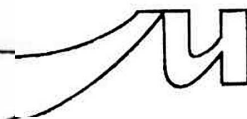




*Л. Н. Бочаров
С. К. Жебряков
И. Ф. Колесников*

*Расчет
электронных
устройств
на
транзисторах*



МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 963

*Л. Н. Бочаров,
С. К. Жебрыков,
И. Ф. Колесников*

Расчет электронных устройств на транзисторах



Москва • «Энергия» • 1978

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Белкин Б. Г., Борисов В. Г., Ванеев В. И.,
Геништа Е. Н., Гороховский А. В., Демьянов И. А., Ельяшке-
вич С. А., Жеребцов И. П., Корольков В. Г., Смирнов А. Д., Та-
расов Ф. И., Чистяков Н. И., Шамшур В. И.

Бочаров Л. Н. и др.

Б86 Расчет электронных устройств на транзисторах/
Бочаров Л. Н., Жебрыков С. К., Колесников И.Ф.—
М.: Энергия, 1978. — 208 с., ил. — (Массовая радио-
библиотека; Вып. 963).

1 р.

В книге изложена методика расчета основных устройств на тран-
зисторах с приведением конкретных числовых примеров. Кратко пояс-
нены принципы действия схем. Работа устройств проиллюстрирована
временными диаграммами.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Б 30404-211
051(01)-78 124-78

ББК 32.85
6Ф0.3

Лев Николаевич БОЧАРОВ

Сергей Константинович ЖЕБРЯКОВ

Иван Фомич КОЛЕСНИКОВ

Расчет электронных устройств на транзисторах

Редактор В. П. Соколов

Редактор издательства Н. В. Ефимова

Обложка художника Н. Т. Яreshko

Технический редактор Т. А. Маслова

Корректор З. Б. Драновская

ИБ № 1383

Сдано в набор 28.11.77. Подписано к печати 04.07.78. Т-12889. Формат
84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 1. Гарн. шрифта литературная
Печать высокая. Усл.-печ. л. 10,92. Уч.-изд. л. 13,54. Тираж 100 000 экз.
Зак. 384. Цена 1 р.

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

Владимирская типография «Союзполиграфпрома» при Государственном
комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии
и книжной торговли. 600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7

Издательство «Энергия», 1978,

Предисловие

В предлагаемой читателям книге приведены расчеты основных радиотехнических устройств на полупроводниковых приборах, используемых в радиолюбительской практике.

Проектирование электронного устройства включает обоснование технических (исходных) данных для расчета, выбор устройства, позволяющего решить поставленную задачу, выбор элементов (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и т. п.). Обычно эта задача допускает несколько решений (или вариантов решений), соответственно и методика расчета также может быть различной.

Обоснование технических данных и выбор устройств зависят от многих факторов: назначения, условий работы, места установки, требований к габаритам, массе и стоимости устройства, наличия деталей и т. п. Эта задача может быть решена для конкретных случаев. В данной книге исходные данные задаются для случаев, наиболее часто встречающихся на практике.

Книга разделена на три части. В первой части рассматривается расчет усилителей низкой, высокой и промежуточной частоты, а также амплитудных детекторов, преобразователей частоты и автогенераторов. Приведенная методика расчета этих элементов может применяться и тогда, когда они используются в других (не радиоприемных) устройствах. Во второй части рассматривается расчет элементов импульсной техники (импульсных усилителей, триггеров, мультивибраторов, блокинг-генераторов и генераторов пилообразного напряжения). В третьей части приведен расчет усилителей постоянного тока и источников питания.

Все расчеты произведены на конкретных числовых примерах. Там, где это оказалось возможным, применен «сквозной» расчет, при котором учитывалось, что нагрузкой данного каскада является каскад, рассчитанный ранее.

Работа по созданию книги распределялась между авторами следующим образом. Расчеