{-1/2}; \quad (2\text{-}100)$$

$$\eta = R_н/[R_н + (1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Эср})\,R_{вх.в-}] = 1/(1 + U_{КЭср}/U_{вых.ср}). \quad (2\text{-}101)$$

Заменив в формуле (2-58) $R_б$ на $R_{вх.в-}$, получаем постоянную составляющую напряжения на коллекторе транзистора

$$U_{КЭср} \approx I_{Эср}\,(1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Эср})\,R_{вх.в-}. \quad (2\text{-}102)$$

При расчете фильтра бывает удобно исходить из значения $U_{КЭср}$, поэтому представим формулы (2-100) и (2-102) в виде

$$K = k_ф U_{вых.ср}/(U_{вых.ср} + U_{КЭср}) = r_к U_{вых.ср} R_{вх.в}/x_{Сб}\,(U_{вых.ср} +$$
$$+ U_{КЭср})\,(R_{вх.в} + r_к)\,\{1 + [r_б/x_{Сб}\,(1 + r_к/R_{вх.в})]^2\}^{1/2}. \quad (2\text{-}103)$$

На рис. 2-9 приведены кривые зависимости $R_{вх.в}$ и $k_ф$ от значения $R_{н.в}/r_{б.в}$ для схемы на германиевом p-n-p транзисторе средней мощности ($I_{вых.ср} = 0{,}15$ А; $r_к =$

$= 18 \cdot 10^3$ Ом; $r_б = 18$ Ом; $x_{Cб} = 62$ Ом; $h_{21Э} = 30$) и кремниевом n-p-n транзисторе малой мощности ($I_{ЭВ.ср} = 5$ мА; $r_{к.в} \approx 0{,}2$ МОм; $r_{б.в} = 200$ Ом; $h_{21э.в} = 20$). Кривые $R_{вх.в} = f(R_{н.в}/r_{б.в})$ и $k_ф = \varphi(R_{н.в}/r_{б.в})$ построены соответственно по выражениям (2-96) и (2-103).

Исходя из кривых, следует сделать вывод о том, что для увеличения $R_{вх.в}$ повышать $R_{н.в}/r_{б.в}$ свыше 4 нецелесообразно; это же подтверждает анализ формулы (2-96), так как при $R_{н.в}/r_{б.в} = 4$ имеем $R_{вх.в} \approx 0{,}8 r_{к.в}$, а при $R_{н.в}/r_{б.в} = \infty$ получаем $R_{вх.в} \approx r_{к.в}$. Однако если транзисторный двухполюсник входит в схему рассматриваемого фильтра, то выбирать отношение $R_{н.в}/r_{б.в}$ свыше 0,5 нецелесообразно. Это объясняется тем, что при $R_{н.в}/r_{б.в} = 0{,}5$ значение $R_{вх.в} \approx 100 \cdot 10^3$ Ом при $r_к = 2{,}5 \cdot 10^3$ Ом ($R_{вх.в} = 4r_к$) и фильтрующие свойства практически уже полностью определяются сопротивлением $r_к$. Дальнейшее повышение отношения $R_{н.в}/r_{б.в}$ также нецелесообразно и по той причине, что с увеличением $R_{н.в}$ уменьшается к. п. д. η за счет возрастания $U_{КЭ\sim}^{р}$.

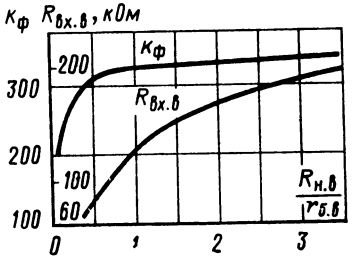


Рис. 2-9. Кривые зависимости коэффициента фильтрации и входного сопротивления транзисторного двухполюсника от значения $R_{н\,в}/r_{б\,в}$.

Подсчитаем, какой выигрыш в значениях $k_ф$ и K можно получить в фильтре с высокоомным транзисторным двухполюсником по сравнению с фильтрами ФЭ с одно- и двухзвенными цепочками на входе. Для подсчета взяты те же данные, по которым строились графики на рис. 2-9. При переходе от фильтра ФЭ с однозвенной цепочкой к фильтру ФЭ с двухзвенной цепочкой делим $C_б$ и $R_б$ на две равные части.

Принимаем $R_н = 150$ Ом; $\bar{\alpha} = \alpha$; $R_б = 2$ кОм; $R_{н.в} = 60$ Ом; $U_{КЭср} = 3$ В; $U_{вых.ср} = 15$ В. Тогда для фильтра ФЭ с однозвенной цепочкой получаем по формуле (2-67) $k_ф \approx 30$ и по формуле (2-71) $K_{макс} \approx 22$. Для фильтра с двухзвенной цепочкой по формуле (2-81) $k_ф \approx 80$ и по формуле (2-89) $K \approx 58$. Для ФЭ с транзисторным двухполюсником по формуле (2-96) $R_{вх\,в} = 80$ кОм, и по формуле (2-103) $k_ф \approx 300$ и $K \approx 250$.

Таким образом, фильтр ФЭ с транзисторным двухполюсником дает увеличение K примерно в 10 раз по сравнению с фильтром ФЭ с однозвенной цепочкой и в 4 раза по сравнению с фильтром ФЭ с двухзвенной цепочкой. Так как выходная емкость у фильтра с высокоомным транзистором в 2 раза больше, чем $C'_б$ у фильтра с двухзвенной цепочкой (при равенстве суммарной емкости $C_б$ для обоих фильтров), его $z_{вых}$ будет меньше.

2-5. ФИЛЬТР-СТАБИЛИЗАТОР

Как известно [16], транзисторные стабилизаторы напряжения постоянного тока не только стабилизируют, но и фильтруют. Рассмотрим сравнительные показатели простейшего транзисторного стабилизатора без усилителя постоянного тока и транзисторного фильтра. Наиболее близки схемы, приведенные на рис. 2-5 и 2-10,*а*; они отличаются только тем, что в стабилизаторе вместо конденсатора $C_б$ применен стабилитрон $Д$.

Пусть постоянные составляющие напряжения на входе устройств изменяются от $U_{вх.ср.ном}(1—b)$ до $U_{вх.ср.ном}(1+a)$ при коэффициенте пульсаций, равном $k_{пл}$. Величины, относящиеся к стабилизатору и к фильтру, будут иметь соответственно индексы «с» и «ф».

Чтобы получить больший к. п. д., меньшее значение максимального падения напряжения на транзисторе $U_{КЭмакс}$ и наибольшее напряжение постоянной составляющей на выходе $U_{вых\ ср\ ном}$, выбирают значение $U_{КЭмин}=U_{КЭмин.дп}$, определяемое точкой перегиба коллекторной характеристики (рис. 2-11, *а* и *б*)

При одном и том же транзисторе и соответственно одинаковых для стабилизатора и фильтра значениях $U_{КЭмин}$

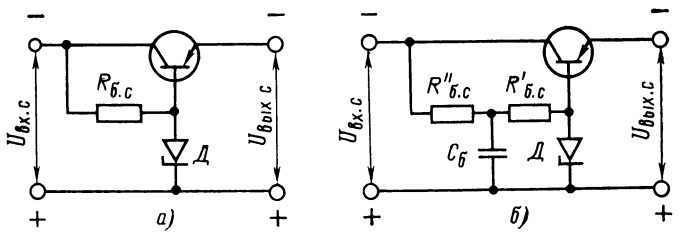


Рис 2-10. Схемы стабилизаторов
а — обычного; *б* — фильтра стабилизатора

и $U_{\text{вых.ср.ном}}$ к. п. д. стабилизатора $\eta_{\text{с}}$ будет меньше к. п. д. фильтра $\eta_{\text{ф}}$ и на транзисторе стабилизатора будет выделяться бо́льшая мощность, чем на транзисторе фильтра. Это объясняется тем, что изменение входного напряжения почти полностью передается на выход фильтра и не нагружает транзистор, а в стабилизаторе оно полностью выделяется на транзисторе (рис. 2-11). Как показано в [11], согласно рис. 2-11

$$U_{\text{КЭс.ср макс}} = U_{\text{КЭф,ср макс}} + U_{\text{вых.ср ном}}[a + b(1+a)(1+ \\ + k_{\text{п.т}})/(1-b)(1-k_{\text{п.т}})]; \qquad (2\text{-}104)$$

$$U_{\text{вх.с ср}} - U_{\text{вх ф ср ном}} = U_{\text{КЭс ср ном}} - U_{\text{КЭф ср ном}} = \\ = U_{\text{вых.ср ном}} b'/(1-b)(1-k_{\text{п.т}}). \qquad (2\text{-}105)$$

При равных нагрузках фильтра и стабилизатора при напряжении на входе $U_{\text{вх ср ном}}(1+a)$ получим для максимальных значений мощностей, выделяющихся на транзисторе,

$$P_{\text{Кс.макс}} = P_{\text{Кф.макс}} + P_{\text{вых ном}}[a + b(1+a) \times \\ \times (1+k_{\text{п.т}})/(1-b)(1-k_{\text{п.т}})] \qquad (2\text{-}106)$$

и для величины, обратной к. п. д.,

$$1/\eta_{\text{ф ном}} = 1/\eta_{\text{с ном}} - b'(1-b)(1-k_{\text{п.т}}). \qquad (2\text{-}107)$$

Если исходить из одинаковых значений $U_{\text{КЭ макс}}$ для фильтра и стабилизатора, то для допустимых выходных напряжений можно получить [11]

$$U_{\text{вых.ф. ср ном}}/U_{\text{вых.с. ср ном}} = [k_{\text{п.т}} + a'/(1+a)](1 - \\ - k_{\text{п.т}})[k_{\text{п.т}} + b(1-b)](1+k_{\text{п.т}})/2k_{\text{п.т}}, \qquad (2\text{-}108)$$

т. е. отношение постоянных составляющих номинальных значений выходных напряжений зависит исключительно от относительных величин, определяющих входное напряжение устройств. Например, для $a=0{,}05$; $b=0{,}15$ и $k_{\text{п.т}}=0{,}1$ это отношение равно примерно 2,2.

Определим сглаживающие свойства обоих устройств. Коэффициент фильтрации $k_{\text{ф}}$ при условии, что сопротивление эмиттера $r_{\text{э}}$ в Т-образной эквивалентной схеме транзистора значительно меньше нагрузочного $R_{\text{н}}$, для фильтра ФЭ с однозвенной RC-цепочкой (рис. 2-5) определяется согласно формуле (2-74). Обозначим его через $k_{\text{ф1}}$.

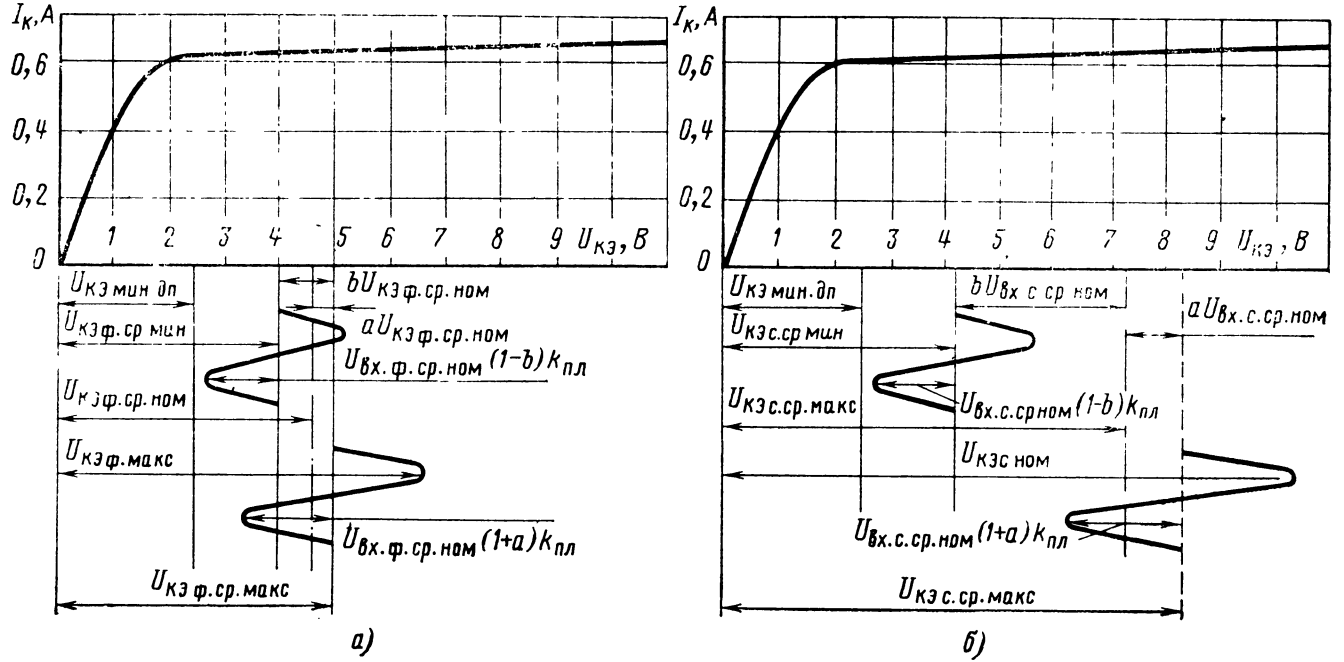


Рис. 2-11. Графики режимов работы.
а — транзисторного фильтра; *б* — транзисторного стабилизатора.

Так как рис. 2-5 и 2-10,*а* подобны, то, заменив $x_{Cб}$ на $r_{ст}$ и $R_б$ на $R_{б.с}$, получим согласно формуле (2-66) для стабилизатора коэффициент фильтрации

$$k_{ф.с} \approx R_{б.с} r_к / (R_{б.с} + r_к) r_{ст} [1 + r_б / r_{ст} (1 + r_к / R_{б.с})], \quad (2\text{-}109)$$

где $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление опорного стабилитрона.

Так как через резистор $R_{б.с}$ помимо базового тока протекает еще и ток стабилитрона, то $R_{б.с} < R_б$, что приводит к уменьшению $k_{ф.с}$. Напряжение $U_{КЭс.\,ср.ном}$, большее чем $U_{КЭф.\,ср.ном}$, в некоторой степени компенсирует этот эффект. В зависимости от соотношения значений $r_{ст}$ и $x_{Cб}$, а также $R_б$ и $R_{б.с}$ коэффициент $k_{ф.с}$ может быть больше или меньше $k_{ф1}$. Если $r_{ст1} < x_{Cб}$, то получается $z_{вых.с} < z_{вых.ф}$ при меньших массе и объеме.

Применяя фильтр ФЭ с двухзвенной *RC*-цепочкой (см. рис. 2-7,*а*), можно получить коэффициент фильтрации $k_{ф2}$, значительно больший, чем $k_{ф1}$ и $k_{ф.с}$.

В более сложных стабилизаторах: с усилителем постоянного тока, на составных транзисторах и при отдельном питании коллекторной цепи усилителя постоянного тока режим работы регулирующего транзистора остается таким же, как и в схеме рис. 2-10,*а*, и все недостатки последнего проявляются и в этих стабилизаторах. Коэффициенты сглаживания сложных стабилизаторов и соответствующих им усложненных фильтров примерно одинаковы, но в составе первых имеются дополнительные узлы. При $r_{ст} < x_{Cб}$ ($r_{ст} < x_{C'б}$) выходное сопротивление стабилизатора меньше, чем фильтра.

Таким образом, если нужно отфильтровать напряжение, не стабилизируя его, то экономичнее применять транзисторный фильтр, а не стабилизатор. Для питания некоторых электронных схем не требуется высокой степени стабилизации, и при этом можно обойтись простейшим транзисторным стабилизатором (рис. 2-10,*а*). Однако его фильтрующих свойств может быть недостаточно, и тогда приходится использовать дополнительный фильтр. Между тем, можно увеличить коэффициент сглаживания стабилизатора, разделив резистор $R_{б.с}$ на два (равных по величине) и добавив конденсатор $C''_б$, как это показано на рис. 2-10,*б*. Такой стабилизатор называют фильтр-стабилизатор; его стабилизирующие свойства не изменились, а его фильтрующие свойства при

$r_{ст}=x_{C'б}$, такие же, как у фильтра ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе (см. рис. 2-7,*а*), у которого вместо конденсатора $C'_б$ применен стабилитрон *Д*. Если $r_{ст}<x_{C'б}$, то фильтр-стабилизатор обеспечит лучшую фильтрацию по сравнению с фильтром ФЭ (см. рис. 2-7,*а*) при меньшем $z_{вых}$.

Определим выигрыш p в значении коэффициента фильтрации при переходе от стабилизатора к фильтру-стабилизатору. Так как у обоих устройств λ одинаковое, то можно вместо K сравнивать между собой $k_ф$. Значение $k_{ф.с}$ для стабилизатора определяется по формуле (2-109). Анализ значений величин, входящих в формулу (2-109), подобный тому, который был произведен при упрощении формулы (2-74), показал, что для $I_{вых.ср}\geqslant 0{,}1$ А формулу (2-109) можно привести к приближенному выражению

$$k'_{ф.с}\approx R_{б.с}/r_{ст}. \qquad (2\text{-}110)$$

Для расчета $k'_{ф.с}$ (для фильтра-стабилизатора) воспользуемся формулой, приведенной в [62], заменив в ней $x_{C'б}$ на $r_{ст}$ и $R_б$ на $R_{б.с}$,

$$k'_{ф.с}=r_к F/(r_б+r_{ст}), \qquad (2\text{-}111)$$

где

$$F=\{[1+(R_{б.с}/4x_{C''б})^2/[G^2+(R_{б.с}/4x_{C''б})^2]\}^{1/2}. \qquad (2\text{-}112)$$

В формуле (2-112)

$$G=1+r_к r_{ст}/(r_б+r_{ст})R_{б.с} \qquad (2\text{-}113)$$

Величина F в формуле (2-111) представляет собой поправку, показывающую, как уменьшается максимально возможный коэффициент фильтрации

$$k'_{ф.\,с.макс}\approx r_к/(r_б+r_{ст}) \qquad (2\text{-}114)$$

фильтра-стабилизатора из-за того, что сопротивления $R'_б$ и $R''_б$ шунтируют сопротивление коллектора $r_к$, и насколько это уменьшение компенсируется увеличением фильтрации за счет действия конденсатора $C''_б$.

Из формул (2-110) и (2-111) для токов $I_{вых.ср}\geqslant 0{,}1$ А получаем:

$$p=k'_{ф.с}/k_{ф.с}=r_к F/R_{б.с}(1+r_б/r_{ст}). \qquad (2\text{-}115)$$

Остановимся на выборе значения $C''_б$, определяющего p. На рис. 2-12 приведено семейство кривых $F=\varphi(R_{б.с}/4x_{C''б})$ при параметре G. Наиболее часто G при-

нимает значение от 5 до 10, и, как следует из рис. 2-12, целесообразнее использовать емкость $C''_б$ при $F \leqslant 0{,}7 \div 0{,}8$ (бо́льшие F соответствуют меньшим G). Зная G, которое определяют исходя из параметров стабилизатора, и выбрав значение F, можно найти $C''_б$. Это можно сделать или из кривых на рис. 2-12 или из формулы

$$C''_б = 4\left[(F^2G^2 - 1)/(1 - F^2)\right]^{1/2}/\omega_{пл}R_{б.с}, \qquad (2\text{-}116)$$

которая получена из выражения (2-112).

При выборе F на пологой части кривых значение $C''_б$ увеличивается, а F и p почти не изменяются.

Рассмотренная схема фильтра стабилизатора применяется в аппаратуре для магнитной записи [32]. Добавление емкости при разделении коллекторного сопротивления на две разные части целесообразно также в компенсационном стабилизаторе с усилителем постоянного тока и в параметрических стабилизаторах на газоразрядном или кремниевом стабилитронах (делится балластное сопротивление на две равные части). У всех этих стабилизаторов при сохранении прежнего коэффициента стабилизации увеличивается коэффициент сглаживания.

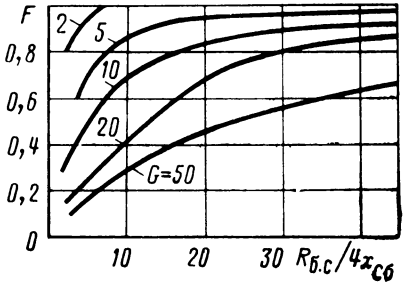


Рис. 2-12. К определению влияния $x_{C''б}$ на выигрыш в коэффициенте фильтрации.

2-6. ФИЛЬТРЫ ТИПА ФШ

Фильтры типа ФШ — это компенсационные фильтры (см. рис. 1-1). В этом параграфе рассмотрены фильтры ФШ прямого питания, управляемые как со входа, так и с выхода без усиления в цепи управления. В гл. 5 рассмотрены фильтры ФШ с комбинированным управлением, с усилением в цепи управления и с косвенным питанием.

Схема фильтра ФШ, управляемого со входа, приведена на рис. 2-13,*а*, а его эквивалентная схема для переменных составляющих тока и напряжения на рис. 2-13,*б*.

В этом фильтре часть переменного напряжения со входа $u_{\sim вх}$ через разделительную цепочку $R_{б1}$, $C_б$ пода-

ется на вход транзистора, усиливается им и на резисторе R выделяется напряжение $u_{\sim R}$, которое почти в противофазе со входным $u_{\sim вх}$, $u_{\sim R}$ и $u_{\sim вх}$ в значительной степени друг друга компенсируют, в результате чего напряжение пульсаций на выходе фильтра существенно ослабляется.

Такой фильтр работает надежно только при неизменной температуре, и поэтому его практическое применение ограничено. Однако анализ его работы и теоретическое

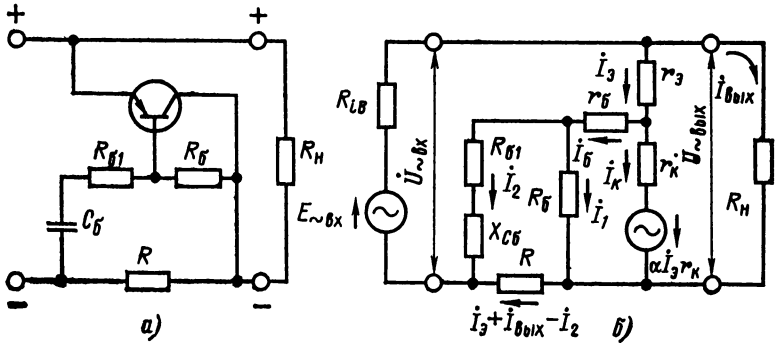


Рис. 2-13. Фильтр ФШ, управляемый со входа.
а — схема; *б* — эквивалентная схема.

изучение принципа компенсации пульсаций представляют интерес, так как они используются при рассмотрении других схем транзисторных сглаживающих фильтров.

Подробный анализ работы фильтра ФШ (рис. 2-13,*а*) приведен в [9]. Для приближенного анализа работы фильтра влиянием $r_э$ и $r_б$ можно пренебречь. Тогда для компенсации напряжения $\dot{U}_{\sim вх}$ следует соблюдать равенство модулей

$$|\dot{U}_{\sim вх}| = |\dot{U}_{\sim R}| \quad . \qquad (2\text{-}117)$$

и равенство фаз этих двух величин, что выполнимо при

$$R_{б1}C_б = \infty; \qquad (2\text{-}118)$$

первое равенство удается выполнить, а второе можно выдержать приближенно при условии

$$R_{б1} \gg x_{Cб}. \qquad (2\text{-}119)$$

Процессы, происходящие в схеме при выполнении этого неравенства, описываются следующими выражениями (рис. 2-13,*б*):

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_2 &= \dot{U}_{\sim вх}/R_{б1};\ \dot{I}_1 = \dot{U}_{\sim вых}/R_б; \\ \dot{I}_К r_к - \alpha \dot{I}_Э r_к &= \dot{U}_{\sim вых}; \\ \dot{I}_{вых} &= \dot{U}_{\sim вых}/R_н;\ \dot{I}_К = \dot{I}_Э - \dot{I}_1 - \dot{I}_2; \\ \dot{U}_{\sim вх} &= \dot{U}_{\sim вых} + R(\dot{I}_Э + \dot{I}_{вых} - \dot{I}_2). \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}120)$$

Из выражений (2-120) получаем модуль коэффициента фильтрации

$$k_ф = [1 + R/R_н + R(1/r_к + 1/R_б)/(1-\alpha)]/(1 - Rh_{21э}/R_{б1}). \quad (2\text{-}121)$$

Для фильтра, схема которого приведена на рис. 2-13,*а*, справедливо выражение

$$U_{вых.ср} = U_{вх.ср} - (I_{Эср} + I_{вых.ср})R, \quad (2\text{-}122)$$

и с учетом формулы (2-4)

$$U_{вых.ср} = U_{КЭср} = U_{ЭБср} + I_{Бср}R_б = U_{ЭБср} + [I_{Эср}(1-\bar{\alpha}) - I_{КБ0}]R_б. \quad (2\text{-}123)$$

Из выражений (2-122), (2-123) при $U_{ЭБср} \ll U_{КЭср}$ и (1-6), получаем, что коэффициент передачи постоянной составляющей со входа на выход фильтра

$$\lambda = 1/[1 + R/R_н + R/R_б(1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Эср})]. \quad (2\text{-}124)$$

Из выражений (2-121) и (2-124) с учетом зависимости (1-7) коэффициент сглаживания

$$K \approx [1 + R/R_н + R(1/r_к + 1/R_б)/(1-\alpha)] \times \times 1/(1 - Rh_{21э}/R_{б1})[1 + R/R_н + R/R_б(1 - \bar{\alpha} - I_{КБ0}/I_{Эср})]. \quad (2\text{-}125)$$

Из выражения (1-8) с учетом зависимости (2-122) получаем:

$$\eta = U_{вых\ ср} I_{вых.ср}/[U_{вых.ср} + (I_{Эср} + I_{вых.ср})R](I_{Эср} + I_{вых.ср}) = = 1/[1 + I_{Эср}/I_{вых\ ср} + (1 + I_{Эср}/I_{вых.ср})^2 R/R_н]. \quad (2\text{-}126)$$

Постоянная составляющая тока эмиттера $I_{Эср}$ должна превышать амплитуду тока $I_{Эт}$, иначе искажается форма

напряжения $\dot{U}_{\sim R}$ и не произойдет компенсации из-за неравенства мгновенных значений $u_{\sim R}$ и $u_{\sim вх}$. Примем

$$I_{эср} = \gamma I_{эm} \approx \gamma U_{вхm}/R, \qquad (2\text{-}127)$$

где учтено, что $U_{вхm} \gg U_{выхm}$, а $\gamma \approx 1{,}1 \div 1{,}2$. Тогда из выражения (2-126) с учетом (2-127) и (1-2) получаем:

$$\eta = (1 - \gamma k_{пл.вх})/[(1 + \gamma k_{пл.вх} R/R_н) + \\ + R(1 + \gamma k_{пл\ вх} R/R_н)^2/R_н(1 - \gamma k_{пл.вх})]. \qquad (2\text{-}128)$$

В формуле (2-126) второй член знаменателя учитывает понижение к. п. д. из-за ответвления тока в транзистор, а третий — вследствие потерь на сопротивлении R. Из рис. 2-14 и из формулы (2-126) следует, что увеличение отношения $R/R_н$ и падение к. п. д. не пропорциональны. Это объясняется тем, что одновременно с увеличением R падает $I_{эср}$ — одна из составляющих общего тока (из-за уменьшения тока $I_{эm}$) и поэтому приросты второго и третьего члена знаменателя имеют разные знаки.

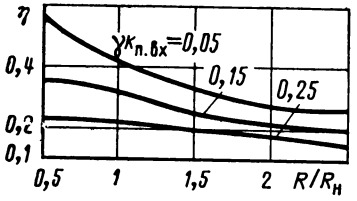


Рис. 2-14. Кривые зависимости к. п. д. фильтра ФШ от значения $R/R_н$ при разных $\gamma k_{пл\ вх}$.

Приняв, что транзисторный фильтр эквивалентен по действию активно-емкостному с сопротивлением $R_{экв}$ и емкостью $C_{экв}$, находим значение этой эквивалентной емкости, исходя из выражения для коэффициента фильтрации активно-емкостного фильтра

$$\omega_{пл} C_{экв} R_{эвв} = k_ф. \qquad (2\text{-}129)$$

Следует учесть, что в RC-фильтре нет дополнительного тока $I_{эср}$, и поэтому можно R увеличить до $R_{экв}$. С учетом тока $I_{эср}$, исходя из равенства падений напряжений на R и $R_{экв}$ в RC- и в транзисторном фильтрах, т. е. при равных к. п. д. и равных коэффициентах сглаживания, получаем:

$$R_{экв} = R(1 + I_{эср}/I_{вых.ср}). \qquad (2\text{-}130)$$

Из выражений (1-129) и (2-130) получаем:

$$C_{экв} = k_ф/\omega_{пл} R(1 + I_{эср}/I_{вых\ ср}). \qquad (2\text{-}131)$$

Выходное сопротивление [с учетом выражения (1-9) при условии, что схема частотно-независима]

$$R_{\text{вых}} = |\Delta \dot{U}_{\text{вых}}| / \Delta \dot{I}_{\text{вых}}|_{\dot{U}_{\text{вх}}=\text{const}} \qquad (2\text{-}132)$$

может быть определено из новой системы уравнений, аналогичной (2-120), но составленной для приращения токов $\Delta \dot{I}_э$, $\Delta \dot{I}_к$, $\Delta \dot{I}_б$, $\Delta \dot{I}_1$, $\Delta \dot{I}_2$, $\Delta I_{\text{вых}}$ и выходного напряжения

$$\Delta \dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I}_{\text{вых}} \Delta R_н + \Delta \dot{I}_{\text{вых}} (R_н + \Delta R_н), \qquad (2\text{-}133)$$

которые при $U_{\text{вх}}$=const возникают вследствие изменения $R_н$ на $\Delta R_н$.

Чтобы получить эту новую систему уравнений, подставляют в систему уравнений (2-120) $R_н + \Delta R_н$ вместо $R_н$, добавляют к токам и выходному напряжению их приращения, а $\dot{U}_{\text{вх}}$ оставляют неизменным. Из полученной таким образом новой системы уравнений и системы (2-120) находят искомую систему уравнений для приращений. Из последней с учетом выражений (2-132) и (2-133), а также того, что $R_б \gg R_{б1}$, получают:

$$R_{\text{вых}} = 1/[1/R + (1/r_к + 1/R_{б1})/(1-\alpha)] \qquad (2\text{-}134)$$

Если принять $r_к \gg R_{б1}$, то

$$R_{\text{вых}} = 1/[1/R + 1/(1-\alpha)R_{б1}]. \qquad (2\text{-}135)$$

Так как $R_{\text{вых}}$ почти не зависит от частоты, то такой фильтр не вносит частотных искажений в работу питаемых устройств и в некоторых случаях может устранить генерацию схемы на весьма низких частотах.

Из формулы (2-125) следует, что коэффициент сглаживания зависит главным образом от отношения $R/R_б$. Действительно, напряжение $\dot{U}_{\sim R}$, компенсирующее действие $\dot{U}_{\text{вх}}$, зависит от усилительных свойств транзисторного каскада (т. е. от R) и от значения переменной составляющей напряжения на его входе (она зависит от $R_{б1}$: чем больше $R_{б1}$, тем эта составляющая меньше).

При компенсации, когда

$$Rh_{21э}/R_{б1} \to 1, \qquad (2\text{-}136)$$

коэффициент сглаживания резко возрастает и $K \to \infty$.

В случае $Rh_{21э}/R_{б1} < 1$ имеет место недокомпенсация, в случае $Rh_{21э}/R_{б1} > 1$ — перекомпенсация. Таким образом, следует добиваться оптимального значения

$$R/R_{б1опт} = 1/h_{21э}. \qquad (2\text{-}137)$$

Незначительные отклонения $R_{б1}$ от оптимального значения приводят к резкому уменьшению $k_ф$ (рис. 2-15). С этим связаны трудности расчета фильтра, так как при компенсации $K \to \infty$, что нереально, а определить, насколько выполняется выражение (2-136), практически невозможно. Опытным путем установлено, что для токов от 0,1 А до нескольких ампер $K \geqslant 15 \div 35$.

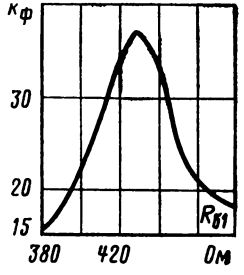


Рис. 2-15. Кривая зависимости коэффициента фильтрации фильтра ФШ, управляемого со входа от сопротивления $R_{б1}$ при R=const (транзистор П216, $U_{вых.ср}$=6 В; $I_{эср}$=0,16 А; $R_б$=8 кОм; $C_б$=20 мкФ; $\omega_{пл}$=628 рад/с).

При учете выражения (2-137) согласно формуле (2-135)

$$R_{вых} \approx R/2. \qquad (2\text{-}138)$$

Для получения большего K при неизменном $k_ф$ (за счет увеличения λ) и меньшего $R_{вых}$ целесообразно, чтобы R было как можно меньше, для чего согласно выражению (2-137) следует уменьшить $R_{б1}$ или увеличить $h_{21э}$. Уменьшение $R_{б1}$ вызывает увеличение емкости $C_б$ [см. выражение (2-119)], что не всегда желательно, а повышение $h_{21э}$ возможно при использовании составных транзисторов.

Анализ показывает, что третий член числителя в формуле (2-121) существенно меньше единицы, и поэтому можно считать

$$k_ф \approx (1+R/R_н)/(1-h_{21э}R/R_{б1}). \qquad (2\text{-}139)$$

Не следует думать, что изменением $h_{21э}$ можно существенно влиять на $k_ф$, так как независимо от значения $h_{21э}$ всегда стремятся к оптимальному значению $R/R_{б1}$, а бóльшее значение $h_{21э}$ лишь позволит уменьшить R, увеличить $R_{б1}$ и уменьшить $C_б$.

Следовательно, решающее влияние на значение $k_ф$ окажет то, насколько точно приближается к единице левая часть выражения (2-136). Надо принимать во внимание, что изменение R_1, $R_{б1}$ и $h_{21э}$ во времени и в результате нагрева, а также нелинейность $h_{21э}$ оказывают

влияние на значение $Rh_{21э}/R_{б1}$. Поэтому такой фильтр применяют при небольших изменениях окружающей температуры. Смена транзистора в фильтре связана с подстройкой $R_{б1}$.

При отключении потребителя напряжение на транзисторе фильтра ФШ возрастает сверх $U_{вых.ср}$ почти на значение $I_{вых.ср}R$ (здесь не учтено возрастание тока $I_{Эср}$ на холостом ходу по сравнению с нормальным режимом). Поэтому фильтры типа ФШ должны применяться при напряжениях $U_{вых.ср}<0{,}5\,U_{КЭдп}$. При токах от 0,1 А до нескольких ампер (на транзисторах П217 и П210) можно получить $k_ф \approx 20 \div 50$; $K \approx 15 \div 35$; $\eta \approx 0{,}5$ при $C_{экв} = 5000 \div 15\,000$ мкФ. При коротком замыкании на выходе фильтра напряжение на транзисторе падает почти до нуля и защищать его не нужно.

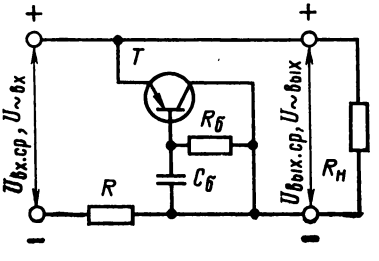


Рис. 2-16. Схема фильтра ФШ, управляемого с выхода.

К недостаткам фильтра ФШ, управляемого со входа, относятся: малые $k_ф$ по сравнению с теми, которые дают фильтры ФК и ФЭ; необходимость подстройки при смене транзистора и большее, чем у фильтров ФЭ, выходное сопротивление.

Фильтр ФШ управляемый с выхода (рис. 2-16), имеет $R_{вых}$ меньше, чем при управлении со входа, не требует подстройки, и его характеристики значительно меньше зависят от изменения окружающей температуры [12]. Рассмотрим, чем определяется напряжение $\dot{U}_R$ для обоих фильтров ФШ.

Для фильтра, управляемого со входа,

$$\dot{U}_R = \dot{U}_{\sim вх} h_{21э} R / Z_б; \qquad (2\text{-}140)$$

для фильтра, управляемого с выхода,

$$\dot{U}_R = \dot{U}_{вых} h_{21э} R / Z_б; \qquad (2\text{-}141)$$

где $Z_б$ — сопротивление участка база — отрицательный провод по переменному току.

Так как $\dot{U}_{вых}=\dot{U}_{вх}-\dot{U}_R$, то (2-141) имеет вид:

$$\dot{U}_R=\dot{U}_{вх}/(1+Z_б/h_{11э}R). \qquad (2\text{-}142)$$

Как следует из формулы (2-140), отношение $Z_б/h_{21э}R$, которое может принимать значения больше и меньше единицы, определяет режим работы фильтра, управляемого со входа (недокомпенсация, компенсация и перекомпенсация). Фильтр, управляемый с выхода, работает только в режиме недокомпенсации, а $Z_б/h_{21э}R$ должно быть по возможности меньше единицы, чтобы удовлетворить условие (2-117). Поэтому в схеме, приведенной на рис. 2-16, отсутствует резистор $R_{б1}$. Несущественная зависимость $\dot{U}_R$ от $Z_б/h_{21э}R$ приводит к меньшей зависимости параметров фильтра от температуры окружающей среды, нагрева резисторов и $h_{21э}$ транзистора, чем в фильтре, управляемом со входа. Анализ, подобный проведенному для фильтра, эквивалентная схема которого приведена на рис. 2-13,*б*, но без пренебрежения $r_б$ и $r_э$, позволяет получить при условии $I_к \gg I_б$ и $r_э \ll \alpha r_к$ выражение для коэффициента фильтрации фильтра ФШ, управляемого с выхода,

$$\tilde{k}_ф \approx 1+R/R_н+R/[\alpha r_э+(1-\alpha)(r_б-jx_{Cб})]. \qquad (2\text{-}143)$$

С учетом того, что $k_ф \gg (1+R/R_н)$ и $r_э\alpha \approx r_э$, запишем модуль коэффициента фильтрации

$$k_ф \approx R\{[r_э+(1-\alpha)r_б]^2+[(1-\alpha)x_{Cб}]^2\}^{-1/2}. \qquad (2\text{-}144)$$

Для выполнения равенства фаз напряжений $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{U}_R$ необходимо, чтобы

$$r_э+(1-\alpha)r_б \gg (1-\alpha)x_{Cб}. \qquad (2\text{-}145)$$

С учетом (2-145) из формулы (2-144) получаем:

$$k_ф \approx R/[r_э+(1-\alpha)r_б]. \qquad (2\text{-}146)$$

В отличие от фильтра ФШ, управляемого со входа, для фильтра ФШ, управляемого с выхода, из (2-146) следует, что значение $k_ф$ зависит от сопротивления R. С учетом коэффициента передачи постоянной составляющей напряжения λ [см. (2-124)] по формуле (1-6) коэффициент сглаживания

$$K=k_ф\lambda \approx 1/\{[r_э+(1-\alpha)r_б][1/R+1/R_н+ \\ +1/(1-\bar{\alpha}-I_{КБ0}/I_{Эср})R_б]\}. \qquad (2\text{-}147)$$

Эквивалентные схемы по постоянному току фильтра ФШ, управляемого как со входа, так и с выхода, одинаковы, поэтому к. п. д. η для обоих фильтров подсчитывают по формуле (2-128). Как следует из анализа (2-147), с увеличением R до $R_н$ значение K растет сравнительно быстро. Дальнейшее увеличение R, не давая желаемого прироста K, несколько снижает η (см. рис. 2-14) и приводит к росту $U_{вх.ср}$. Таким образом, отношение $R/R_н$ должно быть примерно равно единице. Тогда, поскольку $R/(1-\alpha)R_б$ не оказывает существенного влияния на значение K, для ориентировочных расчетов (при некотором завышении) можно формулу (2-147) преобразовать к виду

$$K \approx R/2[r_э + (1-\alpha)r_б]. \qquad (2\text{-}148)$$

Емкость $C_{экв}$ определяют согласно формуле (2-131).

Выходное сопротивление определяют так же, как и для фильтра, управляемого со входа, с учетом того, что $r_э \ll \alpha r_к$,

$$R_б \geqslant (r^2_б + x^2_{Cб})^{1/2} \quad \text{и} \quad R \ll \alpha r_к,$$

$$Z_{вых} \approx 1/[1/R + 1/r_э + (r_б - jx_{Cб})/h_{21э}]. \qquad (2\text{-}149)$$

Для получения бóльших $k_ф$ необходимо выполнение выражения (2-145), тогда (2-149) примет вид:

$$z_{вых} \approx R_{вых} \approx 1/[1/R + 1/(r_э + r_б/h_{21э})] \qquad (2\text{-}150)$$

и выходное сопротивление будет практически активным и не зависимым от частоты.

Из приведенного анализа следует, что в фильтре ФШ, управляемом с выхода, для получения бóльших $k_ф$ и K надо увеличивать R. Однако $R > R_н$, не давая существенного прироста K, приводит к некоторому падению η. Выходное сопротивление у фильтра ФШ, управляемого

Таблица 2-3

Сравнительные данные фильтров типа ФШ

Тип фильтра	R, Ом	$k_ф$	K	η
Управляемый со входа (рис. 2-13, *а*)	3	38	28	0,4
Управляемый с выхода (рис. 2-16)	20	90	26	0,16

с выхода, значительно меньше, чем у фильтра ФШ, управляемого со входа [сравним формулы (2-150) и (2-135)], и такое же низкое, как у фильтров ФЭ и у транзисторных стабилизаторов напряжения.

В табл. 2-3 приведены сравнительные данные фильтров типа ФШ, схемы которых показаны на рис. 2-13,*а* и 2-16, выполненных на транзисторе П216 при $U_{\text{вых.ср}}=6$ В, $I_{\text{вых.ср}}=0{,}4$ А и $\omega_{\text{пл}}=628$ рад/с. За счет большого R у фильтра, управляемого с выхода, становится меньше η и существенно падает λ, что приводит к значительной разнице между $k_{\text{ф}}$ и K. При одинаковых R у обоих фильтров будет один и тот же η, но K у фильтра, управляемого с выхода, будет меньше.

Для выполнения условия равенства фаз напряжений $\dot{U}_{\sim R}$ и $\dot{U}_{\sim \text{вх}}$ согласно формуле (2-145) при малом значении $r_{\text{э}}+(1-\alpha)r_{\text{б}}$ может понадобиться большая емкость $C_{\text{б}}$. Однако, как показывают эксперименты, фильтр работает уже при емкости, определяемой из выражения

$$C_{\text{б}}=(1{,}5\div 2)/\omega_{\text{пл}}[r_{\text{э}}/(1-\alpha)+r_{\text{б}}]. \qquad (2\text{-}151)$$

Если в фильтр, управляемый со входа (рис. 2-13,*а*), добавить резистор R, включенный, как изображено на рис. 2-16, то управление станет комбинированным. В таком фильтре при незначительном ухудшении температурной нестабильности коэффициент сглаживания K увеличивается почти на порядок по сравнению с коэффициентом в фильтре, управляемом с выхода.

Глава третья

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ФИЛЬТРАХ

3-1. МЕТОД АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

В фильтрах необходимо обеспечить безопасный режим работы транзисторов при коммутации напряжения сети и нагрузки, когда на электродах транзисторов могут возникать перенапряжения, а через эмиттерный, коллекторный и базовый электроды могут протекать токи, превышающие максимально допустимые значения.

Если входное напряжение фильтра превышает максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер или коллектор — база транзистора, то возможен электрический пробой в транзисторе за доли или единицы микросекунд. Токовые перегрузки во время включения на-

пряжения сети не представляют опасности для транзисторов, поскольку они кратковременны, а транзисторы обладают перегрузочной способностью по току, допуская импульсные токи, превышающие значения максимально допустимых постоянных токов [51].

Ниже будет показано, что в момент включения напряжения сети транзистор фильтра вначале находится в области отсечки, а затем переходит в активную область характеристик. При выключении фильтра осуществляется переход из активной области в область насыщения. Следовательно, для анализа переходных процессов

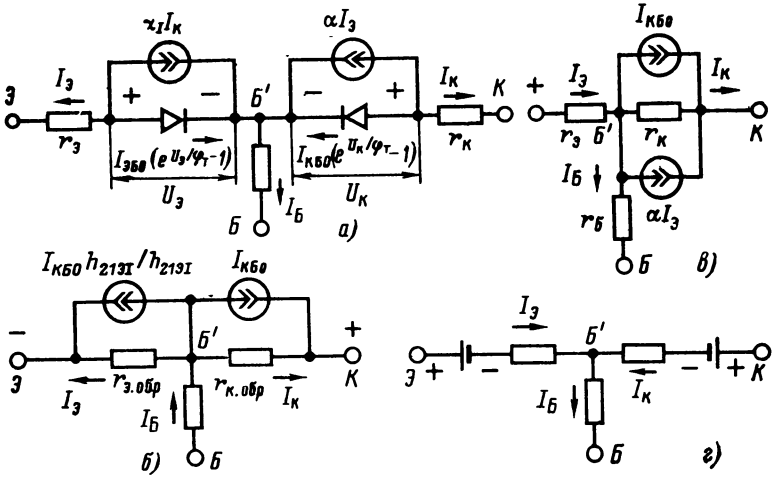


Рис. 3-1. Эквивалентные схемы транзисторов.
а — обобщенная для транзистора с проводимостью *p-n-p*; *б* — для области отсечки; *в* — для активной области; *г* — для области насыщения.

необходимо использовать эквивалентные схемы замещения транзистора в перечисленных трех областях, для которых, если пренебречь эффектом модуляции толщины базы [4, 52, 57], справедлива схема, приведенная на рис. 3-1,*а* (для транзистора типа *p-n-p*).

Обобщенная схема, приведенная на рис. 3-1,*а*, описывается формулами Эберса — Молла [4, 52]:

$$I_Э = I_{ЭБ0}\left(e^{U_Э/\varphi_T} - 1\right) - \alpha_I I_К; \qquad (3\text{-}1)$$

$$I_К = -I_{КБ0}\left(e^{U_К/\varphi_T} - 1\right) - \alpha I_Э, \qquad (3\text{-}2)$$

где $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал; k — постоянная Больцмана, равная $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Дж/°С; $T = 300$ К — абсолютная температура; q — элементарный заряд, равный $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл; α_I — статический коэффициент передачи тока в схеме с общей базой в инверсном включении, когда эмиттерный переход смещен в обратном направлении, а коллекторный — в прямом.

С учетом равенства $\alpha_I I_{КБ0} = \alpha I_{ЭБ0}$, выражающего принцип взаимности [57], формула (3-1) может быть записана в виде

$$I_Э = -I_{КБ_0} \frac{\alpha_I}{\alpha} (e^{U_Э/\varphi_T} - 1) - \alpha_I I_К. \qquad (3\text{-}3)$$

Рассмотрим кратко соображения, справедливые для областей отсечки, насыщения и активной области, на основании формул (3-1)—(3-3).

В области отсечки транзистор заперт, эмиттерный и коллекторный переходы смещены в обратном направлении. Из формул (3-1)—(3-3) можно получить следующие соотношения для области отсечки: $I_К \approx I_{КБ0}$; $I_Э = I_{КБ0} h_{21Э} / h_{21Э}$.

Эквивалентная схема транзистора в области отсечки приведена на рис. 3-1,*б*. Здесь учтены сопротивления утечки коллекторного и эмиттерного переходов $r_{к.обр}$, $r_{э.обр}$.

В активной области эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. Эквивалентная схема замещения транзистора в активной области показана на рис. 3-1,*в*.

В области насыщения оба перехода транзистора смещены в прямом направлении. Эквивалентная схема замещения транзистора в области насыщения представлена на рис. 3-1,*г*.

3-2. ВКЛЮЧЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ СЕТИ

Переходные процессы при включении проанализируем только для схемы ФЭ, когда выпрямитель нагружен на емкость входного конденсатора $C_{вх}$ (рис. 3-2), и для активной нагрузки.

При включении выпрямительного устройства (ключ K замыкается) происходит заряд конденсаторов $C_{вх}$ и $C_б$ с постоянными времени $\tau_{зар\,вх}$ и $\tau_{зар.б}$, причем $\tau_{зар.вх} \ll \tau_{зар.б}$. Это позволяет для процессов включения

не учитывать влияние конденсатора $C_{вх}$ и рассматривать эквивалентную схему входной цепи в виде генератора постоянной э. д. с. $E_{вх.ср}$ с внутренним сопротивлением $R_{iв}$ [61]. Следовательно, можно считать, что в момент включения напряжение на входе фильтра уже достигло установившегося значения, а конденсатор $C_б$ не заряжен. Поскольку сопротивление незаряженного конденсатора равно нулю, то э. д. с. $E_{вх.ср}$ практически полностью прикладывается между коллектором и базой (минус на коллекторе, плюс на базе). При этом эмиттер приобретает отрицательный потенциал по отношению к базе. В момент включения $U_{Rб}=E_{вх.ср}-U_{Cб}\approx \approx E_{вх.ср}$.

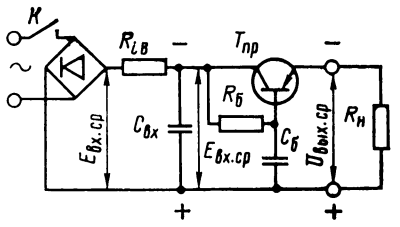


Рис. 3-2. Схема фильтра ФЭ с выпрямителем.

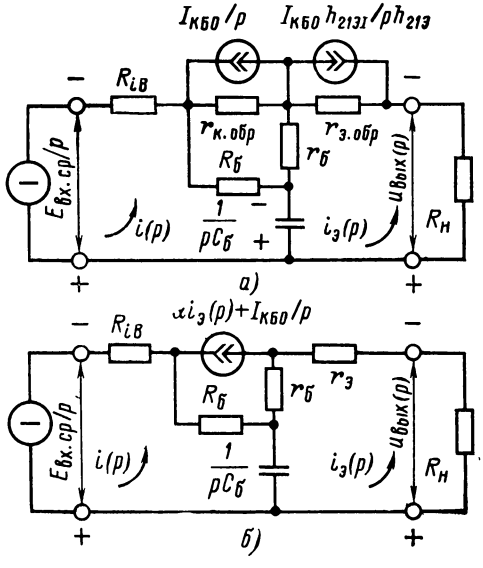


Рис. 3-3. Эквивалентные схемы фильтра ФЭ при включении.

а — в области отсечки; *б* — в активной области.

В дальнейшем конденсатор постепенно заряжается, транзистор отпирается и напряжение на переходе коллектор — база уменьшается, в результате чего перенапряжения снимаются.

Для анализа переходных процессов можно применить метод кусочно-линейной аппроксимации, когда расчет на каждом линейном участке проводится с помощью трех эквивалентных схем, приведенных на рис. 3-1,*б*—*г*, с применением преобразования Лапласа и учетом начальных условий на границах сопрягаемых линейных участков, в пределах каждого из которых усредненные параметры эквивалентной схемы замещения транзистора предполагаются неизменными.

Запертому транзистору в момент включения соответствует операторная схема (рис. 3-3,*а*), полученная с учетом схем, приведенных на рис. 3-1,*б* и 3-2.

Полагая для упрощения анализа, что $r_б=0$ и учитывая выполняемое на практике соотношение $r_{к.обр} \gg R_б$, получаем для изображений рассматриваемой схемы следующие уравнения:

$$\left.\begin{aligned}(E_{вх.ср}+I_{КБ0}R_б)/p&=\left(\frac{1}{pC_б}+R_б\right)i(p)-\\&\quad-\frac{1}{pC_б}i_э(p);\\-I_{КБ0}r_{э.обр}h_{21эI}/ph_{21э}&=-\frac{1}{pC_б}i(p)+\\&\quad+\left(r_{э.обр}+R_н+\frac{1}{pC_б}\right)i_э(p).\end{aligned}\right\}\quad(3\text{-}4)$$

С учетом практически выполняемого соотношения $r_{э.обр} \gg R_н$ из уравнений (3-4) находим изображение тока эмиттера

$$i_э(p)=\frac{E_{вх\ ср}+I_{КБ0}(R_б-r_{э\ обр}h_{21эI}/h_{21э})}{R_б r_{э.обр}C_б p\,[p+(R_б+r_{э.обр})/R_б r_{э.обр}C_б]}-$$
$$-\frac{I_{КБ0}h_{21эI}/h_{21э}}{[p+(R_б+r_{э.обр})/R_б r_{э.обр}C_б]}.\quad(3\text{-}5)$$

Ток эмиттера определяется [65]

$$i_э=[E_{вх.ср}+I_{КБ0}(R_б-h_{21эI}r_{э.обр}/h_{21э})](1-e^{-t/\tau_{отс}})/(r_{э.обр}+$$
$$+R_б)-I_{КБ0}h_{21эI}e^{-t/\tau_{отс}}/h_{21э}.\quad(3\text{-}6)$$

Здесь и в дальнейшем для оригинала временной функции опускаем индекс времени t. В выражении (3-6)

постоянная времени цепи в режиме отсечки

$$\tau_{отс}=\frac{R_б r_{э.обр}}{R_б+r_{э.обр}}C_б.$$

По мере заряда конденсатора $C_б$ напряжение на эмиттере по отношению к базе становится менее отрицательным, и через некоторый интервал времени $t_{отс}$ транзистор переходит из области отсечки в активную область характеристик. На границе этих областей ток эмиттера равен нулю.

Время перехода транзистора из области отсечки в активную область определяется из формулы (3-6) при условии $t=0$

$$t_{отс}=\tau_{отс}\frac{\ln\left[E_{вх.ср}+I_{КБ0}R_б\left(1+h_{21э}/h_{21э}\right)\right]}{E_{0вх}+I_{КБ0}\left(R_б-h_{21э}/r_{э.обр}/r_{21э}\right)}. \qquad (3\text{-}7)$$

Подставляя типовые значения параметров транзистора и схемы фильтра в выражение для $\tau_{отс}$, видим, что время перехода транзистора в активную область составляет несколько миллисекунд. За это время конденсатор $C_б$ почти не зарядится, и начальные условия для анализа схемы в активной области могут предполагаться нулевыми.

Поскольку для мощных транзисторов обратный ток эмиттера не превышает единиц миллиампер, а сопротивление потребителя составляет десятки и сотни ом, напряжение между эмиттером и базой транзистора, работающего в области отсечки, не превышает предельно допустимой величины.

В активной области, если напряжение $E_{вх.ср}$ не превышает максимально допустимого постоянного напряжения $U_{К.Бдп}$, справедлива операторная схема замещения фильтра с выпрямителем (рис. 3-3,*б*). Уравнения для изображений имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} E_{вх.ср}/p+I_{КБ0}R_б/p&=i(p)\left(R_б+1/pC_б\right)-\\ &-i_э(p)\left(\bar{\alpha}R_б+1/pC_б\right);\\ 0&=-i(p)/pC_б+i_э(p)\left(R_н+1/pC_б\right),\end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}8)$$

откуда с учетом выполняемых на практике допущений

$$r_э \ll R_н,\ r_б \ll R_б \gg R_{tв},\ r_б \ll x_C,\ r_к=\infty;$$

$$i_э(p)=\left(E_{вх.ср}+I_{КБ0}R_б\right)/pR_б R_н C_б\left\{p+\right.$$
$$\left.+\left(R_н'+R_б\left(1-\bar{\alpha}\right)\right)/R_б R_н C_б\right\}. \qquad (3\text{-}9)$$

Оригинал тока эмиттера в активной области

$$i_э = (E_{вх.ср} + I_{КБ0}R_б)\,(1 - e^{-t/\tau_{зар.б}})/[R_н + R_б\,(1 - \bar{\alpha})], \quad (3\text{-}10)$$

где постоянная времени заряда

$$\tau_{зар.б} = R_н R_б C_б/[R_н + R_б\,(1 - \bar{\alpha})] = R_{экв} C_б. \quad (3\text{-}11)$$

Выходное напряжение фильтра

$$u_{вых} = (E_{вх.ср} + I_{КБ0}R_б)\,R_н\,(1 - e^{-t/\tau_{зар.б}})/[R_н + R_б\,(1 - \bar{\alpha})]. \quad (3\text{-}12)$$

Выражение (3-11) дает несколько завышенное значение постоянной времени $\tau_{зар.б}$. С учетом сопротивления коллектора

$$\tau_{зар.б} = R'_{экв} C_б \approx R_н R'_б C_б/[R_н + R'_б\,(1 - \bar{\alpha})], \quad (3\text{-}13)$$

где

$$R'_б = R_б r_к/(R_б + r_к).$$

Напряжение на переходах коллектор — база транзистора с учетом формулы (3-12)

$$u_{кб} = E_{вх\ ср} - u_{вых} - iR_{iв} \approx$$

$$\approx \frac{E_{вх.ср}\,[R_б\,(1 - \bar{\alpha}) + R_н e^{-t/\tau_{зар.б}}] - I_{КБ0}R_н R_б\,(1 - e^{-t/\tau_{зар.б}})}{R_н + R_б\,(1 - \bar{\alpha})}. \quad (3\text{-}14)$$

При $t=0$ (момент включения) напряжение коллектор — база $u_{кб}(t=0) \approx E_{вх.ср}$. Зависимости (3-12) и

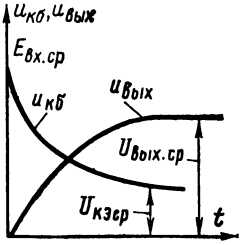


Рис. 3-4. Временные зависимости напряжения на коллекторном переходе транзистора и напряжения на выходе фильтра ФЭ при включении.

(3-14) представлены кривыми на рис. 3-4. Напряжение $u_{кб}$ уменьшается по мере заряда конденсатора $C_б$ от значения $E_{вх\ ср}$ до установившегося номинального значения. Когда конденсатор $C_б$ зарядится до напряжения, равного $U_{вых\ ср}$, между электродами коллектор — база

установится напряжение, значение которого определяется выбранным режимом по постоянному току.

Допустим, что в фильтре ФЭ с выходным напряжением 20 В при токе 0,1 А использован транзистор П215, у которого $\alpha = 0{,}97$, $r_к = 10$ кОм, $U_{БЭдп} = 15$ В, $I_{ЭБ0} = 2{,}5$ мА (при температуре $+70°C$), а $R_б$ принято 6,2 кОм. Из формулы (2-58), полагая, что $I_{КБ0} = 2{,}5$ мА (при температуре $+70°C$), имеем $U_{КЭср} = 3{,}1$ В. При этом $E_{вх.ср} = 20 + 3{,}1 = 23{,}1$ В, что соответствует максимальному напряжению на переходах транзистора коллектор—база и коллектор—эмиттер во время переходных процессов включения. Поскольку для транзистора П215 $U_{КЭдп} = 55$ В, $U_{КБдп} = 60$ В, перенапряжение около 23 В не является опасным для переходов.

При $C_б = 100$ мкФ из выражения (3-13) получаем $\tau_{зар.б} \approx 300$ мс. Переходный процесс заряда конденсатора $C_б$ практически оканчивается за время $3—5\,\tau_{зар}$, что для приведенных параметров фильтра составляет 0,9—1,5 с. Принимаем время протекания переходного процесса включения равным 1,5 с.

На переходе эмиттер — база транзистора обратное напряжение появляется в области отсечки. Так как сопротивление потребителя для данных примера составляет 200 Ом, это напряжение будет $U_{БЭмакс} \approx I_{ЭБ0} R_н = 2{,}5 \cdot 200 = 0{,}5$ В, что меньше допустимой величины.

Зависимости (3-12), (3-14) можно также использовать для расчета установившегося режима, полагая $t = \infty$,

$$u_{вых\ (t=\infty)} = U_{вых\ ср} = (E_{вх\ ср} + I_{КБ0} R_б) R_н / [R_н + R_б (1 - \bar{\alpha})]; \qquad (3\text{-}15)$$

$$u_{кб\ (t=\infty)} = U_{КБ\ ср} = [E_{вх\ ср} R_б (1 - \bar{\alpha}) - I_{КБ0} R_н R_б] / [R_н + R_б (1 - \bar{\alpha})]. \qquad (3\text{-}16)$$

Пренебрегая $R_{гВ}$, т. е. при $E_{вх.ср} \approx U_{вх\ ср}$, находим из выражения (3-16) с учетом $U_{вх.ср} - U_{КБ\ ср} = U_{вых\ ср}$

$$R_б = U_{КБ\ ср} R_н / [U_{вых\ ср} (1 - \bar{\alpha}) - I_{КБ0} R_н] = U_{КБ\ ср} / [I_{Э\ ср} (1 - \bar{\alpha}) - I_{КБ0}], \qquad (3\text{-}17)$$

где второе соотношение совпадает с формулой (2-58).

3-3. ВЫКЛЮЧЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ СЕТИ

Когда выпрямитель, который питает фильтр ФЭ, выключается (ключ K на рис. 3-2 размыкается), ранее заряженные конденсаторы $C_{вх}$ и $C_б$ начинают разряжаться через проходной транзистор фильтра и нагрузочный резистор. При разряде конденсаторов выпрямительные диоды заперты.

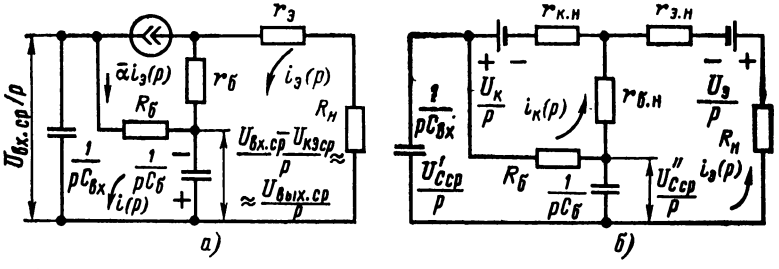


Рис. 3-5. Эквивалентные схемы фильтра ФЭ при выключении.
а — в активной области; *б* — в области насыщения.

Работа схемы происходит в два этапа [61]. Вначале проходной транзистор фильтра находится в активной области. Конденсатор $C_{вх}$, заряженный до более высокого напряжения, чем $C_б$, быстро разряжается, и напряжение коллектор — эмиттер транзистора, равное $U_{вх.ср}—U_{вых.ср}$, уменьшается. При равенстве напряжений на конденсаторах ($U_{Cб}=U_{Cвх}$)

$$U_{КБ}=0 \qquad (3\text{-}18)$$

и транзистор переходит в область насыщения. За это время, как будет показано ниже, конденсатор $C_б$ почти не успевает разрядиться. Затем начинается второй этап работы — насыщение транзистора.

Первому этапу работы соответствует схема замещения, приведенная на рис. 3-5,*а*, где не учтен ток $I_{КБ0}$. Здесь начальными условиями являются значения напряжений на конденсаторах $C_{вх}$ и $C_б$ в момент выключения, равные соответственно $U_{вх.ср}$ и $U_{вых.ср}$.

Для оригинала тока эмиттера транзистора фильтра из эквивалентной схемы, показанной на рис. 3-5,*а*, можно получить:

$$i_э=\frac{U_{вых.ср}}{R_н}\left(\cos\omega_0 t-\frac{b}{\omega_0}\sin\omega_0 t\right)e^{-bt}+$$

$$+(1/R_{н}R_{б})(U_{вых.ср}/C_{вх}+U_{вх.ср}/C_{б})\,e^{-bt}\sin\omega_{0}t/\omega_{0}\approx$$
$$\approx e^{-bt}\left[(U_{вых.ср}/R_{н})\cos\omega_{0}t+U_{вх.ср}\sin\omega_{0}t\sqrt{C_{вх}/C_{б}R_{б}R_{н}}\right]. \quad (3\text{-}19)$$

Выражение (3-19) описывает затухающий колебательный разряд конденсатора, характеризуемый коэффициентом затухания колебаний b и угловой частотой контура ω_0,

$$b=[R_{н}C_{вх}+R_{н}C_{б}+R_{б}(1-\bar{\alpha})C_{вх}]/2R_{б}R_{н}C_{б}C_{вх}; \quad (3\text{-}20)$$
$$\omega_{0}=\sqrt{(1/R_{б}R_{н}C_{б}C_{вх})\{1-[R_{н}C_{вх}+R_{н}C_{б}+}$$
$$\overrightarrow{+R_{б}(1-\bar{\alpha})C_{вх}]^{2}/4R_{б}R_{н}C_{б}C_{вх}\}}. \quad (3\text{-}21)$$

В практических схемах второй член в выражении (3-21) в несколько раз меньше единицы, поэтому

$$\omega_{0}\approx 1/\sqrt{R_{б}R_{н}C_{б}C_{вх}}. \quad (3\text{-}22)$$

Напряжение $u_{кб}$, равное разности напряжения на конденсаторе $C_{вх}$ и выходного напряжения, приводится здесь без вывода:

$$u_{кб}=u_{C\,вх}-u_{вых}=$$
$$=U_{вх.ср}\{1-(C_{вх}/C_{б})[1-\sin(\omega_{0}t+\operatorname{arctg}\omega_{0}/b)\,e^{-bt}]\}-$$
$$-U_{вых.ср}e^{-bt}(\cos\omega_{0}t+\bar{\alpha}\sin\omega_{0}t\sqrt{R_{б}C_{вх}/R_{н}R_{б}}). \quad (3\text{-}23)$$

Из рассмотрения выражений (3-19) и (3-23) видно, что, во время выключения разряд конденсаторов в течение первого этапа работы сопровождается переходными процессами затухающего колебательного характера. Следовательно, фильтр обладает индуктивными свойствами.

Приводится без вывода выражение для времени, в течение которого транзистор фильтра переходит из активной области в область насыщения, причем в качестве граничного условия принимается

$$u_{кб}=0, \quad (3\text{-}24)$$

$$t_{1}=\sqrt{R_{н}/R_{б}}\,(U_{вх.ср}-U_{вых.ср})/U_{вых.ср}\omega_{0}=$$
$$=(U_{вх.ср}-U_{вых.ср})R_{н}\sqrt{C_{б}C_{вх}}/U_{вых.ср}. \quad (3\text{-}25)$$

Так как период колебаний

$$T=2\pi/\omega_{0}, \quad (3\text{-}26)$$

то выражение (3-25) можно записать в следующем виде:

$$t_{1}=(T/2\pi)(U_{вх.ср}-U_{вых.ср})\sqrt{R_{н}/R_{б}}/U_{вых.ср}. \quad (3\text{-}27)$$

Первый этап выключения фильтра ФЭ при отсутствии конденсатора $C_{вых}$ не сопровождается перенапряжениями на переходах коллектор — база и коллектор — эмиттер, как это следует из выражения (3-25). Перенапряжения также отсутствуют и на втором этапе выключения, когда транзистор находится в области насыщения. Поэтому анализ второго этапа не проводится (рис. 3-5,*б*). Длительность переходного процесса выключения равна долям секунды.

3-4. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМ ЗАЩИТЫ ТРАНЗИСТОРОВ ФИЛЬТРА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Если напряжение $E_{вх.ср}$ превышает максимально допустимое напряжение коллектор — база или коллектор — эмиттер проходного транзистора в схемах ФЭ и ФК, то необходимо применять защитные меры. Существует ряд способов защиты электродов транзисторов от потенциальных перегрузок [1, 61]. Простейший из них — включение кремниевого стабилитрона [1, 3] между электродами транзистора, подверженного перенапряжениям (рис. 3-6,*а* и *б*). В фильтре, показанном на рис. 3-6,*а*, защитный стабилитрон включен между коллектором и базой проходного транзистора в обратном направлении. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ превышает номинальное рабочее напряжение транзистора фильтра $U_{КЭ}$ с учетом возможного его повышения при воздействии отрицательной температуры окружающей среды, сбросе нагрузки,

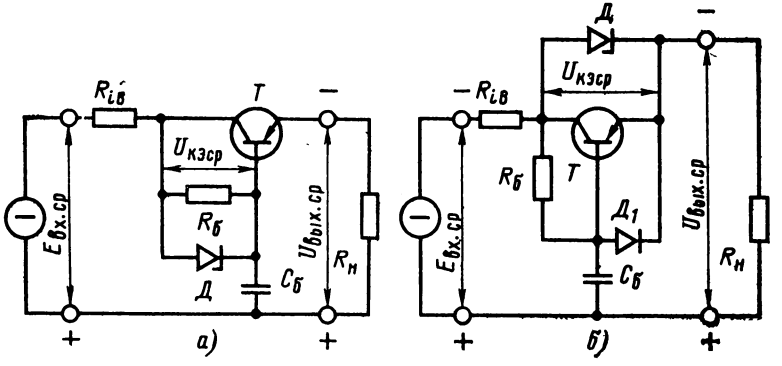


Рис. 3-6. Схемы защиты фильтра ФЭ от перенапряжений при включении защитного стабилитрона.

а — между коллектором и базой транзистора; *б* — между коллектором и эмиттером транзистора.

увеличении входного напряжения и уровня пульсаций. В фильтре, приведенном на рис. 3-6,*б*, кремниевый стабилитрон включен в обратном направлении между коллектором и эмиттером транзистора.

В нормальном режиме работы при отсутствии перенапряжений стабилитроны не проводят. Поскольку сопротивление кремниевого стабилитрона до наступления момента пробоя составляет единицы и десятки мегом, сглаживающее действие фильтра при подключении стабилитронов не ухудшается.

Во время перегрузки (в результате включения фильтра или короткого замыкания), когда мгновенное значение напряжения между электродами транзистора, к которым подключен стабилитрон, превышает $U_{ст}$, стабилитрон отпирается и ограничивает напряжение на коллекторном переходе до значения $U_{ст}$. Для надежной защиты напряжение $U_{ст}$ не должно превышать максимально допустимого постоянного напряжения коллектор — эмиттер и коллектор—база, но должно быть больше постоянного напряжения коллектор — эмиттер с учетом возможных его повышений за счет различных причин:

$$(U_{КЭ} + U_{КЭ\,m}) < U_{ст} \leqslant (0{,}5 \div 0{,}8)\, U_{КЭ\,доп}; \qquad (3\text{-}28)$$

$$(U_{КЭ} + U_{КЭ\,m}) < U_{ст} \leqslant (0{,}5 \div 0{,}8)\, U_{КБ\,доп}, \qquad (3\text{-}29)$$

где $U_{КЭ}$ определяется по формулам (2-58) и (3-16).

В фильтре, показанном на рис. 3-6,*б*, в момент включения конденсатор $C_б$ не заряжен, поэтому значительная часть входного напряжения, равная $E_{вх.ср} — U_{ст} — I_{ст}R_{iв}$, выделяется на нагрузочном резисторе и прикладывается к электродам эмиттер — база транзистора (плюс на базе, минус на эмиттере). Это может вызвать перенапряжения на переходах эмиттер — база, для защиты от которых необходимо включить диод $Д$ в обратном направлении между базой и эмиттером транзистора.

В фильтрах, приведенных на рис. 3-6, в момент включения, если $E_{вх.ср} > U_{КЭ\,доп}$, через защитные стабилитроны протекают значительные импульсные токи, поскольку стабилитроны присоединены к источнику входного напряжения через внутреннее сопротивление выпрямителя (рис. 3-6,*а*) и через нагрузочное сопротивление (рис. 3-6,*б*). Однако эти перегрузки включения кратковременны, уменьшаются по мере заряда конденсатора

$C_б$ и неопасны для стабилитронов, обладающих перегрузочной способностью [3]. В более тяжелом режиме оказываются защитные стабилитроны (особенно в схеме, приведенной на рис. 3-6,*б*) во время длительных перегрузок, возникающих, например, при коротком замыкании на выходе. Стабилитрон может выйти из строя раньше, чем сработает плавкий предохранитель, обычно предусматриваемый на первичной или вторичной стороне выпрямительного устройства. В этом случае в последовательной цепи необходимо включать ограничительные резисторы, недостатком которых является влияние их на к. п. д. источника питания. Поэтому более целесообразны двухступенчатые схемы защиты, в которых стабилитроны используются только для снятия кратковременных перенапряжений, а затем автоматически отключаются.

Второй ступенью защиты может быть реле [63] или дополнительный транзистор [64]. Контакты шунтируют переходы коллектор — эмиттер транзистора или отключают выпрямитель. При использовании дополнительного транзистора проходной транзистор фильтра переводится автоматически в область насыщения, когда напряжение на переходах коллектор — эмиттер и мощность, рассеиваемая на транзисторе, снижаются до безопасных по техническим условиям значений.

3-5. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ФИЛЬТРАХ, ЗАЩИЩЕННЫХ СТАБИЛИТРОНОМ

Стабилитрон включен между коллектором и базой транзистора. Переходные процессы при подключении напряжения к фильтру, в котором защитный стабилитрон включен между коллектором и базой (рис. 3-6,*а*), удобно условно расчленить на три этапа, в соответствии с которыми используются три эквивалентные схемы (см. рис. 3-3). На первом этапе проводит только стабилитрон, на втором — проводит также транзистор, а на третьем этапе стабилитрон отключается.

В начале первого этапа входное напряжение полностью прикладывается к защитному стабилитрону $Д$ через внутреннее сопротивление $R_{iв}$, так как конденсатор $C_б$ в момент включения не заряжен. Транзистор $Т$ фильтра при этом заперт, а стабилитрон проводит. Время

перехода транзистора из области отсечки в активную область

$$t_1 = R_{iB} C_б \ln\left[1 + \frac{I_{КБ0} r_{э.обр} h_{21э}}{h_{21э}} \Big/ \left(E_{вх.ср} - \frac{I_{КБ0} r_{э.обр} h_{21э}}{h_{21э}}\right)\right]. \quad (3\text{-}30)$$

Из выражения (3-30) следует, что начальные условия второго этапа можно полагать примерно нулевыми, так как $t \ll R_{iB} C_б$.

Аналогично незащищенной схеме фильтра при включении, когда транзистор в отсечке, напряжение между его эмиттером и базой не превышает предельно допустимого значения.

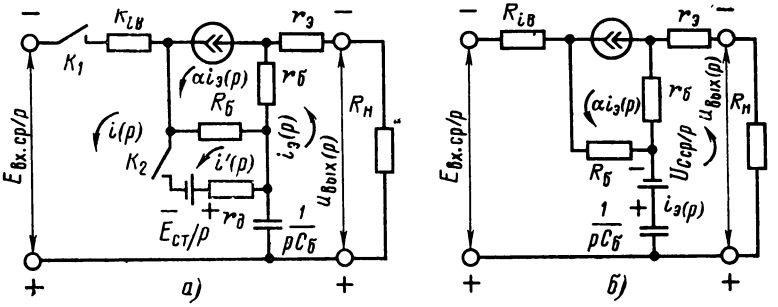


Рис. 3-7. Эквивалентная схема фильтра ФЭ с защитным стабилитроном.
а — при включении; *б* — после отключения защитного стабилитрона.

На втором этапе проводят транзистор и стабилитрон. На схеме, представленной на рис. 3-7,*а*, кремниевый стабилитрон заменен эквивалентной цепочкой, состоящей из источника напряжения пробоя $E_{ст}$ и дифференциального сопротивления $r_{ст}$. Процессы, протекающие в этой схеме, для второго этапа описываются уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} 0 &= i_э(p)\,[R_н + r_б(1-\bar{\alpha}) + 1/pC_б] - i(p)/pC_б; \\ (E_{вх.ср} - E_{ст})/p &= -i_э(p)/pC_б + \\ &+ i(p)\,(1/pC_б + r_{ст} + R_{iB}) - i'(p)\,r_{ст}; \\ E_{ст}/p &= -i_э(p)\,\bar{\alpha} R_б - i(p)\,r_{ст} + i'(p)\,(R_б + r_{ст}). \end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}31)$$

Ток эмиттера

$$i_э = (E_{вх.ср} - E_{ст})(1 - e^{-t/\tau_{ст}})/[R_н + R_{iВ} + \\ + (r_{ст} + r_б)(1 - \alpha)], \quad (3\text{-}32)$$

где постоянная времени

$$\tau_{ст} \approx R_н R_{iВ} C_б/(R_н + R_{iВ}).$$

Общий ток через ключ K_1

$$i = (E_{вх.ср} - E_{ст})[R_н + r_б(1 - \bar{\alpha})]e^{-t/\tau_{ст}}/[R_н(R_{iВ} + r_{ст}) + \\ + r_б(1 - \bar{\alpha})(R_{iВ} + r_{ст})] + (E_{вх.ср} - E_{ст})(1 - e^{-t/\tau_{ст}})/[R_н + \\ + R_{iВ} + (r_{ст} + r_б)(1 - \bar{\alpha})]. \quad (3\text{-}33)$$

Напряжение коллектор — эмиттер транзистора

$$u_{кэ} \approx E_{вх.ср} - i_э R_н - iR_{iВ}. \quad (3\text{-}34)$$

Подставляя в зависимость (3-34) выражения (3-32) и (3-33) с учетом выполняемых на практике неравенств $R_{iВ} \ll R_н$; $(r_{ст} + r_б)(1 - \bar{\alpha}) \ll R_н$, получаем:

$$u_{кэ} = E_{ст} + (E_{вх.ср} - E_{ст}) r_{ст} e^{-t/\tau_{ст}}/(R_{iВ} + r_{ст}). \quad (3\text{-}35)$$

В начале второго этапа напряжение коллектор — эмиттер

$$u_{кэ\,(t=0)} = E_{ст} R_{iВ}/(R_{iВ} + r_{ст}) + E_{вх.ср} r_{ст}/(R_{iВ} + r_{ст}), \quad (3\text{-}36)$$

следовательно, в момент включения значение коллекторного напряжения зависит от соотношения между внутренними сопротивлениями источника $R_{iВ}$ и дифференциальным сопротивлением стабилитрона $r_{ст}$. При $r_{ст} \ll R_{iВ}$ коллекторное напряжение $u_{кэ(t=0)} \approx E_{ст}$.

Проектируя фильтры с защитными стабилитронами, необходимо стремиться выполнить неравенство $r_{ст} \ll R_{iВ}$. И выражения (3-32) также следует, что транзистор не подвергается токовым перегрузкам, так как в любом случае $i_э \leqslant u_{вых}/R_н$.

Ток, протекающий через защитный стабилитрон, равен разности двух контурных токов i и i'. В соответствии со схемой, приведенной на рис. 3-7,*а*,

$$i' = [(E_{вх\,ср} - E_{ст})\bar{\alpha} R_б + E_{ст}(R_н + R_{iВ})](1 - e^{-t/\tau_{ст}})/R_б[R_н + \\ + R_{iВ} + (r_б + r_{ст})(1 - \bar{\alpha})] + (E_{ст} R_{iВ} + \\ + E_{вх.ср} r_{ст}) R_н e^{-t/\tau_{ст}}/R_б(r_{ст} + R_{iВ})[R_н + r_б(1 - \bar{\alpha})], \quad (3\text{-}37)$$

а ток i определяется выражением (3-33). Из выражений (3-33) и (3-37) находим для тока стабилитрона

$$i_{ст}=(E_{вх.ср}-E_{ст})\,e^{-t/\tau_{ст}}/(R_{iB}+r_{ст})+[R_б(1-\bar{\alpha})(E_{вх.ср}-$$
$$-E_{ст})-E_{ст}(R_н+R_{iB})]\,(1-e^{-t/\tau_{ст}})/(R_н+R_{iB})\,R_б. \quad (3\text{-}38)$$

Время, по истечении которого транзистор переходит к третьему этапу работы, соответствующему отключению кремниевого стабилитрона, определяется из выражения (3-38) при $i_{ст}=0$

$$t_з=\tau_{ст}\ln(E_{вх.ср}-E_{ст})\,R_н R_б/R_{iB}\,[E_{ст}[R_н+$$
$$+R_б(1-\bar{\alpha})]-E_{вх.ср}R_б(1-\bar{\alpha})\}. \quad (3\text{-}39)$$

Так как стабилитрон перестает проводить не при нулевом токе, а при

$$i_{ст.мин}=M(1-e^{-t/\tau_{ст}})+Ne^{-t/\tau_{ст}}, \quad (3\text{-}40)$$

где

$$M=[(E_{вх.ср}-E_{ст})(1-\bar{\alpha})/(R_н+R_{iB})]-E_{ст}/R_б;$$
$$N=(E_{вх.ст}-E_{ст})/R_{iB},$$

то

$$t_2=\tau_{ст}\ \ln[(N-M)/(i_{ст.мин}-M)]. \quad (3\text{-}41)$$

В момент включения при $t=0$ ток, протекающий через стабилитрон [выражение (3-38)], максимален:

$$i_{ст(t=0)}=(E_{вх.ср}-E_{ст})/(R_{iB}+r_{ст}),$$

поскольку конденсатор $C_б$ еще не заряжен, и стабилитрон оказывается присоединенным к источнику входного напряжения только через внутреннее сопротивление выпрямителя R_{iB}. По мере заряда конденсатора ток стабилитрона уменьшается. Несмотря на значительные перегрузки, кремниевые стабилитроны, даже маломощные, включаемые между коллектором и базой транзистора, могут быть использованы для защиты от перенапряжений [3, 51].

На третьем этапе стабилитрон перестает проводить ток, а транзистор остается в активной области. Для этого случая напряжение в момент $t=t_2$ может быть определено как

$$u_C=(E_{вх.ср}-E_{ст})[R_н+r_б(1-\bar{\alpha})]\,(1-e^{-t/\tau_{ст}})/[R_н+R_{iB}+$$
$$+(r_{ст}+r_б)(1-\bar{\alpha})]. \quad (3\text{-}42)$$

Тогда

$$u_{C\,(t=t_2)} = (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})\,[R_{\text{н}} + r_{\text{б}}(1-\bar{\alpha})] \times$$

$$\times\left(1 - e^{-\ln\frac{N-M}{i_{\text{ст.мин}}-M}}\right) \Big/ [R_{\text{н}} + R_{i\text{В}} + (r_{\text{ст}} + r_{\text{б}})(1-\bar{\alpha})] =$$

$$= U_{C\,\text{ср}} \approx (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})\,R_{\text{н}}/(R_{\text{н}} + R_{i\text{В}}). \qquad (3\text{-}43)$$

Из выражений (3-41)—(3-43) следует, что при прекращении действия стабилитрона конденсатор $C_{\text{б}}$ заряжается почти полностью, так как время заряда равно нескольким постоянным времени $\tau_{\text{ст}}$. Однако кремниевый стабилитрон выбирается обычно на напряжение, превышающее рабочее значение коллекторного напряжения в соответствии с зависимостью (3-28). Поэтому на третьем этапе работы в активной области конденсатор $C_{\text{б}}$ подзаряжается до напряжения, превышающего предыдущее на значение $E_{\text{ст}} - U_{\text{КЭср}}$. Эквивалентная схема фильтра для третьего этапа приведена на рис. 3-7,*б*. Для этой схемы ток эмиттера

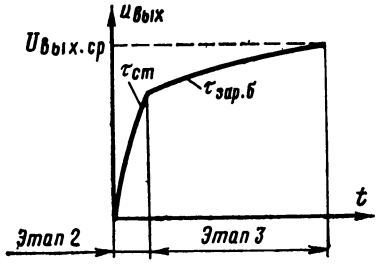


Рис. 3-8. Временная зависимость выходного напряжения фильтра ФЭ с защитным стабилитроном.

$$i_{\text{э}} = (U_{C\,\text{ср}}/R_{\text{н}})\,e^{-t/\tau_{\text{зар.б}}} +$$

$$+ E_{\text{вх.ср}}(1 - e^{-t/\tau_{\text{зар.б}}})/[R_{\text{н}} + R_{\text{б}}(1-\bar{\alpha})], \qquad (3\text{-}44)$$

где $\tau_{\text{зар.б}}$ и $U_{C\,\text{ср}}$ определяются выражениями (3-11) и (3-43).

Напряжение на конденсаторе $C_{\text{б}}$

$$u_{C\text{б}} = U_{C\,\text{ср}}e^{-t/\tau_{\text{зар.б}}} +$$

$$+ E_{\text{вх.ср}}R_{\text{н}}(1 - e^{-t/\tau_{\text{зар.б}}})/[R_{\text{н}} + R_{\text{б}}(1-\bar{\alpha})]. \qquad (3\text{-}45)$$

Кривая изменения $u_{C\text{б}} = u_{\text{вых}} - u_{\text{эб}} \approx u_{\text{вых}}$ для второго и третьего этапов работы показана на рис. 3-8. В отличие от этапа *2* постоянная времени цепи исчисляется долями и единицами секунд.

На этапе *3* напряжение коллектор — база

$$u_{кб} \approx E_{вх\ ср} - u_{Сб} = E_{вх\ ср}[R_б(1-\bar{\alpha}) + R_н e^{-t/\tau_{зар.б}}]/[R_н + R_б(1-\bar{\alpha})] - U_{С\ ср} e^{-t/\tau_{зар\ б}}.$$

В начальный момент времени этапа *3* $u_{к.б(t=0)} = E_{вх.ср} - U_{Сср} \approx E_{ст}$.

В конце этапа

$$u_{кб\ (t=\infty)} = U_{КЭ\ ср} = E_{вх\ ср} R_б(1-\bar{\alpha})/[R_н + R_б(1-\bar{\alpha})], \qquad (3\text{-}46)$$

что совпадает с зависимостью (3-16) при $I_{КБ0} = 0$.

Рассмотренная схема защиты помимо обеспечения безопасной работы транзистора позволяет получить быстрый разряд конденсатора $C_б$ через стабилитрон. При этом уменьшается в десятки и сотни раз время протекания переходного процесса включения и нарастания выходного напряжения.

Стабилитрон включен между коллектором и эмиттером транзистора. Переходные процессы при подключении напряжения к фильтру, в котором защитный стабилитрон включен между коллектором и эмиттером (см. рис. 3-6,*б*), можно также представить тремя этапами. На первом этапе транзистор заперт и конденсатор $C_б$ заряжается через диод $Д$ и стабилитрон $Д_1$ до напряжения $(E_{вх.ср} - E_{ст}) R_н/(R_н + R_{iВ})$.

Ток, протекающий через стабилитрон, и коллекторное напряжение на первом этапе изменяются по закону

$$i_{ст} = (E_{вх.ср} - E_{ст}) e^{-t/\tau_{ст}}/(R_{iВ} + r_{ст}) + (E_{вх.ср} - E_{ст})(1 - e^{-t/\tau_{ст}})/(R_н + R_{iВ} + r_{ст}); \qquad (3\text{-}47)$$

$$u_{кэ} = E_{ст} + (E_{вх.ср} - E_{ст}) r_{ст} e^{-t/\tau_{ст}}/(R_{iВ} + r_{ст}) + (E_{вх.ср} - E_{ст})\, r_{ст}(1 - e^{-t/\tau_{ст}})/(R_н + R_{iВ} + r_{ст}), \qquad (3\text{-}48)$$

где

$$\tau_{ст} = R_н R_{iВ} C_б/(R_н + R_{iВ}).$$

При этом обратное напряжение на переходе эмиттера — база транзистора не превышает предельно допустимого значения поскольку сопротивление потребителя составляет десятки и сотни ом, а обратный ток эмиттера — единицы и доли миллиампер.

На втором этапе защитный диод $Д$ перестает проводить, а транзистор отпирается и находится в активной области. При этом напряжение на конденсаторе $U_{Cср}=(E_{вх.ср}-E_{ст})R_н/(R_{iВ}+r_{ст}+R_н)$ через время, равное нескольким $\tau_{ст}$ после включения. При переходе ко второму этапу ток, протекающий через стабилитрон, уменьшается. Из выражений (3-47) и (3-48) получаем:

$$i_{ст\ (t\geqslant 5\tau_{ст})}=(E_{вх.ср}-E_{ст})/(R_{iВ}+r_{ст}+R_н); \quad (3\text{-}49)$$

$$u_{кэ\ (t\geqslant 5\tau_{ст})}=E_{ст}+E_{вх\ ср}r_{ст}/(R_{iВ}+r_{ст}+R_н). \quad (3\text{-}50)$$

Приведем выражения для токов коллектора транзистора, стабилитрона и коллекторного напряжения на втором этапе работы:

$$i_к=\bar{\alpha}[E_{вх.ср}r_{ст}+E_{ст}(R_{iВ}+R_н)](1-e^{-t/\tau_2})/[R_б(1-\bar{\alpha})(R_{iВ}+$$
$$+r_{ст}+R_н)+r_{ст}(R_н+\bar{\alpha}R_{iВ})]+\bar{\alpha}[E_{ст}R_н-E_{вх.ср}R_н+$$
$$+U_{C\,ср}(R_{iВ}+r_{ст}+R_н)]\,e^{-t/\tau_2}/R_н[R_{iВ}(1-\bar{\alpha})+r_{ст}]; \quad (3\text{-}51)$$

$$i_{ст}=[(E_{вх.ср}-E_{ст})(1-\bar{\alpha})R_б-E_{ст}(R_н+R_{iВ})]\times$$
$$\times(1-e^{-t/\tau_2})/R_б(1-\bar{\alpha})(R_{iВ}+r_{ст}+R_н)+r_{ст}(R_н+\bar{\alpha}R_{iВ})+$$
$$+[(E_{вх.ср}-E_{ст}+E_{ст}R_{iВ}/R_б)R_н-$$
$$-U_{C\,ср}(R_н+\bar{\alpha}R_{iВ})]\,e^{-t/\tau_2}/R_н[R_{iВ}(1-\bar{\alpha})+r_{ст}]; \quad (3\text{-}52)$$

$$u_{кэ}=[E_{ст}(R_{iВ}+R_н)+E_{вх.ср}r_{ст}]R_б(1-\bar{\alpha})\times$$
$$\times(1-e^{-t/\tau_2})/[R_б(1-\bar{\alpha})(R_{iВ}+r_{ст}+R_н)+r_{ст}(R_н+\bar{\alpha}R_{iВ})+$$
$$+[E_{ст}R_нR_{iВ}(1-\bar{\alpha})+r_{ст}R_н(E_{вх.ср}-U_{C\,ср})-$$
$$-\bar{\alpha}R_{iВ}r_{ст}U_{C\,ср}]\,e^{-t/\tau_2}/R_н[R_{iВ}(1-\bar{\alpha})+r_{ст}]. \quad (3\text{-}53)$$

Постоянная времени цепи для второго этапа

$$\tau_2=R_нC_б[R_{iВ}(1-\bar{\alpha})+r_{ст}]/[(R_н+R_{iВ}+r_{ст})(1-\bar{\alpha})+$$
$$+r_{ст}(R_н+\bar{\alpha}R_{iВ})/R_б]. \quad (3\text{-}54)$$

Из анализа выражения (3-52) видно, что стабилитрон перестает проводить через промежуток времени

$$t = \tau_2 \ln \left\{ 1 - \frac{[(E_{\text{вх ср}} - E_{\text{ст}}) R_{\text{н}} - U_{C\,\text{ср}}(R_{\text{н}} + \overline{\alpha} R_{i\text{В}})] \times}{R_{\text{н}} [R_{i\text{В}} (1 - \overline{\alpha}) + r_{\text{ст}}] [(E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}}) \times} \right.$$

$$\left. \times \frac{[R_{\text{б}} (1 - \overline{\alpha}) (R_{i\text{В}} + R_{\text{н}})]}{(1 - \overline{\alpha}) R_{\text{б}} - E_{\text{ст}} (R_{\text{н}} + R_{i\text{В}})]} \right\}. \qquad (3\text{-}55)$$

На третьем этапе работы, когда кремниевый стабилитрон отключается, эквивалентная схема фильтра соответствует рис. 3-7,*б*. Для расчета схемы справедливы выражения (3-44)—(3-46) и (3-11).

Из полученных зависимостей видно, что включение кремниевого стабилитрона между коллектором и эмиттером транзистора, как и включение его между базой и коллектором, обеспечивает защиту переходов от перенапряжений. Однако для данного способа защиты необходим более мощный стабилитрон и добавочный диод в цепи эмиттер — база.

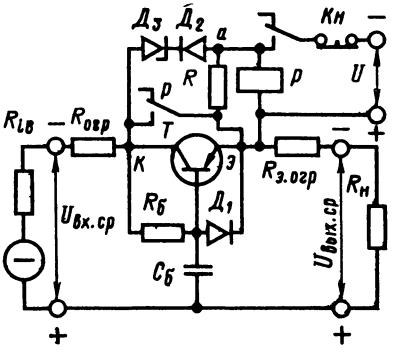


Рис. 3-9. Электронно-релейная схема защиты фильтра ФЭ от перенапряжений.

Недостаток схем защиты с помощью кремниевых стабилитронов, приведенных на рис. 3-6, заключается в перегрузке транзисторов (см. рис. 3-6,*а*) или стабилитронов (см. рис. 3-6,*б*) при коротком замыкании на выходе.

От указанного недостатка свободна двухступенчатая электронно-релейная схема защиты (рис. 3-9) [63]. Здесь последовательно с защитным стабилитроном $Д_3$, включенным через диод $Д_2$ между коллектором и эмиттером транзистора, включен ограничительный резистор R с небольшим сопротивлением, параллельно которому присоединена обмотка реле. Параметры защитной цепи выбирают такими, чтобы во время переходных процессов при включении напряжения сети реле не срабатывало. Несмотря на наличие резистора R, включенного последовательно со стабилитроном, защита переходов

коллектор — эмиттер транзистора от перенапряжений обеспечивается. Сопротивление резистора принимаем равным 10% дифференциального сопротивления защитного стабилитрона.

При коротком замыкании увеличивается ток, протекающий через защитный стабилитрон и резистор R, реле срабатывает и одна контактная группа шунтирует участок коллектор — эмиттер проходного транзистора. Другая контактная группа реле подключает источник вспомогательного напряжения U к обмотке реле, поддерживая ее под током. Диод $Д_2$ служит для разделения источников $U_{вх.ср}$ и U. Для возврата схемы в исходное состояние служит кнопка $Кн$. Время нахождения защитного стабилитрона под током при коротком замыкании на выходе равно времени срабатывания реле защиты; поэтому вероятность выхода из строя стабилитронов незначительна. Важным является выбор сопротивления R. С одной стороны, сопротивление не должно быть большим, так как при этом кремниевые стабилитроны не выполняют своего назначения по защите от перенапряжений. С другой стороны, малое значение последовательного сопротивления не обеспечит надежного срабатывания реле.

Приведем без вывода выражение для расчета сопротивления резистора R:

$$R \leqslant (R_{iB} + r_{ст})(k-1)/(E_{вх.ср}/E_{ст} - k), \qquad (3\text{-}56)$$

где k — коэффициент, показывающий, во сколько раз напряжение на коллекторном переходе транзистора при включении может превышать напряжение пробоя стабилитрона,

$$k = u_{кэ(t=0)}/E_{ст}.$$

Из формулы (3-56) следует, что значение R зависит от внутреннего сопротивления выпрямителя, соотношения между входным напряжением фильтра и напряжением пробоя стабилитрона, а также от коэффициента k, который выбирается не более 2.

Из (3-56) следует, что несмотря на ухудшение эффективности защитного действия стабилитронов при введении последовательного резистора R, наличие его допустимо.

Процессы выключения напряжения сети в защищенных фильтрах, рассмотренных выше, протекают анало-

гично процессам в незащищенных фильтрах и не сопровождаются перенапряжениями.

Мощность, на которую следует выбирать защитные стабилитроны, определяется не условиями включения, а возможными короткими замыканиями, которые будут рассмотрены.

Рассмотренные схемы защиты проходных транзисторов от перенапряжений не являются единственно возможными. Транзисторы можно защищать от перенапряжений с помощью тиристоров, варисторов и других устройств, рассмотрение которых выходит за рамки излагаемого материала. Некоторые защитные устройства от потенциальных перегрузок будут приведены в гл. 4.

Глава четвертая

ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ФИЛЬТРОВ ОТ ТОКОВЫХ ПЕРЕГРУЗОК

4-1. АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ

Работоспособность транзисторов фильтров без снижения надежности должна обеспечиваться не только в нормальных эксплуатационных условиях, но также и в аварийных режимах. Наиболее вероятны при эксплуатации фильтров токовые перегрузки или короткие замыкания со стороны потребителя, которые могут привести к выходу транзисторов из строя. Использование фильтров без защитных устройств недопустимо.

Защита от перегрузок по току может быть обеспечена как переводом рабочей точки из активной области в область насыщения, так и отсечки [3, 26, 50, 64, 61]. В обоих случаях можно обеспечить безопасный режим работы транзисторов во время длительного короткого замыкания, при котором рассеиваемая мощность на переходах не превышает соответствующих значений в нормальных условиях эксплуатации.

Режим насыщения обеспечивается при полном отпирании транзистора и сопровождается значительным возрастанием тока, протекающего через элементы фильтра и выпрямителя, включенные последовательно в цепи питания. Это является недостатком данного режима защиты, который следует применять лишь в тех случаях, когда он является единственно возможным — при вход-

ном напряжении фильтра, превышающем максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер или коллектор — база проходного транзистора, и отсутствии других последовательных элементов схемы (тиристоров, дополнительных проходных транзисторов, дросселей насыщения), с помощью которых возможно уменьшение тока, протекающего через проходной транзистор.

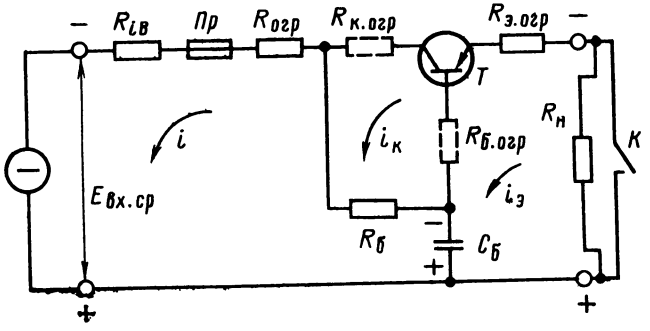


Рис. 4-1. Схема фильтра ФЭ с защитными резисторами в цепях коллектора, эмиттера и базы транзистора.

Вначале рассматриваются переходные процессы в фильтрах при перегрузках и коротких замыканиях для случая, когда $U_{вх.ср} < U_{КЭдп}$, причем процессы при коротком замыкании в незащищенной схеме не анализируются, так как транзистор может выйти из строя практически мгновенно из-за превышения допустимых мощностей на переходах транзисторов и разряда фильтрующего конденсатора через переходы эмиттер — база.

Простейший способ ограничения тока и рассеиваемой мощности на переходах транзистора достигается включением в цепях эмиттера, базы и коллектора ограничительных резисторов (рис. 4-1). В зависимости от сопротивлений этих резисторов транзистор может в момент короткого замыкания находиться в области насыщения или активной области. Рассмотрим случай, когда ограничительный резистор включен только в цепь эмиттера.

В момент короткого замыкания на выходе фильтра при работе в установившемся режиме (замыкание ключа K, рис. 4-1) напряжение заряженного конденсатора $C_б$ прикладывается к переходам эмиттер — база транзи-

стора (плюс на эмиттере, минус на базе), вызывая резкое увеличение тока, протекающего через насыщенный транзистор. По мере разряда конденсатора $C_б$ ток, протекающий через транзистор, уменьшается. В активной области (рис. 4-2) конденсатор разряжается от напряжения $U_{вх.ср}$ до $E_{Сср}$. Для мгновенных значений токов эмиттера и коллектора можно получить следующие соотношения, воспользовавшись эквивалентной схемой, приведенной на рис. 4-2:

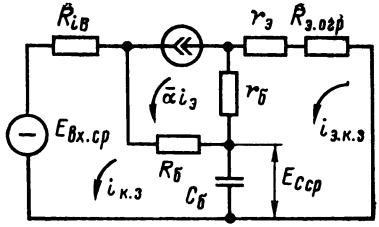


Рис. 4-2. Эквивалентная схема фильтра ФЭ в активной области при коротком замыкании на выходе.

$$i_{э.к.з} = (E_{C\,ср} e^{-t/\tau_{к.з}}/R_{э.огр}) + \\ + E_{вх.ср}(1 - e^{-t/\tau_{к.з}})/[R_б(1-\bar{\alpha}) + R_{э.огр} + R_{iв}]; \quad (4\text{-}1)$$

$$i_{к.к.з} = i_{э.к.з}\bar{\alpha}, \quad (4\text{-}2)$$

где

$$\tau_{к.з} = R_{э.огр}(R_б + R_{iв})C_б/[R_{э.огр} + R_{iв} + R_б(1-\bar{\alpha})]. \quad (4\text{-}3)$$

Входной ток

$$i_{к.з} = E_{вх.ср}(1 - e^{-t/\tau_{к.з}})/[R_б(1-\bar{\alpha}) + R_{э.огр} + R_{iв}] + \\ + [(E_{вх.ср} - E_{C\,ср})R_{э.огр} + E_{C\,ср}\bar{\alpha}R_б]\, e^{-t/\tau_{к.з}}/(R_б + R_{iв})R_{э.огр}. \quad (4\text{-}4)$$

Напряжения на переходах эмиттер—база и коллектор—эмиттер

$$u_{эб.к.з} = i_{э.к.з}[r_э + r_б(1-\bar{\alpha})]; \quad (4\text{-}5)$$

$$u_{к.к.з} = E_{вх.ср} - i_{к.з}R_{iв} - i_{э.к.з}R_{э.огр}. \quad (4\text{-}6)$$

В момент установившегося короткого замыкания ($t=\infty$) из соотношений (4-1), (4-2) и (4-6) получаем:

$$i_{э.к.з\,(t=\infty)} = I_{Э\,ср.к.з} = E_{вх.ср}/[R_б(1-\bar{\alpha}) + R_{э.огр} + R_{iв}]; \quad (4\text{-}7)$$

$$i_{к.к.з\,(t=\infty)} = I_{К\,ср.к.з} = \bar{\alpha}E_{вх.ср}/[R_б(1-\bar{\alpha}) + R_{э\,огр} + R_{iв}]; \quad (4\text{-}8)$$

$$u_{к.к.з\,(t=\infty)} = U_{К\,ср.к.з} = E_{вх.ср}R_б(1-\bar{\alpha})/[R_б(1-\bar{\alpha}) + \\ + R_{э.огр} + R_{iв}]. \quad (4\text{-}9)$$

Определим условие, при котором транзистор в момент короткого замыкания находится в активной области. Запишем выражение для коллекторного напряжения:

$$u_{\text{к.к.з}} = E_{\text{вх.ср}} - U_{\text{вых.ср}} e^{-t/\tau_{\text{к.з}}} -$$
$$- E_{\text{вх.ср}}(R_{\text{э.огр}} + R_{i\text{В}})(1 - e^{-t/\tau_{\text{к.з}}})/[R_{\text{б}}(1-\bar{\alpha}) + R_{\text{э.огр}} +$$
$$+ R_{i\text{В}}] - R_{i\text{В}} e^{-t/\tau_{\text{к.з}}}[(E_{\text{вх.ср}} - U_{\text{вых.ср}}) R_{\text{э.огр}} +$$
$$+ U_{\text{вых.ср}} \bar{\alpha} R_{\text{б}}]/R_{\text{э.огр}}(R_{\text{б}} + R_{i\text{В}}). \qquad (4\text{-}10)$$

Чтобы коллекторное напряжение было отрицательным (при этом транзистор находится в активной области), требуется выполнение условия, которое получается из выражения (4-10) при подстановке в него $t=0$,

$$R_{\text{э.огр}} \geqslant \bar{\alpha} R_{i\text{В}} R_{\text{н}}/R_{\text{б}}(1-\bar{\alpha}). \qquad (4\text{-}11)$$

Однако для выполнения этого условия необходимо такое ограничительное сопротивление в цепи эмиттера, которое неприемлемо с точки зрения к. п. д. Поэтому условие (4-11) практически выполняется редко. Чаще схема работает в режиме, при котором во время короткого замыкания транзистор из активной области переходит в область насыщения и затем снова возвращается в активную область.

Если считать, что во время переходных процессов при коротком замыкании безопасность транзистора обеспечена (соответствующим выбором сопротивления $R_{\text{э.огр}}$), то следует рассмотреть режим установившегося короткого замыкания, определив величины перегрузок по току и мощности, которым подвергаются транзисторы сглаживающего фильтра. Запишем соотношение для мощности, рассеиваемой на коллекторном переходе транзистора в режиме установившегося короткого замыкания, с учетом выражений (4-8) и (4-9):

$$P_{\text{К к з}} = U_{\text{К ср.к.з}} I_{\text{К ср.к.з}} =$$
$$= \bar{\alpha} E^2_{\text{вх.ср}} R_{\text{б}}(1-\alpha)/[R_{\text{б}}(1-\bar{\alpha}) + R_{\text{э.огр}} + R_{i\text{В}}]^2. \qquad (4\text{-}12)$$

Короткие замыкания длятся доли секунд до момента разрыва плавкой вставки предохранителя (если электронная защита отсутствует и предусмотрен последовательно с проходным транзистором такой предохрани-

тель). При этом следует учитывать не длительно допустимую рассеиваемую мощность коллектора $P_{К\,дпт}$ с дополнительным внешним теплоотводом, а кратковременно допустимую мощность, рассеиваемую в импульсном режиме $P_{К\,и.дп}$.

В отличие от $P_{К\,дпт}$, определяемой размерами теплоотводящей поверхности и способом охлаждения, $P_{К\,и.дп}$ практически не зависит от внешнего теплоотвода вследствие большой постоянной времени нагрева корпуса транзистора [20, 59].

Кратковременно допустимая мощность рассеяния зависит от теплоемкости, теплопроводности, удельного сопротивления полупроводника и площади коллекторного перехода. В [59] выведена формула для подсчета максимально допустимой рассеиваемой мощности коллектора в зависимости от длительности действия кратковременных перегрузок

$$P_{К\,и.дп} = Q' S_п / \sqrt{t_и}, \qquad (4\text{-}13)$$

где коэффициент Q', учитывающий параметры полупроводникового материала, равен 100 для германия и 700 для кремния.

Формула (4-13) выведена не менее чем с пятикратным запасом с целью обеспечения надежности работы полупроводниковых приборов во время импульсных перегрузок. Эту формулу можно записать в другом виде:

$$I_{К\,и.дп} = Q' S_п / U_{К\,ср\,к.з} \sqrt{t_и}, \qquad (4\text{-}14)$$

где $I_{К\,и.дп}$ — максимально допустимый импульсный ток коллектора во время перегрузки; $S_п$ — площадь p-n перехода транзистора и стабилитронов. Значение некоторых из них приведены в табл. 4-1 [25].

Если не предусматривать других устройств защиты, кроме плавких предохранителей, то во многих случаях оказывается, что $P_{К\,к.з} > P_{К\,и.дп}$ из-за больших значений $t_и$.

Пусть сглаживающий фильтр выполнен на транзисторе типа П21ОШ в схеме ФЭ ($\bar{\alpha} = 0{,}95$) при $U_{вых\,ср} = 24$ В; $I_{вых.ср} = 1$ А; $U_{КЭср} = 6$ В; $R_{Эогр} = 0{,}5$ Ом; $R_{lB} = 1{,}5$ Ом; $E_{вх\,ср} = 32$ В; $R_б = 300$ Ом.

Во время короткого замыкания в соответствии с выражением (4-8) ток коллектора $I_{К\,ср\,к\,з} = 1{,}78$ А.

В соответствии с выражением (4-9) напряжение на коллекторе $U_{К\,ср.к\,з} = 28{,}2$ В.

Таблица 4-1

Площади p-n-переходов некоторых полупроводниковых приборов (ориентировочные данные)

Тип прибора	Площадь p-n-перехода $S_п$, см²		Тип прибора	Площадь p-n-перехода $S_п$, см²	
	коллекторного	эмиттерного		коллекторного	эмиттерного
П210Ш	0,6	0,5	МП25, МП26	0,01	0,005
П216, П217	0,4	0,3	МП111, МП113	0,009	0,001
П213, П214, П215	0,15	0,12	МП114, МП115, МП116	0,015	0,006
П306	0,25	0,04	Д816, Д817	0,04	0,04
ГТ403	0,035	0,03	Д815	0,09	0,09

Мощность, выделяемая на коллекторном переходе транзистора во время коротких замыканий, $P_{к\ к.з}=U_{к\ ср.к.з}I_{к\ ср.к.з}=28{,}2\cdot1{,}78\approx$ $\approx$50 Вт.

Выбирается для защиты проходного транзистора фильтра предохранитель типа ПК с номинальным током 2 А. При двукратном токе время срабатывания этого предохранителя составляет примерно 1 с [20].

Из выражения (4-13) с учетом данных табл. 4-1 получаем $P_{к\ и\ доп}=100\cdot0{,}4/\sqrt{1}=40$ Вт.

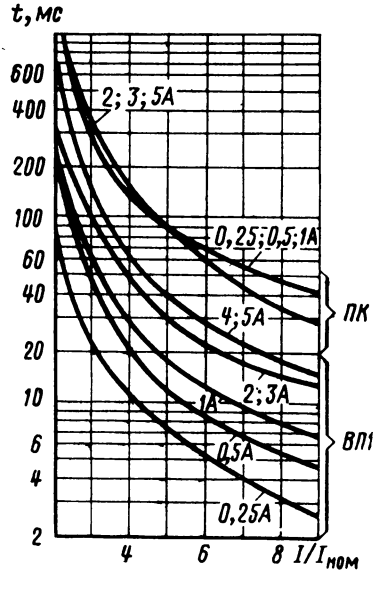


Рис. 4-3. Ампер-секундные характеристики некоторых типов плавких предохранителей.

Таким образом, оказалось, что максимально допустимая импульсная рассеиваемая мощность транзистора меньше, чем мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора за время 1 с (до момента разрыва плавкой вставки предохранителя).

Следовательно, защита с помощью плавких предохранителей типа ПК вследствие их инерционности не обеспечит в ряде случаев безопасности транзисторов фильтра во время коротких замыканий. Для более надежной защиты с помощью предохранителей целесообразно использовать быстродействующие плавкие предохранители

типа ВП1, ампер-секундные характеристики которых даны на рис. 4-3. Для предохранителя типа ВП1-1 с номинальным током 2 А при кратности тока перегрузки, равной 2, время срабатывания составляет 0,3 с. Тогда для данных примера максимально допустимая рассеиваемая мощность коллектора

$$P_{\text{К и.дп}} = 100 \cdot 0{,}4/\sqrt{3} \approx 73 \text{ Вт}.$$

При этом уже выполняется условие $P_{\text{К и дп}} > P_{\text{К к.з}}$.

Если значение $P_{\text{К к.з}}$, найденное из выражения (4-12), превышает $P_{\text{К и.дп}}$, необходимо обеспечить дополнительную токовую защиту транзистора. Простейший способ защиты от токовых перегрузок — включение последовательно с предохранителем ограничительного резистора $R_{\text{огр}}$ (см. рис. 4-1). При таком включении

$$I_{\text{К ср.к.з}} = \bar{\alpha} E_{\text{вх.ср}} / [R_{i\text{В}} + R_{\text{огр}} + R_{\text{э огр}} + R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha})]; \quad (4\text{-}15)$$

$$U_{\text{К ср.к.з}} = E_{\text{вх.ср}} R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha}) / [R_{i\text{В}} + R_{\text{огр}} + R_{\text{э.огр}} + R(1 - \bar{\alpha})]; \quad (4\text{-}16)$$

$$P_{\text{К к.з}} = U_{\text{К ср к.з}} I_{\text{К ср к.з}} = \bar{\alpha} E^2_{\text{вх.ср}} R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha}) / [R_{i\text{В}} + R_{\text{огр}} + R_{\text{э огр}} + R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha})]^2. \quad (4\text{-}17)$$

Для выполнения условия

$$P_{\text{К к.з}} \leqslant P_{\text{К и.дп}} \quad (4\text{-}18)$$

определяется минимальное сопротивление

$$R_{\text{огр.мин}} = E_{\text{вх.ср}} \sqrt{\bar{\alpha} R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha}) / P_{\text{К и.дп}}} - [R_{i\text{В}} + R_{\text{огр}} + R_{\text{э огр}} + R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha})]. \quad (4\text{-}19)$$

Необходимо учесть, что введение сопротивления $R_{\text{огр}}$ не должно приводить к существенному снижению к. п. д. и ухудшению K и нагрузочной характеристики выпрямительного устройства. С другой стороны, небольшое сопротивление $R_{\text{огр}}$ не обеспечит безопасного режима работы транзистора. Поэтому необходимо выполнение двух условий:

$$I_{\text{К ср.к.з}} \leqslant I_{\text{К дп}}; \quad P_{\text{К к.з}} \leqslant P_{\text{К и.дп}}.$$

При включении ограничительного резистора в общую последовательную цепь не удается существенно снизить мощность $P_{\text{К к.з}}$. В то же время мощность можно уменьшить [3], если включить кроме $R_{\text{огр}}$ непосредственно

в цепь коллектора транзистора резистор $R_{к.огр}$ (см. рис. 4-1). Так как при коротком замыкании со стороны потребителя ток коллектора возрастает, то часть напряжения выделяется на балластном резисторе $R_{к.огр}$ и напряжение на коллекторе транзистора уменьшается. Когда транзистор работает в активном режиме при наличии резистора $R_{к.огр}$, токи эмиттера, коллектора и общий ток выражаются соотношениями (4-1), (4-2), (4-4). Напряжение на коллекторном переходе

$$u_{к.к.з} = E_{вх.ср} - i_{к\,з}(R_{iB} + R_{огр}) - \\ - \bar{\alpha} i_{э.к.з} R_{к.огр} - i_{э.к.з} R_{э.огр}. \qquad (4\text{-}20)$$

В режиме установившегося короткого замыкания ($t=\infty$) выражение (4-20) с учетом соотношений (4-1), (4-2) и (4-4) имеет вид:

$$u_{к.к.з\ (t=\infty)} = U_{К\ ср\ к.з} = E_{вх\ ср}(R_б(1-\bar{\alpha}) - \\ - \bar{\alpha} R_{к.огр}]/[R_{iB} + R_{огр} + R_б(1-\bar{\alpha}) + R_{э.огр}]. \qquad (4\text{-}21)$$

Следовательно, напряжение на коллекторном переходе после введения резистора $R_{к.огр}$ уменьшается на значение

$$U_К = \bar{\alpha} E_{вх.ср} R_{к\ огр}/[R_{iB} + R_{огр} + R_б(1-\bar{\alpha}) + R_{э.огр}].$$

Перегрузки во время к. з. могут уменьшаться за счет включения как резистора $R_{огр}$ в общей цепи, так и резистора $R_{к.огр}$ в цепи коллектора. Сумма двух сопротивлений обычно задана допустимым снижением к. п. д. фильтра и коэффициента сглаживания K. Важным является соотношение между сопротивлениями $R_{огр}$ и $R_{к.огр}$ при фиксированном значении их суммы. Проектируя защитные устройства фильтра на резисторах, следует большее сопротивление включать в коллекторной цепи транзистора, оставляя в общей цепи минимальное сопротивление, которое обеспечивает безопасный для транзистора ток короткого замыкания.

Для снижения базового тока транзистора во время короткого замыкания включают ограничительный резистор в цепь базы (показан штриховой линией на рис. 4-1). Допустимое сопротивление резистора $R_{б.огр}$ определяется возможным снижением K.

В фильтрах ФК ограничительным сопротивлением является $R_э$, которое может обеспечить выполнение условия $I_{К\,ср.к.з} < I_{К\,дп}$ и (4-18). В схемах фильтров типа ФШ короткие замыкания не представляют опасности для транзисторов, однако возможен их вывод из строя на холостом ходу, когда напряжение на выходе фильтра повышается в соответствии с нагрузочной характеристикой выпрямительного устройства.

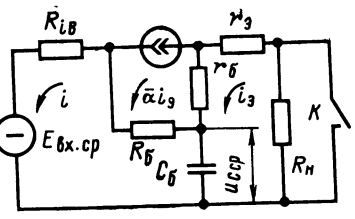


Рис. 4-4. Эквивалентная схема фильтра ФЭ при отключении короткого замыкания на выходе.

Короткое замыкание может быть кратковременным, и после его отключения конденсатор $C_б$ заряжается до восстановления нормального режима работы. Эквивалентная схема фильтра при отключении короткого замыкания показана на рис. 4-4. В этот момент конденсатор $C_б$ был заряжен до напряжения

$$u_{С\,ср} = E_{вх.ср}[r_э + R_{э.огр} + r_б(1-\bar{\alpha})]/[R_{iВ} + R_б(1-\bar{\alpha})],$$

а ток эмиттера транзистора

$$i_э = E_{вх.ср}(1 - e^{-t/\tau_{зар.б}})/[R_н + R_б(1-\bar{\alpha})] + \\ + u_{С\,ср} e^{-t/\tau_{зар.б}}/R_н, \qquad (4\text{-}22)$$

где $\tau_{зар.б}$ определяется выражением (3-13). При снятии короткого замыкания ток эмиттера спадает почти до нуля, а затем увеличивается до значения установившегося режима, определяется зависимостью

$$i_{э\,(t=\infty)} = I_{Э\,ср} \approx E_{вх.ср}/[R_н + R_б(1-\bar{\alpha})]. \qquad (4\text{-}23)$$

Коллекторное напряжение

$$u_к = E_{вх.ср}[R_б(1-\bar{\alpha}) + R_н e^{-t/\tau_{зар.б}}]/[R_н + R_б(1-\bar{\alpha})]. \qquad (4\text{-}24)$$

В начальный момент ($t=0$) отключения короткого замыкания коллекторное напряжение

$$u_{к(t=0)} = E_{вх.ср} - u_{Сср} \approx E_{Сср}. \qquad (4\text{-}25)$$

Следовательно, к коллекторному переходу прикладывается почти полное входное напряжение, что аналогич-

но включению напряжения сети и опасно для транзистора.

В установившемся режиме ($t=\infty$) коллекторное напряжение выражается зависимостью (3-16) при $I_{КБ0}=0$. Напряжение эмиттер — база

$$u_{эб}=i_э[r_э+r_б(1-\bar{\alpha})].$$

Общий ток

$$i=E_{вх.ср}(1-e^{-t/\tau_{зар.б}})/[R_н+R_б(1-\bar{\alpha})]+$$
$$+(E_{вх.ср}-u_{С\,ср})e^{-t/\tau_{зар.б}}/R_б+u_{Сср}\bar{\alpha}e^{-t/\tau_{зар.б}}/R_н.$$

4-2. ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ ЗАЩИТЫ ТРАНЗИСТОРОВ ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ

Устройства защиты с ограничительными резисторами имеют недостатки, заключающиеся в снижении к. п. д., увеличении выходного сопротивления, возрастании тока в момент перегрузки до опасных значений для выпрямительных диодов и силового трансформатора выпрямителя, а также в необходимости замены предохранителя после устранения причины перегрузки. От перечисленных недостатков свободны устройства защиты, выполненные на транзисторах, тиристорах или других полупроводниковых приборах, переводящие проходной транзистор в режим ограничения или отсечки и позволяющие осуществить устройство с автоматическим возвратом в исходное состояние после окончания действия перегрузки.

В зависимости от соотношения между входным напряжением и максимально допустимым постоянным напряжение коллектор — эмиттер (коллектор — база) проходного транзистора используются различные принципы защиты. Если $U_{вх.ср}<U_{КЭ\,дп}$, то защита должна приводить к ограничению тока в последовательной цепи за счет полного или частичного запирания проходного транзистора. Если $U_{вх.ср}>U_{КЭ\,дп}$, то защита должна приводить к насыщению проходного транзистора во время перегрузки или следует использовать защиту, выполненную с применением ограничительных резисторов и стабилитронов.

Рассмотрим несколько схем электронных защит, используемых, когда $U_{вх.ср}<U_{КЭ\,дп}$, $U_{вх.ср}<U_{КБ\,дп}$. В филь-

трах, приведенных на рис. 4-5,*а* и *б*, защитными элементами являются транзистор $T_{защ}$ и резистор $R_{защ}$. В исходном (номинальном) режиме транзистор $T_{защ}$ не приводит, так как падение напряжения на защитном резисторе недостаточно для его отпирания. Во время токовой перегрузки падение напряжения на этом резисторе возраста-

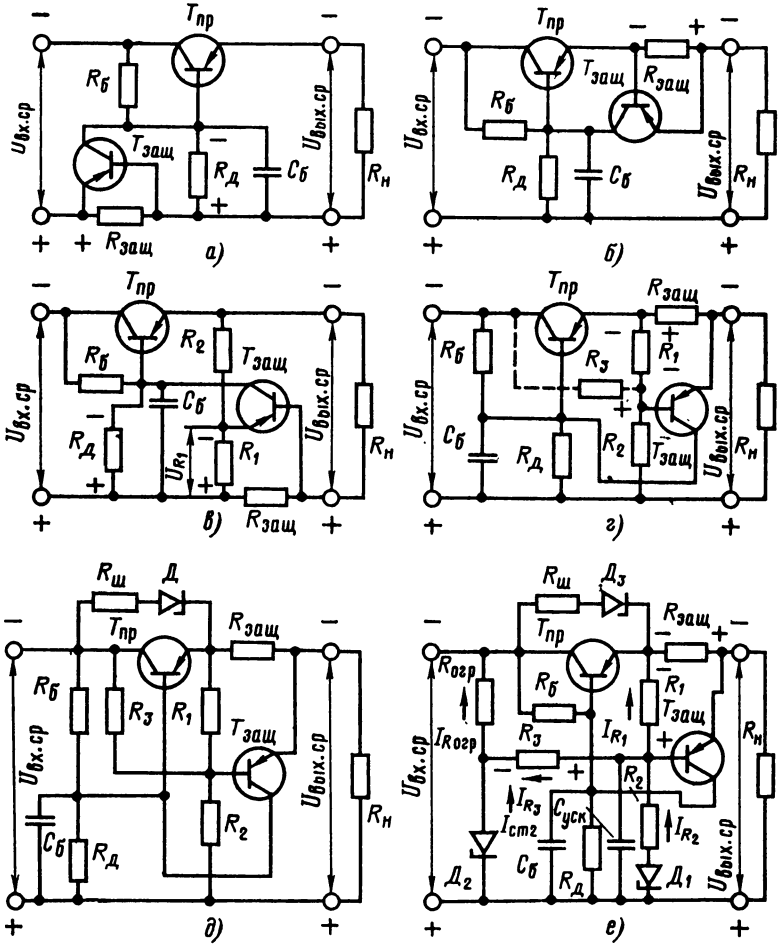


Рис. 4-5. Схемы фильтров ФЭ с защитными устройствами от перегрузок с ограничением тока при $U_{вх.ср} < U_{КЭдп}$.

а, *б* — с помощью транзистора и датчика тока; *в*, *г* — с помощью транзистора, датчика тока и делителя; *д* — с помощью транзистора, датчика тока, шунта и питания делителя со входа фильтра; *е* — с помощью транзистора, датчика тока, делителей и стабилитронов

ет и вызывает отпирание защитного транзистора, который совместно с небольшим (во время перегрузки или короткого замыкания) нагрузочным резистором шунтирует переходы эмиттер — база проходного транзистора, приводя к ограничению тока проходного транзистора. В схеме рис. 4-5,*б* переходы эмиттер — база проходного транзистора шунтируются непосредственно переходами коллектор — база защитного транзистора без участия нагрузочного резистора. В обеих схемах после устранения причины перегрузки происходит автоматический возврат в исходное состояние. Такие защиты используются для фильтров с токами нагрузки от 50 до 200 мА с маломощным источником питания. Сопротивление защитного резистора

$$R_{\text{защ}} \approx U_{\text{ЭБ ср}}/(1{,}5 \div 2)\, I_{\text{Э ср}}, \qquad (4\text{-}26)$$

где $U_{\text{ЭБ ср}}$ — отпирающее напряжение защитного транзистора (в зависимости от тока 0,1—0,3 В для германиевых, 0,5—0,8 В для кремниевых транзисторов).

В фильтрах, схемы которых приведены на рис. 4-5,*в* и *г* (без показанного штриховой линией резистора R_3), для улучшения нагрузочной характеристики защиты использован резистивный делитель R_1, R_2, с части которого поступает отрицательное смещение на переходы эмиттер — база транзистора $T_{\text{защ}}$. Во время перегрузки, когда защитный транзистор отпирается, а выходное напряжение фильтра уменьшается, запирающее напряжение для защитного транзистора на резисторе R_1 также уменьшается, что способствует его релейному открыванию и улучшению защитных свойств. Резистивный делитель необходимо устанавливать не на входе фильтра, а на его выходе для улучшения защитной характеристики, как показано на рис. 4-5,*в*, *г*. В этих двух схемах сопротивление защитного резистора

$$R_{\text{защ}} \approx (U_{\text{ЭБ ср}} + U_{R1})/(1{,}5 \div 2)\, I_{\text{Э ср}}. \qquad (4\text{-}27)$$

Недостаток описанных схем защиты состоит в том, что источником отпирающего напряжения для транзистора $T_{\text{защ}}$ служит только падение напряжения на резисторе $R_{\text{защ}}$, что ограничивает использование защитных схем небольшими токами. Если нагрузка составляет единицы ампер, то сопротивления защитных резисторов, как

это следует из выражений (4-26) и (4-27), составляют десятые доли ома, сравнимые с сопротивлением подводящих проводов, а также часто отсутствующие в распоряжении разработчика.

Кроме того, описанные схемы имеют второй недостаток. Если источником отпирающего напряжения для защитного транзистора является резистор $R_{\text{защ}}$, включенный последовательно с потребителем, то для поддержания $T_{\text{защ}}$ в открытом состоянии через потребитель и последовательно включенный с ним проходной транзистор должен протекать ток, значение которого составляет от 1,5 до 2 номинального тока потребителя. Это исключает возможность применять рассмотренные схемы при нагрузках от 0,5 А и выше. Допустим, что нагрузка составляет 1 А при выходном напряжении фильтра 12 В и входном напряжении 20 В. При коротком замыкании рассеиваемая на транзисторе фильтра мощность составит 30 Вт, если считать ток срабатывания защиты равным 1,5 А и допустить, что все входное напряжение будет приложено к переходам коллектор — эмиттер проходного транзистора. Это значение рассеиваемой мощности недопустимо для мощных биполярных транзисторов и превышает в несколько раз среднюю рассеиваемую мощность в номинальном режиме.

В схеме, приведенной на рис. 4-5,*г*, отмеченный выше недостаток частично устранен. Здесь между коллектором проходного транзистора фильтра и средней точкой резистивного делителя (базовым выводом защитного транзистора) включен дополнительный резистор R_3. Если в номинальном режиме в отсутствие перегрузки со стороны выхода на резисторе R_1 формируется падение напряжения, запирающее защитный транзистор, то во время перегрузки из-за повышения напряжения на проходном транзисторе происходит перераспределение потенциалов между резисторами R_1—R_3 и падение напряжения на резисторе R_1 изменяет знак и становится отпирающим для защитного транзистора. Это позволяет обеспечить открытое состояние транзистора $T_{\text{защ}}$ и при отсутствии тока, протекающего через нагрузочный резистор, т. е. снизить мощность, рассеиваемую на биполярном транзисторе. Для улучшения формы защитной характеристики целесообразно резистор R_2 зашунтировать конденсатором, емкость которого составляет единицы микрофарад.

Необходимо учитывать, что если резисторы R_1 и R_3 выбраны таким образом, что через них ответвляется до 20% и более выходного тока, фильтрующее действие схемы снижается. Поэтому ток, протекающий через эти резисторы, не должен превышать 3—5% выходного тока, что должно быть учтено при выборе параметров устройств защиты.

Для автоматического возврата устройства защиты в исходное состояние после устранения перегрузки или короткого замыкания в условиях работы в широком интервале температур окружающей среды необходимо обеспечить протекание части тока через нагрузочный резистор после срабатывания защиты. Как было отмечено, пропускание этого тока через проходной транзистор нежелательно из-за энергетических соображений, а также из-за необходимости увеличения площади теплоотводящего радиатора. С этой целью между коллектором и эмиттером проходного транзистора включают резисторный шунт $R_ш$, через который протекает ток после срабатывания защиты и возрастания напряжения на переходах коллектор — эмиттер проходного транзистора. Однако такой шунт ухудшает показатели фильтра в рабочем режиме (повышается уровень пульсаций и ухудшается нагрузочная характеристика выпрямительно-фильтрующего устройства). Поэтому целесообразно (рис. 4-5,*д*) этот шунтирующий резистор включать через стабилитрон $Д$ с напряжением стабилизации, превышающим рабочее значение напряжения коллектор — эмиттер проходного транзистора на такое значение, чтобы стабилитрон не срабатывал при полном сбросе нагрузки. При перегрузке или коротком замыкании напряжение коллектор — эмиттер возрастает, защитный стабилитрон проводит ток и часть выходного тока протекает через защитный резистор, что способствует автоматическому возврату защитного устройства в исходное состояние и поддержанию защитного транзистора в открытом состоянии.

В защитном устройстве, схема которого приведена на рис. 4-5,*е*, имеются дополнительные элементы, обеспечивающие выполнение условий лавинообразного отпирания и запирания защитного и соответственно запирания и отпирания проходного транзисторов [53]. Для удобства регулировки напряжение на резистор R_3 может подаваться не с коллектора проходного транзистора

фильтра, а с делителя, включенного на входе. Нижнее плечо можно заменить кремниевым стабилитроном $Д_2$. Последовательно с резистором R_2 введен стабилитрон $Д_1$ и плечо делителя R_2, $Д_1$ зашунтировано конденсатором $C_{уск}$. При уменьшении выходного напряжения, вызванного запиранием транзистора $T_{пр}$ во время перегрузки в начале переходного процесса срабатывания защиты, указанный стабилитрон $Д_1$ перестает проводить ток и запирающее напряжение для транзистора $T_{защ}$ на резисторе R_1 мгновенно исчезает, что приводит к лавинообразному процессу опрокидывания защиты. В начале возрастания выходного напряжения фильтра при уменьшении или снятии перегрузки конденсатор $C_{уск}$ не успевает зарядиться, поэтому прирост выходного напряжения передается на резистор R_1, что способствует лавинообразному запиранию защитного транзистора.

Фильтрующее — защитное устройство, приведенное на рис. 4-5,*е*, работает следующим образом. В номинальном режиме падение напряжения на резисторе $R_{защ}$ недостаточно для отпирания транзистора $T_{защ}$, который заперт падением напряжения на резисторе R_1. Стабилитроны $Д_1$ и $Д_2$ работают в номинальном режиме с напряжениями стабилизации $U_{ст1}$ и $U_{ст2}$.

Стабилитрон $Д_3$ заперт, так как $U_{ст3} > U_{КЭ\,ср}$. Конденсатор $C_{уск}$ заряжен до напряжения, определяемого сопротивлениями резисторов R_1—R_3 и напряжениями $U_{вх.ср}$, $U_{вых.ср}$ и $U_{ст1}$. При возникновении перегрузки ток, протекающий через резистор $R_{защ}$, возрастает, вызывая отпирание транзистора $T_{защ}$. В результате напряжение эмиттер — база проходного транзистора снижается, что сопровождается уменьшением его проводимости и возрастанием коллекторного напряжения. Выходное напряжение фильтра снижается. При $U_{вых.ср} < U_{ст1}$ стабилитрон $Д_1$ заперт. Однако напряжение на конденсаторе $C_{уск}$ не может измениться мгновенно, поэтому уменьшение выходного напряжения передается на переход эмиттер — база защитного транзистора, который полностью открывается.

В связи с уменьшением тока, протекающего через транзистор $T_{пр}$, падение напряжения на резисторе $R_{защ}$ уменьшается, однако транзистор $T_{защ}$ остается открытым, так как возросшее напряжение коллектор — эмиттер транзистора $T_{пр}$ открывает стабилитрон $Д_3$ и через

резистор $R_{защ}$ протекает ток. Кроме того, направление тока, протекающего через резистор R_1, изменяется, что создает на нем отпирающее напряжение для транзистора $T_{защ}$.

При возрастании нагрузочного сопротивления увеличивается выходное напряжение фильтра и схема защиты автоматически возвращается в исходное состояние. В это время заряжается конденсатор $C_{уск}$. При определенном значении нагрузочного сопротивления выходное напряжение фильтра возрастает до такого значения, когда падение напряжения на резисторе R_1 изменяет знак. Транзистор $T_{защ}$ начинает запираться, и происходит лавинообразный процесс перехода защитного устройства в исходное рабочее состояние.

Рассматриваемое защитное устройство рассчитывают в следующей последовательности:

1. Выбирают сопротивление резистора

$$R_{защ} = (0{,}05 \div 0{,}1)\, U_{КЭ\,ср}/I_{вых.ср}. \qquad (4\text{-}28)$$

2. Рассчитывают делитель R_1, R_2, $Д_1$ и элементы R_3, $R_{огр}$, $Д_2$. До момента срабатывания защиты ток, протекающий через резистор R_2, $I_{R2}=I_{R1}+I_{R3}$. Если $Д_1$ — маломощный стабилитрон, то I_{R2} принимается равным току, протекающему через стабилитрон (5—10 мА). Тогда сопротивление резистора

$$R_2 = (U_{вых.ср} - U_{ст} - U_{ЭБ\,ср})/I_{R2}, \qquad (4\text{-}29)$$

где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона $Д_1$; $U_{ЭБ\,ср}$ — напряжение эмиттер—база защитного транзистора до момента срабатывания защиты.

Для согласования сопротивления R_1 с входным сопротивлением транзистора $T_{защ}$ сопротивление R_1 не должно превышать 50—150 Ом.

Ток через резистор R_1

$$I_{R1} = (U_{R\,защ} - U_{ЭБ\,ср})/R_1, \qquad (4\text{-}30)$$

где $U_{Rзащ}=I_{сраб}R_{защ}$ — произведение заданного тока срабатывания на сопротивление защиты.

Ток, протекающий через резистор R_3 до момента срабатывания защиты,

$$I_{R3}=I_{R2}-I_{R1}. \qquad (4\text{-}31)$$

Сопротивление резистора

$$R_3=(U_{ст2}-U_{вых.ср}+U_{R1}-U_{Rзащ})/I_{R3}. \qquad (4\text{-}32)$$

Для того чтобы R_3 было положительным, необходимо выполнение условия

$$(U_{ст2}+U_{R1})>(U_{вых\ ср}+U_{Rзащ}) \qquad (4\text{-}33)$$

или, так как до момента срабатывания защиты $U_{Rзащ}<<U_{R1}$,

$$U_{ст2}>U_{вых\ ср} \qquad (4\text{-}34)$$

с учетом разброса напряжений стабилитронов и допуска на изменение выходного напряжения.

Для первоначальной настройки резистор R_3 следует выбирать регулируемым.

Сопротивление резистора $R_{огр}$ находится из зависимости

$$R_{огр}=(U_{вх.ср}-U_{ст2})/I_{ст2}, \qquad (4\text{-}35)$$

где

$$U_{вх.ср}=U_{вых.ср}+U_{КЭ\ ср}+U_{R\ защ}.$$

3. Рассчитывают цепь $R_ш$, $Д_3$. Ток, протекающий через шунтирующую цепочку, выбирают примерно равным 10% номинального рабочего тока. Предполагается, что во время перегрузки к шунту $R_ш$, $Д_2$ прикладывается полное напряжение $E_{вх.ср}$. Выбирают стабилитрон, напряжение стабилизации которого должно превышать примерно на 50—100% номинальное значение коллекторного напряжения: $U_{ст}=(1{,}5\div2)U_{КЭ\ ср}$.

Сопротивление резистора

$$R_ш\approx(E_{вх.ср}-U_{ст})/I_{ст3}. \qquad (4\text{-}36)$$

Емкость ускоряющего конденсатора принимают 0,5—5 мкФ и корректируют в ходе настройки. Критерием выбора конденсатора является время срабатывания и возврата защиты.

Время срабатывания рассмотренных электронных схем защиты исчисляется десятками и единицами миллисекунд. При этом отпадает надобность в резисторе $R_{э.огр}$, который ухудшает параметры фильтра (см. рис. 4-1).

В схемах, приведенных на рис. 4-5, датчик перегрузки $R_{защ}$ включается в цепь эмиттера транзистора вместо $R_{э\ огр}$. Использование СТ с дополнительной симметрией (см. § 5-1) позволяет исключить влияние $R_{защ}$ на выходное сопротивление фильтра путем подключения эмиттера маломощного согласующего транзистора СТ после резистора $R_{защ}$.

Пример. Рассчитать параметры элементов в защитном устройстве от коротких замыканий (рис. 4-5,*е*) при выходном напряжении $U_{\text{вых.ср}}=12$ В и нагрузке $I_{\text{вых.ср}}=1$ А. Задан ток срабатывания защиты $I_{\text{сраб}}=1{,}5$ А, а из расчета режима фильтра по постоянному току получено, что $U_{\text{КЭср}}=6$ В.

По формуле (4-28)

$$R_{\text{защ}}=(0{,}05\div0{,}1)\cdot6/1=0{,}3\div0{,}6 \text{ Ом}.$$

Выбирается промежуточное значение $R_{\text{защ}}=0{,}5$ Ом.

Напряжение стабилитрона $Д_1$ выбираем равным 0,2—0,3 $U_{\text{вых.ср}}$

$$U_{\text{ст1}}=(0{,}2\div0{,}3)\cdot12=2{,}4\div3{,}6 \text{ В}.$$

Подходящим является стабилитрон КС133А, у которого $U_{\text{ст}}=3{,}3$ В и $I_{\text{ст.мин}}=3$ мА. Принимаем $I_{\text{ст}}=5$ мА. В качестве защитного транзистора используем маломощный кремниевый транзистор, у которого напряжение эмиттер — база $U_{\text{ЭБср}}=0{,}6$ В. Тогда из (4-29)

$$R_2=(12-3{,}3-0{,}6)/5=1{,}62 \text{ кОм}.$$

Принимая $R_1=120$ Ом, а также вычисляя предварительно $U_{R\text{ защ}}=1{,}5\cdot0{,}5=0{,}75$ В, из формулы (4-30) определяем ток

$$I_{R1}=(0{,}75-0{,}6)/120=1{,}25 \text{ мА}.$$

По выражению (4-31)

$$I_{R3}=5-1{,}25=3{,}75 \text{ мА}.$$

В соответствии с выражением (4-34) для фильтра с выходным напряжением 12 В на входе защитного устройства применяем два стабилитрона $Д_2$, включенных последовательно (Д814А и КС156А с номинальными напряжениями стабилизации 7,75 и 5,6 В, которые в сумме обеспечивают $U_{\text{ст2}}=13{,}35$ В). Тогда при уменьшении входного (а следовательно, и выходного) напряжения, а также напряжения стабилизации на 10% сохраняется условие (4-33). Из выражения (4-32) определяется сопротивление резистора

$$R_3=(U_{\text{ст2}}-U_{\text{вых.ср}}+U_{R1}-U_{R\text{ защ}})/I_{R3}=$$
$$=(13{,}35-12+0{,}15-0{,}75)/3{,}75=43 \text{ Ом}.$$

Для первоначальной настройки резистор R_3 выбирают регулируемым.

Входное напряжение фильтрующего устройства

$$U_{\text{вх.ср}}=12+6+0{,}5=18{,}5 \text{ В}.$$

Выбрав $I_{\text{ст2}}=5$ мА, из зависимости (4-35) получим:

$$R_{\text{огр}}=(18{,}5-13{,}35)/5\approx1{,}05 \text{ кОм}.$$

Поскольку ток, протекающий через защитную шунтирующую цепочку, принимается равным около 10% нагрузки, т. е. 0,1 А, выбирается стабилитрон из серии Д815. Напряжение стабилизации должно превышать примерно в 1,5—2 раза номинальное значение напряжения коллектор — эмиттер, для того чтобы стабилитрон не проводил ток при сбросе нагрузки. Выбираем стабилитрон типа Д815Г с напряжением стабилизации 10 В. На этом стабилитроне при перегрузке фильтра рассеивается мощность около 1 Вт. Он может устанавливаться непосредственно на общем с проходным транзистором радиаторе (при необходимости через изоляционную прокладку). Сопротивление резистора определяем по формуле

(4-36) с учетом значения входного полного напряжения, которое из расчета фильтра по постоянному току получено около 22 В,

$$R_ш = (22-10)/0{,}1 = 120 \text{ Ом}.$$

Емкость «ускоряющего» конденсатора принимаем равной 1 мкФ.

В случае, когда $U_{вх.ср} > U_{КЭ\,дп}$, при отсутствии транзисторов высокого напряжения метод запирания проходного транзистора неприемлем. Здесь целесообразно применить способ защиты, основанный на отпирании проходного транзистора во время перегрузок, когда снижается напряжение коллектор — эмиттер и, несмотря на рост тока, протекающего через транзистор, рассеиваемая на коллекторном переходе мощность остается в допустимых пределах.

В фильтрах, приведенных на рис. 4-6, имеется защитный транзистор, переходы коллектор — база которого подключены между коллектором и базой проходного транзистора фильтра [64]. Когда выходной ток достигнет такого значения, при котором падение напряжения на резисторе $R_{защ}$ становится достаточным для перевода транзистора $T_{защ}$ в насыщение, этот транзистор шунтирует переходы коллектор — база транзистора $T_{пр}$. В результате напряжение на переходах коллектор —

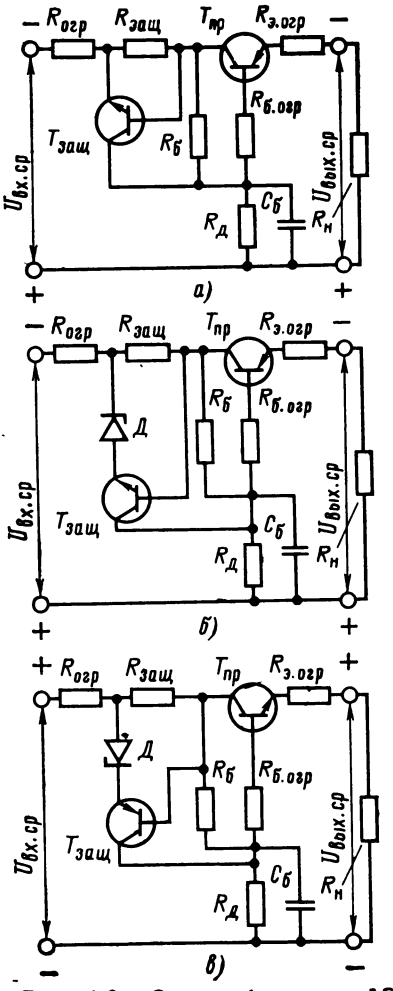


Рис. 4-6. Схемы фильтров ФЭ с защитными устройствами от перегрузок с переводом транзистора в режим насыщения при $U_{вх.ср} > U_{КЭдп}$ для напряжений отрицательной (*а*, *б*) и положительной полярности (*в*).

эмиттер транзистора $T_{пр}$ уменьшается и рассеиваемая мощность на нем снижается до безопасной. В состоянии насыщения проходной транзистор находится до момента устранения перегрузки или короткого замыкания, причем возврат схемы в исходное состояние происходит автоматически. Резисторы $R_{огр}$ и $R_{э\,огр}$ служат соответственно для снижения тока в последовательной цепи и для защиты переходов эмиттер — база транзистора $T_{пр}$ от разрядного тока конденсатора $C_б$, заряженного почти до уровня напряжения $U_{вых\,ср}$. Аналогичную роль может выполнять резистор $R_{б.огр}$ (рис. 4-6,*а*). На рис. 4-6,*б* и *в* показаны устройства защиты, позволяющие изменять порог срабатывания. В этих схемах последовательно с эмиттером защитного транзистора включен кремниевый стабилитрон *Д* в прямом направлении (стабистор), что увеличивает порог срабатывания. Ток срабатывания защитных устройств для схем приведенных на рис. 4-6,*б*, *в*, соответственно будет:

$$I_{сраб} = U_{ЭБ\,ср}/R_{защ}; \qquad (4\text{-}37)$$

$$I_{сраб} = (U_{ЭБ\,ср} + U_{ст})/R_{защ}, \qquad (4\text{-}38)$$

где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации.

Во всех защитных устройствах, основанных на отпирании проходного транзистора, необходимо предусматривать плавкий предохранитель для защиты силового трансформатора и выпрямительных диодов от токовых перегрузок.

Наличие пульсаций на переходах коллектор — эмиттер проходного транзистора фильтра ухудшает работу защиты, так как при этом не удается обеспечить работу проходного транзистора в режиме глубокого насыщения. Мощность, рассеиваемая на транзисторе во время перегрузок и коротких замыканий, может быть снижена до безопасного значения и при наличии пульсаций. Хорошие результаты обеспечиваются при наличии предварительного индуктивно-емкостного фильтра.

В рассмотренных фильтрах (рис. 4-6) на электродах транзисторов возможны кратковременные коммутационные перенапряжения. Поэтому необходимо предусматривать маломощные защитные кремниевые стабилитроны, включаемые по схеме, приведенной на рис. 3-6,*а*.

4-3. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Если для питания интегральных схем (ИС) используется фильтр ФК или ФЭ, который имеет последовательный элемент, включенный между выпрямителем и потребителем, то выход его из строя (чаще всего происходит пробой переходов транзистора) сопровождается появлением на выходе фильтра — входе ИС повышенного напряжения, которое может представлять опасность для ИС. Отметим, что если до фильтра не включен стабилизатор постоянного напряжения, то к потребителю прикладывается не только повышенное, но также и неотфильтрованное напряжение. Следовательно, при питании потребителей, для которых потенциальные перегрузки опасны, необходимо предусматривать защитное устройство от перенапряжений (наряду с защитами от перегрузок по току).

В устройствах защиты от перенапряжений управление проходным транзистором невозможно, так как он при выходе из строя обычно закорачивается. Поэтому применяются устройства защиты с пассивными и активными элементами, которые присоединяются к фильтру извне.

Простейшая защита потребителя от перенапряже-

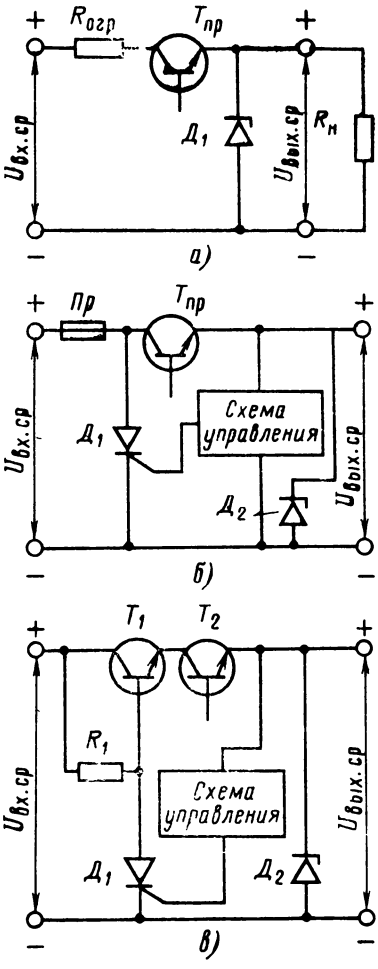


Рис. 4-7. Схемы защиты потребителей от перенапряжений.

а — со стабилитроном и ограничительным резистором, *б* — с тиристором и плавким предохранителем; *в* — с дополнительным транзистором и тиристором

ний со стороны фильтра может быть выполнена на кремниевом стабилитроне, который включается параллельно выходным клеммам или устанавливается на входе потребителя. Как известно, напряжение стабилизации стабилитрона $U_{ст}$ остается примерно постоянным при изменении входного напряжения или тока; ввиду этого стабилитрон является идеальным защитным прибором от перенапряжений. Кроме того, стабилитрон является безынерционным устройством. На рис. 4-7,*а* стабилитрон $Д_1$ включен на выходе фильтра параллельно резистору $R_н$. Сопротивление $R_{огр}$ представляет собой внутреннее сопротивление выпрямителя и предварительного фильтра (обмотки силового трансформатора, вентили), а также последовательных элементов фильтра (ограничительные резисторы, датчик перегрузки по току).

Напряжение $U_{ст}$ стабилитрона $Д_1$ выбирается большим, чем $U_{вых.ср}$, поэтому в рабочем режиме при отсутствии перенапряжений на выходе фильтра стабилитрон заперт, и поскольку его сопротивление в непроводящем состоянии исчисляется сотнями килоом и единицами мегом, он не оказывает влияния на режим работы фильтра. Когда напряжение $U_{вых.ср}$ вследствие аварии или наводок со стороны других устройств, создающих помехи, превышает $U_{ст}$, стабилитрон пробивается и выходное напряжение фильтра ограничивается напряжением $U_{ст}$, величина которого не должна превышать опасный уровень для ИС. При этом стабилитрон $Д_1$ совместно с резистором $R_{огр}$ образуют параметрический стабилизатор напряжения, который рассчитывается известными методами с обязательным учетом нагрузки [16, 20].

Схема рис. 4-7,*а* является достаточно простой и эффективной, обеспечивающей надежную защиту потребителя. Недостаток схемы состоит в том, что стабилитроны имеют разброс по напряжению стабилизации до $\pm 10\%$, поэтому точные схемы защиты от перенапряжений не могут быть выполнены. Второй недостаток устройства заключается в необходимости включения внешних ограничительных резисторов, что снижает к. п. д. устройства электропитания. Иногда для защиты фильтра от перегрузок по току электронные схемы не используются, а ограничение тока осуществляется ограничительными резисторами, как это было описано в § 4-1. В этом случае эти резисторы одновременно используются и для защиты от перенапряжений на выходе фильтра.

В качестве защитных стабилитронов можно рекомендовать серию Д815А — Д815Е, в которых наибольший ток стабилизации составляет 0,55 (Д815Е) и 1,4 А (Д815А). Желательно размещать защитный стабилитрон на радиаторе проходного транзистора, так как при пробое он не рассеивает мощности, и радиатор будет участвовать в снижении температуры переходов стабилитрона.

На рис. 4-7,*б* показана схема защиты, в которой наряду со стабилитроном $Д_2$ использован тиристор $Д_1$ и плавкий предохранитель *Пр*. После пробоя проходного транзистора T_1 повышение выходного напряжения воздействует на схему управления тиристор и на стабилитрон $Д_2$. Поскольку схема управления тиристором может быть инерционной и содержать элементы задержки, исключающие ложное включение тиристора при кратковременных всплесках выходного напряжения, на выходе фильтра предусмотрен стабилитрон $Д_2$. Когда тиристор включается, предохранитель срабатывает, входное напряжение отключается от фильтра. В отличие от схемы, приведенной на рис. 4-7,*а*, данная схема не обладает свойством возврата в исходное состояние после устранения причины перегрузки без участия оператора и требует замены плавкого предохранителя. Использование стабилитрона $Д_2$ не обязательно.

Применение стабилитронов и тиристоров для защиты от перенапряжений возможно благодаря тому, что эти приборы могут допускать значительные перегрузки без опасности выхода из строя.

Схема рис. 4-7,*б* используется в мощных сглаживающих фильтрах. Вместо плавких предохранителей в ней может быть использовано реле, так как замена плавких предохранителей представляет неудобства.

Иногда фильтр используют совместно со стабилизатором постоянного напряжения (взамен дросселя). Такие схемы могут работать на импульсную нагрузку в широком диапазоне частот. Транзистор стабилизатора находится в более тяжелом режиме, чем проходной транзистор фильтра, поскольку почти весь прирост входного напряжения прикладывается к регулирующему транзистору стабилизатора; следовательно, более вероятно, что он скорее выйдет из строя, чем транзистор фильтра. В таких схемах защиту от перенапряжений можно выполнить [66] с помощью маломощного тиристора $Д_1$,

включаемого между базой транзистора T_1 и общим полюсом источника питания (рис. 4-7,*в*). В случае пробоя регулирующего транзистора стабилизатора T_2 от схемы управления поступает сигнал, отпирающий тиристор $Д_1$, который соединяет базу транзистора T_1 (обычно составного) с общим проводом и переводит транзистор T_1 из активной области характеристик в закрытое состояние. Полное входное напряжение выделяется на участке коллектор — эмиттер транзистора T_1, уменьшая выходное напряжение на потребителе до безопасного значения.

Возможны другие варианты устройств защиты потребителей от перенапряжений в случае пробоя проходного транзистора фильтра, которые здесь не рассматриваются.

4-4. ЗАЩИТА ФИЛЬТРОВ ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ СТАБИЛИТРОНОВ

Стабилитрон включен между коллектором и базой транзистора. В фильтрах с защитными устройствами от перенапряжений транзисторов при $U_{\text{вх.ср}} > U_{\text{КЭ дп}}$ короткие замыкания могут представлять опасность как для транзисторов, так и для защитных стабилитронов. Следовательно, в таких фильтрах должны быть приняты меры по защите от перегрузок по току и по мощности.

При коротком замыкании в фильтре ФЭ, схема которого показана на рис. 4-8,*а*, транзистор вначале находится в области насыщения. При этом кремниевый стабилитрон $Д$ отключен, и процессы протекают так же, как и в фильтре без защитных устройств. В активной области до момента срабатывания стабилитрона фильтр можно рассчитывать, пользуясь выражениями (4-1)—(4-4) при наличии ограничительного резистора в цепи эмиттера транзистора. Когда напряжение на коллекторном переходе достигает значения, при котором срабатывает защитный кремниевый стабилитрон, токи $i_{\text{э.к.з}}$ и $i_{\text{ст}}$ определяются по следующим выражениям (рис. 3-7,*а*):

$$i_{\text{э.к.з}} = (U_{C\,\text{ср}} e^{-t/\tau}/R_{\text{э.огр}}) + (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})\,(1 - e^{-t/\tau})/[R_{l\,\text{в}} + R_{\text{э.огр}} + r_{\text{ст}}(1 - \bar{\alpha})]; \quad (4\text{-}39)$$

$$i_{\text{ст}} = [(E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})\,R_{\text{э.огр}} - U_{C\,\text{ср}}\,(\bar{\alpha}R_{l\,\text{в}} + R_{\text{э.огр}})]\,e^{-t/\tau}/R_{\text{э.огр}}(r_{\text{ст}} + R_{l\,\text{в}}) + [(E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})\,(1 -$$

$$-\bar{\alpha})R_б - E_{ст}(R_{i\,В} + R_{э.огр})](1 - e^{-t/\tau})/[R_{э.огр} + R_{i\,В} + r_{ст}(1-\bar{\alpha})]R_б, \quad (4\text{-}40)$$

где $\tau \approx R_{э.огр}R_{iВ}C_б/(R_{э.огр}+R_{iВ})$ — постоянная времени.

В режиме установившегося короткого замыкания ($t=\infty$) с учетом выражения (4-2)

$$i_{к.к.э\,(t=\infty)} = I_{К\,ср.к.э} = \bar{\alpha}(E_{вх.ср} - E_{ст})/[R_{i\,В} + R_{э.огр} + r_{ст}(1-\bar{\alpha})]; \quad (4\text{-}41)$$

$$i_{ст\,(t=\infty)} = I_{ст} = [(E_{вх.ср} - E_{ст})(1-\bar{\alpha})R_б - E_{ст}(R_{i\,В} + R_{э.огр})]/R_б[R_{i\,В} + r_{ст}(1-\bar{\alpha}) + R_{э.огр}]. \quad (4\text{-}42)$$

Напряжение на переходах коллектор — база (рис. 3-7,*а*)

$$u_к = [(E_{вх.ср}r_{ст} + E_{ст}R_{iВ})R_{э.огр} - U_{Ссрr_{ст}}(\bar{\alpha}R_{iВ} + R_{э.огр})]e^{-t/\tau}/R_{э.огр}(r_{ст}+R_{iВ}) + [E_{ст}(R_{э.огр}+R_{iВ}) + E_{вх.ср}r_{ст}(1-\bar{\alpha})](1-e^{-t/\tau})/[r_{ст}(1-\bar{\alpha}) + R_{iВ} + R_{э.огр}]. \quad (4\text{-}43)$$

В режиме установившегося короткого замыкания

$$u_{к.к.э\,(t=\infty)} = U_{К\,ср.к.э} = E_{ст}(R_{э.огр}+R_{i\,В})/[r_{ст}(1-\bar{\alpha}) + R_{i\,В} + R_{э.огр}] + E_{вх.ср}r_{ст}(1-\bar{\alpha})/[r_{ст}(1-\bar{\alpha}) + R_{i\,В} + R_{э.огр}]. \quad (4\text{-}44)$$

С достаточной степенью точности из выражения (4-44) следует, что при $(R_{iВ}+R_{э.огр}) \gg r_{ст}(1-\bar{\alpha})$ напряжение $U_{К\,ср\,к.э} \approx E_{ст}$.

Во время короткого замыкания на выходе фильтра (рис. 4-8,*а*) ток, протекающий через защитный стабилитрон, незначителен; он не может превысить ток базы транзистора $I_{Б\,ср.к.э}$, который в $\bar{\alpha}/(1-\bar{\alpha})$ меньше тока коллектора $I_{К\,ср.к.э}$. Таким образом, стабилитрон в рассматриваемом включении не требует защиты от токовых перегрузок. Почти весь ток короткого замыкания протекает через транзистор, и поэтому необходимо обеспечить его защиту от токовых перегрузок.

Мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе транзистора при коротком замыкании,

$$P_{\text{К к.з}} = U_{\text{К ср. к.з}} I_{\text{К ср.к. з}} = \bar{\alpha} E_{\text{ст}} (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}}) / [R_{i\,\text{В}} + \\ + R_{\text{э.огр}} + r_{\text{ст}} (1 - \bar{\alpha})]. \quad (4\text{-}45)$$

Для безопасного режима транзистора при наличии плавкого предохранителя требуется выполнения условия (4-18).

Резистор $R_{\text{э.огр}}$ должен обеспечить защиту переходов эмиттер — база транзистора от разрядного тока конденсатора $C_{\text{б}}$ в первый момент короткого замыкания, но увеличение его сопротивления нежелательно. Для выполнения условия (4-18) последовательно с предохранителем включается резистор $R_{\text{огр}}$ (рис. 4-8,*а*). При этом

$$P_{\text{К к.з}} = U_{\text{К ср.к.з}} I_{\text{К ср.к.з}} = \bar{\alpha} E_{\text{ст}} (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}}) / [R_{i\,\text{В}} + \\ + R_{\text{огр}} + R_{\text{э.огр}} + r_{\text{ст}} (1 - \bar{\alpha})]. \quad (4\text{-}46)$$

Минимальное значение сопротивления ограничительного защитного резистора, обеспечивающее безопасный режим транзистора,

$$R_{\text{огр.мин}} = \bar{\alpha} E_{\text{ст}} (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}}) / P_{\text{К и.дп}} - (R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}}). \quad (4\text{-}47)$$

Пример 1. Рассчитать значения токов $I_{\text{ст}}$ и $I_{\text{К ср.к.з}}$ в аварийном режиме при коротком замыкании на выходе фильтра ФЭ (рис. 4-8,*а*), выполненном на транзисторе П217 (α=0,97; $U_{\text{вых.ср}}$ = =125 В; $I_{\text{вых.ср}}$=0,1 А; $U_{\text{К э.ср}}$=10 В; $R_{\text{б}}$=3,6 кОм; $R_{i\,\text{в}}$=120 Ом; $R_{\text{э.огр}}$=10 Ом; $E_{\text{вх.ср}}$=148 В).

Для защиты от перенапряжений используем два маломощных кремниевых стабилитрона Д814А с суммарным напряжением стабилизации 16 В и дифференциальным сопротивлением 6 Ом каждый.

При коротком замыкании из зависимостей (4-42), (4-41) и (4-44) имеем:

$$I_{\text{ст}} = \frac{(148 - 16)(1 - 0{,}97) \cdot 3{,}6 \cdot 10^3 - 16(120 + 10)}{3{,}6 \cdot 10^3 [120 + 6(1 - 0{,}97) + 10]} \approx 26 \cdot 10^{-3} \text{ А};$$

$$I_{\text{К ср.к.з}} = 0.97 \cdot \frac{148 - 16}{120 + 10 + 12(1 - 0{,}97)} = 0{,}985 \text{ А};$$

$$U_{\text{К ср.к.з}} = 16 \cdot \frac{10 + 120}{12(1 - 0{,}97) + 120 + 10} + \\ + 148 \cdot \frac{12(1 - 0{,}97)}{12(1 - 0{,}97) + 120 + 10} \approx 16{,}3 \text{ В},$$

Для транзистора П217А и стабилитрона Д814 согласно [51] допустимые токи составляют соответственно 7,5 А и 40 мА; следовательно, $I_{ст} < I_{ст.дп}$ и $I_{к\ ср.з} < K_{к\ дп}$.

На коллекторном переходе транзистора в соответствии с выражением (4-45) выделяется мощность

$$P_{К\ кз} = 0{,}97 \cdot \frac{16{,}3(148 - 16)}{120 + 10 + 12(1 - 0{,}97)} = 16{,}3 \text{ Вт},$$

что меньше предельно допустимой величины [51].

Стабилитрон включен между коллектором и эмиттером транзистора. При коротком замыкании на выходе в фильтре, который выполнен по схеме рис. 4-8,*б*, транзистор вначале находится в области насыщения, а затем переходит в активную область, для которой справедливы выражения (4-1)—(4-6).

Когда напряжение на переходах коллектор — эмиттер транзистора возрастает до значения напряжения стабилизации, то

$$i_{к.к.з} \approx \bar{\alpha}\,[E_{вх.ср} r_{ст} + E_{ст}(R_{iВ} + R_{э.огр})]\,(1 - e^{-t/\tau})/[R_б(1 - \bar{\alpha})(R_{iВ} + r_{ст} + R_{э.огр}) + r_{ст}(R_{э.огр} + \bar{\alpha}R_{iВ})] + \bar{\alpha}\,[E_{ст}R_{э.огр} - E_{вх.ср}R_{э.огр} + U_{C\,ср}(R_{iВ} + r_{ст} + R_{э.огр})]\,e^{-t/\tau}/R_{э.огр}[R_{iВ}(1 - \bar{\alpha}) + r_{ст}]; \quad (4\text{-}48)$$

$$i_{ст} = [(E_{вх.ср} - E_{ст})(1 - \bar{\alpha})R_б - E_{ст}(R_{iВ} + R_{э.огр})] \times (1 - e^{-t/\tau})/[R_б(1 - \bar{\alpha})(R_{iВ} + r_{ст} + R_{э.огр}) + r_{ст}(R_{э.огр} + \bar{\alpha}R_{iВ}) + [(E_{вх.ср} - E_{ст} + E_{ст}R_{iВ}/R_б)R_{э.огр} - u_{C\,ср}(R_{э.огр} + \bar{\alpha}R_{iВ})]\,e^{-t/\tau}/R_{э.огр}[R_{iВ}(1 - \bar{\alpha}) + r_{ст}]; \quad (4\text{-}49)$$

$$u_{к.к.з} = R_б[E_{ст}(R_{iВ} + R_{э.огр}) + E_{вх.ср}r_{ст}](1 - \bar{\alpha}) \times (1 - e^{-t/\tau})/[R_б(1 - \bar{\alpha})(R_{iВ} + r_{ст} + R_{э.огр}) + r_{ст}(R_{э.огр} + \bar{\alpha}R_{iВ})] + [E_{ст}R_{э.огр}R_{iВ}(1 - \bar{\alpha}) + r_{ст}R_{э.огр}(E_{вх.ср} - u_{C\,ср}) - \bar{\alpha}R_{iВ}r_{ст}u_{C\,ср}]\,e^{-t/\tau}/R_{э.огр} \times [R_{iВ}(1 - \bar{\alpha}) + r_{ст}]. \quad (4\text{-}50)$$

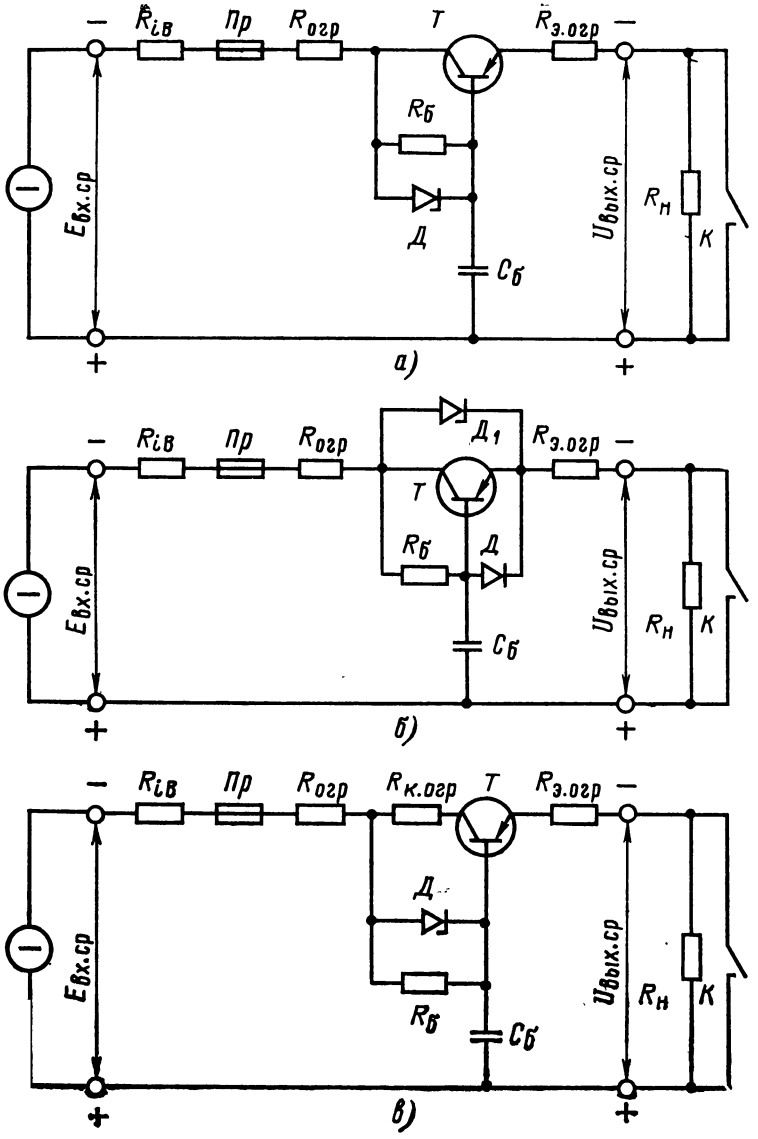


Рис. 4-8. Схемы фильтров ФЭ с защитными устройствами от перегрузок при $U_{вх.ср} > U_{КЭдп}$ с помощью резисторов при включении стабилитрона между коллектором и базой транзистора (*а*); коллектором и эмиттером транзистора (*б*); базой транзистора и ограничительными резисторами (*в*).

Постоянная времени цепи

$$\tau = R_{\text{э.огр}} R_{\text{б}} [R_{i\text{В}} (1 - \bar{\alpha}) + r_{\text{ст}}] C_{\text{б}} / R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) [(R_{\text{э.огр}} + R_{i\text{В}} + r_{\text{ст}}) + r_{\text{ст}} (R_{\text{э.огр}} + \bar{\alpha} R_{i\text{В}})]. \quad (4\text{-}51)$$

В режиме установившегося короткого замыкания

$$i_{\text{к.к.з}\,(t=\infty)} = I_{\text{К ср.к.з}} = \bar{\alpha} [E_{\text{вх.ср}} r_{\text{ст}} + E_{\text{ст}} (R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}})] / [R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) (R_{i\text{В}} + r_{\text{ст}} + R_{\text{э.огр}}) + r_{\text{ст}} (R_{\text{э.огр}} + \bar{\alpha} R_{i\text{В}})]; \quad (4\text{-}52)$$

$$i_{\text{ст}\,(t=\infty)} = I_{\text{ст}} = [(E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}}) (1 - \bar{\alpha}) R_{\text{б}} - E_{\text{ст}} (R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}})] / [R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) (R_{i\text{В}} + r_{\text{ст}} + R_{\text{э.огр}}) + r_{\text{ст}} (R_{\text{э.огр}} + \bar{\alpha} R_{i\text{В}})]; \quad (4\text{-}53)$$

$$u_{\text{к.к.э}\,(t=\infty)} = U_{\text{Кср.к.э}} = R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) [E_{\text{ст}} (R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}}) + E_{\text{вх.ср}} r_{\text{ст}}] / [R_{\text{б}} (1 - \alpha) (R_{i\text{В}} + r_{\text{ст}} + R_{\text{э.огр}}) + r_{\text{ст}} (R_{\text{э.огр}} + \bar{\alpha} R_{i\text{В}})]. \quad (4\text{-}54)$$

Из выражения (4-54) следует, что при выполнении соотношений $r_{\text{ст}} \ll R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha})$ и $r_{\text{ст}} \ll E_{\text{ст}} (R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}}) / E_{\text{вх.ср}}$ с достаточной степенью точности

$$U_{\text{К ср.к.з}} \approx E_{\text{ст}}.$$

Из анализа выражений (4-52), (4-53) и (4-41), (4-42) видно, что при к. з. на выходе ток стабилитрона, включенного между коллектором и эмиттером транзистора, выше тока стабилитрона, включенного между коллектором и базой (рис. 4-8,*а*). Однако проходной транзистор почти не подвергается токовым перегрузкам.

Мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе транзистора и на стабилитроне,

$$P_{\text{Кк.з}} = U_{\text{К ср.к.з}} I_{\text{Кср.к.з}} = \bar{\alpha} E_{\text{ст}} [E_{\text{вх.ср}} r_{\text{ст}} + E_{\text{ст}} (R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}})] / [R_{\text{б}} (1 - \bar{\alpha}) (R_{i\text{В}} + r_{\text{ст}} + R_{\text{э.огр}}) + r_{\text{ст}} (R_{\text{э.огр}} + \bar{\alpha} R_{i\text{В}})]. \quad (4\text{-}55)$$

Если в защитном устройстве предусмотрен предохранитель (рис. 4-8), то стабилитрон может выбираться не на значение мощности $P_{\text{ст.дп}}$, а на кратковременно допустимую импульсную мощность $P_{\text{ст.и.дп}}$. При этом стаби-

литрон подвергается перегрузкам только до момента разрыва плавкой вставки предохранителя и рассеиваемая на нем мощность

$$P_{ст} < P_{ст.и.дп}. \qquad (4\text{-}56)$$

Если для защиты стабилитрона от токовых перегрузок предусматривается в общей цепи резистор $R_{огр}$, то

$$P_{ст} = E_{ст}[(E_{вх.ср} - E_{ст})(1-\bar{\alpha})R_б - E_{ст}(R_{э.огр} + R_{tB} + R_{огр})]/R_б(1-\bar{\alpha})(R_{tB} + R_{огр} + r_{ст} + R_{э.огр}) + r_{ст}[R_{э.огр} + \bar{\alpha}(R_{tB} + R_{огр})]. \qquad (4\text{-}57)$$

Минимальное сопротивление резистора, обеспечивающее выполнение условия (4-56),

$$R_{огр.мин} = [E_{ст}(E_{вх.ср} - E_{ст})(1-\bar{\alpha})R_б - E^2_{ст}(R_{э.огр} + R_{tB}) - P_{ст.и.дп}R_б(1-\bar{\alpha})(R_{tB} + R_{э.огр})]/[P_{ст.и.дп}R_б(1-\bar{\alpha}) + E^2_{ст}]. \qquad (4\text{-}58)$$

Пример 2. Рассчитать значения токов $I_{ст}$, $I_{К\,ср.к.з}$, мощностей $P_{ст}$, $P_{К\,к.з}$ в аварийном режиме в защитном устройстве (рис. 4-8,*б*) по исходным данным примера 1.

Для защиты от перенапряжений используем стабилитрон типа Д815Е с напряжением стабилизации $E_{ст}$=16 В, дифференциальным сопротивлением $r_{ст}$=2,5 Ом и мощностью $P_{ст.дп}$=8 Вт.

По формулам (4-53) и (4-52) определяются токи:

$$I_{ст} = \frac{(148-16)(1-0{,}97)\cdot 3{,}6\cdot 10^2 - 16(120+10)}{3{,}6\cdot 10^2(1-0{,}97)(120+2{,}5+10)+2{,}5(10+0{,}97\cdot 120)} \approx$$

$$\approx 0{,}8 \text{ А};$$

$$I_{Кср.к.з} = 0{,}97\cdot \frac{148\cdot 2{,}5 + 16(120+10)}{3{,}6\cdot 10^2(1-0{,}97)(120+2{,}5+10)+2{,}5(10+0{,}97\cdot 120)} =$$

$$= 0{,}16 \text{ А}.$$

На проходном транзисторе рассеивается мощность

$$P_{К\,к.з} = U_{К\,ср.к.з} I_{К\,ср.к.з} = 16\cdot 0{,}16 = 2{,}56 \text{ Вт},$$

что меньше предельно допустимого значения.

До короткого замыкания на коллекторном переходе выделялась мощность

$$P_К = U_{К\,ср} I_{К\,ср} = 10\cdot 0{,}1 = 1 \text{ Вт}.$$

На стабилитроне рассеивается мощность

$$P_{ст} = E_{ст} I_{ст} = 16\cdot 0{,}8 = 12{,}8 \text{ Вт},$$

что превышает допустимое значение 8 Вт. Поскольку $I_{ст}$ и $P_{ст}$ превышают допустимые значения, используем два стабилитрона типа Д815В, включаемых последовательно. Допустимый ток для стаби-

литрона Д815В составляет 0,95 А. При другом варианте уменьшения тока $I_{ст}$ — включении резистора $R_{огр}$ можно использовать только один стабилитрон типа Д815Е.

Для защиты стабилитрона также следует включить в общей цепи предохранитель с номинальным током 0,5 А.

Стабилитрон включен между коллектором и эмиттером транзистора, а ограничительный резистор включен в коллекторную цепь транзистора. В схеме, выполненной по рис. 4-8,*а*, основную долю мощности источника при коротком замыкании принимает на себя проходной транзистор. Представляет интерес схема, приведенная на рис. 4-8,*в*, в которой при коротком замыкании избыток напряжения выделяется главным образом на ограничительном резисторе $R_{к.огр}$.

В момент проводимости защитного стабилитрона напряжение на коллекторном переходе транзистора

$$u_{к.к.з}=E_{ст}-i_{к.к.э}R_{к.огр}. \qquad (4\text{-}59)$$

Ток коллектора транзистора

$$i_{к.к.з}=\bar{\alpha}U_{Сср}e^{-t/\tau}/R_{э.огр}+\bar{\alpha}(E_{вх.ср}-E_{ст})(1-e^{-t/\tau})/[R_{iB}+ \\ +R_{э.огр}+R_{огр}+r_{ст}(1-\bar{\alpha}], \qquad (4\text{-}60)$$

где $U_{Сср}$ — напряжение на конденсаторе $C_б$ в момент пробоя стабилитрона.

В режиме установившегося короткого замыкания

$$u_{к.к.з\,(t=\infty)}=U_{К\,ср.к.з}=E_{ст}-[\bar{\alpha}(E_{вх.ср}-E_{ст})R_{к.огр}]/[R_{iB}+ \\ +R_{э.огр}+R_{огр}+r_{ст}(1-\bar{\alpha}]. \qquad (4\text{-}61)$$

Предполагаем, что во время короткого замыкания напряжение на коллекторном переходе транзистора должно снизиться до $U_{К\,огр}$. Тогда из (4-61) получаем:

$$R_{к.огр}=(E_{ст}-U_{к.огр})[R_{iB}+R_{э.огр}+R_{огр}+ \\ +r_{ст}(1-\bar{\alpha})]/\bar{\alpha}(E_{вх\,ср}-E_{ст}). \qquad (4\text{-}62)$$

В режиме установившегося короткого замыкания

$$i_{к.к.з(t=\infty)}=I_{К\,ср.к.з}=\bar{\alpha}(E_{вх.ср}-E_{ст})/[R_{iB}+R_{э\,огр}+ \\ +R_{огр}+r_{ст}(1-\bar{\alpha})]. \qquad (4\text{-}63)$$

Минимальное сопротивление ограничительного резистора

$$R_{огр\,мин}=\bar{\alpha}(E_{вх.ср}-E_{ст})/I_{К.и\,дп}-[R_{iB}+R_{э.огр}+r_{ст}(1-\bar{\alpha})]. \qquad (4\text{-}64)$$

Рассеиваемая мощность на коллекторном переходе транзистора

$$P_{\text{К к.з}} = U_{\text{К ср. к.з}} I_{\text{К ср.к.з}} = \bar{\alpha} E_{\text{ст}} (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})/[R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}} + R_{\text{огр}} + r_{\text{ст}}(1-\bar{\alpha})] - \bar{\alpha}^2 (E_{\text{вх ср}} - E_{\text{ст}})^2 R_{\text{к огр}}/[R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}} + R_{\text{огр}} + r_{\text{ст}}(1-\bar{\alpha})]^2. \quad (4\text{-}65)$$

Из сравнения выражений (4-65) и (4-46) следует, что при введении резистора $R_{\text{к.огр}}$ рассеиваемую на коллекторном переходе мощность можно уменьшить на

$$\Delta P = P_{\text{к.огр}} [\bar{\alpha} (E_{\text{вх.ср}} - E_{\text{ст}})]^2/[R_{i\text{В}} + R_{\text{э.огр}} + R_{\text{огр}} + r_{\text{ст}}(1-\bar{\alpha})]^2. \quad (4\text{-}66)$$

Недостатком рассматриваемого устройства является снижение к. п. д. по сравнению с устройством, показанным на рис. 4-8,*б*, что компенсируется возможностью использования маломощного защитного стабилитрона.

Пример 3. Рассчитать токи $I_{\text{ст}}$, $I_{\text{К ср к з}}$ для схемы рис. 4-8,*в* из условий примера 1. Принимаем $E_{\text{ст}}$=25. В с учетом использования двух защитных стабилитронов типа Д814Д с суммарным дифференциальным сопротивлением 36 Ом. Напряжение стабилизации увеличено по сравнению с напряжением стабилизации в схеме, приведенной на рис. 4-8,*а*, так как часть напряжения выделяется на резисторе $R_{\text{к огр}}$.

Найдем из выражения (4-63) ток коллектора транзистора при $R_{\text{огр}}$=0

$$I_{\text{К. ср.к.з}} = 0{,}97 \cdot \frac{148 - 25}{120 + 10 + 36\,(1 - 0{,}97)} = 0{,}9 \text{ А}.$$

Принимая, что падение напряжения на транзисторе при коротком замыкании $U_{\text{К ср к з}}$=3 В (при этом $P_{\text{К к з}}$ будет меньше 3 Вт), получаем:

$$R_{\text{к огр}} = (E_{\text{ст}} - U_{\text{К. ср.к з}})/I_{\text{К ср.к.з.}} = \frac{25 - 3}{0{,}9} = 24 \text{ Ом}.$$

Ток стабилитрона согласно зависимости (4-42)

$$I_{\text{ст}} = \frac{(148 - 25)(1 - 0{,}97) \cdot 3{,}6 \cdot 10^3 - 25(120 + 10)}{3{,}6 \cdot 10^3 [120 + 36(1 - 0{,}97) + 10]} = 21 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Введение балластного резистора, значение которого составляет 24 Ом, привело к снижению рассеиваемой на транзисторе мощности с 16,3 Вт (см. пример 1) до 3 Вт Падение напряжения на этом резисторе в номинальном режиме будет около 2,4 В, что лишь незначительно снизит к. п. д.

Из анализа устройств защиты, показанных на рис. 4-8, следует, что наилучшие результаты дает схема

рис. 4-8,*в*, которая обеспечивает надежную защиту транзисторов при длительных коротких замыканиях. Недостатком устройства является увеличение тока, протекающего через транзистор.

Если транзистор не имеет запаса по току, тогда предпочтение следует отдавать устройству, выполненному по схеме рис. 4-8,*б*, в котором почти весь ток короткого замыкания протекает через защитный стабилитрон, включенный между коллектором и эмиттером транзистора. Недостаток данного устройства защиты состоит в применении мощных стабилитронов, требующих в свою очередь защиты от токовых перегрузок и установки их на теплоотводящих радиаторах.

Недостаток защитного устройства, выполненного по схеме рис. 4-8,*а*, заключается в том, что почти весь ток короткого замыкания протекает через транзистор, что требует введения балластных резисторов, снижающих к. п. д.

Глава пятая

ТРАНЗИСТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

5-1. ФИЛЬТРЫ НА СОСТАВНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Если ток нагрузки фильтра превышает десятки миллиампер, то сглаживающее его действие ухудшается, так как с возрастанием тока эмиттера увеличивается постоянный ток базы транзистора; поэтому для сохранения требуемого постоянного напряжения коллектор — эмиттер необходимо снизить сопротивление резистора $R_б$. Уменьшение $R_б$, как это следует из выражения (2-51), сопровождается снижением коэффициента сглаживания.

Поэтому в сглаживающих фильтрах обычно используют составной транзистор (СТ), который образуется каскадным соединением двух или нескольких отдельных транзисторов [21, 60].

Известны СТ, выполненные на транзисторах одинакового типа проводимости (схема Дарлингтона) и противоположного типа проводимости; последние называются СТ с дополнительной симметрией. На рис. 5-1,*а*, *б* приведены схемы двойных СТ, образованных транзисто-

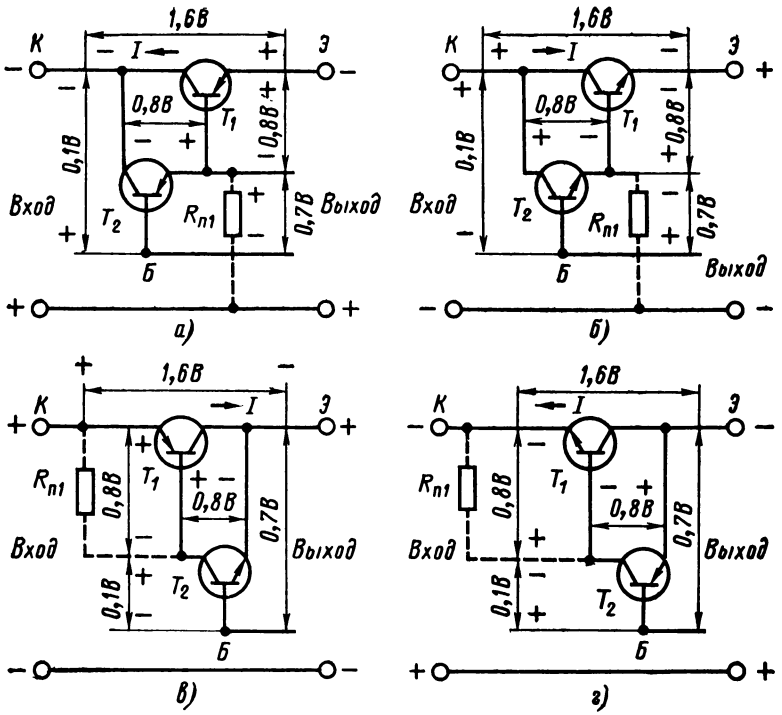


Рис. 5-1. Двойные составные транзисторы.

а — по схеме Дарлингтона для отрицательного выходного напряжения; *б* — по схеме Дарлингтона для положительного выходного напряжения; *в* — по схеме с дополнительной симметрией для положительного напряжения; *г* — по схеме с дополнительной симметрией для отрицательного напряжения.

рами одинакового типа проводимости. Составной транзистор в этих схемах эквивалентен одиночному транзистору, параметры которого α_{II}, $h_{21э}$, $I_{КБ0}$, обозначаемые индексом II, связаны с параметрами транзисторов T_1 и T_2 следующими выражениями, приводимыми без вывода:

$$\alpha_{II} = \frac{1-(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}{\alpha_1+\alpha_2-\alpha_1\alpha_2}; \qquad (5\text{-}1)$$

$$h_{21эII} = [1-(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)]/(1-\alpha_1)(1-\alpha_2); \qquad (5\text{-}2)$$

$$I_{КБ0II} = I_{КБ02} + I_{КБ01}(1+\alpha_2). \qquad (5\text{-}3)$$

Из этих выражений следует, что в двойном СТ по сравнению с одиночным α приближается к единице, уве-

личивается $h_{21э}$ и снижается обратный ток коллектора.

Поскольку постоянный ток базы транзистора T_1 и обратный ток коллектора направлены встречно, то при сбросе нагрузки, когда постоянные токи эмиттера и базы транзистора T_1 близки к нулю, а также при одновременном повышении температуры окружающей среды может выполняться неравенство $I_{КБ01} > I_{э1}(1-\alpha_1)$ и работа СТ нарушается. Резисторы $R_{п1}$ или $R_{п2}$, включенные между эмиттером и базой мощного проходного транзистора T_1 или между базой этого транзистора и общим полюсом источника питания (рис. 5-1,*а*, *б*), необходимы для обеспечения пути для тока транзистора T_2. Кроме того, целесообразно на выходе фильтра предусматривать балластный резистор для обеспечения минимального тока, протекающего через проходной транзистор.

Резисторы подпитки не только обеспечивают работу фильтра при сбросе нагрузки в условиях повышенной температуры окружающей среды, но также позволяют выбрать оптимальную рабочую точку согласующего маломощного транзистора СТ.

На рис. 5-1,*в*, *г* приведены схемы двойных СТ, образованных транзисторами противоположного типа проводимости. Эмиттер мощного транзистора T_1 выполняет функцию коллектора транзистора, эквивалентного СТ, а коллектор транзистора T_1, соединенный с эмиттером маломощного транзистора T_2, служит эмиттером эквивалентного СТ. Следовательно, тип проводимости эквивалентного СТ определяется маломощным транзистором T_2 (для схемы, представленной на рис. 5-1,*в*, эквивалентным является транзистор типа *n-p-n*, а для схемы, изображенной на рис. 5-1,*г*, эквивалентным является транзистор с проводимостью типа *p-n-p*). Таким образом, при наличии мощного транзистора с проводимостью типа *p-n-p* и маломощного с проводимостью типа *n-p-n* можно образовать мощный СТ с проводимостью типа *n-p-n* (и наоборот [38]).

Для СТ с дополнительной симметрией параметры α_{II}, $h_{21э}$, $I_{КБ0}$ выражаются следующими зависимостями:

$$\alpha_{II} = [\alpha_2 - (1-\alpha_1)(1-\alpha_2)]/\alpha_2; \qquad (5\text{-}4)$$

$$h_{21эII} = \alpha_{II}/(1-\alpha_{II}) = \alpha_1/(1-\alpha_1)(1-\alpha_2); \qquad (5\text{-}5)$$

$$I_{КБ0II} = [I_{КБ02} + I_{КБ01}(1-\alpha_2)]/\alpha_2. \qquad (5\text{-}6)$$

Если α_2 близок к единице, то формулы (5-6) и (5-3) совпадают.

В отличие от схем СТ, приведенных на рис. 5-1,*а*, *б*, в схемах с дополнительной симметрией (рис. 5-1,*в*, *г*) включение резистора подпитки $R_{п1}$ между базовым электродом транзистора T_1 и общим полюсом источника питания невозможно, так как при сбросе нагрузки и повышении температуры кристалла транзистора T_1 нарушается режим работы транзистора T_2.

Рассмотрим r-параметры эквивалентной Т-образной схемы СТ. В расчетах целесообразно заменить СТ новым эквивалентным транзистором, параметры которого определяются по известным параметрам транзисторов, входящих в СТ [20].

Для двойного СТ, выполненного по схемам, приведенным на рис. 5-1,*а*, *б*, эквивалентные r-параметры определяются из выражений:

$$r_{к11} \approx r_{к1} r_{к2} / [r_{к1} + r_{к2} (1 - \alpha_2)]; \qquad (5\text{-}7)$$

$$r_{б11} \approx r_{б2} + (r_{б1} + r_{э2}) r_{к2} / [r_{к1} + r_{к2} (1 - \alpha_2)]; \qquad (5\text{-}8)$$

$$r_{э11} = [r_{э1} + (r_{б1} + r_{б2}) (1 - \alpha_1) r_{к1}] / [r_{к1} + r_{к2} (1 - \alpha_2)], \qquad (5\text{-}9)$$

где $r_к$, $r_б$, $r_э$ — соответственно сопротивление коллекторного перехода, объемное сопротивление базы, сопротивление эмиттерного перехода. Индексы II, 1, 2 относятся соответственно к эквивалентному двойному СТ, мощному проходному транзистору T_1 и маломощному транзистору T_2, входящим в двойной СТ.

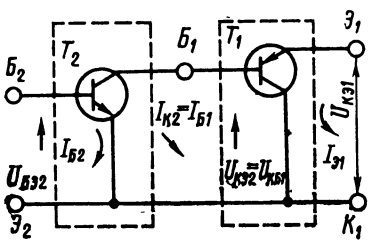


Рис. 5-2. Схема составного транзистора с дополнительной симметрией по рис. 5-1,*в* в виде двух последовательно включенных транзисторных четырехполюсников.

Составной транзистор с дополнительной симметрией можно представить в виде двух последовательно включенных транзисторных четырехполюсников (рис. 5-2). Так как для транзистора T_2 входным напряжением является напряжение между базой и эмиттером $U_{БЭ2}$, а выходное напряжение снимается с участка коллектор — эмиттер $U_{КЭ2}$, то транзистор T_2 включен по схеме с общим эмиттером. Поскольку для транзистора T_1

входное напряжение подается между базой и коллектором $U_{КБ1}$, а выходным является напряжение между эмиттером и коллектором $U_{КЭ1}$, то транзистор T_1 включен по схеме с общим коллектором. Для этих схем по аналогии с уравнениями (2-26) и (2-27) справедливы зависимости:

$$U_{БЭ2} = r''_{11} I_{Б2} + r''_{12} I_{К2};$$
$$U_{КЭ2} = r''_{21} I_{Б2} + r''_{22} I_{К2};$$
$$U_{КЭ2} = -r'_{11} I_{К2} + r'_{12} I_{Э1};$$
$$U_{КЭ1} = -r'_{21} I_{К2} + r'_{22} I_{Э1},$$

где r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22} — r-параметры четырехполюсников. Индексы со штрихом и двумя штрихами относятся соответственно к транзисторам T_1 и T_2.

Решая эти уравнения с учетом формул для r-параметров транзисторов [58], получаем окончательные выражения:

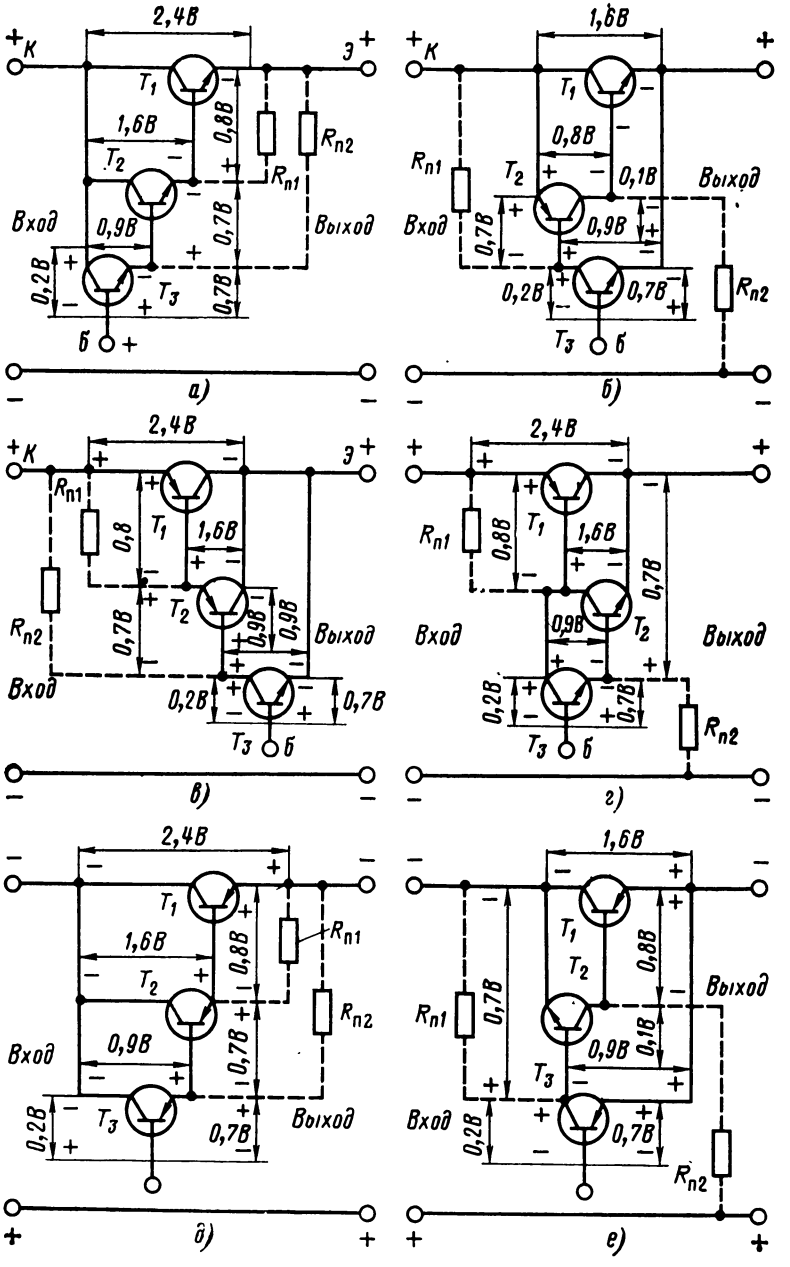
$$r_{кII} \approx \alpha_2 r_{к1} r_{к2} / [r_{к1} + r_{к2}(1 - \alpha_2)]; \quad (5\text{-}10)$$

$$r_{бII} \approx [r_{б2} + r_{э2} + \alpha_2 r_{э2} r_{к2}] / [r_{к1} + r_{к2}(1 - \alpha_2)]; \quad (5\text{-}11)$$

$$r_{эII} \approx r_{э2}(1 - \alpha_1) r_{к1} / [r_{к1} + r_{к2}(1 - \alpha_2)]. \quad (5\text{-}12)$$

Сравнение эквивалентных параметров СТ, выполненных по схеме Дарлингтона, и с дополнительной симметрией показывает, что эквивалентное сопротивление коллекторного перехода для обеих схем примерно одинаково. В то же время схема СТ с дополнительной симметрией обеспечивает по сравнению со схемой СТ Дарлингтона существенно меньшее сопротивление эмиттерного перехода на величину $\{r_{э1} + [r_{б1}(1-\alpha_1) r_{к1}]\} / [r_{к1} + r_{к2}(1-\alpha_2)]$, несколько меньшее объемное сопротивление базы на величину $(r_{б1} r_{к2} - r_{э2} r_{к1}) / [r_{к1} + r_{к2}(1-\alpha_2)]$. Это объясняется тем, что в схеме, приведенной на рис. 5-1,*в*, *г*, между базовым электродом СТ и выходом включается только один эмиттерный переход маломощного транзистора T_2. В то же время в схемах СТ, составленных из транзисторов одного типа проводимости, число эмиттерных переходов, включенных на выходе, равно числу транзисторов, входящих в СТ.

Меньшее значение объемного сопротивления базы СТ с дополнительной симметрией позволяет повысить мак-



2,4В
К
Э
T_1
1,6В
0,8В
$R_{п2}$
T_2
$R_{п1}$
Вход
0,9В
0,7В
Выход
0,2В
T_3
0,7В
Б
а)
1,6В
К
T_1
0,8В
$R_{п1}$
T_2
0,1В
Выход
Вход
0,7В
0,9В
0,2В
0,7В
$R_{п2}$
T_3
Б
б)
2,4В
К
Э
$R_{п1}$
0,8
T_1
1,6В
$R_{п2}$
0,7В
T_2
0,9В
0,9В
Выход
Вход
0,2В
0,7В
T_3
Б
в)
2,4В
$R_{п1}$
0,8В
T_1
1,6В
0,7В
Вход
0,9В
T_2
Выход
0,2В
0,7В
$R_{п2}$
T_3
Б
г)
2,4В
T_1
1,6В
0,8В
$R_{п1}$
T_2
$R_{п2}$
Вход
0,9В
0,7В
0,2В
T_3
0,7В
Выход
д)
1,6В
T_1
T_2
0,8В
Выход
$R_{п1}$
0,7В
0,9В
0,1В
T_3
Вход
0,2В
0,7В
$R_{п2}$
е)

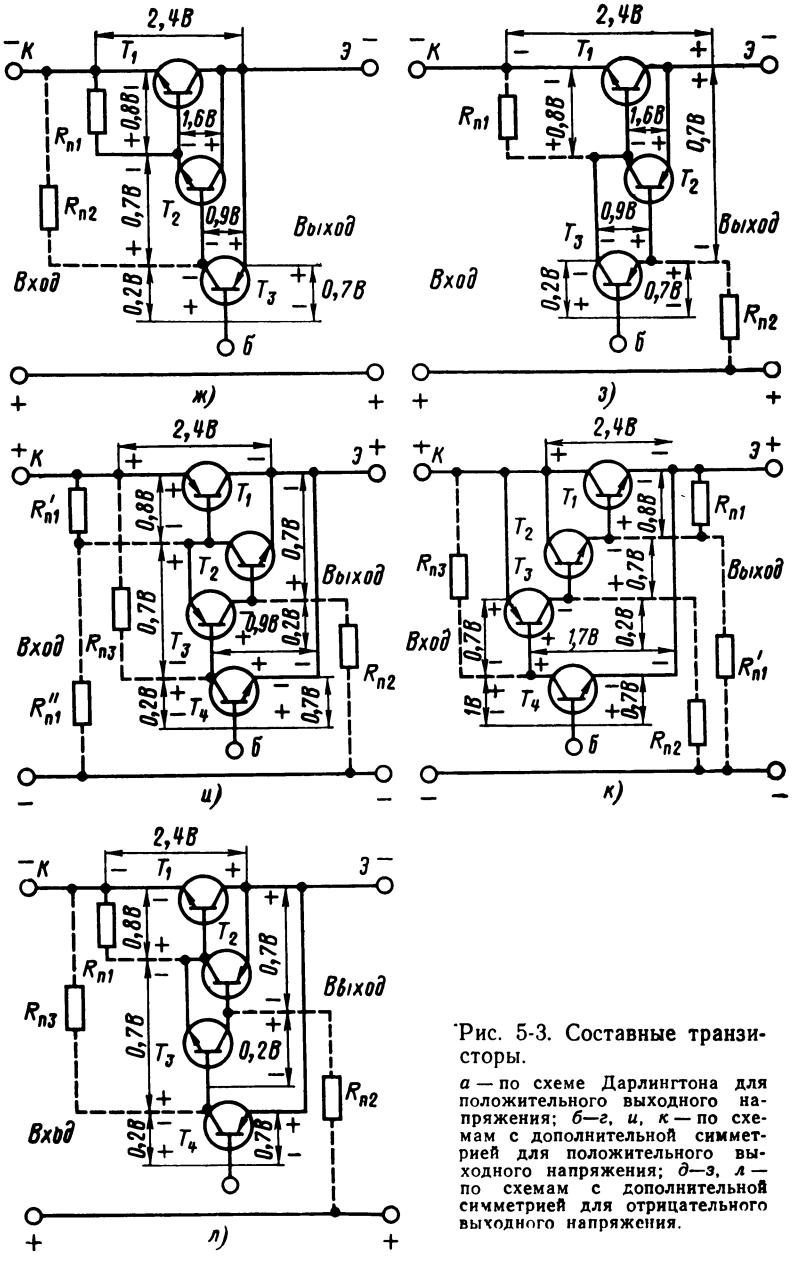


Рис. 5-3. Составные транзисторы.

а — по схеме Дарлингтона для положительного выходного напряжения; *б—г, и, к* — по схемам с дополнительной симметрией для положительного выходного напряжения; *д—з, л* — по схемам с дополнительной симметрией для отрицательного выходного напряжения.

симально возможный коэффициент фильтрации. Кроме того, как будет показано ниже, использование транзисторов с дополнительной симметрией обеспечивает существенно меньший температурный коэффициент напряжения базы по сравнению с коэффициентом в схеме включения Дарлингтона.

Кроме двойных СТ с дополнительной симметрией можно использовать тройные и СТ более высоких порядков. На рис. 5-3 показаны варианты схем тройных и счетверенных СТ, которые можно использовать в качестве проходного элемента сглаживающего фильтра.

Схемы рис. 5-3,*а—г*, *и*, *к* используются для получения положительных выходных напряжений с использованием маломощного *n-p-n* транзистора, а схемы рис. 5-3,*д* — *з*, *л* — отрицательных выходных напряжений с применением маломощного *p-n-p* транзистора.

В схемах СТ с дополнительной симметрией возможна генерация на паразитных высоких частотах, для устранения которой следует предусматривать корректирующие звенья (резистивно-емкостные цепочки, конденсаторы, малогабаритные высокочастотные дроссели), включаемые между переходами транзисторов, входящих в СТ, или между базовыми выводами транзисторов и общим проводом питания. При правильном выборе корректирующего звена паразитные колебания отсутствуют.

Для расчетов СТ используются формулы (5-1)—(5-9), (5-10)—(5-12).

Включение резисторов подпитки показано для тройных и счетверенных СТ на рис. 5-3 штрихами.

Важным параметром СТ, используемым в сглаживающем фильтре, является постоянное напряжение коллектор — эмиттер мощного транзистора, при котором еще обеспечивается работа транзистора в линейной области характеристик при пониженном значении напряжения на входе фильтра. Для двойного СТ в соответствии со схемами, показанными на рис. 5-1, это напряжение равно:

$$U_{\text{КЭ1мин}} = U_{\text{ЭБ1}} + U_{\text{ЭБ2}} + U_{\text{КБ2}}, \qquad (5\text{-}13)$$

где $U_{\text{ЭБ1}}$, $U_{\text{ЭБ2}}$ — номинальные значения постоянных напряжений эмиттер—база транзисторов T_1, T_2; $U_{\text{КБ2}}$ — минимальное напряжение на переходах коллектор—база транзистора T_2, при котором еще обеспечивается работа

транзисторов в линейной области характеристик. Принимая $U_{ЭБ1}=0{,}8$ В, $U_{ЭБ2}=0{,}7$ В, $U_{КБ2}=0{,}1$ В, из выражения (5-13) получаем $U_{КЭIIмин}=1{,}6$ В.

Для тройных СТ (рис. 5-3, *а—з*) напряжение $U_{КЭIIIмин}$ увеличивается по сравнению с двойными СТ на значение напряжения эмиттер—база третьего транзистора

$$U_{КЭIIIмин}=U_{ЭБ1}+U_{ЭБ2}+U_{ЭБ3}+U_{КБ3}. \qquad (5\text{-}14)$$

Если в тройных СТ использованы транзисторы с чередующимся типом проводимости, то напряжение $U_{КЭIIIмин}$ в соответствии со схемами рис. 5-3, *б*, *е*

$$U_{КЭIIIмин}=U_{ЭБ2}+U_{ЭБ3}+U_{КБ3}. \qquad (5\text{-}15)$$

Таким образом, при сравнении формул (5-14) и (5-15) видно, что при чередовании проводимости транзисторов, входящих в СТ, напряжение $U_{КЭIIIмин}$ можно снизить на значение постоянного напряжения одного перехода эмиттер — база (для приведенных на рис. 5-3 схем это напряжение снижается с 2,4 до 1,6 В).

Для трех вариантов схем счетверенных СТ минимальное постоянное напряжение коллектор — эмиттер проходного транзистора составляет 2,4 В. В счетверенном СТ Дарлингтона напряжение $U_{КЭIVмин}$ для рассмотренных выше примеров составляет 3,1 В, т. е. на 0,7 В больше, чем в схемах СТ с дополнительной симметрией.

Напряжение $U_{КЭ\,мин}$ СТ Дарлингтона и СТ с дополнительной симметрией может быть уменьшено введением раздельного питания мощного проходного транзистора и остальных транзисторов, входящих в составной каскад, от отдельных источников [67].

Составной транзистор целесообразно применять не только в фильтрах ФЭ, а также в ФК и ФШ. В фильтре ФК (см. рис. 2-2) емкость

$$C_б=N'(R_б+r_к)/f_{пл}R_б(R_э+r_б+R_эr_к/R_б). \qquad (5\text{-}16)$$

Поскольку в СТ объемное сопротивление базы не может быть меньше, чем для согласующего транзистора, из выражения (5-16) следует, что емкости конденсатора $C_б$ и резистора $R_э$ в схеме ФК с СТ можно выбирать в несколько раз меньшими, чем при использовании одиночного транзистора.

Преимущества СТ применительно к фильтру ФШ видны из сравнения выражений для коэффициента фильтрации с двойным и одиночным СТ. Для фильтра ФШ с двойным СТ

$$k_{\Phi} \approx R \Big/ \sqrt{[r_{э} + r_{б}(1-\alpha)]^2 + [x_{Cб}(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)]^2}. \quad (5\text{-}17)$$

Для фильтра ФШ с одиночным транзистором коэффициент фильтрации выражается зависимостью (2-144). Емкость $C_б$ при использовании СТ может быть уменьшена в $1/(1-\alpha_2)$ раз при сохранении прежних фильтрующих свойств.

Фильтры ФШ с СТ не позволяют получить коэффициент k_{Φ} существенно большим по сравнению с коэффициентом при фильтрах с одиночными транзисторами. Это связано с тем, что для схемы рис. 2-16 максимальное значение k_{Φ} определяется отношением $R/[r_{э} + r_{б}(1-\alpha)]$, которое не может быть достаточно высоким, так как сопротивление последовательно включенного резистора R ограничено допустимым снижением к. п. д. Более подробно этот вопрос рассмотрен в [8].

Достижения микроэлектронной техники позволяют выполнять в одном корпусе по интегральной технологии двойные СТ с *p-n-p* или *n-p-n* структурой или с транзисторами разного типа проводимости [67]. Максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора для таких СТ может составлять 50—100 Вт при максимальных токах до 10—15 А.

5-2. ТЕМПЕРАТУРНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ФИЛЬТРОВ

При изменении температуры окружающей среды, нагрузочного тока постоянное напряжение коллектор — эмиттер проходного транзистора изменяется, что приводит к отклонению выходного напряжения относительно номинального значения. Рассмотрим причины температурной нестабильности для наиболее распространенной схемы ФЭ (см. рис. 2-5), в которой проходной транзистор может быть одиночным или составным.

Изменение постоянного напряжения коллектор — эмиттер равно изменению постоянных напряжений коллектор — база и эмиттер — база

$$\Delta U_{КЭ\,ср} = \Delta U_{ЭБ\,ср} + \Delta U_{КБ\,ср}. \quad (5\text{-}18)$$

При изменении температуры окружающей среды на ΔT постоянное напряжение эмиттер — база меняется на

$$\Delta U_{\text{эб ср}} = \Sigma \gamma_{U\text{эб}} \Delta T, \qquad (5\text{-}19)$$

где $\gamma_{U\text{эб}}$ — температурный коэффициент напряжения эмиттер—база (ТКН), показывающий изменение $U_{\text{эб ср}}$ на 1°С при постоянной нагрузке и неизменном напряжении,

$$\gamma_{U\text{эб}} \approx \Delta U_{\text{эб ср}} / \Delta T; \qquad (5\text{-}20)$$

$\Sigma \gamma_{U\text{эб}}$ — суммарный абсолютный температурный коэффициент напряжений эмиттер—база СТ.

Для маломощных кремниевых транзисторов $\gamma_{U\text{эб}}$ находится в пределах $-(1{,}7 \div 3)$ мВ/°С при токах эмиттера от 0,1 до 10 мА.

Для мощных германиевых транзисторов П210Ш, П214—П217 при токах 0,1—1 А $\gamma_{U\text{эб}} \approx -(1{,}3 \div 1{,}9)$ мВ/°С. Значение ТКН возрастает при уменьшении тока эмиттера (и наоборот). В определенном диапазоне токов ТКН практически не зависит от температуры.

Если проходной транзистор фильтра выполнен составным по схеме Дарлингтона на трех транзисторах (мощный германиевый, средней мощности и маломощный кремниевый), то, принимая $\gamma_{U\text{эб}1} = -1{,}5$ мВ/°С, $\gamma_{U\text{эб}2} = \gamma_{U\text{эб}3} = -2$ мВ/°С для $\Delta T = 100$ °С, (от -40 до $+60$° С), получаем $\Sigma \gamma_{U\text{эб}} = -5{,}5$ мВ/°С, $\Delta U_{\text{эб}} = -(1{,}5 + 2 + 2) \cdot 10^{-3} \cdot 100 = -0{,}55$ В.

При номинальной температуре 20°С в диапазоне температур от 20 до 60°С $\Delta U_{\text{эб}} = -0{,}22$ В и в диапазоне от 20 до -40°С $\Delta U_{\text{эб}} = +0{,}33$ В. Таким образом, если входное напряжение поддерживать постоянным, то из-за температурного изменения напряжения эмиттер — база транзисторов выходное напряжение фильтра будет изменяться относительно номинального значения от $-0{,}22$ В до $+0{,}33$ В.

Помимо изменения напряжения эмиттер — база проходного транзистора при колебаниях температуры и нагрузки изменяется также ток базы транзистора, который, протекая через резистор $R_б$, вызывает на нем падение напряжения $U_{\text{кб ср}} \pm \Delta U_{\text{кб ср}}$.

Температурный коэффициент тока базы, мкА/°С или мА/°С, показывает изменение тока $I_{\text{б ср}}$ на 1°С при по-

стоянной нагрузке и неизменном напряжении $U_{КБ\,ср}$

$$\gamma_{1Б} \approx \Delta I_Б / \Delta T. \qquad (5\text{-}21)$$

Причиной температурного изменения тока базы транзистора могут быть изменения $\bar{\alpha}$ и $I_{КБ0}$. На германиевые транзисторы влияют оба фактора, а на кремниевые основное влияние оказывает изменение $\bar{\alpha}$.

Ток $I_{КБ0}$ в германиевых и кремниевых транзисторах может соответственно вычисляться по формуле

$$I_{КБ0\,(T)} \approx I_{КБ0} \cdot 2^{\frac{T-T_0}{A''}}, \qquad (5\text{-}22)$$

где A'' примерно равно 10 и 6,5 соответственно для германиевых и кремниевых транзисторов.

Для германиевых транзисторов с достаточной для практических расчетов точностью можно считать, что $I_{КБ0}$ удваивается с ростом температуры примерно на 10°С, а для кремниевых — примерно на 8°С [42].

В [25] показано, что значение температурного коэффициента тока базы

$$\gamma_{1Б} \approx -[0{,}005 I_{Эср}(1-\bar{\alpha}) + 0{,}1 I_{КБ0}] \qquad (5\text{-}23)$$

из-за нелинейности изменения $I_{КБ0}$ справедливо при небольших изменениях температуры относительно номинального значения (примерно ±5°С).

При изменениях температуры, больших ± 5°С, ток $I_{КБ0}$ определяется по формуле (5-22).

Для германиевых транзисторов, у которых $I_{КБ0}$ на 2—3 порядка больше, чем у кремниевых, в области температур выше +40°С основную роль в зависимости (5-23) выполняет второй член (с $I_{КБ0}$). Для кремниевых транзисторов в диапазоне температур до +70°С следует в основном учитывать первый член.

Величина $1-\bar{\alpha}$, входящая в зависимость (5-23), практически линейно уменьшается с повышением температуры [42, 51] (на 0,5—1% на 1°С). Для некоторых транзисторов эти данные приведены в [51].

Температурный коэффициент тока базы для СТ рассчитывается по следующей формуле [25]:

$$\gamma_{IБN}=\gamma_{IБ1}/h_{(21Э)\,2}h_{21Э)\,3}\ldots h_{(21Э)\,n}+\ldots+\gamma_{IБ\,(n-1)}/h_{(21)\,n}+\gamma_{IБn}, \quad (5\text{-}24)$$

где индексы *1*, *2*, *3*, ..., *n* относятся соответственно к мощному проходному и следующим за ним транзисторам. Если для кремниевых транзисторов, включенных по схемам СТ, при определении $\gamma_{IБ}$ пренебречь влиянием $I_{КБ0}$, то

$$\gamma_{IБN}\approx 0{,}005 I_{Э\,ср1} n\,(1-\bar{\alpha}_N)/\bar{\alpha}_N, \quad (5\text{-}25)$$

где n — количество транзисторов, входящих в СТ; $I_{Эср1}$ — ток эмиттера мощного проходного транзистора; α_N — статический коэффициент передачи тока СТ в схеме с общей базой (N определяет тип СТ: двойной, тройной и т. д.).

Температурное изменение напряжения коллектор — база для фильтра, приведенного на рис. 2-5,

$$\Delta U_{КБ\,ср}=\gamma_{IБ}R_б\Delta T. \quad (5\text{-}26)$$

Общее изменение выходного напряжения

$$\Delta U_{вых.ср}=-\Delta U_{КЭ\,ср}=-(\Sigma\gamma_{UЭБ}+\gamma_{IБ}R_б)\,\Delta T. \quad (5\text{-}27)$$

Знак минус в формуле (5-27) означает, что выходное напряжение в фильтре без температурной компенсации увеличивается при повышении температуры (вследствие уменьшения $U_{ЭБ\,ср}$ и $\bar{\alpha}$, а также возрастания $I_{КБ0}$). Изменение напряжения $\Delta U_{КЭ\,ср}$, вызванное влиянием $\gamma_{IБ}R_б$, превышает изменение $\Delta U_{КЭ\,ср}$, вызванное влиянием $\Sigma\gamma_{UЭБ}$ в схеме фильтра без элементов температурной компенсации. Следовательно, фильтр ФЭ, приведенный на рис. 2-5, не следует применять в аппаратуре в условиях изменяющихся температуры и нагрузки.

Для уменьшения $\Sigma\gamma_{UЭБ}$ целесообразно использовать СТ с дополнительной симметрией [38, 60, 68]. Если для схем СТ Дарлингтона ТКН эмиттер — база выражается зависимостью

$$\gamma_{UЭБN}\approx\gamma_{UЭБ1}+\gamma_{UЭБ2}+\ldots+\gamma_{UЭБn}, \quad (5\text{-}28)$$

то для СТ с дополнительной симметрией ТКН

$$\gamma_{UЭБN}\approx\gamma_{UЭБn}. \quad (5\text{-}29)$$

Из сравнения формул (5-28) и (5-29) видно, что СТ с дополнительной симметрией имеет существенно меньший ТКН эмиттер — база.

Отметим, что температурный коэффициент тока базы СТ с дополнительной симметрией и СТ Дарлингтона примерно одинаковы.

Для рассмотренного выше примера было получено, что в тройном СТ Дарлингтона $\Sigma\gamma_{U\text{ЭБ}} = -5{,}5$ мВ/°С. Для тройного СТ с дополнительной симметрией, принимая, что $\gamma_{U\text{ЭБ3}} = -2$ мВ/°С, из выражения (5-29) имеем: $\gamma_{U\text{ЭБ}} = -2$ мВ/°С, что примерно в 3 раза меньше. В диапазоне температур от +20 до +60°С $\Delta U_{\text{ЭБ}} = -2 \cdot 10^{-3} \cdot 40 = -0{,}08$ В и от +20 до −40° С $\Delta U_{\text{ЭБ}} = -2 \cdot 10^{-3}(-60) = 0{,}12$ В. В примере для тройного СТ Дарлингтона значения $\Delta U_{\text{ЭБ}}$ были примерно в 3 раза больше.

Если метод снижения $\Sigma\gamma_{U\text{ЭБ}}$ с помощью СТ с дополнительной симметрией является единственно возможным, то для уменьшения $\Delta U_{\text{КБ}}$ можно использовать ряд способов. Самый простой и распространенный метод состоит [62] в введении делителя входного напряжения, от которого питается цепь базы проходного транзистора (рис. 5-4,*а*). В этой схеме ток делителя $I_{\text{д.ср}}$ выбирается в несколько (5—10) раз больше тока базы транзистора T_1. Через резистор R_6 протекает ток $I_{\text{Бср}} + I_{\text{д.ср}}$, причем ток $I_{\text{д.ср}}$ определяется выражением

$$I_{\text{д.ср}} = (U_{\text{вх.ср}} - I_{\text{Б ср}})/(R_{\text{д}} + R_{\text{б}}). \qquad (5\text{-}30)$$

Падение напряжения на переходах транзистора T_1 коллектор—база

$$U_{\text{К ср}} \approx U_{R_{\text{б}}} = (I_{\text{Б ср}} + I_{\text{д.ср}}) R_{\text{б}} = U_{\text{вх.ср}} R_{\text{б}}/(R_{\text{д}} + R_{\text{б}}) + I_{\text{Б ср}} R_{\text{д}} R_{\text{б}}/(R_{\text{д}} + R_{\text{б}}), \qquad (5\text{-}31)$$

откуда сопротивление резистора

$$R_{\text{б}} = U_{\text{К ср}} R_{\text{д}}/(U_{\text{вх.ср}} - U_{\text{К ср}} + I_{\text{Б ср}} R_{\text{д}}). \qquad (5\text{-}32)$$

Сопротивление делителя

$$R_{\text{д}} = (U_{\text{вых.ср}} + U_{\text{ЭБ ср}})/I_{\text{д ср}}. \qquad (5\text{-}33)$$

Если выполняется условие $I_{\text{Б ср}} R_{\text{д}} \ll U_{\text{вх.ср}}$, то из выражения (5-31) следует, что изменение тока базы тран-

зистора незначительно влияет на коллекторное напряжение.

Использование фильтра (рис. 5-4,*а*) в сочетании с СТ с дополнительной симметрией позволяет сконструировать термостабильный фильтр, пригодный для практического применения в большинстве случаев. С учетом зависимости (5-31) изменение выходного напряжения в этом фильтре

$$\Delta U_{\text{вых ср}} = -[\gamma_{U\text{ЭБ}_д} + \gamma_{I\text{Б}} R_д R_б/(R_д + R_б)]\,\Delta T. \quad (5\text{-}34)$$

Для уменьшения нестабильности, как следует из данного выражения, целесообразно уменьшать значения $R_б$ и $R_д$. Однако снижение $R_б$ ухудшает фильтрацию,

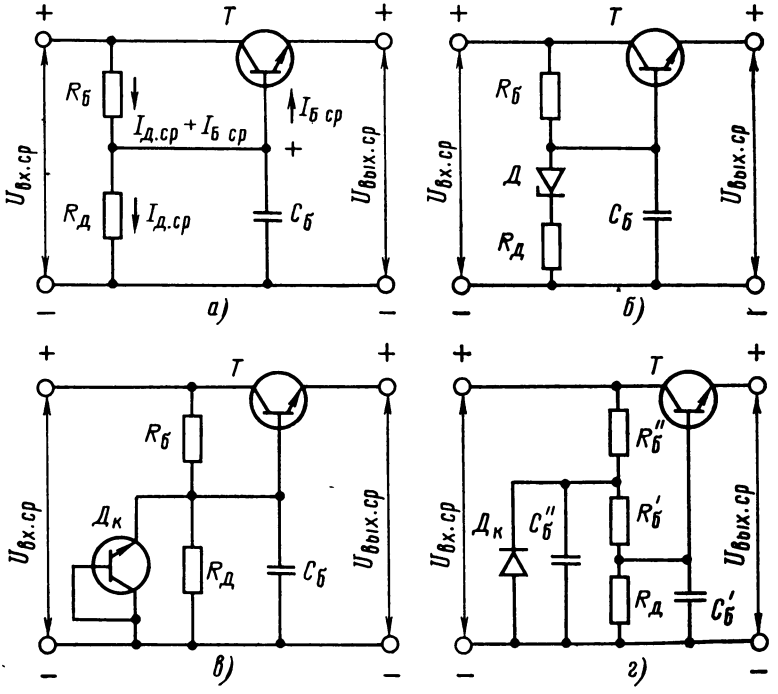


Рис. 5-4. Схемы фильтров ФЭ с уменьшенной температурной нестабильностью.

а — с делителем; *б* — со стабистором, включенным последовательно с резистором делителя; *в* — с транзистором в диодном включении, шунтирующим резистор делителя; *г* — с германиевым диодом, шунтирующим резисторы делителя и базы.

а снижение $R_д$ приводит также к уменьшению $R_б$ в соответствии с (5-32).

Поэтому в отдельных случаях (при $\Delta T > 100°C$) может оказаться, что фильтр с делителем (рис. 5-4,*а*) не обеспечивает требуемую температурную нестабильность.

Температурная компенсация в фильтре с делителем частично достигается при использовании в качестве $R_д$ резистора с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), например типа ТВО, у которых значение ТКС в интервале температур от —65 до +20°С составляет $-(18 \div 20) \cdot 10^{-2}\%/°C$ и в диапазоне температур от 20 до 155°С — $(9 \div 12) \cdot 10^{-2}\%/°C$.

Можно также последовательно с резистором $R_д$ включить стабистор, у которого $\gamma_{пр} \approx -1{,}75$ мВ/°С (рис. 5-4,*б*). Если указанные выше меры недостаточны для температурной компенсации, то возможно построение фильтров, где параллельно $R_д$ или между частью $R_б$ и положительным полюсом выходного напряжения включается германиевый компенсирующий диод или транзистор в диодном включении (рис. 5-4,*в*, *г*). Возможные способы диодного включения транзисторов рассмотрены в [67].

Рассмотренные способы температурной компенсации позволяют выполнить фильтр, выходное напряжение которого практически неизменно.

5-3. РАЗНОВИДНОСТИ ТРАНЗИСТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Помимо основных рассмотренных схем фильтров ФК, ФЭ и ФШ разработаны разновидности фильтров, которые представляют интерес как для широкого использования, так и для частных применений.

Фильтры ФШ. В [8] показано, что в фильтрах ФШ, выполненных по схеме рис. 5-5,*а*, существует ограничение по коэффициенту фильтрации, который нельзя сделать больше определенного значения даже при использовании СТ высоких порядков.

Дальнейшего повышения фильтрации ФШ можно достичь введением усилительного транзистора, который включается между базой проходного транзистора T и разделительным конденсатором $C_б$ (рис. 5-5,*б*). Такая схема с управлением по выходу, предложенная в [76], работает следующим образом. Напряжение пульсаций поступает на базу транзистора T_1 через конденсатор $C_б$ и резистор смещения $R_б$. Транзистор включен по схеме

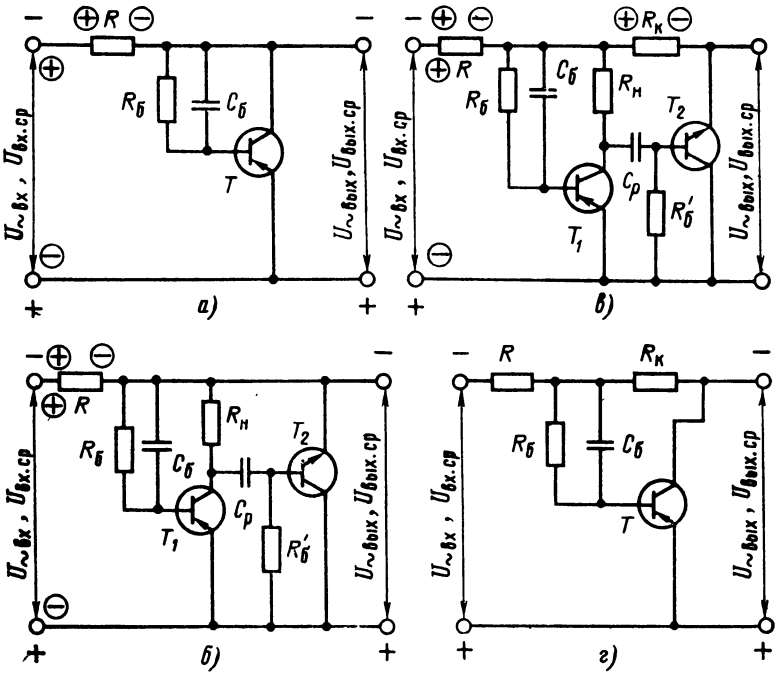


Рис. 5-5. Разновидности схем шунтовых фильтров.

а — ФШ, управляемый с выхода без усилителя; *б* — ФШ с усилителем; *в* — ФШ с усилителем и компенсирующим резистором; *г* — ФШ без усилителя и с компенсирующим резистором.

с общим эмиттером. Напряжение пульсаций, выделяющееся на резисторе $R_н$, инвертировано по фазе по отношению к входному напряжению пульсаций. Оно прикладывается через конденсатор $C_р$ к переходам эмиттер — база транзистора T_2 таким образом, что в положительный полупериод напряжения пульсаций, когда проводимость транзистора T_1 уменьшается, проводимость транзистора T_2 также уменьшается (и наоборот для отрицательного полупериода пульсации). Снижение тока пульсаций, протекающего через транзистор T_2 и балластный резистор R (и соответственное увеличение этого тока в другой полупериод пульсирующего напряжения), создает на резисторе R падение напряжения такого знака, которое направлено навстречу входным пульсациям. В результате напряжение пульсаций на выходных за-

жимах снижается. Аналогично работает схема ФШ с усилителем при изменении типа проводимости транзисторов T_1 и T_2.

Однако в фильтре ФШ с усилителем и управляемом по выходу остается напряжение пульсаций, которое в практических схемах составляет несколько десятков микровольт. Дальнейшее снижение этого остаточного напряжения путем использования многокаскадного усилителя нецелесообразно, так как снижается устойчивость фильтра и возможны паразитные колебания на высоких частотах.

Вопросы устойчивости фильтров ФЭ с усилителем анализируются в [7].

Существует более простой способ снижения остаточных пульсаций в схеме фильтра ФШ, управляемого с выхода, как с усилителем, так и без него [22]. С этой целью разработан компенсационный фильтр, который обладает достоинством схемы ФШ, управляемой со входа, в отношении значительного снижения пульсаций, но отличается от нее высокой температурной стабильностью (рис. 5-5,*в*). Между эмиттером транзистора T_2 и резистором R включается компенсирующий резистор $R_к$. Эта схема работает следующим образом. Когда в положительный полупериод напряжения пульсаций ток транзистора T_2 снижается, на резисторе $R_к$ выделяется переменное напряжение, компенсирующее остаточное напряжение пульсаций. Путем соответствующего выбора резистора $R_к$ напряжение пульсаций может быть сведено к минимальной величине, составляющей единицы микровольт. Можно убедиться, что условие компенсации пульсаций состоит в том, что компенсирующее сопротивление должно быть близким по значению к входному сопротивлению фильтра ФШ (вывод не приводится).

На рис. 5-5,*г* дана схема компенсационного фильтра ФШ без усилителя и с компенсирующим резистором. Практические варианты схем отличаются от приведенных на рис. 5-5 наличием цепей смещения, устройств температурной компенсации, составных транзисторов в оконечных усилительных каскадах. Сопротивление компенсирующего резистора $R_к$ составляет десятые доли Ома, что не приводит к заметному уменьшению к. п. д.

Из практических схем фильтров ФШ с усилителем и управлением с выхода рассмотрим описанную в [27].

Здесь (рис. 5-6) в качестве балластного элемента с целью повышения фильтрации использован дроссель вместо активного резистора. Первый каскад усиления выполнен на транзисторах T_1 и T_2. Постоянные напряжения, подаваемые на базы этих транзисторов, стабилизированы с помощью параметрического стабилизатора (резистор R_1 и стабилитроны $Д_1$, $Д_2$). Напряжение пульсаций, используемое для управления фильтром, по-

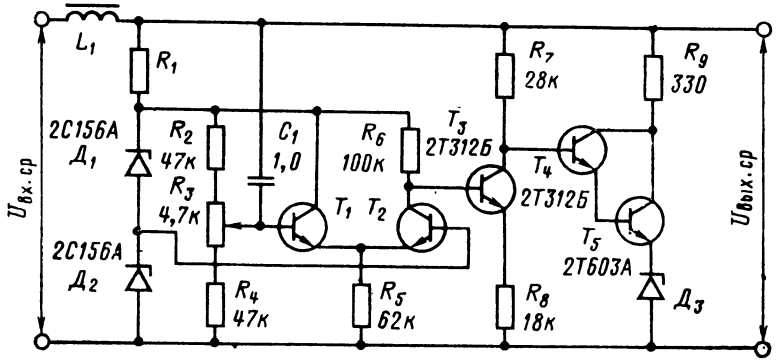


Рис. 5-6. ФШ с двухкаскадным усилителем с выходным напряжением 27 В и током 1 А.

дается на базу транзистора T_1 через конденсатор C_1. В коллекторной цепи транзистора T_2 включен резистор R_6, с которого усиленное напряжение пульсаций поступает на второй каскад усиления (транзистор T_3, резисторы R_7, R_8). Оконечный усилительный каскад содержит двойной СТ (T_4, T_5), согласующий стабилитрон $Д_3$ и резистор R_9, используемый для снятия части мощности с транзистора T_5. Поскольку этот резистор включен в коллекторной цепи, его влияние на фильтрацию незначительно. Работа этой схемы происходит, как и описанной схемы ФШ с усилителем. Параметры фильтра: выходное напряжение 27 ± 1 В, выходной ток 1 А, входные пульсации 0,1 В, выходные пульсации $100 \cdot 10^{-6}$ В.

Дальнейшее улучшение рассматриваемой схемы заключается в использовании интегральных дифференциальных и операционных усилителей. Возможна миниатюризация данного фильтра, особенно если он предназначен для фильтрации высокочастотных пульсаций, когда можно применить дроссель кабельного типа.

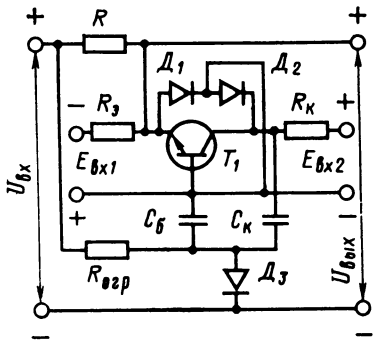


Рис. 5-7. Высоковольтный фильтр ФШ, управляемый с выхода.

Фильтры ФШ могут использоваться не только для получения низких отфильтрованных напряжений, но и в цепях высокого напряжения. На рис. 5-7 представлена схема фильтра высокого напряжения ФШ с косвенным питанием и с управлением по выходу. Балластный резистор R, транзистор T_1, конденсатор $C_б$ представляют элементы фильтра ФШ, управляемого с выхода. Резистор смещения $R_б$ типовой схемы отсутствует. Режим работы транзистора T_1 по постоянному току устанавливается двумя отдельными источниками $E_{вх1}$ и $E_{вх2}$, а также резисторами $R_э$ и $R_к$. Путь переменной составляющей тока коллектора транзистора T_1 к отрицательной шине обеспечивается с помощью конденсатора $C_к$. Таким образом, в данном фильтре разделены пути прохождения постоянной и переменной составляющих тока.

Назначение остальных элементов фильтра — защита проходного транзистора при включениях от высокого входного напряжения и от высоких напряжений на заряженных конденсаторах $C_б$ и $C_к$ при коротких замыканиях на выходе.

В рабочем режиме диод $Д_3$ открыт положительным напряжением, подаваемым на него через ограничительный резистор $R_{огр}$, а конденсаторы $C_б$ и $C_к$ отделяют электроды транзистора от высокого входного напряжения. Защитные диоды $Д_1$ и $Д_2$ заперты в рабочем режиме напряжениями $E_{вх1}$ и $E_{вх2}$.

При включении фильтра конденсатор $C_б$ заряжается от источника входного напряжения через диоды $Д_1$ и $Д_3$, а конденсатор $C_к$ — через диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$. Таким образом, при включении проводящие диоды $Д_1$ и $Д_2$ шунтируют переходы транзистора, обеспечивая их защиту. При коротком замыкании со стороны потребителя диод $Д_3$ предохраняет транзистор от перегрузок разрядными токами конденсаторов $C_б$ и $C_к$, так как он запирается. Затем срабатывает система токовой защиты, отключаю-

щая фильтр от питающей сети (на схеме рис. 5-7 не показана).

Фильтры ФШ, управляемые с выхода, с успехом используются совместно с фильтрами ФК и ФЭ. Такой фильтр при некоторых упрощениях может быть представлен в виде параллельного включения резистора $R_б$ (1—α) и конденсатора с емкостью, равной $C_б/(1-\alpha)$. Таким образом, фильтр ФШ может использоваться взамен маломощных фильтрующих конденсаторов схем ФК и ФЭ. Две такие схемы приведены на рис. 5-8,*а*, *б*. Для уменьшения нестабильности режима по постоянному току между эмиттером и базой транзистора T_2 введен резистор $R_д$.

Фильтры ФК. На рис. 5-9,*а* в фильтре ФК с прямым питанием транзистора между эмиттером транзистора T

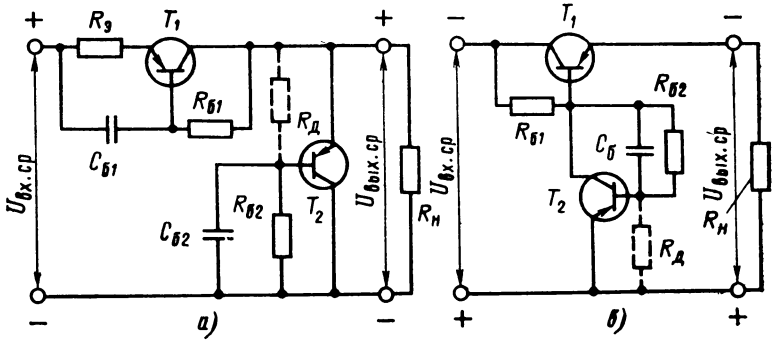


Рис. 5-8. Использование фильтра ФШ взамен выходного (*а*) и базового (*б*) конденсаторов.

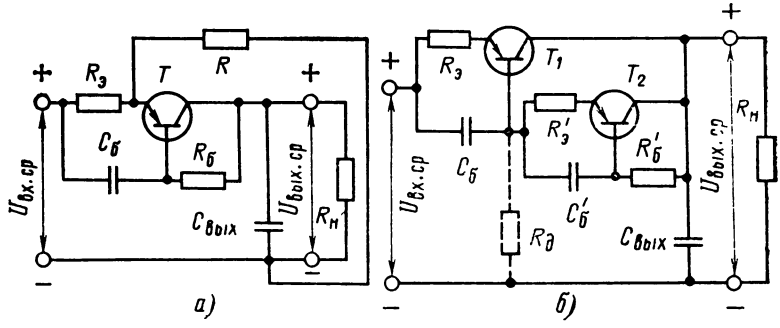


Рис. 5-9. Улучшенные схемы фильтров ФК.

а — с компенсирующим резистором; *б* — токостабилизирующим двухполюсником в цепи базы транзистора.

и отрицательным полюсом источника введен дополнительный резистор R, что позволяет повысить фильтрацию исходной схемы (рис. 2-2) в несколько раз. Если в фильтре ФК с отрицательной обратной связью коэффициент фильтрации выражается зависимостью (2-49), то при добавлении компенсирующего резистора R

$$k_{\text{ф}} \approx r_{\text{к}}/z_{\text{н}} \sqrt{(1+r_{\text{к}}/R_{\text{б}}+r_{\text{б}}/R_{\text{э}}-\alpha r_{\text{к}}/R)^2+(x_{C\text{б}}/R_{\text{э}})^2(1+r_{\text{к}}R_{\text{б}})^2}. \quad (5\text{-}35)$$

Сравнение зависимостей (2-49) и (5-35) показывает, что в результате введения резистора R повышается фильтрующее действие. Условие получения наименьших пульсаций:

$$1+r_{\text{к}}/R_{\text{б}}+r_{\text{б}}/R_{\text{э}}-\alpha r_{\text{к}}/R=0,$$

откуда оптимальное сопротивление резистора

$$R \approx \alpha r_{\text{к}} R_{\text{б}}/(R_{\text{б}}+r_{\text{к}}). \quad (5\text{-}36)$$

При выполнении условия (5-36) коэффициент фильтрации

$$k_{\text{ф}} = R_{\text{б}} R_{\text{э}} r_{\text{к}} \omega^2_{\text{пл}} C_{\text{вых}} C_{\text{б}}/(R_{\text{б}}+r_{\text{к}}) \quad (5\text{-}37)$$

и необходимая емкость выходного конденсатора

$$C_{\text{вых}} = k_{\text{ф}}(R_{\text{б}}+r_{\text{к}})/R_{\text{б}} R_{\text{э}} r_{\text{к}} \omega^2_{\text{пл}} C_{\text{б}}. \quad (5\text{-}38)$$

Фильтр ФК с компенсирующим резистором эффективнее фильтра ФК без него, если выполняется условие $C_{\text{б}} \gg 1/\omega_{\text{пл}} R_{\text{э}}$.

Фильтрующее действие схем ФК с прямым питанием транзистора можно также повысить, если вместо линейного резистора смещения использовать нелинейный элемент (§ 2-4). Одна из разновидностей подобных схем дана на рис. 5-9,*б*, где в фильтре ФК между коллектором и базой проходного транзистора включен токостабилизирующий двухполюсник. Аналогичная схема с прямым питанием и с двухполюсником может быть использована также в фильтре ФЭ (рис. 5-10,*а*). Сопротивление двухполюсника току пульсаций

$$z_{\text{кб}} \approx r_{\text{к1}}/(1+r_{\text{к1}}/R_{\text{б}}) \sqrt{1+(x_C/R_{\text{э}})^2}.$$

Если сопротивление двухполюсника постоянному току обеспечить равным требуемому значению $R_{б.ср}$ (исходя из режима по постоянному току), а сопротивление $z_{к.б} \gg R_{б.ср}$, то можно считать что шунтирующее влияние сопротивления $z_б$ исключено. Для обеспечения стабильности рабочей точки транзистора T_2 целесообразно параллельно конденсатору $C_б$ включить резистор $R_д$.

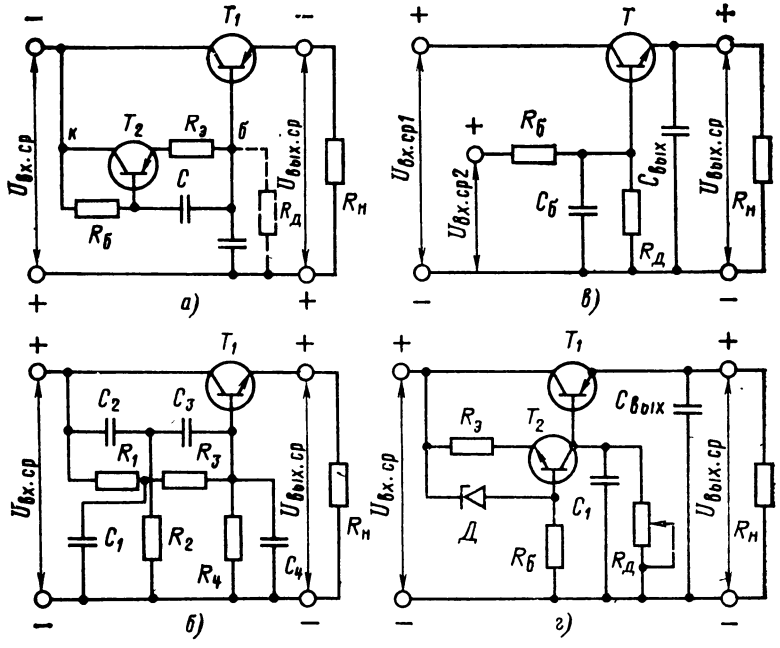


Рис. 5-10. Разновидности фильтров ФЭ.

а — с двухполюсником ФК в цепи базы транзистора; *б* — с двойным Т-образным мостом в цепи базы транзистора, *в* — с дополнительным источником смещения в цепи базы транзистора, *г* — с транзисторным двухполюсником в цепи базы транзистора, обладающим стабилизирующим действием.

На рис. 5-10,*б* приведен фильтр ФЭ с прямым питанием, в котором дополнительно к резисторам R_1, R_3, R_4 и конденсаторам C_1, C_4, которые образуют совместно с транзистором T_1 фильтр ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе (см. рис. 2-7,*а*), введены конденсаторы C_2, C_3 и резистор R_2. Перечисленные элементы совместно образуют двойной Т-образный мост в цепи базы транзистора T_1, параметры которого выбираются таким обра-

зом, что он настраивается на частоту пульсаций выпрямленного напряжения. Экспериментальные и расчетные материалы показывают, что применение такого моста в базовой цепи транзистора позволяет обеспечить такую же фильтрацию, как и в фильтре, выполненном по схеме рис. 2-7,*а*, но при существенно меньших значениях фильтрующих конденсаторов. Для примера отметим, что емкости конденсаторов C_1 и C_4 имеют значения по 0,1 мкФ при частоте пульсаций 800 Гц и потребляемом токе 0,5 А. Такой фильтр может быть реализован в миниатюрном исполнении благодаря небольшим емкостям конденсаторов. Для рассматриваемого примера емкости конденсаторов C_2 и C_3 составляют по 0,05 мкФ. Другое преимущество фильтра — меньшее время установления выходного напряжения при включении.

На рис. 5-10,*в* приведен фильтр ФЭ с косвенным питанием, в котором цепь базы питается от отдельного источника нестабилизированного напряжения, которое должно быть хорошо отфильтровано, что не встречает обычно затруднений, так как фильтрация обеспечивается в маломощной цепи. Преимущество такого фильтра — переходы коллектор — база не шунтируются резистором в такой степени, как это происходит в фильтре, выполненном по схеме рис. 5-4,*а*. Поэтому в данном фильтре может быть получено более высокое сглаживание, чем в фильтре с одним источником входного напряжения.

На рис. 5-10,*г* приведен фильтр ФЭ с прямым питанием и с транзисторным двухполюсником, аналогичный фильтру, выполненному по схеме рис. 2-8,*в*, отличие которого заключается в добавлении переменного резистора параллельно конденсатору C_1. При этом фильтр приобретает также стабилизирующие свойства, поскольку неизменный ток двухполюсника создает на резисторе $R_д$ падение напряжения, определяемое стабилизируемым током и сопротивлением резистора. При токе потребителя 1 А фильтр обеспечивал коэффициент стабилизации 5—15 и коэффициент фильтрации 500—1500 на частоте пульсаций 800 Гц.

Если ток потребителя составляет единицы ампер, то при типовом значении падения напряжения на переходах коллектор—эмиттер 4—5 В рассеиваемая мощность может иметь значения 8—10 Вт при токе 2 А, 20—25 Вт при токе 5 А. Такое значение мощности требует увеличения площади теплоотводящего радиатора и может

при повышенной температуре окружающей среды не быть обеспечено одним мощным транзистором. В этих случаях целесообразно часть тока отводить через шунт (рис. 5-11,*а*). Однако такое включение резистора параллельно зажимам коллектор — эмиттер проходного транзистора используется редко, так как оно не обеспечивает работу фильтра при сбросе нагрузки и увеличивает пульсации выходного напряжения при номинальной нагрузке. Поэтому применяется либо параллельное включение дополнительного транзистора T_2 (рис. 5-11,*б* без резистора $R_ш$, показанного штриховой линией), либо буферный каскад (рис. 5-11,*б* с резистором $R_ш$).

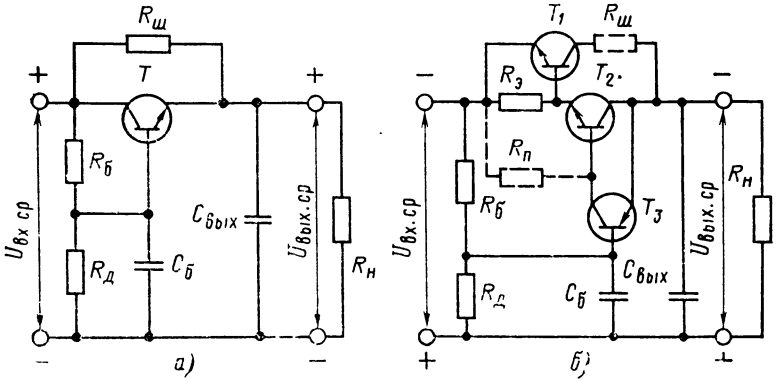


Рис. 5-11. Фильтры ФЭ с разгрузкой проходного транзистора.
а — с помощью балластного резистора; *б* — с помощью параллельного буферного каскада.

Во втором случае целесообразно осуществлять распределение токов через два параллельно включенных транзистора не с помощью двух эмиттерных или базовых резисторов, как это принято в транзисторных стабилизаторах постоянного напряжения [30], а с помощью резистора подпитки $R_п$, значение которого должно быть заметно уменьшено по сравнению с его типовыми значениями в схемах фильтров, где используются СТ. Такой принцип распределения токов в двух мощных транзисторах использует то обстоятельство, что напряжение эмиттер — база транзистора мало изменяется в зависимости от дестабилизирующих факторов. Допустим, что ток потребителя составляет 4 А, а напряжение эмиттер — база транзистора T_1 равно 0,8 В. Тогда для распределения тока по 2 А через транзисторы T_1 и T_2 со-

противление резистора $R_э$ должно составить около 0,4 Ом.

Схема рис. 5-11,*б* работает следующим образом. Резистор $R_э$ является датчиком тока. При минимальной нагрузке падение напряжения на резисторе $R_э$ недостаточно для отпирания транзистора T_1, и резистор $R_ш$, а также транзистор T_1 не участвуют в работе фильтра. Когда нагрузка возрастает и падение напряжения на резисторе $R_э$ становится таким, что транзистор T_1 отпирается, часть тока отводится через транзисторно-резисторный пункт, причем мощность, рассеиваемая на элементах шунта, определяется степенью проводимости транзистора T_1. При максимальной нагрузке (номинальное значение тока) транзистор T_1 полностью открывается и требуемое значение проходящей через последовательную цепь мощности рассеивается на резисторе $R_ш$. Результаты расчетов и экспериментов показывают, что на резисторе $R_ш$ можно рассеять от 30 до 40% мощности, выделяемой на последовательных элементах фильтра, без заметного ухудшения фильтрующего действия. Этот метод перспективен, поскольку резистор-шунт может работать при высокой температуре и может быть выполнен в виде отдельной конструкции. Температура переходов транзисторов при этом снижается, что повышает надежность.

Рассмотрим несколько схем сглаживающих фильтров с дополнительными усилительными транзисторами.

В схеме ФК с прямым питанием, приведенной на рис. 5-12,*а*, эмиттер усилительного транзистора T_2 соединен с коллектором проходного транзистора T_1, а коллектор T_2 связан с базой T_1 через разделительный конденсатор $C_б$. В цепи базы транзистора T_2 имеется цепь смещения, состоящая из параллельно включенных конденсатора $C_{см}$ и резистора $R_{см}$. Допустим, что выходные пульсации увеличились, например, из-за возрастания входных пульсаций. Потенциал базы транзистора T_2 не может мгновенно измениться, так как в цепи базы включен конденсатор значительной емкости. Напряжение на переходах эмиттер — база транзистора T_2 увеличивается и выделяется на коллекторной нагрузке — резисторе $R_н$, которое через конденсатор $C_б$ прикладывается к базе проходного транзистора. Сопротивление транзистора T_1 токам пульсаций возрастает, вызывая снижение пульсаций на нагрузке.

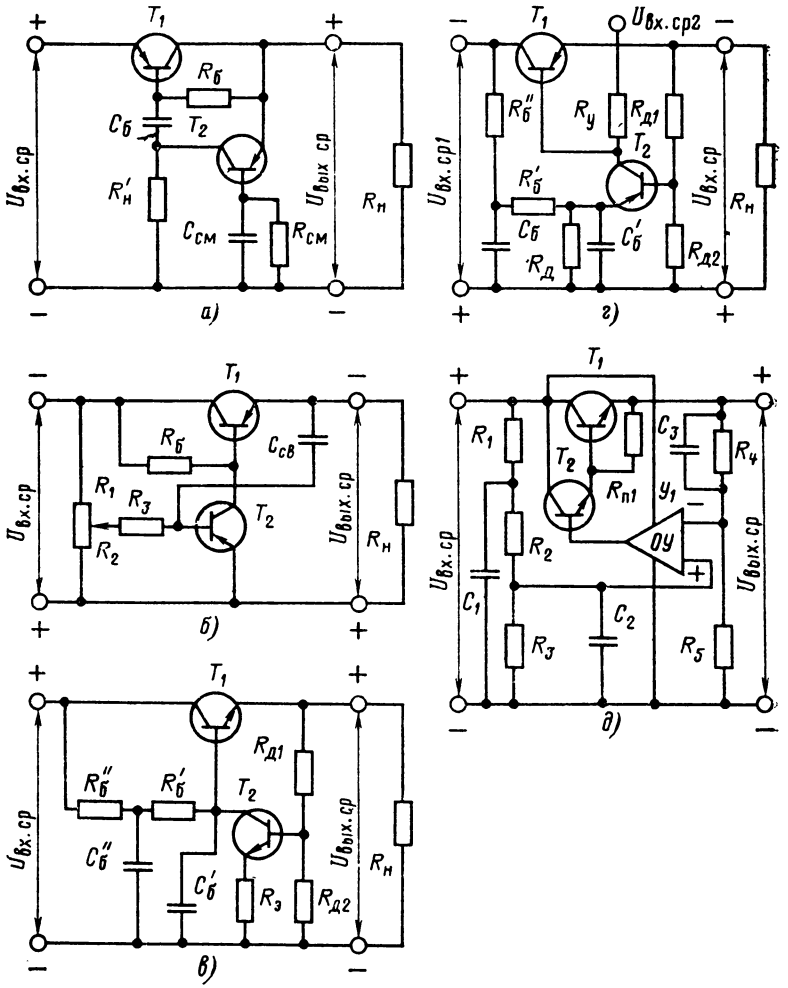


Рис. 5-12. Фильтры последовательного типа с усилителями.

а — с разделением базы проходного транзистора и коллектора транзистора обратной связи по постоянному току, *б—г* — с непосредственной связью базы проходного транзистора с коллектором транзистора обратной связи, *д* — с операционным усилителем.

В фильтре ФЭ с прямым питанием, схема которого приведена на рис. 5-12,*б*, пульсирующее входное напряжение с делителя R_1, R_2 прикладывается через ограничительный резистор R_3 к переходам эмиттер — база уси-

лительного транзистора T_2, коллектор которого соединен непосредственно с базой проходного транзистора T_1. Эмиттер транзистора T_1 связан с базой транзистора T_2 через конденсатор $C_{св}$. Работа этого фильтра и предыдущего аналогична работе предыдущего (рис. 5-12,*а*).

На рис. 5-12,*в* и *г* даны фильтры ФЭ с комбинированным управлением, схема которых подобна схеме компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с усилителем постоянного тока (УПТ). Следует указать, что применение УПТ уменьшает только составляющую напряжения пульсаций, проходящую через цепь коллектора. Напряжение пульсаций, проходящее по цепи базы, полностью определяется, как и в схемах без УПТ, параметрами резистивно-емкостного фильтра.

Рассмотрим фильтр ФЭ с прямым питанием, выполненный с применением операционного усилителя [7], схема которого приведена на рис. 5-12,*д*. Проходной транзистор обычно выполняется составным по схеме Дарлингтона или с дополнительной симметрией. Параллельно выходу фильтра включен делитель, состоящий из элементов R_4, R_5, C_3. Со средней точки выходного делителя напряжение поступает на инвертирующий вход усилителя $У_1$. Параллельно входу фильтра включен резистивный делитель, который совместно с конденсаторами C_1 и C_2 образует двухзвенный фильтр, аналогичный базовому фильтру схемы ФЭ (см. рис. 2-7,*а*). Напряжение, снимаемое с резистора R_3, подается на неинвертирующий вход усилителя. Для того чтобы усилитель работал без искажений, постоянные напряжения, подаваемые на оба его входа, должны быть равны. Выход $У_1$ соединен непосредственно с базой СТ T_2, T_1. Питание усилителя осуществляется со входа фильтра, однако возможны другие схемы питания (с предварительной стабилизацией с помощью маломощных стабилитронов, двухполярное питание и др.). В фильтрах ФЭ с операционным усилителем можно применить усилитель 1УТ401, который содержит три каскада усиления и в котором помимо двух входных зажимов, одного выходного зажима и зажима для подвода питающего напряжения предусмотрена возможность подключения корректирующих звеньев для повышения устойчивости усилителя. Перспективно также применение операционного усилителя 1УТ531.

Несмотря на усложнение схемы фильтра ФЭ, в которой применен операционный усилитель, достигаемый выигрыш состоит в том, что емкости конденсаторов C_1 и C_2 существенно снижены по сравнению с емкостями в фильтре ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе. Такие фильтры следует использовать при значительных выходных токах и необходимости получения низкого уровня пульсаций. Наряду с фильтром с двойным Т-образным мостом в базовой цепи сглаживающий фильтр с операционным усилителем допускает возможность миниатюризации, поскольку операционный усилитель можно реализовать и в бескорпусном исполнении и применить малогабаритные конденсаторы.

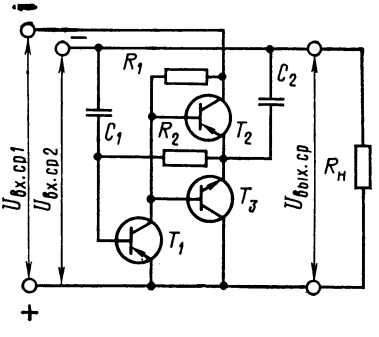


Рис. 5-13. Фильтр ФШ с улучшенными динамическими характеристиками.

Фильтры с операционными усилителями, выполненные с применением достижений микроэлектронной техники, можно размещать непосредственно у потребителя и тем самым избежать наводок и помех по соединительным проводам. Недостаток фильтров ФШ, выполненных по схемам рис. 2-16, 5-5, 5-6, заключается в низком к. п. д., поскольку параллельно включенный проходной транзистор в номинальном режиме потребляет ток, определяемый диапазоном температур окружающей среды, изменением постоянного напряжения на зажимах шунтового фильтра, сбросом нагрузки, уровнем пульсаций.

С целью повышения к. п. д. фильтра ФШ и улучшения его динамических показателей разработана схема фильтра ФШ с косвенным питанием транзистора и управлением со входа, приведенная на рис. 5-13 (в упрощенном виде) [5]. Она содержит два проходных транзистора T_2, T_3, которые включены последовательно и питаются от дополнительного источника напряжения $U_{вх.ср1}$, причем $U_{вх.ср1} > U_{вых\ ср}$. Транзистор T_1 является усилительным и связан со входом фильтра через конденсатор C_1. В исходном состоянии оба транзистора T_2 и T_3 находятся в режиме, близком к отсечке.

Если напряжение пульсаций на потребителе снижается, то транзисторы T_1 и T_3 запираются, а транзистор T_2 отпирается. К потребителю поступает ток от основного источника питания $U_{вх.ср2}$, а конденсатор C_2 заряжается через транзистор T_2 и резистор $R_н$ от дополнительного источника питания.

Если напряжение пульсаций на потребителе возрастает, тогда увеличивается проводимость транзисторов T_1 и T_3, а конденсатор C_2 разряжается через нагрузочный резистор, компенсируя возрастание пульсаций.

Достоинство данного фильтра ФШ состоит в том, что фильтрация обеспечивается при работе транзисторов в линейном режиме и незначительном потребляемом токе.

Если фильтр используется в импульсном стабилизаторе, то источником дополнительного напряжения может быть входное напряжение стабилизатора.

Разработан также аналогичный фильтр ФШ с прямым питанием, эффективно работающий при действующем значении входных пульсаций 4 В.

Имеются сглаживающие фильтры, которые могут работать при изменении полярности постоянного входного напряжения при токах в сотни ампер [43, 44, 45]; описаны фильтры с использованием полевых транзисторов как в составном каскаде, так и в фильтрующих вспомогательных цепях.

Разработаны фильтры-приставки к стабилизаторам постоянного напряжения, которые могут включаться как на входе фильтра, так и на выходе. Такие фильтрующие каскады создают пульсации на базе проходного транзистора, которые, будучи инвертированы по фазе, компенсируют основные пульсации. В результате этого пульсации на выходе снижаются.

Разработаны фильтры со стабилизацией напряжения коллектор — эмиттер проходного транзистора.

5-4. МИНИАТЮРИЗАЦИЯ И МИКРОМИНИАТЮРИЗАЦИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Комплексная миниатюризация радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) невозможна без миниатюризации вторичных источников электропитания и, в частности, сглаживающих фильтров.

Рассмотрим некоторые пути миниатюризации тран-

зисторных сглаживающих фильтров с защитными устройствами от перегрузок и перенапряжений.

Транзисторный фильтр аналогично микроэлектронному стабилизатору [67] может быть выполнен в виде интегральной микросхемы.

В тех случаях, когда известные методы проектирования по тем или иным причинам неприемлемы (отсутствие интегральных микросхем, имеющиеся в наличии микросхемы не обеспечивают выполнения заданных технических требований и т. д.), микроэлектронный фильтр можно выполнить на основе транзисторных и диодных сборок, дифференциальных и операционных усилителей и малогабаритных комплектующих изделий РЭА с применением печатного монтажа.

Как было показано, транзисторный сглаживающий фильтр содержит следующие основные узлы: проходной составной транзистор, фильтрующую цепь в базовой цепи СТ, усилительные транзисторы, компенсирующий резистор, выходной конденсатор, защитные устройства (в простейших фильтрах усилительные транзисторы и компенсирующий резистор отсутствуют).

Устройства защиты от токовых перегрузок содержат защитный транзистор и элементы, используемые для формирования требуемой защитной характеристики. Устройства защиты от перенапряжений на входе потребителя — интегральной микросхемы — содержат тиристоры, стабилитроны и схему управления, выполняемую на дифференциальных и операционных усилителях и других элементах.

Ниже рассматриваются особенности миниатюризации и микроминиатюризации основных узлов и элементов сглаживающего фильтра и защитных устройств.

Проходной транзистор. Миниатюризация проходного транзистора с теплоотводящим радиатором к нему достигается двумя основными методами: снижением минимального падения напряжения на переходах коллектор — эмиттер транзистора, при котором еще обеспечивается работа транзистора в активной области характеристик; выполнением проходного СТ в корпусе интегральной микросхемы. Оба метода следует совмещать.

Методы уменьшения минимального падения напряжения на переходах коллектор — эмиттер транзистора рассмотрены в § 5-1. Дополнительное снижение мини-

мального падения напряжения обеспечивается раздельным питанием коллекторов проходного мощного транзистора и согласующих транзисторов, входящих в СТ. Такое разделение цепей питания коллекторов транзисторов [67] позволяет снизить минимальное падение напряжения до 1 В и тем самым уменьшить рассеиваемую на СТ мощность в рабочем режиме, размеры и массу теплоотводящего радиатора.

В одном корпусе интегральной микросхемы можно реализовать двойные СТ с резисторами подпитки с *p-n-p* или *n-p-n* структурой или с дополнительной симметрией при выходных токах до десятков ампер и рассеиваемой мощности до десятков ватт. Коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером таких СТ может составлять несколько тысяч. Типовое значение напряжения насыщения СТ, выполненных в корпусе интегральной микросхемы, составляет 1,5 В.

Отечественная промышленность выпускает двойные и тройные СТ в виде интегральной микросхемы в одном корпусе.

Усилительные транзисторы. Если сглаживающий фильтр выполнен на основе микроэлектронного стабилизатора, то усилительными транзисторами являются элементы интегральной микросхемы.

Если проходной транзистор фильтра должен быть составлен из трех транзисторов, то два более мощных транзистора, как было показано, образуются СТ в одном корпусе, а третий (иногда и четвертый) предусматривается в микроэлектронном стабилизаторе (полупроводниковом или пленочном).

Если микроэлектронный фильтр выполняется на основе матриц и микросборок, то в качестве усилительных элементов и согласующих транзисторов применяют дифференциальные и операционные усилители (К1УТ401, К1УТ402, К1УТ531) и транзисторные матрицы и сборки (КТС613, КТС622, ГТС609, К1НТ591, К1НТ981, К1НТ985).

Защитные устройства. В качестве транзисторов защитных устройств используются матрицы и сборки. Если необходимы усилительные каскады, то применяют дифференциальные или операционные усилители. Для получения требуемой защитной характеристики фильтра применяются стабилитроны, диоды, конденсаторы и резисторы.

В интегральных микросхемах стабилитроны формируют на основе *p-n* переходов биполярных транзисторов. В [67] описаны четыре способа образования стабилитронов на основе транзисторов. Если к переходам эмиттер — база транзистора приложить обратное напряжение, то образуется простейший стабилитрон с напряжением стабилизации от 5 до 10 В в зависимости от типа

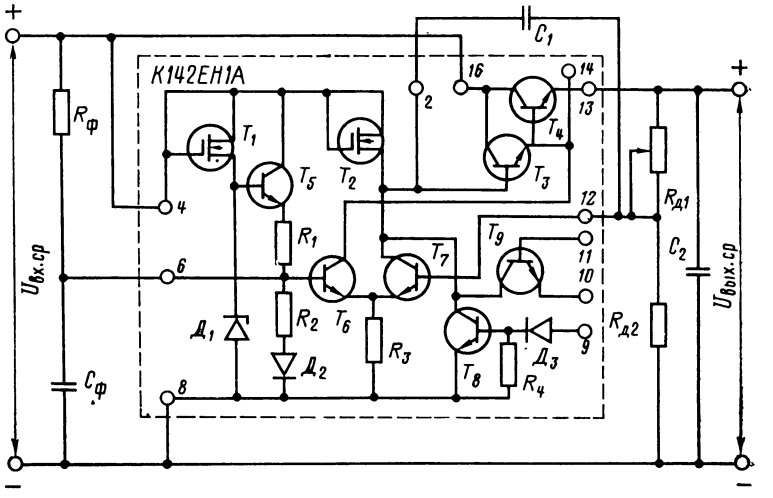


Рис. 5-14. Схема сглаживающего фильтра на основе микроэлектронного стабилизатора

использованного кремниевого транзистора и с положительным ТКН около 2,3 мВ/°С. Транзисторы с проводимостью *p-n-p* типа, использованные в качестве стабилитронов, имеют меньшее значение напряжения стабилизации, чем транзисторы с проводимостью *n-p-n* типа.

Диоды применяются в цепях не только защиты, но и управления фильтров. Из маломощных диодов интегрального исполнения можно использовать К1НД422 — К1НД425 [51]. Перспективно использование транзисторов матриц и сборок в качестве диодов. На основе одноэмиттерного биполярного транзистора можно реализовать пять способов получения диодов, используя переходы: эмиттер — база, коллектор — база, коллектор — эмиттер. Чаще всего используются переходы эмиттер —

база (при этом выводы коллектора и базы соединены). Такое включение обеспечивает максимальное быстродействие.

В качестве выходных транзисторов микроэлектронных фильтров и конденсаторов, включенных в базовых цепях проходных транзисторов, можно использовать малогабаритные конденсаторы и фильтры ФШ.

На основе интегрального стабилизатора можно выполнить интегральный фильтр. Рассмотрим схему отечественного стабилизатора К142ЕН1А [51], предложенного в [40].

Стабилизатор, представленный на рис. 5-14 (без резистора $R_Ф$ и конденсатора $C_Ф$), состоит из источника опорного напряжения, дифференциального усилителя, регулирующего транзистора, защитного транзистора и элементов, служащих для выключения стабилизатора. Стабилизатор тока, выполненный на МОП транзисторе T_1, обеспечивает питание стабилитрона $Д_1$ постоянным током. Стабилитрон $Д_1$ включен в цепи базы маломощного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения, регулирующим элементом которого является транзистор T_5. В эмиттерной цепи транзистора T_5 включен нелинейный делитель, составленный из резисторов R_1, R_2 и диода $Д_2$, с части делителя опорное напряжение подается на вход дифференциального усилителя — транзистор T_6. Диод $Д_2$ служит для температурной компенсации источника опорного напряжения, который может получать питание как от входного напряжения (выводы *4*, *8*), так и от отдельного источника питания. В первом случае выводы *4* и *16* соединяются между собой; во втором случае они разделяются.

Дифференциальный усилитель содержит транзисторы T_6, T_7, T_2 и резистор R_3. Транзистор T_2 с МОП структурой, включенный в коллекторной цепи транзистора T_7, выполняет роль высокоомного двухполюсника.

На второй вход дифференциального усилителя — базу транзистора T_7 подается сравниваемая часть выходного напряжения с выносного резистивного делителя, который на схеме рис. 5-14 не показан.

Регулирующий транзистор стабилизатора выполнен по схеме СТ Дарлингтона и содержит транзисторы T_3 и T_4 с выводами от базовых цепей — выводы *2* и *14*, которые используются для подключения резисторов подпитки и защитных навесных элементов.

Защитным транзистором от к. з. на выходе стабилизатора является T_9, коллектор которого подключен к базе регулирующего транзистора T_3, а эмиттер и база присоединены к выводам *10* и *11*. Датчик тока перегрузки присоединяется извне и на схеме рис. 5-14 не показан.

Транзистор T_8, диод $Д_3$, резистор R_4 непосредственного участия в работе стабилизатора не принимают и используются для его выключения.

Входное напряжение подводится к выводам *4* и *8*, а выходное снимается с выводов *13* и *8*.

Стабилизатор без навесных элементов обеспечивает выходной ток не более 50 мА. Дальнейшее повышение выходного тока обеспечивается присоединением одного или нескольких навесных транзисторов к выводам *13* и *16*. При увеличении выходного тока стабилизатора до нескольких ампер внутренний защитный транзистор не используется.

Микроэлектронный стабилизатор, выполненный по схеме, показанной на рис. 5-14, также и фильтрует. Его коэффициент сглаживания K численно равен интегральному коэффициенту стабилизации [16] и определяется в виде

$$K=100\gamma\varkappa U_{\text{вх.ср}}, \qquad (5\text{-}39)$$

где $\varkappa$ — коэффициент нестабильности напряжения стабилизатора, %/В; $U_{\text{вх.ср}}$ — среднее значение входного напряжения, В.

Недостаток стабилизатора по сравнению с фильтром заключается в том, что на проходном транзисторе стабилизатора выделяется большее постоянное напряжение $U_{\text{КЭ ср}}$ чем у фильтра. В результате этого у стабилизатора по сравнению с фильтром λ, K и η меньше (см. § 2-3).

Этот недостаток частично устраняется при добавлении в схему рис. 5-14 навесных элементов R_Φ и C_Φ. В этой схеме выпрямленное напряжение, сглаженное предварительным фильтром (на схеме этот фильтр не показан), подается на выводы *4* и *16*, соединенные между собой, и на общий вывод *8*.

Резистор R_Φ шунтирует регулирующий транзистор T_5 компенсационного стабилизатора опорного напряжения, чем значительно ослабляет стабильность напряжения на резисторе R_2 и понижает коэффициент стабили-

зации постоянного напряжения интегрального стабилизатора. Например, для интегрального фильтра с выходным напряжением 5 В при изменении $U_{вх}$ на 3 В $U_{вых}$ изменяется на 1,2 В, следовательно, на переходах коллектор — эмиттер выделяется не 3 В, как в стабилизаторе, а только 1,8 В, чем объясняется повышение к. п. д. и коэффициента передачи постоянного напряжения λ сглаживающего фильтра.

Через резистор $R_ф$ и вывод *6* на вход усилителя постоянного тока (транзистор T_6) подаются также входные пульсации. Если нет конденсатора $C_ф$, то пульсации незначительно ослабляются делителем $R_ф$ и $R_{вх}$ микросхемы со стороны вывода *6* (сопротивление равно 2 кОм). Эти пульсации выделяются на резисторе R_3 и через T_7, T_3 и T_4 попадают на выход схемы. Так как узел опорного напряжения не входит в контур отрицательной обратной связи стабилизатора, то он не отработает эти пульсации и коэффициент сглаживания схемы резко упадет.

Это нежелательное явление предотвращает конденсатор $C_ф$. Он вместе с $R_ф$ образует активно-емкостный фильтр, существенно ослабляющий пульсацию напряжения на выводах *6* и *8*. При $R_ф$=2,2 кОм и $C_ф$=50 мкФ уже для $\omega_{пл}$=628 рад/с можно практически пренебречь пульсациями, проникающими на выход со стороны выводов *6* и *8*, и определять K по формуле (5-39) с учетом уменьшившегося значения $U_{вх.ср}$.

Назначение навесных конденсаторов C_1 и C_2 такое же, как в известных схемах стабилизаторов.

Экспериментальные результаты, полученных со схемой рис. 5-14, показали, что при выходном токе фильтра 1 А (при навесных транзисторах типов КТ808А и КТ602Б, которые на схеме не показаны) коэффициент фильтрации составил около 250. Уровень выходных пульсаций составлял примерно 2 мВ. Для выходных напряжений фильтра 3, 5 и 12 В при выборе с помощью резистора $R_ф$ падения напряжения на фильтре 4 В коэффициент сглаживания составил соответственно 107, 138 и 215. Коэффициент полезного действия с учетом потребления дополнительными цепями составил соответственно 0,4, 0,5 и 0,7.

Оценим удельные показатели по массе и объему для интегрального фильтра, выполненного на основе стабилизатора К142ЕН1А, массой 1,4 г. Для выходного на-

пряжения 5 В при токе 1 А масса комплектующих элементов составляет без учета теплоотводящего радиатора и элементов конструкции около 55 г. При этом удельные мощности по массе и объему соответственно будут 90 Вт/кг и 68 Вт/дм^3. С учетом конструктивных элементов, печатной платы и теплоотводящего радиатора получим 85 Вт/кг и 55 Вт/дм^3.

Для напряжения 12 В и тока 1 А удельная мощность по массе и объему выше 160 Вт/кг и 100 Вт/дм^3.

Глава шестая

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

6-1. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА. ПОРЯДОК ПРОВЕДЕНИЯ РАСЧЕТА

Транзисторный фильтр может рассчитываться как дополнительный самостоятельный элемент к уже готовому электропитающему устройству или как элемент, входящий в состав заново проектируемого выпрямителя.

Если фильтр рассчитывается совместно с выпрямителем, то емкость и тип конденсатора на выходе выпрямителя, падение напряжения на фильтре $\Delta U_{\text{ф.ср}}$ и тип транзистора увязываются с остальными расчетными значениями; значение $R_{i\text{в}}$ определяют в общем расчете. Такие расчеты приведены, например, в [47]. Ниже фильтр рассчитывают как самостоятельный элемент, и поэтому необходимо знать внутреннее сопротивление источника $R_{i\text{в}}$. Если оно неизвестно, то его можно подсчитать как

$$R_{i\text{в}}=r_{\text{а}}+r_{\text{др}}+m_{\text{пл}}\omega_{\text{с}}L_s/2\pi, \qquad (6\text{-}1)$$

$$r_{\text{а}}=r_{\text{пр}}+r_{\text{II}}+r_{\text{I}}n^2, \qquad (6\text{-}2)$$

где $r_{\text{др}}$ — активное сопротивление дросселя предварительного фильтра (если он имеется); $r_{\text{пр}}$ — прямое сопротивление вентильной схемы; r_{I} и r_{II} — активные сопротивления фазы соответственно первичной и вторичной обмоток силового трансформатора; $n=U_{\text{IIф}}/U_{\text{Iф}}$ — коэффициент трансформации; L_s — индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к фазе вторичной стороны трансформатора; $m_{\text{пл}}$ — количество пульсаций выпрямленного тока.

В тех случаях, когда величины, входящие в форму (6-1), неизвестны, рекомендуется $R_{iв}$ измерить. Для этого, отключив конденсаторы предварительного фильтра, измеряют $U_{вх.ср}$ при двух токах $I_{вх.ср}$ ($U_{вх.ср}$ — напряжение на входе транзисторного фильтра или, что то же, напряжение на выходе выпрямителя). Току $I_{вх.ср1}$ соответствует напряжение $U_{вх.ср1}$, а току $I_{вх.ср2}$ — $U_{вх.ср2}$.

Внутреннее сопротивление источника (выпрямителя с предварительным фильтром)

$$R_{iв}=(U_{вх.ср1}-U_{вх.ср2})/(I_{вх.ср2}-I_{вх.ср1}). \qquad (6\text{-}3)$$

Для расчета фильтра должны быть известны следующие величины: напряжение на выходе фильтра $U_{вых.ср}$; ток нагрузки $I_{вых.ср}$; коэффициент пульсаций выходного напряжения $k_{пл.вых}$ (или амплитудное значение первой гармоники выпрямленного напряжения на выходе фильтра $U_{вых m}$); коэффициент пульсаций входного напряжения $k_{пл.вх}$ (или амплитудное значение первой гармоники выпрямленного напряжения на входе фильтра $U_{вх m}$); частота пульсаций по первой гармонике выпрямленного напряжения $f_{пл}$; температура окружающей среды $T_{окр}$; уход напряжения на выходе фильтра при изменении $T_{окр}$; внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{iв}$; полярность общего провода питания.

В результате расчета фильтра должны быть определены: схема фильтра, режимы работы и элементы, входящие в его состав; напряжение на входе фильтра $U_{вх.ср}$; ток на входе фильтра $I_{вх.ср}$ и выбраны теплоотводы для транзисторов.

Принимаем следующий порядок расчета фильтра:

1. Определяем коэффициент сглаживания фильтра K.
2. Выбираем тип фильтра согласно § 1-3.
3. Определяем значение входного напряжения $U_{вх.ср}$ и тип проходного транзистора, необходимость в теплоотводе, тип согласующих транзисторов.
4. По известным K, $z_{вых}$ и уходу $U_{вых.ср}$ рассчитываем элементы фильтра при изменении $T_{окр}$.
5. Определяем токи, напряжения и мощности для схемы в аварийных режимах, проверяем, выдерживают ли транзисторы эти режимы, устанавливаем необходимость защиты и уточняем типы транзисторов.
6. Выбираем схему защитного устройства и рассчитываем его элементы при аварийных режимах. Проверяем пригодность выбранных транзисторов.

7. Уточняем значения K, $z_{вых}$, $U_{вх\,ср}$, $I_{вх.ср}$, η.

8. Выбираем согласно существующим нормалям тип радиатора.

Ниже приведены примерные расчеты нескольких типов транзисторных фильтров. Наиболее подробно рассчитан фильтр типа ФЭ на 48 В, 0,6 А.

Используемые в расчетах значения r-параметров транзисторов (измеряются или определяются из характеристик) и $h_{21э}$ (имеются в справочниках) являются ориентировочными. Практически разброс параметров может достигать 2—3 раз [20], что сказывается на точности расчетов.

6-2. РАСЧЕТ ФИЛЬТРА ФЭ

Исходные данные для расчета: напряжение $U_{вых\,ср}$=48 В; ток нагрузки $I_{вых.ср}$=0,6 А; коэффициент пульсаций на выходе $k_{пл.вых}$=0,02%; частота пульсаций $f_{пл}$=100 Гц; коэффициент пульсаций на входе $k_{пл.вх}$=4%; температура окружающей среды $T_{окр.мин}$=—40°С; $T_{окр\,макс}$=+60°С; уход напряжения на выходе при изменении $T_{окр}$ не должен превышать 2 В; выходное сопротивление $z_{вых}$ на частоте 30 Гц не более 1 Ом; к. п. д. η не менее 0,8; внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{iВ}\leqslant 10$ Ом; напряжение на входе может изменяться от $U_{вх.ср\,ном}$ $(1-b)$ до $U_{вх.ср\,ном}$ $(1+a)$, где $a=b=0{,}1$.

1. Согласно (1-4) коэффициент сглаживания

$$K=4/0{,}02=200.$$

2. Определяем значения входного напряжения.

Исходя из того что рабочая точка не должна заходить в область насыщения при минимальном значении напряжения $U_{вх.ср.мин}$ (см. рис. 2-3), получаем значение входного напряжения

$$U_{вх.ср.мин}=(U_{вых.ср}+U_{КЭмин})/(1-k_{пл.вх})=$$
$$=(48+2)/(1-0{,}04)\approx 52\text{ В};\qquad (6\text{-}4)$$

Для составных транзисторов в разных схемах включения напряжение $U_{КЭмин}$ равно от 1,6 до 2,4 В. Примем ориентировочно $U_{КЭмин}\approx$ ≈ 2 В. Такое приближение при $U_{вых}=48$ В вполне допустимо.

$$U_{вх.ср.ном}=(U_{вых.ср}+U_{КЭмин})/[(1-k_{пл.вх})\,(1-b)]=$$
$$=(48+2)/[(1-0{,}04)\,(1-0{,}1)]\approx 58\text{ В};\qquad (6\text{-}5)$$

$$U_{вх.ср.макс}=(U_{вых.ср}+U_{КЭмин})\,(1+a)/[(1-k_{пл.вх})\,(1-b)]=$$
$$=(48+2)\,(1+0{,}1)/[(1-0{,}04)\,(1-0{,}1)]\approx 63\text{ В}.\qquad (6\text{-}6)$$

3. Исходя из того, что ток потребляемый цепями делителя, значительно меньше нагрузочного, считаем, что $I_{К\,ср}\approx I_{вых\,ср}\approx 0{,}6$ А. Из формулы (3-14) наибольшее напряжение между коллектором и базой транзистора в момент включения сетевого напряжения

$$U_{КБмакс}\approx E_{вх.ср.макс}=U_{вх.ср.макс}+I_{вх.ср}R_{iВ}=63+0{,}6\cdot 10\approx 69\text{ В}.$$

4. Для получения $z_{вых} \leqslant 1$ Ом выбираем фильтр типа ФЭ. Фильтр на одиночном транзисторе при однозвенной входной цепочке не дает $K=200$, поэтому применяем схему типа ФЭ с двухзвенной входной цепочкой (см. рис. 2-7,*а*). Для стабилизации режима работы фильтра при изменениях температуры параллельно конденсатору $C'_б$ включаем резистор $R_д$, который с резисторами $R'_б$ и $R''_б$ образует делитель (см. § 5-2).

5. Проверяем параметры фильтра ФЭ на одиночном транзисторе. Выбор транзистора определяется напряжением $U_{КБ}$ в аварийном режиме. Согласно изложенному выше при включении фильтра на транзисторе будет напряжение 69 В, а при коротком замыкании на нем будет напряжение $U_{КЭк.з.ср} < E_{вх\ ср\ макс}$ [см. (4-9)]. Поэтому следует выбрать такой транзистор, который выдержал бы $E_{вх\ ср\ макс}$, или предусмотреть защиту.

В рабочем режиме через транзистор протекает ток $I_{вых.ср} = 0{,}6$ А. Для того чтобы определить ток в режиме к. з. $I_{к\ ср.к.з}$ согласно (4-8), надо рассчитать значения сопротивления резисторов $R'_б$ и $R''_б$ (см. рис. 2-7,*а*). Кроме того, ток $I_{к\ ср.к\ з}$ можно уменьшить, включив резистор $R_{э.огр}$ (см. рис. 4-1). Исходя из формулы (4-8) можно заключить, что $I_{к\ ср.к\ з} < E_{вх.ср.макс}/R_{1в}$; для нашего примера $I_{к\ ср\ к\ з}$ будет меньше 6,9 А. Для фильтров, спроектированных без защитных устройств от перенапряжений, подходящими являются транзисторы типов КТ801А и КТ805А. Учитывая, что ток $I_{к\ ср.к\ з}$, по-видимому, будет выше тока, допускаемого транзистором КТ801А, а также значение мощности $P_к$, выделяемой на его коллекторе в рабочем режиме, выбираем более мощный транзистор КТ805А. Подходит также транзистор типа КТ805Б.

При наличии защитных устройств от перенапряжений можно применить, например, транзистор П215. Если его допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе, будет недостаточной, то тогда вместо него следует использовать более мощные транзисторы П217 и П210Ш. Для фильтра на этих транзисторах потребуется токовая защита, так как, несмотря на то что $I_{к\ дп}$ для П217 и П210Ш соответственно равен 7,5 и 12 А, при коротком замыкании на выходе на них может выделиться мощность $P_к > P_{к\ дп}$.

Ниже приведены расчеты фильтров двух видов: без защитных устройств от перенапряжений и с защитными устройствами.

Фильтр на одиночном транзисторе без защитных устройств. В схеме фильтра применен кремниевый транзистор КТ805А с проводимостью типа *n-p-n*. Его параметры: $I_{Кдп} = 5$ А; $U_{КЭдп} = 170$ В; $U_{КБдп} = 180$ В; $h_{21э} \approx h_{21Э} = 15$; $\alpha = 0{,}937$. Для тока $I_{Эср} = 0{,}6$ А $r_к = 6$ кОм. Для $I_{Эср} = 0{,}6$ А напряжение $U_{ЭБср} \approx 0{,}7$ В [51].

1. Ток через делитель [см. гл. 5]

$$I_{д.ср} \approx (5 \div 10)\, I_{Бср} = (5 \div 10)\, I_{вых\ ср}\,(1 - \bar{\alpha}) =$$

$$= 5 \cdot 600\,(1 - 0{,}937) = 180 \text{ мА}; \text{ примем } I_{д\ ср} = 200 \text{ мА}.$$

2. Примем, как показывают измерения, что при $T_{окр} = 20°$С $I_{КБ0} \leqslant 0{,}5$ мА, тогда при $T_{окр} = 60°$С согласно § 5-2 $I_{КБ0}$ составит 16 мА.

3. Согласно формулам (5-32) и (5-33) с учетом тока $I_{КБ0}$

$$R_б = R'_б + R''_б = (U_{вх\ ср\ ном} - U_{вых\ ср} - U_{ЭБср})/(I_{д\ ср} + I_{вых\ ср}/h_{21Э} - I_{КБ0}) =$$

$$= (58 - 48 - 0{,}7)/[(200 + 600/15 - 16)\cdot 10^{-3}] \approx 42 \text{ Ом}.$$

($U_{вх.\ ср.ном}$ будет меньше 58 В, так как $U_{КЭ\ мин}$ для одиночного кремниевого транзистора равно примерно 1 В вместо двух для составного.)

Согласно формуле (2-82)

$$R'_б = R''_б = R_б/2 = 42/2 = 21 \text{ Ом},$$

по номинальной шкале $R'_б = R''_б = 22$ Ом.

Ток, протекающий через резисторы $R'_б$ и $R''_б$ при полном перепаде $T_{окр}$, будет изменяться не более чем на

$$I_{КБ0}\cdot 100/(I_{д.ср} + I_{вых.ср}/h_{21Э} - I_{Кср}/2) =$$

$$= 16\cdot 100/(200 + 600/15 - 16/2) \approx 7\%,$$

что вполне приемлемо.

4. Так как $r_к \gg R_б$, то согласно (2-83) принимаем $C'_б = C''_б$.

5. Требуемый коэффициент фильтрации согласно формулам (1-6) и (1-7)

$$k_ф = K/\lambda = KU_{вх\ ср}/U_{вых\ ср} = 200\cdot 58/48 \approx 240.$$

6. При $R_б = 44$ Ом и $r_к = 6\cdot 10^3$ Ом фильтрация происходит почти полностью по цепи $R'_б$ и $R''_б$, а не по $r_к$ (см. гл. 2). Находим значение $x_{C'б} = x_{C''б}$, при котором будет выполнено условие (2-84),

$$x_{C'б} = x_{C''б} \geqslant 0{,}43R^2_б/r_к = 0{,}43\cdot 44^2/6\cdot 10^3 \approx 0{,}14 \text{ Ом}.$$

Отсюда следует, что при $C'_б = C''_б \leqslant 11\,500$ мкФ ($\omega_{нл} = 628$ рад/с) для подсчета $k_ф$ можно пользоваться формулой (2-85).

7. Согласно (2-85) найдем емкости конденсаторов, обеспечивающих $k_ф = 240$,

$$C'_б = C''_б \doteq 2k^{1/2}_ф/\omega_{пл}R_б = 2\cdot 240^{1/2}\cdot 10^6/628\cdot 44 \approx 1100 \text{ мкФ}.$$

Так как полученная емкость меньше 11 500 мкФ, формула (2-85) справедлива. Конденсатор емкостью 1100 мкФ при $U_{раб} = 100$ В имеет большие размеры; для уменьшения емкости переходим к фильтру с составным транзистором.

Фильтр на двойном составном транзисторе без защитных устройств. Для получения малого $z_{вых}$, меньшей зависимости $U_{вых\ ср}$ от $T_{окр}$ и большего отношения $r_к/r_б$ (см. гл. 5) выбираем составной транзистор с дополнительной симметрией (см. рис. 5-1). Так как транзистор КТ805А имеет проводимость типа *n-p-n*, то согласующим для него выберем транзистор с проводимостью типа *p-n-p*. При этом желательно, чтобы его напряжение $U_{КБдп}$ было больше 69 В, тогда не понадобится защита по напряжению.

Этому требованию отвечает кремниевый транзистор П306А. Его параметры: $U_{КБдп2} = 80$ В при $T_{окр} = 20°C$ $I_{КБ02} = 0{,}1$ мА; $h_{21э2} =$

$=h_{21Э2}=5$; $\alpha_2=0{,}83$ (индекс 2 относится к согласующему транзистору, индекс 1 — к проходному). Согласно измерениям для тока $I_{Кср2}=I_{вых.ср}(1-\alpha_1)=0{,}6\,(1-0{,}94)\approx 0{,}04$ А; $r_{к2}=55$ кОм; $r_{б2}=$ $=55$ Ом; $r_э=0{,}026/0{,}04=0{,}6$ Ом. Согласно гл. 2 при $T_{окр}=60°С$ получим $I_{КБ02}=3{,}2$ мА. При токе 0,04 А и $U_{КЭср1}=10$ В получим $U_{ЭБср2}=1{,}8$ В. Принимаем $r_{кII}$ ориентировочно вдвое меньше, чем $r_{к2}$ [52], откуда $r_{к2}\approx 28$ кОм. При таких параметрах двойного транзистора находим $I_{д\,ср}$, $R_б$ и $C'_б=C''_б$ аналогично тому, как это получено для одиночного транзистора: $I_{д.ср}\approx 40$ мА; $R'_б=$ $=R''_б=100$ Ом. Проверка показала, что можно пользоваться формулой (2-85), откуда $C'_б=$ $=C''_б\approx 500$ мкФ. Такая емкость не является приемлемой. Если применить тройной транзистор, то $R_б$ будет иметь бóльшую величину и получить заданный $k_ф$ удается при меньших значениях $C'_б$ и $C''_б$. [Меньшие значения $C'_б$ и $C''_б$ получаются при использовании транзистора ГТ403Ж с $h_{21Э}=20$ ($I_{д.ср}=10$ мА; $R'_б=R''_б=$ $=470$ Ом и $C'_б=C''_б=45$ мкФ), но практика показала, что в фильтрах, работающих в широком температурном диапазоне, его не следует использовать]. Лучшие результаты можно будет получить при наличии p-n-p транзистора с бóльшим α (вместо П306А), который выдерживал бы $U_{КБ}\geqslant 69$ В.

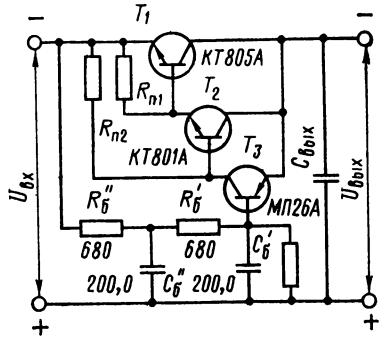


Рис. 6-1. К расчету транзисторного фильтра ФЭ.

Если двойной транзистор обеспечивает заданное $k_ф$, то следует определить значение $z_{вых}$.

Фильтр на составном тройном транзисторе без защитных устройств. Тройной транзистор состоит из транзисторов T_1 КТ805А, T_2 типа КТ801А и T_3 типа МП26А (рис. 6-1). Используя транзисторы с повышенным $U_{КЭдп}$ можно обойтись без защиты фильтра от перенапряжений при включении.

1. Ток коллектора транзистора T_3

$$I_{К\,ср3}=I_{вых.ср}(1-\bar{\alpha}_2)/h_{21Э1}=0{,}6\cdot 10^3\,(1-0{,}945)/15=2{,}2\text{ мА};$$

для КТ805А $h_{21Э1}=15$; для КТ801А $\bar{\alpha}_2=0{,}945$.

При токе $I_{Эср3}\approx 2{,}5$ мА $r_{к3}\approx 600$ кОм.

2. Подсчитаем ток $I_{КБ0II}$ при $T_{окр}=60°С$. Из предыдущего известен ток $I_{КБ01}=16$ мА. Приняв для транзистора КТ801А, так же как и для КТ805А, $I_{КБ02}\approx 0{,}5$ мА, получим при $T_{окр}=60°С$ $I_{КБ02}\approx$ ≈ 16 мА. По формуле (5-3) $I_{КБ0II}=I_{КБ02}+I_{КБ01}(1-\alpha_2)=16+$ $+16\,(1-0{,}945)\approx 17$ мА.

3. Для транзистора МП26А согласно § 5-2 при $T_{окр}=60°C$ $I_{КБ03}\approx 1$ мА, $h_{21Э3}=20$ и $\overline{\alpha}_3=0{,}952$. Для тройного транзистора, заменяя $I_{КБ0II}$ на $I_{КБ0III}$, $I_{КБ01}$ на $I_{КБ0II}$ и $\overline{\alpha}_2$ на $\overline{\alpha}_3$ получаем по формуле (5-6)

$$I_{КБ0III}=[I_{КБ03}+I_{КБ0II}\ (1-\overline{\alpha}_3)]/\overline{\alpha}_3=$$
$$=[1+17\ (1-0{,}952)]/0{,}952\approx 1{,}9\ \text{мА}.$$

4. Ток базы составного транзистора

$$I_{БсрIII}=I_{Кср3}/h_{21Э3}=2{,}2/20\approx 0{,}1\ \text{мА}.$$

Так как $I_{БсрIII}<I_{КБ0III}$, то ток $I_{д.ср}$ следует выбрать в 5—10 раз больше тока $I_{КБ0III}$. Отсюда $I_{д.ср}\approx 5\cdot 1{,}9=9{,}5$ мА, и, пренебрегая напряжением $U_{ЭБср}$, для транзистора МП26А получаем:

$$R_б=R'_б+R''_б=(58-48)\cdot 10^3/(9{,}5+0{,}1-2{,}2)\approx$$
$$\approx 1350\ \text{Ом}.$$

Выбираем по номинальной шкале $R'_б=R''_б=680$ Ом и $R_б=1360$ Ом.

5. Учитывая (2-84), находим, что при $r_{кIII}\approx r_{кэ}/2=600/2=300$ кОм

$$x_{C'б}=x_{C''б}\geqslant 0{,}43R^2_б/r_{кIII}=0{,}4\cdot 1360^2/300\cdot 10^3=2{,}4\ \text{Ом}.$$

Исходя из этого реактивного сопротивления при емкостях не более 960 мкФ на частоте $\omega_{пл}$=628 рад/с, можно рассчитывать $k_ф$ по формуле (2-85).

6. Согласно (2-85) получить $k_ф$=240 можно при емкостях

$$C'_б=C''_б=2k^{1/2}_ф/\omega_{пл}R_б=2\cdot 240^{1/2}/628\cdot 1360\approx 42\ \text{мкФ}.$$

Так как 42<960, то формула (2-85) применена правильно.

Рабочее напряжение конденсатора равно сумме $U_{вых.ср}$ и $U_{ЭБ}$. Так как $U_{вых.ср}$=48 В, то с учетом его повышения на холостом ходу, принимая для надежности полуторный запас, получаем $U_{раб}$=100 В. Напряжение пульсаций будет примерно одинаково с тем, которое будет на выходе ($k_{пл.вых}$=0,02%), что допускает на частоте $f_{пл}$=100 Гц применение любого конденсатора.

При $T_{окр}$=—40°С работают конденсаторы К50-3Б. Их емкость при такой температуре падает на 50%, а технологический разброс достигает —20%. Таким образом, при расчетной емкости 42 мкФ надо иметь номинальную емкость 42/0,3≈150 мкФ. К концу гарантийного срока службы (10 000 ч) емкость конденсатора может упасть на 20%. Это обстоятельство вынуждает дополнительно увеличивать номинальную емкость, доводя ее до 200 мкФ при $U_{раб}$=100 В (считаем, что конденсатор не должен отработать предельные для него 10 000 ч). Отметим, что такое значение емкости явилось следствием указанной в техническом задании большой отрицательной температуры окружающей среды. При меньшей минимальной температуре $T_{окр.мин}$ можно выбрать другие, в частности малогабаритные, конденсаторы.

Выходное сопротивление фильтра $z_{вых}$ определено ниже в расчете фильтра с защитными устройствами.

Из полученных результатов видно, что тройной транзистор позволил уменьшить емкости $C'_б$ и $C''_б$. На этом расчет фильтра без защитных устройств заканчивается. Более подробно рассчитан фильтр с защитой от перенапряжений, в котором использованы транзисторы низкого напряжения.

Фильтр на одиночном транзисторе с защитными устройствами. В фильтре применен проходной германиевый $p=n=p$ транзистор типа П217. Его параметры: $I_{Кдп}=7{,}5$ А; $U_{КЭдп}=60$ В; $U_{КБдп}=60$ В; $U_{ЭБср}=0{,}4$ В; $h_{21Э}=15$; $\alpha=0{,}937$; $R_{п.к}=2$°С/Вт; $P_{Кдп}=9$ Вт при $T_{окр}=60$°С; при $T_{окр}=20$°С $I_{КБ0}=0{,}5$ мА; при токе $I_{Кср}=0{,}6$ А $r_к\approx 6$ кОм; $r_б=6$ Ом; $r_э\approx 0{,}026/I_{Эср}=0{,}026\bar{\alpha}/I_{Кср}=0{,}026\cdot 0{,}937/0{,}6\approx 0{,}04$ Ом.

В данном фильтре для одиночного германиевого транзистора при токе 0,6 А $U_{КЭмин}\approx 0{,}6$ В, что при $U_{вых.ср}=48$ В приведет практически к тем же значениям $U_{вх.ср.макс}$ и $U_{вх.ср.ном}$, что и при $U_{КЭмин}\approx 2$ В. Не изменится существенно и значение $E_{вх.ср.макс}$.

1. Ток $I_{д\,ср}=200$ мА, такой же, как и в фильтре без защиты, так как значения $h_{21Э}$ для транзисторов КТ805А и П217 одинаковы.

2. Как и для транзистора КТ805А без защитных устройств (п. 3), учитывая разницу в значениях токов $I_{КБ0}$ и уточненное значение $U_{вх.ср\,ном}$, получаем:

$$R'_б+R''_б=(58-48-0{,}4)/[(200+600/15-8)\cdot 10^{-3}]\approx 41 \text{ Ом}.$$

Согласно § 5-2 при $T_{окр}=60$°С ток $I_{КБ0}=8$ мА.

Дальнейшие расчеты не производим, так как значения $R'_б+R''_б$ для транзисторов П217 и КТ805А отличаются мало. Защитное устройство рассчитывается ниже, после выбора схемы фильтра.

Фильтр на составном двойном транзисторе с защитными устройствами. Для получения составного транзистора с дополнительной симметрией к транзистору П217 надо подключить *n-p-n* транзистор. Подходящим является, например, кремниевый транзистор П701.

Его параметры: $U_{КЭ\,дп2}=40$ В; $U_{КБ\,дп2}=40$ В; при $T_{окр}=20$°С $I_{КБ02}=0{,}1$ мА; $h_{21э2}=10$; $\alpha_2=0{,}91$. Ток $I_{К\,ср2}=I_{вых.ср}(1-\alpha_1)=0{,}6\,(1-0{,}937)\approx 0{,}04$ А. При токе 0,04 А и $U_{КЭ\,ср}\approx 10$ В $U_{ЭБ\,ср}\approx 0{,}5$ В [51]. Согласно § 5-2 при $T_{окр}=60$°С получим $I_{КБ02}=3{,}2$ мА. По формуле (5-6)

$$I_{КБ\,0II}=[3{,}2+8\,(1-0{,}91)]/0{,}91\approx 4 \text{ мА}.$$

1. Ток через делитель

$$I_{д.ср}=(5\div 10)\,I_{вых.ср}\,(1-\bar{\alpha}_1)/h_{21Э2}=5\cdot 0{,}6\cdot 10^3(1-0{,}937)\cdot 10\approx 20 \text{ мА}.$$

2. Согласно (5-32) и (5-33) с учетом тока $I_{КБ\,0II}$ получим:

$$R_б=R'_б+R''_б=(U_{вх.ср\,ном}-U_{вых.ср}-U_{ЭБ\,ср})/(I_{д.ср}+I_{вых.ср}/h_{21ЭII}-I_{КБ\,0II})=(58-48-0{,}5)/(20+600/150-4)\cdot 10^{-3}=485 \text{ Ом}.$$

Согласно (2-82)

$$R'_б = R''_б = R_б/2 = 485/2 \approx 242 \text{ Ом}.$$

По номинальной шкале $R'_б = R''_б = 240$ Ом.

При двойном составном транзисторе без защиты было получено: $R'_б = R''_б = 100$ Ом и емкости конденсаторов $C'_б = C''_б = 600$ мкФ. Так как для фильтра с защитой $R'_б = R''_б$ примерно в 2,5 раза больше, то емкости $C'_б = C''_б$ будут во столько же раз меньше (примерно 200 мкФ). Желая уменьшить емкость, применяем схему на тройном транзисторе. Добавление одного транзистора с одним малогабаритным резистором позволит значительно уменьшить как емкости конденсаторов, так и их размеры.

Фильтр на составном тройном транзисторе с защитным устройством (рис. 6-2). Тройной транзистор состоит из транзисторов T_1 типа П217, T_2 типа П306А и T_3 типа П307 (см. рис. 6-2). П307 — кремниевый *n-p-n* транзистор. Параметры транзисторов П217 и П306А приведены соответственно на с. 154 и 151, в данном расчете они будут применяться с индексами соответственно 1 и 2.

1. Ток транзистора П307 $I_{К\,ср3} = I_{вых\,ср}(1 - \bar{\alpha}_2)/h_{21Э1} = 600(1 - 0{,}83)/15 \approx 7$ мА. При таком токе параметры П307: $r_{кз} \approx 250$ кОм; $r_{бз} \approx 250$ Ом; $r_{эз} = 0{,}026 \cdot 0{,}941/7 \cdot 10^{-3} \approx 3$ Ом; $h_{21Э3} = 16$; $\alpha_3 = 0{,}941$; $U_{КЭ\,доп3} = 80$ В; $U_{КБ\,доп3} = 80$ В; $I_{К\,доп3} = 30$ мА; при $T_{окр} = 20°С$ $I_{КБ03} = 0{,}003$ мА; $P_{К\,доп} = 0{,}25$ Вт.

При $T_{окр} = 60°С$ согласно § 5-2 обратный ток коллектора для транзистора П217 $I_{КБ01} = 8$ мА, для транзистора П306 $I_{КБ02} = 3{,}2$ мА, для транзистора П307 $I_{КБ03} \approx 0{,}1$ мА.

Согласно (5-3)

$$I_{КБ0\,II} = 3{,}2 + 8(1 - 0{,}83) \approx 4{,}6 \text{ мА}.$$

Согласно (5-5), заменив $I_{КБ02}$ на $I_{КБ03}$, $I_{КБ01}$ на $I_{КБ0\,II}$ и $\bar{\alpha}_2$ на α_3, получим

$$I_{КБ0\,III} = [0{,}1 + 4{,}6(1 - 0{,}941)]/0{,}941 = 0{,}49 \text{ мА}.$$

Здесь

$$\bar{\alpha}_2 = 0{,}83 \text{ и } \bar{\alpha}_3 = 0{,}941.$$

2. Для надежной работы фильтра при повышенной температуре окружающей среды в схему составного транзистора (рис. 6-2) обычно включают резисторы подпитки $R_{п1}$ и $R_{п2}$ (см. гл. 5). В данном примере $I_{КБ01} = 8$ мА, поэтому при токе $I_{вых.ср}/h_{21Э1} = 600/15 = 40$ мА резистор $R_{п1}$ не нужен; $I_{КБ02} = 3{,}2$ мА, а ток $I_{К\,ср3} = 7$ мА, следовательно, резистор $R_{п2}$ тоже не нужен. Однако оба эти резистора обеспечат работу фильтра при токах значительно ниже номинального [ниже $0{,}6 \cdot 3{,}2/7 \approx 0{,}27$А, при этом к току $I_{Эср1}(1 - \bar{\alpha}_1) = I_{Б\,ср1}$ и к току $I_{К\,ср2}$ добавляется ток, поступающий через резистор $R_{п1}$].

Приняв $I_{Rп1} = I_{КБ01}$ и $I_{Rп2} = I_{КБ02}$, найдем сопротивления резисторов:

$$R_{п1} = U_{ЭБ\,ср1}/I_{КБ01} = 0{,}4/8\cdot10^{-3} = 50 \text{ Ом};$$

$$R_{п2} = (U_{ЭБ\,ср1} + U_{ЭБ\,ср2})/I_{КБ02} = (0{,}4 + 1{,}8)/3{,}2\cdot10^{-3} = 690 \text{ Ом},$$

где $U_{ЭБ\,ср1} = 0{,}4$ В и $U_{ЭБ\,ср2} = 1{,}8$ В. По номинальной шкале $R_{п1} = 51$ Ом, $R_{п2} = 680$ Ом.

В номинальном режиме токи $I_{Rп1}$ и $I_{Rп2}$ добавляются соответственно к токам $[I_{Э\,ср1}(1-\bar{\alpha}_1) - I_{КБ01}]$ и $[I_{Э\,ср2}(1-\bar{\alpha}_2) - I_{КБ02}]$, текущим — первый в эмиттер П306А и второй в коллектор П307. Таким образом, $I_{Э\,ср2} = 40 + 8 = 48$ мА, а $I_{К\,ср3} = 7 + 3{,}2 = 10{,}2$ мА.

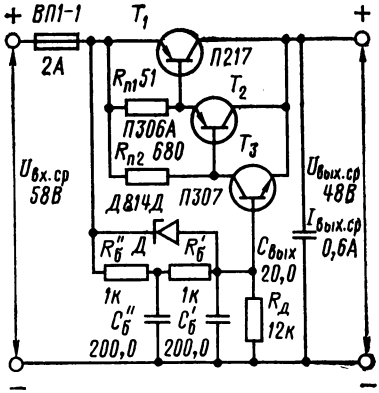


Рис. 6-2. Схема транзисторного фильтра ФЭ с защитным устройством на напряжение 48 В и ток 0,6 А при коэффициенте сглаживания 200.

3. Уточним $r_{к3}$, $r_{б3}$ и $r_{э3}$, которые были определены для $I_{К\,ср3} = 7$ мА, с учетом тока $I_{К\,ср3}$, увеличенного до 10,2 мА. Получаем $r_{к3} \approx 180$ кОм; $r_{б3} = 180$ Ом; $r_{э3} = 0{,}026\cdot0{,}941/10{,}2\cdot10^{-3} \approx 2{,}4$ Ом.

4. Подсчитаем r-параметры эквивалентного тройного транзистора и его ток $I_{КБ0III}$.

Для П217 и П306А получим:

по формуле (5-7)

$$r_{кII} \approx 6\cdot10^3\cdot55\cdot10^3/[6\cdot10^3 + 55\cdot10^3(1-0{,}83)] \approx 22\cdot10^3 \text{ Ом};$$

по формуле (5-8)

$$r_{бII} \approx 55 + [(6+0{,}6)\cdot55\cdot10^3]/[6\cdot10^3 + 55\cdot10^3(1-0{,}83)] \approx 79 \text{ Ом};$$

по формуле (5-9)

$$r_{эII} \approx 0{,}04 + [(6+0{,}6)(1-0{,}937)\cdot6\cdot10^3]/[6\cdot10^3 + 55\cdot10^3(1-0{,}83)] \approx 0{,}2 \text{ Ом}.$$

Для П217, П306А и П307, заменив $r_{к1}$ на $r_{кII}$, $r_{б1}$ на $r_{бII}$, $r_{э1}$ на $r_{эII}$ и α_1 на $\alpha_{II} = 0{,}986$, получим согласно (5-10) для составного транзистора с дополнительной симметрией

$$r_{кIII} \approx \alpha_3 r_{кII} r_{к3}/[r_{кII} + r_{к3}(1-\alpha_3)] =$$

$$= 0{,}94\cdot22\cdot10^3\cdot180\cdot10^3/[22\cdot10^3 + 180\cdot10^3(1-0{,}941)] \approx 113 \text{ кОм};$$

по формуле (5-11)

$$r_{б\,III}=r_{бз}+r_{эз}+\alpha_з r_{эз} r_{кз}/[r_{кII}+r_{кз}(1-\alpha_з)]=$$
$$=180+2{,}4+0{,}941\cdot 2{,}4\cdot 180\cdot 10^3/[22\cdot 10^3+180\cdot 10^3(1-0{,}941)]\approx$$
$$\approx 193 \text{ Ом};$$

согласно формуле (5-12)

$$r_{э\,III}\approx r_{эз}(1-\alpha_{II})r_{кII}/[r_{кII}+r_{кз}(1-\alpha_з)]=$$
$$=2{,}4(1-0{,}986)\cdot 22\cdot 10^3/[22\cdot 10^3+180\cdot 10^3(1-0{,}941)]\approx$$
$$\approx 0{,}02 \text{ Ом}.$$

5. В схеме фильтра (рис. 6-2) резисторы $R'_б$ и $R''_б$ питаются принудительным током через резистор $R_д$, что делает схему мало зависимой от температуры.

При $T_{окр}=60°C$ $I_{КБ0III}=0{,}49$ мА; при $T_{окр}=20°C$ согласно формуле (5-3)

$$I_{КБ\,0II\,мин}=0{,}1+0{,}5\,(1-0{,}83)\approx 0{,}18 \text{ мА};$$

согласно формуле (5-5)

$$I_{КБ\,0III\,мин}=[0{,}003+0{,}18\,(1-0{,}94)]/0{,}94\approx 0{,}015 \text{ мА}.$$

Определим $I_{вых.ср.мин}$, при котором может работать фильтр, исходя из условия, что $I_{БIII\,ср.мин}=I_{Б3\,ср.мин}=0$. При $I_{вых.ср.мин}$ и $T_{окр}=60°C$, учитывая, что $I_{КБ01}=I_{Rп1}$ и $I_{КБ02}=I_{Rп2}$, получаем:

$$I_{Б\,III\,ср.мин}=I_{вых.ср.мин}\,(1-\bar{\alpha}_2)/h_{21Э1}\,h_{21Э3}-I_{КБ03}=0, \text{ откуда}$$
$$I_{вых.ср.мин}=I_{КБ03}h_{21Э1}\,h_{21Э3}/(1-\bar{\alpha}_2)=0{,}1\cdot 15\cdot 16/(1-0{,}83)=$$
$$=0{,}14 \text{ А}.$$

При $I_{вых.ср}=0{,}6$ А и $T_{окр.мин}=-40°C$

$$I_{Б\,III\,ср.макс}=[(I_{вых.ср}/h_{21Э1}+I_{Rп1})(1-\bar{\alpha}_2)+I_{Rп2}]/h_{21Э3}=$$
$$=[(0{,}6\cdot 10^3/15+8)(1-0{,}83)+3{,}2]/16\approx 0{,}7 \text{ мА}.$$

Минимальные токи $I_{КБ01}$, $I_{КБ02}$, $I_{КБ03}$ при $T_{окр}=-40°C$ приняты равными нулю.

Таким образом, базовый ток будет изменяться от нуля до 0,7 мА. В этом случае ток $I_{д\,ср}$ должен быть по крайней мере 4 мА (примерно в 5 раз больше суммарного изменения тока базы). При таком токе $I_{д.ср}$, пренебрегая значением $U_{ЭБ\,ср3}$ по сравнению с $I_{Rб}R_б$, получаем

$$R_б=R'_б+R''_б\approx(U_{вх.ср\,ном}-U_{вых.ср})/(I_{д.ср}+I_{Б\,ср.Змакс})=$$
$$=(58-48)/(4+0{,}7)\cdot 10^{-3}\approx 2{,}1 \text{ кОм}.$$

Согласно номинальной шкале выбираем $R'_б=R''_б=1$ кОм. При изменении $I_{вых\,ср}$ и $T_{окр}$ ток $I_{Rб}$ через резисторы $R'_б$ и $R''_б$ будет изменяться от 4,7 (при $I_{вых\,ср}=0{,}6$ А и $T_{окр.мин}=-40°C$) до 4 мА (при $I_{вых\,ср}=0{,}14$ А и $T_{окр.макс}=60°C$), что при пренебрежении напряжения $U_{ЭБ.ср3}$ приведет к изменению напряжения

коллектор — эмиттер на проходном транзисторе $U_{КЭ\,ср}=I_{R\,б}R_б=(4\div4{,}7)\cdot10^{-3}\cdot2\cdot1000\approx8\div9{,}4$ В.

При $U_{вх.ср}=58$ В для таких $U_{КЭ\,ср}$ изменение тока $I_{вых.ср}$ от 0,14 до 0,6 А вызовет изменение напряжения $U_{вых.ср}=U_{вх.ср}-U_{КЭ\,ср}=58-(8\div9{,}4)=48{,}6\div50$ В, т. е. меньше чем на 3%, что вполне допустимо.

Если пренебречь $U_{ЭБ\,ср3}$ по сравнению с $U_{вых.ср}$, то $R_д\approx U_{вых.ср}/I_{д.ср}=48/4\cdot10^{-3}=12$ кОм.

По номинальной шкале выбираем $R_д=12$ кОм.

Можно $R_д$ набрать из последовательно включенных постоянного резистора 10 кОм и потенциометра 2 кОм. Это позволит установить номинальное значение $U_{вых.ср}$ при настройке схемы и при смене транзисторов. Если нагрузка на фильтр не носит импульсного характера и $I_{вых.ср}$=const, то при изменении $T_{окр}$ наличие такой ручной регулировки может существенно уменьшить ток $I_{д.ср}$, при этом возрастет $R_б$ и заданный $k_ф$ можно получить при меньших емкостях $C'_б=C''_б$.

6. Проверим, какая емкость $C'_б=C''_б$ удовлетворит условию (2-84):

$$x_{C'б}=x_{C''б}\geqslant0{,}43R^2_б/r_{кIII}=0{,}43\cdot2000^2/113\cdot10^3=15{,}2\text{ Ом}.$$

На частоте $\omega_{пл}$=628 рад/с такое сопротивление обеспечит конденсатор емкостью не более 113 мкФ.

7. Согласно (2-85) для обеспечения $k_ф$=240 находим

$$C'_б=C''_б=2k_ф^{1/2}/\omega_{пл}R_б=2\cdot240^{1/2}/628\cdot2000\approx22\text{ мкФ}<113\text{ мкФ}.$$

Следовательно, применение формулы (2-85) обосновано.

Емкости конденсаторов должны быть уточнены в сторону увеличения, исходя из соображений, изложенных на с. 153. Подходят конденсаторы К50-3Б емкостью 100 мкФ с $U_{раб}$=100 В.

Определим поправку D'. Для двойной фильтрующей цепочки на входе определим поправку согласно (2-94)

$$D'=1/[(r_{бIII}R^2_б/4r_{кIII}x^2_{C'б}+1)^2+R^2_б/4r_{кIII}x_{C'б})^2]^{1/2}=$$
$$=1/[(193\cdot2000^2/4\cdot113\cdot10^3\cdot72^2+1)^2+$$
$$+(2000^2/4\cdot113\cdot10^3\cdot72)^2]^{1/2}=0{,}75.$$

Здесь принято $x_{C'б}=72$ Ом.

Таким образом, емкости $C'_б=C''_б$ должны быть увеличены с 22 мкФ в 1/0,75 раз, что составит 30 мкФ. Учитывая изложенное на с. 153, надо иметь номинальную емкость конденсатора К50-3Б, равную 30/0,3=100 мкФ. С учетом уменьшения емкости по мере срока службы увеличим емкость до 200 мкФ при рабочем напряжении конденсаторов 100 В.

Отметим, что если бы не было принято возможное снижение тока $I_{вых.ср}$ с 0,6 А до 0,14 А, то изменения $I_{Б\,срIII}$ происходили бы лишь за счет изменения $I_{КБ0III}$ и ток $I_{д\,ср}$ был бы существенно меньше. В результате значение $R_б$ достигло бы нескольких десятков килоом, при этом фильтрация определялась бы цепью $r_{кIII}$, $x_{Cб}$, подсчитывалась бы по формуле (2-86) и емкости $C'_б=C''_б$ могли бы быть взяты в несколько раз меньшими.

8. Определим выходное сопротивление на частоте 30 Гц. Согласно формуле (2-90)

$$Z_{\text{вых}} \approx r_{\text{э III}} + (1 - \alpha_{\text{III}})\, r_{\text{б III}} - j\,(1 - \alpha_{\text{III}})\, x_{C'\text{б}} = 0{,}02 +$$

$$+ 8{,}4 \cdot 10^{-4} \cdot 193 - j 8{,}4 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{6}/2\pi \cdot 30 \cdot 30 \approx 0{,}18 - j 0{,}15 \text{ Ом}.$$

Здесь принято, что $C'_{\text{б}}=30$ мкФ и что $(1-\alpha_{\text{III}}) \approx 1/h_{21\text{э III}}=1/15 \times 5 \cdot 10^{3}=8{,}4 \cdot 10^{-4}$. Согласно заданию $z_{\text{вых}}$ должно быть меньше 1 Ом.

9. Определим зависимость $U_{\text{вых.ср}}$ от $T_{\text{окр}}$.

Для составного транзистора с дополнительной симметрией согласно (5-26) ТКН базы

$$\Sigma \gamma_{U\text{б}} = \gamma_{U\text{б}N} \approx \gamma_{U\text{б}3} = 2 \text{ мВ/°С}.$$

Температурный коэффициент тока базы можно определить по формуле (5-24), если известны коэффициенты $\gamma_{I\text{б}}$ для отдельных транзисторов

$$\gamma_{I\text{б III}} = \gamma_{I\text{б}1}/h_{21\text{э}2}h_{21\text{э}3} + \gamma_{I\text{б}2}/h_{21\text{э}3} + \gamma_{I\text{б}3},$$

или ориентировочно согласно формуле (5-22)

$$\gamma_{I\text{б III}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 600 \cdot 3/15 \cdot 5 \cdot 16 = 7{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ мА/°С}.$$

Общее изменение выходного напряжения при $\Delta T=100$°С (от —40 до 60°С) по формуле (5-24)

$$\Delta U_{\text{вых}} = -(\Sigma \gamma_{U\text{б}} + \gamma_{I\text{б III}} R_{\text{б}})\Delta T = -(2 \cdot 10^{-3} + 7{,}5 \cdot 10^{-6} \times$$

$$\times 2000) \cdot 100 \approx -1{,}56 \text{ В}.$$

Согласно заданию $\Delta U_{\text{вых}}$ не должно превышать 2 В.

10. Определим напряжение и ток в переходном (момент включения сети) и аварийном режимах.

Как следует из гл. 3, при включении фильтра на всех транзисторах будет напряжение $U_{\text{КБ}}=E_{\text{вх.ср.макс}}$ [см. (3-20)], в нашем случае $E_{\text{вх.ср.макс}}=69$ В.

Наиболее неблагоприятным для транзисторов будет аварийный режим короткого замыкания на выходе (см. гл. 4). При этом, считая, что $R_{\text{э.огр}}$ отсутствует, получим:

согласно формуле (4-9)

$$U_{\text{КЭ ср.к.з.макс}} \approx (E_{\text{вх.ср.макс}} R_{\text{б}}/h_{21\text{э III}})/(R_{\text{б}}/h_{21\text{э III}} + R_{i\text{в}}) =$$

$$= (69 \cdot 2000/15 \cdot 5 \cdot 16)/(2000/15 \cdot 5 \cdot 16 + 10) = 9{,}8 \text{ В};$$

согласно формуле (4-8) максимальный ток через П217

$$I_{\text{К ср.к.з1макс}} \approx E_{\text{вх.ср.макс}}/(R_{\text{б}}/h_{21\text{э III}} + R_{i\text{в}}) =$$

$$= 69/(2000/15 \cdot 5 \cdot 16 + 10) = 5{,}9 \text{ А}$$

при $I_{\text{К 1доп}} = 7{,}5$ А $(\alpha_{\text{III}} \approx 1)$;

максимальный ток через П306А

$$I_{\text{К ср.к.з2макс}} = I_{\text{К ср.к.з1макс}} \alpha_2/h_{21\text{э}1} = 5{,}9 \cdot 0{,}83/15 \approx 0{,}33 \text{ А}$$

при $I_{\text{К2доп}} = 0{,}4$ А.

Максимальный ток, протекающий через транзистор П307,

$$I_{\text{К ср к.з3 макс}} = I_{\text{К ср. к.з2макс}}/h_{21Э2} = 330/5 = 66 \text{ мА}$$

при $I_{\text{К здп}}$=30 мА.

Транзисторы П217 и П306А, входящие в СТ, выдерживают токи при длительном коротком замыкании; транзистор П307 при коротком замыкании на выходе перегружен.

11. Согласно (4-12) максимальная мощность, рассеиваемая при коротком замыкании:

на транзисторе П217

$$P_{\text{К к.з 1 макс}} = 9{,}8 \cdot 5{,}9 \approx 58 \text{ Вт при } P_{\text{К.дп}} = 9 \text{ Вт};$$

на транзисторе П306А (пренебрегаем $U_{R\text{п1}}$).

$$P_{\text{К к.з 2 макс}} \approx 9{,}8 \cdot 0{,}33 \approx 3{,}2 \text{ Вт при } P_{\text{К дп}} = 6 \text{ Вт};$$

на транзисторе П307 (пренебрегаем $U_{R\text{п2}}$)

$$P_{\text{К к.з 3 макс}} \approx 9{,}8 \cdot 0{,}066 \approx 0{,}64 \text{ Вт при } P_{\text{К дп}} = 0{,}22 \text{ Вт}.$$

Транзистор П217 не выдержит перенапряжения при включении фильтра, транзисторам П306А и П307 понадобятся теплоотводы, а транзистор П217 даже с теплоотводом не сможет выдержать выделяемой на нем мощности при коротком замыкании.

12. Выберем схему защиты. Для этого предварительно определим мощности, рассеиваемые на коллекторах транзисторов в рабочем режиме при максимальном значении входного напряжения:

на транзисторе П217

$$P_{\text{К1 макс}} = U_{\text{КЭ ср 1макс}} I_{\text{К ср 1макс}} = 9 \cdot 0{,}68 \approx 6{,}1 \text{ Вт},$$

если пренебречь напряжением $U_{\text{ЭБ ср3}}$,

$$U_{\text{КЭ ср 1макс}} \approx U_{\text{вх.ср.макс}} R_б'/(R_б + R_д) = 63 \cdot 2000/(2000 + 12000) = 9 \text{ В};$$

$$I_{\text{К ср 1макс}} = I_{\text{вых.ср.макс}}' = I_{\text{вых.ср}} (U_{\text{вх.ср.макс}} - U_{\text{КЭ ср 1макс}})/U_{\text{вых.ср}} =$$
$$= 0{,}6\,(63 - 9)/48 = 0{,}65 \text{ А}.$$

На транзисторе П306А

$$P_{\text{К2макс}} = P_{\text{К 1 макс}}/h_{21Э1} = 6{,}1/15 \approx 0{,}4 \text{ Вт},$$

что меньше допустимой без теплоотвода $P_{\text{К дп}}$=1 Вт.

На транзисторе П307 $P_{\text{К з макс}}$ будет меньше $P_{\text{К дп}}$=0,22 Вт. Таким образом, транзистор П217 должен быть смонтирован на теплоотводе.

Если защитное устройство, сняв с транзистора перенапряжение при к. з. на выходе, обеспечит режим, при котором $P_{\text{К к.з 1 макс}}$ не превысит 6,1 Вт, то оно спроектировано правильно. Кроме того, защитное устройство должно разгрузить транзистор П307 от токовой перегрузки. В таком варианте защиты было бы обеспечено длительное пребывание фильтра в режиме короткого замыкания. В данном примере это не обязательно, так как ток $I_{\text{К ср.к.з 1 макс}}$ достигает 6 А, что в 10 раз превышает номинальное значение тока $I_{\text{К ср}}$ и обеспечит четкое срабатывание предохранителя.

Рассчитаем, выдержат ли транзисторы импульсную перегрузку за время, необходимое для расплавления вставки предохранителя. Выберем предохранитель типа ВП1-1 на тройной ток $I_{\text{К ср}} = I_{\text{вых.ср}}$=0,6 А, т. е. на $I_{\text{ном}}$=2 А (можно было бы и на двойной

ток, но нет такого предохранителя). Для такого предохранителя отношение $I_{\text{пр.к з}}/I_{\text{ном}}=5{,}9/2\approx 3$. Из рис. 4-3 следует, что при этом условии время срабатывания предохранителя $t=0{,}1$ с. За это время на транзисторах можно допустить мощность согласно выражению (4-13)

$$P_{\text{К и 1 дп}}=100S_{\text{п1}}/t^{1/2}_{\text{и}}=100\cdot 0{,}4/0{,}1^{1/2}=126 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{К и 2 дп}}=70S_{\text{п2}}/t^{1/2}_{\text{и}}=70\cdot 0{,}25/0{,}1^{1/2}=55 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{К и 3 дп}}=70S_{\text{п3}}/t^{1/2}_{\text{и}}=70\cdot 0{,}01/0{,}1^{1/2}=2{,}2 \text{ Вт}.$$

Здесь $S_{\text{п}}$ — площади p-n-p переходов (см. табл. 4-1).

Так как $126>58$, $55>3{,}2$ и $2{,}2>0{,}64$ (см. п. 11 расчета), то все транзисторы выдержат мощность, которая на них рассеивается в режиме к. з. до тех пор, пока сработает предохранитель.

Выберем схему защиты по перенапряжению, необходимую для транзистора П217 на время включения фильтра. Так как транзистор от перегрузки по току защищен предохранителем, то можно применить схему, изображенную на рис. 4-8,*а*, которая выполняется на маломощном стабилитроне (см. § 4-3).

На транзисторе напряжение $U_{\text{КЭ ср 1 макс}}=9$ В, напряжение на стабилитроне $E_{\text{ст}}$ должно быть значительно больше, чтобы не было ложных срабатываний во время рабочего режима. Возьмем стабилитрон Д814Д с рабочим напряжением 11,5—14 В. Он сработает только во время включения; при коротком замыкании на выходе на стабилитроне будет напряжение 9,8 В (см. п. 10), что меньше рабочего 11,5 В. Ток через стабилитрон будет меньше тока $I_{\text{д.ср}}=4$ мА, что меньше допустимого значения 24 мА.

13. Коэффициент полезного действия фильтра при $I_{\text{д.ср}}\ll I_{\text{вых.ср}}$.

$$\eta\approx\lambda=U_{\text{вых.ср}}/U_{\text{вх.ср.ном}}=48/58=0{,}83.$$

Задано было $\eta=0{,}8$.

Согласно существующим нормалям подбираем теплоотводящий радиатор для транзистора П217.

Конденсатор $C_{\text{вых}}$ емкостью в несколько десятков микрофарад повышает устойчивость фильтра и улучшает его динамическую характеристику.

6-3. РАСЧЕТ ФИЛЬТРА ФК С ФИКСИРОВАННЫМ БАЗОВЫМ СМЕЩЕНИЕМ

Исходные данные для расчета: напряжение $U_{\text{вых.ср}}=12$ В; нагрузка $I_{\text{вых.ср}}=0{,}1$ А; коэффициент пульсаций на выходе $k_{\text{пл.вых}}=10^{-2}\%$; частота пульсаций $f_{\text{пл}}=800$ Гц; коэффициент пульсаций на входе $k_{\text{пл.вх}}=3\%$; $T_{\text{окр}}=+40°\text{C}=\text{const}$; выходное сопротивление $z_{\text{вых}}$ на частоте 80 Гц не более 70 Ом; к. п. д. η не менее 0,6; внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{\text{iв}}=20$ Ом; напряжение на входе может изменяться от $U_{\text{вх.ср.ном}}$ (1—0,1) до $U_{\text{вх ср.ном}}$ (1+0,1); общий провод — отрицательный.

1. Согласно (1-4) коэффициент сглаживания

$$K=3/10^{-2}=300.$$

2. Учитывая значения $I_{\text{вых.ср}}$, $z_{\text{вых}}$ и $T_{\text{окр}}=\text{const}$, а также изложенное в гл. 1 и 2, выбираем схему ФК с фиксированным базовым смещением на одиночном транзисторе (рис. 2-1).

3. $U_{\text{вых ср}}$ в данном примере мало, $U_{\text{вх ср}}$ будет примерно 20 В. Точнее его определим, когда будет известно значение $R_э$. Общий провод должен быть отрицателен, поэтому используют транзистор типа *p-n-p*. Транзистор выбирают по значению $I_{\text{вх.ср}}$, при этом он должен иметь большое значение $h_{21Э}$ и рассеивать мощность $P_{\text{К к з}}$ длительное время без теплоотвода.

Поэтому применяем германиевый транзистор большой мощности с проводимостью *p-n-p* типа ГТ703Г. Его параметры: при $I_{\text{Эср}}=$ $=0{,}1$ А $r_к=25\cdot10^3$ Ом; $r_б=25$ Ом; $I_{\text{КБ0}}=0{,}05$ мА при $T_{\text{окр}}=20°\text{С}$; $r_э=0{,}026/I_{\text{Эср}}=0{,}026/0{,}1=0{,}26$ Ом; $h_{21Э}=50$; $\alpha=0{,}98$; $U_{\text{КЭ дп}}=$ $=30$ В; $I_{\text{Кдп}}=3{,}5$ А; $R_{\text{п.к}}=3°\text{С/Вт}$; $P_{\text{Кдп}}=1{,}6$ Вт; $P_{\text{К дп.т}}=15$ Вт.

4. Ток $I_{\text{КБ0}}$ при $T_{\text{окр}}=40°$ С согласно § 5-2 составляет 0,20 мА.

5. По формуле (6-5) без учета падения напряжения на $R_э$ получаем:

$$U'_{\text{вх.ср.ном}}=12+0{,}02/(1-0{,}03)(1-0{,}1)=13{,}8\text{ В};$$

$$U_{\text{КЭ ср.ном}}=U'_{\text{вх.ср.ном}}-U_{\text{вых.ср}}=13{,}8-12=1{,}8\text{ В}.$$

6. По формуле (2-45) сопротивление в цепи базы

$$R_б=(1{,}8+12)/[(0{,}1/50)-(0{,}2\cdot10^{-3}/0{,}98)]=7650\text{ Ом}.$$

Согласно номинальной шкале принимаем $R_б=7500$ Ом.

7. По формуле (2-41) сопротивление в цепи эмиттера $R_{\text{э.опт}}=$ $=0{,}25(1-0{,}98)7500=37$ Ом.

Согласно номинальной шкале принимаем $R_э=39$ Ом.

8. Входное напряжение с учетом падения на $R_э$ составит:

$$U_{\text{вх.ср.ном}}=U'_{\text{вх.ср.ном}}+I_{\text{вых.ср}}R_э/\overline{\alpha}=13{,}8+0{,}1\cdot39/0{,}98=17{,}8\text{ В};$$

$$U_{\text{вх.ср.макс}}=U_{\text{вх.ср ном}}(1+a)=17{,}8(1+0{,}1)\approx19{,}5\text{ В}.$$

9. По формуле (2-42) емкость конденсатора в цепи базы

$$C_б\approx8(1+0{,}98\cdot25\cdot10^3/7500)/2\pi\cdot800(1-0{,}98)\cdot7500\approx$$

$$\approx45\text{ мкФ}.$$

Рабочее напряжение конденсатора состоит из суммы $I_Э R_Э+U_{ЭБ}$ $\approx0{,}1\cdot39+0{,}3=4{,}2$ В. С учетом полуторного запаса для надежности получим $U_{\text{раб}}\approx6{,}3$ В. Значение $k_{\text{пл}}$ на конденсаторе $C_б$ составит $k_{\text{пл.вх}}/\omega_{\text{пл}}C_бR_б=3/2\pi\cdot800\cdot45\cdot10^{-6}\cdot7500\approx0{,}002\%$, что при пересчете на частоте 50 Гц соответствует $0{,}002\cdot16=0{,}03\%$; такое значение $k_{\text{пл}}$ допускает любой конденсатор. Учитывая возможный технологический разброс от 10 до 30%, а также уменьшение емкости при температуре 40°С и увеличение продолжительности работы выберем малогабаритный конденсатор К53-4 емкостью 100 мкФ напряжением 6 В.

10. По формуле (2-38) постоянная времени

$$\tau=39\cdot45\cdot10^{-6}\approx1{,}7\text{ мс}.$$

11. По формуле (2-37) множитель, учитывающий влияние емкости $C_б$ на коэффициент сглаживания K,

$$A=1/\{1+[(10^3/2\cdot\pi\cdot800\cdot1{,}7)(1+25\cdot10^3/7500)]^2\}^{1/2}\approx0{,}9.$$

12. Согласно формуле (2-36) выходная емкость

$$C_{\text{вых}} = K\,[R_{\text{э}} + (1 - \bar{\alpha})\,R_{\text{б}}]\cdot 10^{6}/Ar_{\text{к}}\omega_{\text{пл}}\bar{\alpha}R_{\text{н}} = 300\,[39 +$$

$$+ (1 - 0{,}98)\,7500]\cdot 10^{6}/0{,}9\cdot 25\cdot 10^{3}\cdot 2\pi\cdot 800\cdot 0{,}98\cdot 120 = 4{,}3 \text{ мкФ}.$$

Здесь

$$R_{\text{н}} = U_{\text{вых ср}}/I_{\text{вых ср}} = 12/0{,}1 = 120 \text{ Ом}.$$

13. Для обеспечения выходного сопротивления 70 Ом на частоте 80 Гц

$$C_{\text{вых}} \approx 10^{6}/\Omega z_{\text{вых}} = 10^{6}/2\pi\cdot 80\cdot 70 = 29 \text{ мкФ}.$$

Таким образом, конденсатор $C_{\text{вых}}$ следует выбрать исходя из обеспечения заданного $z_{\text{вых}}$.

На холостом ходу к конденсатору $C_{\text{вых}}$ прикладывается напряжение.

$$E_{\text{вх ср макс}} = U_{\text{вх ср.макс}} + I_{\text{вх ср}}R_{i\text{в}} = 19{,}5 + 0{,}1\cdot 20 = 21{,}5 \text{ В}.$$

Согласно номинальной шкале выбираем конденсатор К50-12 емкостью 50 мкФ при рабочем напряжении 25 В (с учетом запаса по надежности). С учетом технологического разброса (20%) и уменьшения емкости при работе на частоте 800 Гц и с ростом продолжительности работы такой конденсатор подходит.

14. Согласно формуле (2-43) к. п. д.

$$\eta = U_{\text{вых.ср}}\bar{\alpha}/U_{\text{вх.ср ном}}\,(1 + I_{\text{КБ0}}/I_{\text{Кср}}) =$$

$$= 12\cdot 0{,}98/17{,}8\,(1 - 0{,}24\cdot 10^{-3}/0{,}1) = 0{,}66;$$

было задано 0,6.

15. Ток короткого замыкания при $I_{\text{КБ0}} = 0$ и $U_{\text{ЭБ}} = 0$ из формул (2-4) и (2-7) с учетом $R_{i\text{в}}$

$$I_{\text{К к.з ср макс}} = E_{\text{вх ср макс}}/[R_{i\text{в}} + R_{\text{э}} + R_{\text{б}}(1 - \bar{\alpha})] =$$

$$= 21{,}5/[20 + 39 + 7500(1 - 0{,}98)] = 0{,}103 \text{ А}.$$

Напряжение на участке коллектор — эмиттер транзистора при коротком замыкании на выходе для $I_{\text{КБ0}} = 0$ и $\bar{\alpha} \approx 1$

$$U_{\text{КЭ к.з.макс}} = E_{\text{вх ср макс}} - I_{\text{К к.з.ср.макс}}\,(R_{i\text{в}} + R_{\text{э}}) =$$

$$= 21{,}5 - 0{,}103\,(20 + 39) \approx 15{,}6 \text{ В}.$$

При $U_{\text{КЭдп}} = 30$ В и $I_{\text{К дп}} = 3{,}5$ А защита не нужна.

16. В рабочем режиме при максимальном входном напряжении

$$P_{\text{К макс}} = U_{\text{КЭ ср. макс}}I_{\text{вых.ср}} = 1{,}8\cdot 1{,}1\cdot 0{,}1 \approx 0{,}2 \text{ Вт}.$$

При 20°С $P_{\text{К дп}} = 1{,}6$ Вт; теплоотвод не нужен. (Для большей гарантии следует произвести расчет $P_{\text{К дп}}$ при $T_{\text{окр}} = 40$°С.)

В режиме короткого замыкания

$$P_{\text{К к з.макс}} = U_{\text{КЭ к.з ср. макс}}I_{\text{К к.з.ср.макс}} = 15{,}6\cdot 0{,}103 \approx 1{,}6 \text{ Вт}.$$

Это значение не превышает $P_{\text{К дп}} = 1{,}6$ Вт, и поэтому транзистор без теплоотвода будет выдерживать длительное короткое замыкание. Отметим, что $I_{\text{К к з ср макс}}$ почти не отличается от $I_{\text{К ср}}$, и поэтому установка предохранителя в коллекторную цепь транзистора не приведет к желаемому результату.

6-4. РАСЧЕТ ФИЛЬТРА ФЭ С ТРАНЗИСТОРНЫМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ

Исходные данные для расчета: напряжение $U_{\text{вых.ср}}$=6,0 В; нагрузка $I_{\text{вых.ср}}$=1,5 А; коэффициент пульсаций на выходе $k_{\text{пл вых}}=2\cdot10^{-2}$%; частота пульсаций $f_{\text{пл}}$=100 Гц; коэффициент пульсаций на входе $k_{\text{пл вх}}$=6%; $T_{\text{окр}}$=20°С=const; выходное сопротивление $z_{\text{вых}}$ на частоте 30 Гц не более 0,3 Ом; к. п. д. не менее 0,6; внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{\text{iв}}$=1 Ом; напряжение на входе может изменяться от $U_{\text{вх ср ном}}(1-0{,}1)$ до $U_{\text{вх ср ном}}(1+0{,}1)$; общий провод — положительный.

1. Согласно (1-4) коэффициент сглаживания

$$K=6/2\cdot10^{-2}=300.$$

2. Фильтр с транзисторным двухполюсником обеспечивает большие K при больших $r_{\text{к}}$ и $r_{\text{к.в}}$ (см. гл. 2). Для получения большого $r_{\text{к в}}$ следует уменьшить ток $I_{\text{к в.ср}}$ до 1—2 мА. С этой целью,

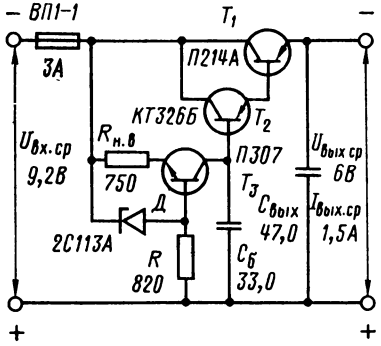


Рис. 6-3. Схема фильтра с транзисторным двухполюсником на напряжение 6 В, ток 1,5 А при коэффициенте сглаживания 300.

а также для получения большого $r_{\text{к}}$ применяем двойной транзистор с большим $h_{21\text{э}\Sigma}$ на германиевом транзисторе П214А и кремниевом КТ326Б (оба с проводимостью типа p-n-p). Транзистор $T_{\text{в}}$ — маломощный кремниевый n-p-n типа П307. Схема фильтра изображена на рис. 6-3.

Для П214 А при $I_{\text{Эср1}}$= 1,5 А $r_{\text{к1}}=3\cdot10^3$ Ом; $r_{\text{б1}}=3$ Ом; $I_{\text{КБ01}}=$ = 0,3 мА при $T_{\text{окр}}=20$°С; $r_{\text{э1}}=0{,}026/I_{\text{Э1}}=0{,}026/1{,}5\approx0{,}017$ Ом; $h_{21\text{э}1}$=50; $\alpha_1=0{,}98$; $U_{\text{КБ1дп}}$=55 В;

$$U_{\text{КЭ1дп}}=55\text{ В};\ I_{\text{К1дп}}=5\text{ А};\ R_{\text{п.к1}}=4\text{°С/Вт};\ U_{\text{ЭБср1}}=0{,}4\text{ В};$$

$$P_{\text{К1дп.т}}=10\text{ Вт};\ U_{\text{КЭ1мин}}\approx0{,}5\text{ В}.$$

Для КТ326Б при $I_{\text{Эср2}}=1{,}5/50=30$ мА $r_{\text{к2}}\approx70\cdot10^3$ Ом; $r_{\text{б2}}=$ = 70 Ом; $I_{\text{КБ02}}=0{,}5$ мкА при $T_{\text{окр}}$=20°С; $r_{\text{э2}}=0{,}026/0{,}03\approx0{,}9$ Ом; $h_{21\text{э}2}=45$; $\alpha_2=0{,}98$; $U_{\text{КБ2дп}}=20$ В; $U_{\text{КЭ2дп}}=15$ В; $I_{\text{К2дп}}=50$ мА; $U_{\text{ЭБср2}}\approx1$ В; $P_{\text{К2дп}}=250$ МВт.

Для П307 при $I_{Эв.ср}=0{,}03/45\approx 0{,}7$ мА $r_{к.в}=1500\cdot 10^3$ Ом; $r_{б.в}=$ $=1500$ Ом; $I_{КБ0в}=3$ мкА при $T_{окр}=20°$С; $r_{эв}=0{,}026/0{,}7\cdot 10^{-3}\approx$ ≈ 37 Ом; $h_{21эв}=16$; $\alpha_в=0{,}94$; $U_{КЭв.дп}=80$ В; $U_{КБв.дп}=80$ В; $I_{Кв.дп}=30$ мА; $P_{Кв.дп}=0{,}25$ Вт; $U_{ЭБв.ср}=0{,}65$ В.

3. Вычислим r-параметры эквивалентного двойного транзистора П214А и КТ326Б и его ток $I_{КБ0}$:

по формуле (5-7)

$$r_{к\,II}=3\cdot 10^3\cdot 70\cdot 10^3/[3\cdot 10^3+70\cdot 10^3(1-0{,}98)]\approx 48\cdot 10^3 \text{ Ом};$$

по формуле (5-8)

$$r_{б\,II}=70+(3+0{,}9)\cdot 70\cdot 10^3/[3\cdot 10^3+70\cdot 10^3(1-0{,}98)]\approx 76 \text{ Ом};$$

по формуле (5-9)

$$r_{э\,II}=0{,}017+(3+0{,}9)(1-0{,}98)\cdot 3\cdot 10^3/[3\cdot 10^3+70\cdot 10^3\times$$
$$\times(1-0{,}98)]=0{,}07 \text{ Ом};$$

по формуле (5-3)

$$I_{КБ0II}=0{,}5\cdot 10^{-3}+0{,}3\,(1-0{,}98)=6{,}5\cdot 10^{-3} \text{ мА};$$

по формуле (5-2)

$$h_{21эII}=(0{,}98+0{,}98-0{,}98\cdot 0{,}98)/(1-0{,}98)\,(1-0{,}98)\approx 2500.$$

4. Определим сопротивление $R_{н\,в}$. Исходя из обеспечения возможно большего $R_{вх\,в}$, достаточно выдержать (см. гл. 2) $R_{н.в}/r_{б.в}=0{,}5$, откуда

$$R_{н\,в}=0{,}5\cdot 1500=750 \text{ Ом}.$$

По номинальной шкале $R_{н.в}=750$ Ом.

5. Определим величину минимального напряжения $U_{КЭ}$ на транзисторе П214А:

$$U_{КэсрIмин}=I_{Эв.ср}R_{н.в}+U_{КЭв.\,ср.\,мин}+U_{ЭБср2}+U_{ЭБср1}=$$
$$=0{,}7\cdot 10^{-3}\cdot 750+1+1+0{,}4\approx 2{,}9 \text{ В}.$$

Здесь принято $U_{КЭв.\,ср.\,мин}=1$ В, откуда

$$U_{вх.\,ср.\,мин}=U_{вых.\,ср}(1-b)+U_{КЭсрIмин}=6\,(1-0{,}1)+2{,}9=8{,}3 \text{ В}.$$

Чтобы рабочая точка не заходила в область насыщения, в соответствие с (6-4)

$$U_{вх\,ср\,мин}=(6+0{,}5)/(1-0{,}06)\approx 7 \text{ В}.$$

Выбираем большее значение $U_{вх.ср\,мин}=8{,}3$ В, откуда

$$U_{вх\,ср.ном}=U_{вх\,ср.мин}/(1-b)=8{,}3/(1-0{,}1)=9{,}2 \text{ В};$$
$$U_{вх\,ср\,макс}=U_{вх\,ср\,ном}(1+a)=9{,}2(1+0{,}1)\approx 10 \text{ В}.$$

6. По формуле (2-96) входное сопротивление

$$R_{вх.в}=1{,}5\cdot 10^6[1-0{,}94/(1+750/1500)]\approx 560\cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

7. Нагрузочное сопротивление на выходе фильтра

$$R_н=U_{вых.ср}/I_{вых\,ср}=6/1{,}5=4 \text{ Ом};$$

входное сопротивление транзисторного двухполюсника по постоянному току

$$R_{\text{вх.в}-}=U_{\text{КЭв. ср. мин}}/I_{\text{Кв.ср}}\,(1-0{,}1)=1/0{,}7\cdot10^{-3}\,(1-0{,}1)=$$

$$=1600\ \text{Ом}.$$

8. Предельное значение $K_{\text{макс}}$ можно получить из (2-100) при $x_{\text{Сб}}=0$

$$K_{\text{макс}}=r_{\text{кII}}\,R_{\text{н}}/r_{\text{бII}}\,[R_{\text{н}}+R_{\text{вх.в}-}\,(1-\alpha_{\text{II}}-I_{\text{КБ0II}}/I_{\text{ЭсрII}})]=$$

$$=48\cdot10^{3}\cdot4/76\,(4+1600/2500)\approx545.$$

Здесь учтено, что $(I_{\text{КБ0II}}/I_{\text{ЭсрII}})\ll(1-\alpha_{\text{II}})$, и принято, что $1/(1-\alpha_{\text{II}})\approx h_{21\text{эII}}$.

Таким образом, K=300 достижим.

Согласно (2-100) находим емкость $C_{\text{б}}$ для получения K=300:

$$K=r_{\text{кII}}R_{\text{вх.в}}R_{\text{н}}/\{[(R_{\text{вх.в}}+r_{\text{кII}})\,(R_{\text{н}}+R_{\text{вх.в}-}/h_{21\text{ЭII}})]\times$$

$$\times[x^{2}_{\text{Сб}}+r^{2}_{\text{бII}}/(1+r_{\text{кII}})\,R_{\text{вх.в}}]^{1/2}\}.$$

Подставив численные значения, получим:

$$300=48\cdot10^{3}\cdot560\cdot10^{3}\cdot4/\{[(560\cdot10^{3}+48\cdot10^{3})\,(4+1600/2500)]\times$$

$$\times[x^{2}_{\text{Сб}}+76^{2}/(1+48\cdot10^{3}/560\cdot10^{3})]^{1/2}\},$$

откуда $x_{\text{Сб}}\approx105$ Ом, что при частоте $f_{\text{пл}}$=100 Гц соответствует емкости $C_{\text{б}}\approx15$ мкФ (при $U_{\text{раб}}=E_{\text{вх.ср.макс}}$=11,5 В). Здесь $E_{\text{вх.ср.макс}}=U_{\text{вх.ср.макс}}+I_{\text{вых.ср}}R_{i\text{в}}$=10+1,5·1=11,5 В.

Выбираем конденсатор типа К53-4 на рабочее напряжение 20 В (учитывая полуторный запас для повышения надежности) емкостью 33 мкФ. Принимая во внимание возможный технологический разброс 30% и уменьшение емкости с увеличением продолжительности работы, считаем, что такая емкость будет достаточной. Масса конденсатора 4 г. Допустимый коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе для $f_{\text{пл}}$=100 Гц составляет 5%, что превышает заданный $k_{\text{пл вых}}=2\cdot10^{-2}$%.

9. Выходное сопротивление фильтра согласно формуле (2-90) на частоте 30 Гц

$$Z_{\text{вых}}=r_{\text{эII}}+r_{\text{бII}}/h_{21\text{эII}}-jx_{\text{Сб}}/h_{21\text{эII}}=$$

$$=0{,}07+76/2500-j105/2500\approx0{,}1-j0{,}04\ \text{Ом}.$$

Было задано $z_{\text{вых}}$ не более 0,3 Ом.

10. Напряжение на стабисторе

$$U_{\text{ст}}\geqslant I_{\text{Эв.ср}}\,R_{\text{н.в}}+U_{\text{ЭБв.ср}}=0{,}7\cdot10^{-3}\cdot750+0{,}65\approx1{,}2\ \text{В}.$$

Такое напряжение получим от стабистора типа 2С113А, у которого $U_{\text{ст}}$=1,3 В.

Полагая, что через стабистор протекает ток $I_{\text{ст ср}}$=10 мА, определяем балластное сопротивление $R=(U_{\text{вх.ср ном}}-U_{\text{ст}})/I_{\text{ст ср}}=$ =(9,2—1,2)/10·10^{-3}=800 Ом,
по номинальной шкале 820 Ом.

11. $E_{\text{вх.ср.макс}}=11{,}5$ В не представляет опасности ни для одного из транзисторов.

Определим режимы схемы при к. з. на выходе. По формуле (4-8)

$$I_{\text{К ср к.з 1макс}}\approx E_{\text{вх ср макс}}/(R_{i\text{в}}+R_{\text{вх.в}-}/h_{21\text{Э1}})=$$

$$=11{,}5/(1+1600/2500)=7 \text{ А};$$

$$U_{\text{К ср.к.з макс}}\approx(E_{\text{вх.ср макс}}R_{\text{вх.в}-}/h_{21\text{Э11}})/(R_{i\text{в}}+R_{\text{вх.в}-}/h_{21\text{Э11}})=$$

$$=(11{,}5\cdot 1600/2500)/(1+1600/2500)\approx 4{,}5 \text{ В};$$

мощность, рассеиваемая на транзисторе П214А,

$$P_{\text{К к.з1макс}}=U_{\text{К ср.к.з.макс}}I_{\text{К ср.к.з1макс}}=4{,}5\cdot 7\approx 32 \text{ Вт}.$$

На транзисторе КТ326Б $I_{\text{К ср.к.з2макс}}=7/50\approx 0{,}14$ А и $P_{\text{К к.з2макс}}=32/50=0{,}64$ Вт. Транзисторы П214А и КТ326Б не выдержат длительно ни $I_{\text{К ср.к.з.макс}}$, ни $P_{\text{К к.з.макс}}$.

12. Поскольку ток к. з. в несколько раз превышает $I_{\text{вых.ср}}$, то надежно сработает предохранитель. Рассчитаем, выдержит ли транзистор импульсную перегрузку за время, необходимое для расплавления вставки предохранителя.

При к. з. ток, протекающий через предохранитель, установленный в минусовом проводе,

$$I_{\text{пр.к.з}}=I_{\text{К ср.к.з1макс}}+I_{\text{К ср.к.з2макс}}=7+0{,}14=7{,}14 \text{ А}.$$

Выберем предохранитель на двойной ток $I_{\text{вых.ср}}$, что составит $I_{\text{ном}}=3$ А. Отношение $I_{\text{пр.к.з}}/I_{\text{ном}}$ для него составляет $7{,}14/3=2{,}35$. Согласно рис. 4-3 для отношения $I/I_{\text{н}}=2{,}35$ у предохранителя ВП1-1 время срабатывания $t\approx 0{,}2$ с. За это время на транзисторах можно допустить мощность согласно (4-13):

$$P_{\text{Ки1дп}}=100S_{\text{п1}}/t_{\text{и}}^{1/2}=100\cdot 0{,}15/0{,}2^{1/2}\approx 33{,}8 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{Ки2дп}}=700S_{\text{п2}}/t_{\text{и}}^{1/2}=700\cdot 0{,}02/0{,}2^{1/2}\approx 30 \text{ Вт}.$$

Здесь $S_{\text{п}}$ — площадь перехода (см. табл. 4-1). Для КТ326Б $S_{\text{п2}}$ принята условно равной 0,02 см^2 исходя из того, что менее мощный транзистор МП116 имеет $S_{\text{п}}=0{,}015$ см^2. Так как $33{,}8>30$ и $30>0{,}64$, транзисторы П214А и КТ326Б выдержат мощность, которая выделяется на них в режиме короткого замыкания, пока сработает предохранитель.

13. В номинальном режиме работы к. п. д. фильтра

$$\eta=U_{\text{вых.ср}}I_{\text{вых.ср}}/U_{\text{вх.ср}}I_{\text{вх.ср}}\approx$$

$$\approx U_{\text{вых.ср}}/U_{\text{вх.ср}}=6/9{,}2=0{,}65;$$

было задано не менее 0,6.

Для увеличения устойчивости и уменьшения $z_{\text{вых}}$ на высоких частотах включаем конденсатор типа К53-4 емкостью 47 мкФ на $U_{\text{раб}}=15$ В.

6-5. РАСЧЕТ ФИЛЬТРА-СТАБИЛИЗАТОРА

Исходные данные для расчета: стабилизатор с $U_{\text{вых.ср}}=15$ В; $E_{\text{вх ср.макс}}=30$ В; $I_{\text{вых.ср}}=1$ А; $I_{\text{ст.ср}}=10$ мА; $R_{\text{б.с}}=100$ Ом; Ст — два последовательно включенных стабилитрона Д814А (согласно измерениям $r_{\text{ст}}=2\cdot 2=4$ Ом). Для транзистора типа П215 при

$I_{\text{Эср}}=1$ А; $r_{\text{к}}=4000$ Ом; $r_{\text{б}}=4$ Ом; $r_{\text{э}}=0{,}026$ Ом; $h_{21\text{э}}=20$; $T_{\text{окр}}=20°\text{C}=\text{const}$; $f_{\text{пл}}=100$ Гц. Требуется изменить схему стабилизатора, переведя его в режим с улучшенным сглаживанием пульсаций (фильтр-стабилизатор) и получив увеличение коэффициента фильтрации p не менее чем в 4 раза. Необходимо рассчитать емкость конденсатора $C''_{\text{б}}$ (см. рис. 2-10,*б*).

1. Делим резистор $R_{\text{б с}}$ на две равные части. Согласно номинальной шкале $R'_{\text{б с}}=R''_{\text{б.с}}=62$ Ом. При этом несколько упадет ток $I_{\text{ст.ср}}$ (до 8 мА), что достаточно для нормальной работы стабилитрона.

2. Согласно (2-113) коэффициент

$$G=1+r_{\text{к}}r_{\text{ст}}/(r_{\text{б}}+r_{\text{ст}})(R'_{\text{бс}}+R''_{\text{б.с}})=1+4000\times$$
$$\times 4/(4+4)(62+62)=17{,}2.$$

3. Согласно (2-115), задавшись выигрышем $p=4$ при переходе к фильтру-стабилизатору, находим:

$$F=p(1+r_{\text{б}}/r_{\text{ст}})(R'_{\text{б.с}}+R''_{\text{б.с}})/r_{\text{к}}=4(1+4/4)\times$$
$$\times (62+62)/4000\approx 0{,}25.$$

Из рис. 2-12 следует, что при $G=17{,}2$ и $F=0{,}25$ кривая F идет круто и рост емкости $C''_{\text{б}}$ дает существенное увеличение F.

4. Из формулы (2-116) находим для $F=0{,}25$

$$C''_{\text{б}}=4\cdot 10^6(F^2G^2-1)^{1/2}/\omega_{\text{пл}}(R'_{\text{б.с}}+R''_{\text{б.с}})\times$$
$$\times (1-F^2)^{1/2}=4\cdot 10^6(0{,}25^2\cdot 17{,}2^2-1)^{1/2}/628(62+62)\times$$
$$\times(1-0{,}25^2)^{1/2}\approx 220 \text{ мкФ}.$$

Согласно номинальной шкале выбираем конденсатор типа К50-12 емкостью 300 мкФ (два конденсатора 100 и 200 мкФ) с рабочим напряжением 50 В (с учетом запаса по надежности). Как правило, коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе $C''_{\text{б}}$ во много раз меньше допустимого. С учетом технологического разброса (20%) и уменьшения емкости по мере работы конденсатора такая емкость достаточна.

6-6. РАСЧЕТ ФИЛЬТРА ФШ, УПРАВЛЯЕМОГО С ВЫХОДА

Исходные данные для расчета: напряжение $U_{\text{вых.ср}}=3$ В; ток нагрузки $I_{\text{вых.ср}}=0{,}6$ А; коэффициент пульсаций на выходе $k_{\text{пл.вых}}=0{,}5\%$; частота пульсаций $f_{\text{пл}}=800$ Гц; коэффициент пульсаций на входе $k_{\text{пл.вх}}=3\%$; $T_{\text{окр}}=20°\text{C}=\text{const}$; выходное сопротивление на частоте 100 Гц не более 1,5 Ом; к. п. д. не менее 0,25; внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{i\text{в}}=5$ Ом; напряжение на входе может изменяться от $U_{\text{вх.ср ном}}(1-0{,}1)$ до $U_{\text{вх.ср.ном}}(1+0{,}1)$. Общий провод схемы — отрицательный.

1. Согласно (1-4) требуемый коэффициент сглаживания

$$K=3/0{,}5=6.$$

Так как значение K мало, то попытаемся обойтись фильтром на одном транзисторе, без дополнительного усилителя (рис. 2-16).

2. Нагрузочное сопротивление

$$R_{\text{н}}=U_{\text{вых.ср}}/I_{\text{вых.ср}}=3/0{,}6=5 \text{ Ом}.$$

3. Исходя из гл. 2 принимаем:

$$R=R_{\text{н}}=5 \text{ Ом}.$$

Выбираем по номинальной шкале $R=5{,}1$ Ом.

4. Из анализа схемы, приведенной на рис. 2-16, следует, что ток эмиттера транзистора с учетом (2-127)

$$I_{\text{Э ср}} \approx \gamma\,(U_{\text{вых.ср}} + I_{\text{вых.ср}} R)\, k_{\text{пл.вх}}/R\,(1 - \gamma k_{\text{пл.вх}}) =$$

$$= 1{,}1\,(3 + 0{,}6 \cdot 5{,}1) \cdot 0{,}03/5{,}1\,(1 - 1{,}1 \cdot 0{,}03) \approx 0{,}04 \text{ А}.$$

Здесь γ — коэффициент запаса, который можно выбрать (с учетом тока $I_{\text{КБ0}}$) от 1,1 до 1,2; с ростом тока $I_{\text{вых.ср}}$ γ уменьшается, и при $I_{\text{вых.ср}} \geqslant 0{,}4$ А $\gamma \approx 1{,}1$.

5. Согласно (2-122) входное напряжение

$$U_{\text{вх.ср.ном}} = U_{\text{вых.ср}} + (I_{\text{Э ср}} + I_{\text{вых.ср}})\, R = 3 + (0{,}04 + 0{,}6) \cdot 5{,}1 \approx 6{,}3 \text{ В};$$

$$U_{\text{вх.ср.макс}} = U_{\text{вх.ср.ном}}\,(1 + 0{,}1) = 6{,}3\,(1 + 0{,}1) \approx$$

$$\approx 6{,}9 \text{ В}.$$

6. Определяем мощность, учитывая, что переменная составляющая мощности, выделяемая на транзисторе, равна примерно 10% постоянной составляющей

$$P_{\text{К макс}} = 1{,}1 U_{\text{вых.ср}}\,(1 + 0{,}1)\, I_{\text{Э ср}} = 1{,}1 \cdot 3 \cdot 1{,}1 \cdot 0{,}04 \approx 0{,}15 \text{ Вт}.$$

7. Согласно (2-148) подсчитаем ориентировочное предельное значение коэффициента сглаживания при токе $I_{\text{Э ср}}=0{,}04$ А. При таком токе $r_{\text{э}}=0{,}026/0{,}04 \approx 0{,}6$ Ом и усредненные значения $r_{\text{б}} \approx 50$ Ом и $h_{21\text{э}} \approx 30$;

$$K = R/2\,(r_{\text{э}} + r_{\text{б}}/h_{21\text{э}}) = 5{,}1/2\,(0{,}6 + 50/30) \approx 1{,}1,$$

что значительно меньше 10. Поэтому выберем транзистор, через который можно пропустить ток $I_{\text{Э ср}}$ значительно больший, чем 0,04 А. При этом получим меньшие значения $r_{\text{э}}$ и $r_{\text{б}}$, при которых K будет равным 6.

Выберем транзистор ГТ905А, у которого без радиатора при $T_{\text{окр}}=20°\text{С}$ $P_{\text{К дп}}=1{,}2$ Вт и $h_{21\text{э}}=35$; $\alpha=0{,}97$. При $U_{\text{вх.ср.макс}}$ найдем допустимый ток

$$I_{\text{Э ср}} \approx P_{\text{Кдп}}/U_{\text{вых.ср}} \cdot 1{,}1 = 1{,}2/3 \cdot 1{,}1 \approx 0{,}36 \text{ А}.$$

Для такого тока $r_{\text{б}} \approx 9$ Ом; $r_{\text{э}}=0{,}026/0{,}36 \approx 0{,}07$ Ом.

Для таких величин по формуле (2-148) предельное значение

$$K \approx R/2\,[r_{\text{э}} + (1 - \alpha) r_{\text{б}}] = 5{,}1/2\,[0{,}07 + (1 - 0{,}97) \cdot 9] \approx 7{,}5;$$

задано $K=6$.

8. Сопротивление резистора смещения в цепи базы

$$R_{\text{б}} = h_{21\text{Э}}\,(U_{\text{вых.ср}} - U_{\text{БЭ ср}})/I_{\text{Э ср}} = 35\,(3 - 0{,}4)/0{,}36 \approx 250 \text{ Ом};$$

здесь $U_{\text{БЭ ср}} \approx 0{,}4$ В при токе $I_{\text{Б ср}} = 0{,}36/h_{21\text{Э}} = 0{,}36/35 \approx 0{,}01$ А.

По номинальной шкале выбираем 240 Ом.

9. Согласно (2-147), пренебрегая значением $I_{КБ0}/I_{Э\,ср}$ по сравнению с $(1-\bar{\alpha})$, находим коэффициент сглаживания

$$K\approx 1/[r_э+(1-\alpha)r_б][1/R+1/R_в+1/(1-\alpha)R_б]=$$

$$=1/[0{,}07+(1-0{,}97)\cdot 9][1/5{,}1+1/5+1/(1-0{,}97)\cdot 240]\approx 5{,}4,$$

что мало отличается от заданного.

10. По формуле (2-151)

$$C_б=(1{,}5\div 2)\cdot 10^6/2\pi\cdot 800[0{,}07/(1-0{,}97)+9]=26\div 35 \text{ мкФ}.$$

11. По формуле (2-149) при $x_{Cб}=10^6/2\pi\cdot 100\cdot 35\approx 45$ Ом на частоте 100 Гц

$$Z_{вых}\approx 1/\{1/5{,}1+1/[0{,}07+(9-j45)/35]\}\approx 0{,}57-j1{,}1 \text{ Ом}.$$

Отсюда $z_{вых}=1{,}25$ Ом; было задано не более 1,5 Ом.

12. Ток на входе фильтра

$$I_{вх.ср}=I_{вых.ср}+I_{Э\,ср}=0{,}6+0{,}36=0{,}96 \text{ А}.$$

13. Уточняем входное напряжение согласно (2-122):

$$U_{вх.ср.ном}=3+0{,}96\cdot 5{,}1=7{,}9 \text{ В};$$

$$U_{вх.ср.макс}=7{,}9(1+0{,}1)=8{,}7 \text{ В};$$

$$E_{вх.ср.макс}=U_{вх.ср.макс}+I_{вх.ср}R_{iв}=8{,}7+0{,}96\cdot 5=13{,}5 \text{ В}.$$

14. Выбираем тип конденсатора $C_б$. Рабочее напряжение конденсатора должно быть с учетом надежности $1{,}5\cdot U_{вх.ср.макс}=1{,}5\cdot 8{,}7\approx 13{,}1$ В. Выберем тип конденсатора К53-4 емкостью 68 мкФ на напряжение 15 В. При выборе конденсатора учтен технологический разброс —30%, уменьшение емкости на частоте 800 Гц и при старении. Масса конденсатора 4 г. Допускаемая пульсация 3,5% на частоте 800 Гц.

15. Определим к. п. д. фильтра

$$\eta=U_{вых\,ср}I_{вых\,ср}/U_{вх.ср\,ном}I_{вх.ср}=3\cdot 0{,}6/7{,}9\cdot 0{,}96\approx$$

$$\approx 0{,}24;$$

было задано 0,25; такое расхождение допустимо.

16. Ток, протекающий через транзистор, на холостом ходу

$$I_{Э\,ср.х.х}=(U_{вх.ср.макс}-U_{ЭБ\,ср})/[R+R_б(1-\bar{\alpha})]=$$

$$=(8{,}7-0{,}4)/[5{,}1+240(1-0{,}97)]\approx 0{,}67 \text{ А}.$$

17. Напряжение на транзисторе на холостом ходу

$$U_{КЭ\,ср.х.х\,макс}=I_{Э\,ср\,х.х\,макс}(1-\bar{\alpha})R_б+U_{ЭБ\,ср}=$$

$$=0{,}67(1-0{,}97)\cdot 240+0{,}4=5{,}2 \text{ В}.$$

18. Мощность, выделяемая на транзисторе на холостом ходу,

$$P_{К\,х.х.макс}\approx U_{КЭ\,ср\,х.х.макс}I_{Э\,ср\,х.х.макс}=5{,}2\cdot 0{,}67\approx 3{,}5 \text{ Вт}.$$

Такую мощность без радиатора транзистор не выдерживает. Таким образом, надо или исключить работу фильтра на холостом ходу, или установить транзистор на теплоотводящем радиаторе. Последний выбирается согласно существующим стандартам из расчета $P_к=3{,}5$ Вт и $T_{окр}=20°C$.

Проще, казалось бы, включить в цепь эмиттера транзистора предохранитель, который должен пропускать через себя ток $I_{Э\,ср.ном}=0{,}36$ А, а при токе $I_{Э\,ср.х.х.мин}=I_{Э\,ср.х.х\,макс}(1-0{,}1)/(1+0{,}1)=0{,}67\cdot0{,}9/1{,}1\approx0{,}55$ А его вставка должна расплавляться. Однако при таких токах это невозможно, так как предохранитель обычно выбирают так, чтобы его номинальный ток примерно в 2 раза превышал $I_{Э\,ср.ном}$.

19. При необходимости включать фильтр без нагрузки надо $U_{раб}$ конденсатора $C_б$ поднять до $1{,}5E_{вх.ср.макс}=1{,}5\cdot13{,}5\approx20$ В. При этом придется взять два конденсатора К53-4 емкостью по 33 мкФ и включить их параллельно (общая масса 8 г) или один конденсатор К50-12 емкостью 100 мкФ на рабочее напряжение 25 В (масса 8 г).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Агапов М. В.** Системы защиты полупроводниковых стабилизаторов напряжения от перегрузок. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. М.: Советское радио, 1965, вып. 7, с. 243—259.

2. **Агапов М. В.** Особенности полупроводниковых фильтров последовательного и параллельного типов. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1965, вып. 2, с. 89—97.

3. **Агапов М. В., Пихута А. В.** Электрическая защита полупроводниковых источников питания. М.; Советское радио, 1966.

4. **Агаханян Т. М.** Основы транзисторной электроники. М.: Энергия, 1974.

5. **А. с.** 365782 (СССР). Транзисторный сглаживающий фильтр/ Анисимов В. И., Квасов Н. Н. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 6, с. 121.

6. **Будинский Я.** Усилители низкой частоты на транзисторах. М.: Связьиздат, 1963.

7. **Букреев С. С.** Принципы проектирования активных сглаживающих фильтров. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева, М.: Советское радио, 1974, вып. 6, с. 23—32.

8. **Векслер Г. С.** О применении составных транзисторов в сглаживающих фильтрах с параллельным триодом. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева, М.: Советское радио, 1969, вып. 1, с. 84—88.

9. **Векслер Г. С.** Исследование транзисторного сглаживающего фильтра с параллельным триодом. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. М.: Советское радио, 1966, вып. 15, с. 144—160.

10. **Векслер Г. С.** Транзисторные сглаживающие фильтры по схеме эмиттерного повторителя. — Техника кино и телевидения, 1963, № 9, с. 35—40.

11. **Векслер Г. С.** Сглаживающие свойства транзисторных стабилизаторов напряжения и фильтра. — Радиотехника, 1964, № 11, с. 58—64.

12. **Векслер Г. С.** Сглаживающий фильтр с параллельным транзистором, управляемый с выхода (ФШ-2). — Радиотехника, 1966, № 12, с. 27—34.

13. **Векслер Г. С.** Полупроводниковый сглаживающий фильтр на высокоомном транзисторном двухполюснике (ФЭ-4). — Техника кино и телевидения, 1968, № 6, с. 38—41.

14. **Векслер Г. С.** Транзисторный стабилизатор напряжения с улучшенным сглаживанием пульсаций. — Техника кино и телевидения, 1965, № 4, с. 47—50.

15. **Векслер Г. С., Штильман В. И.** Транзисторные сглаживающие фильтры. Киев: Техніка, 1972.

16. **Векслер Г. С.** Электропитание спецаппаратуры. Киев: Вища школа, 1975.

17. **Вильборн П.** О влиянии частотных свойств транзистора на характеристики сглаживающего фильтра в цепи эмиттера. — Изв. АН Эстонской ССР. Физика. Математика, 1971, № 4, с. 443—447.

18. **Вильборн П., Тамкиви П.** Низкочастотные характеристики транзисторных сглаживающих фильтров с нагрузкой в цепи эмит-

тера. — Изв. АН Эстонской ССР. Физика. Математика, 1971, № 1, с. 53—57.

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

20. **Додик С. Д.** Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М.: Советское радио, 1962.

21. **Додик С. Д., Штильман В. И.** Составные транзисторы с дополнительной симметрией и их применение в стабилизаторах напряжения и фильтрах. — Электросвязь, 1973, № 4, с. 50—53.

22. **А. с.** 303713 (СССР). Параллельный сглаживающий фильтр/ Додик С. Д., Штильман В. И., Дремов С. Т. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1971, № 16, с. 200.

23. **Долгих В. В., Долгих В. И.** Повышение коэффициента сглаживания фильтров с параллельным транзистором. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. М.: Связь, 1975, вып. 16, с. 38—42.

24. **А. с.** 495748 (СССР). Транзисторный фильтр для высоковольтных источников питания/ Дукаревич Б. М. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1975, № 46, с. 144.

25. **Источники** электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М.: Советское радио, 1969.

26. **Карпов В. И.** Устройства защиты полупроводниковых стабилизаторов от перегрузки и их классификация. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. М.: Советское радио, 1964, вып. 11, с. 253—276.

27. **Киселев Л. М., Гальперин Т. Б.** Активные фильтры для электропитания радиоаппаратуры. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1974, вып. 7, с. 97—103.

28. **Китаев В. Е., Бокуняев А. А.** Проектирование источников электропитания устройств связи. М.: Связь, 1972.

29. **А. с.** 329640 (СССР). Транзисторный сглаживающий фильтр/ Козубов В. Н. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1972, № 7, с. 218.

30. **Конев Ю. И.** Полупроводниковые триоды в автоматике. М.: Советское радио, 1960.

31. **Конев Ю. И.** Основные проблемы миниатюризации силовых электронных устройств и систем. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. М.: Советское радио, 1975, вып. 7, с. 3—13.

32. **Корольков В. Г., Лишин Л. Г.** Электрические схемы магнитофонов. М.: Энергия, 1967.

33. **Левинзон С. В., Алексеева З. И.** Расчет регулирующего элемента стабилизатора с составным буферным каскадом. — Электросвязь, 1970, № 11, с. 78—79.

34. **Мачинский В. К., Штильман В. И.** Фильтр с полупроводниковым триодом. — Радио, 1959, № 11, с. 52—53.

35. **Мачинский В. К., Штильман В. И.** Сглаживающие фильтры на транзисторах. — Радио, 1965, № 4, с. 41—43.

36. **А. с.** 118381 (СССР). Схема фильтра с кристаллическим триодом/ Мачинский В. К., Штильман В. И. — Опубл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1959, № 5, с. 37.

37. **А. с.** 135548 (СССР). Фильтр на полупроводниковых триодах/ Мачинский В. К., Штильман В. И. — Опубл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1961, № 3, с. 31.

38. **А. с.** 127296 (СССР). Устройство для стабилизации пульсаций выпрямленного напряжения/ Мачинский В. К., Штильман В. И.— Опубл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1960, № 7, с. 23.

39. **Мачинский В. К., Штильман В. И.** Фильтр с полупроводниковым триодом для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. — В кн.: Труды секции полупроводников. Вып. 1. Киев: НТОРиЭ им. А. С. Попова. Укр. отделение, 1958, с. 53—62.

40. **А. с.** 412600 (СССР). Монолитный стабилизатор напряжения с регулируемым выходом/ Дудников В. П., Завальский Ю. П., Макарчук В. А., Осмоловский В. Э., Полянин К. П. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 3, с. 188.

41. **Незнайко А. П., Геликман Б. Ю.** Конденсаторы и резисторы. М.: Энергия, 1974.

42. **Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В.** Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М.: Советское радио, 1971.

43. **Ныва А.** Схема реверсивного транзисторного фильтра в режиме малого сигнала. — Известия АН Эстонской ССР. Физика. Математика, 1971, № 1, с. 93—95.

44. **Ныва А.** Транзисторный фильтр в режиме большого сигнала. — Изв. АН Эстонской ССР. Физика. Математика, 1971, № 1, с. 95—98.

45. **А. с.** 187174 (СССР). Реверсивный транзисторный фильтр/ Ныва А. И., Вильборн П. А. — Опубл. в бюл. «Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1966, № 20, с. 85.

46. **Полковский И. М.** Стабилизация параметров транзисторных усилителей. М.: Энергия, 1973.

47. **Проектирование** источников электропитания радиоаппаратуры/ Белопольский И. И., Гейман Г. В., Краус Л. А., Лапиров-Скобло М. М., Тихонов В. И. М.: Энергия, 1967.

48. **Проектирование** усилительных устройств на транзисторах. Под ред. Г. В. Войшвилло. М.: Связь, 1972.

49. **Ромаш Э. М.** Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Энергия, 1975.

50. **Сафрошкин Ю. В.** Переходные характеристики и устойчивость транзисторных стабилизаторов напряжения и тока. М.: Энергия, 1968.

51. **Справочник** по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергия, 1976.

52. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1973.

53. **А. с.** 333650 (СССР). Транзисторный стабилизатор напряжения/ Додик С. Д., Штильман В. И., Сушко В. А., Попко С. М. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1972, № 11, с. 214

54. **Транзисторы.** Под общ. ред. А. А. Чернышева. М.: Энергия, 1975.

55. **Трохименко Я. К.** Транзистори в електронних схемах. Киев: Держтехвидав, 1963.

56. **Файзулаев В. Н.** Переходные процессы в транзисторных каскадах. М.: Связь, 1968.

57. **Федотов Я. А.** Основы физики полупроводниковых приборов. М.: Советское радио, 1969.

58. **Цыкин Г. С.** Электронные усилители. М.: Связь, 1965.

59. **Шестаков И. А.** К расчету максимально допустимой для полупроводниковых приборов мощности при работе их в режиме импульсных перегрузок. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. М.: Советское радио, 1960, вып. 5, с. 93—107.

60. **Штерк М. Д.** Составные транзисторы. — Радиотехника, 1966, № 9, с. 31—41.

61. **Штильман В. И.** Анализ переходных процессов в транзисторных сглаживающих фильтрах. — Радиотехника, 1966, № 9, с. 24—30.

62. **Штильман В. И.** Расчет сглаживающих фильтров на транзисторах. — Радиотехника, 1963, № 3, с. 72—78.

63. **А. с.** 152668 (СССР). Устройство для защиты транзистора от перенапряжения/ Штильман В. И. — Опубл. в «Бюл. изобрет. и товарных знаков», 1963, № 2, с. 14.

64. **Штильман В. И.** Схема защиты транзисторов стабилизаторов напряжения от перегрузок и коротких замыканий. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая, 1968, вып. 24, с. 58—63.

65. **А. с.** 447698 (СССР). Стабилизатор напряжения постоянного тока/ Штильман В. И., Дремов С. Т. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 39 с. 125.

66. **А. с.** 404068 (СССР). Стабилизированный источник напряжения постоянного тока/ Штильман В. И., Геращенко М. А., Попко С. М. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Товарные знаки», 1973, № 43, с. 146.

67. **Штильман В. И.** Микроэлектронные стабилизаторы. — Киев: Техніка, 1976.

68. **Штильман В. И.** Улучшение показателей транзисторных сглаживающих фильтров и стабилизаторов напряжения путем использования схем с дополнительной симметрией. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1966, вып. 18, с. 122—127.

69. **Штильман В. И.** Анализ схем сглаживающих фильтров на транзисторах с нагрузкой в коллекторной цепи. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1964, вып. 21, с. 117—141.

70. **А. с.** 333662 (СССР). Стабилизатор постоянного напряжения/ Штильман В. И., Новицкий А. И., Домнич А. И. — Опубл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1972, № 11, с. 217.

71. **Эйгель Б. С., Шехтман М. В., Керцман С. А.** Источник стабилизированного напряжения с малым уровнем пульсаций. — Обмен опытом в радиопромышленности, 1972, вып. 9, с. 88—89.

72. **Пат.** № 2995697 [США]. Transistor Filter/Grenier T. J.

73. **Пат.** № 3158800 [США]. Variable-Impedance Electric Circuits/ McPherson J. M.

74. **Пат.** № 791001 [Англия]. Improvements in and relating to smoothing networks/Oakes F.

75. **Oakes F., Lawson E. W.** Transistor filters ripple. — Electronics, 1958, № 15, p. 95.

76. **Пат.** № 2892164 [США] Semi-conductor filter circuits/ Woll H. J., Heigts H.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРАХ 5

1-1. Характеристики сглаживающих фильтров и требования, предъявляемые к ним 5
1-2. Классификация транзисторных фильтров и их особенности 8

Глава вторая. АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ 12

2-1. Фильтры типа ФК 12
2-2. Фильтры типа ФЭ с однозвенной цепочкой на входе 29
2-3. Фильтры типа ФЭ с двухзвенной цепочкой на входе 33
2-4. Фильтры типа ФЭ на транзисторном двухполюснике 39
2-5. Фильтр-стабилизатор 44
2-6. Фильтры типа ФШ 49

Глава третья. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ФИЛЬТРАХ 58

3-1. Метод анализа переходных процессов 58
3-2. Включение напряжения сети 60
3-3. Выключение напряжения сети 66
3-4. Разновидности схем защиты транзисторов фильтра от перенапряжений 68
3-5. Переходные процессы в фильтрах, защищенных стабилитроном 70

Глава четвертая. ЗАЩИТА ТРАНЗИСТОРОВ ФИЛЬТРОВ ОТ ТОКОВЫХ ПЕРЕГРУЗОК 79

4-1. Анализ процессов при коротком замыкании . . 79
4-2. Электронные схемы защиты транзисторов от коротких замыканий 88
4-3. Устройства защиты потребителей от перенапряжений 99
4-4. Защита фильтров от коротких замыканий с применением стабилитронов 102

Глава пятая. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ 111

5-1. Фильтры на составных транзисторах 111
5-2. Температурная нестабильность фильтров . . . 120

5-3. Разновидности транзисторных фильтров . . 126
5-4. Миниатюризация и микроминиатюризация транзисторных сглаживающих фильтров 140

Глава шестая. РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ 147

6-1. Исходные данные для расчета. Порядок проведения расчета 147
6-2. Расчет фильтра ФЭ 149
6-3. Расчет фильтра ФК с фиксированным базовым смещением 161
6-4. Расчет фильтра ФЭ с транзисторным двухполюсником 164
6-5. Расчет фильтра-стабилизатора 167
6-6. Расчет фильтра ФШ, управляемого с выхода . . 168

Список литературы 172

Цена 50 к.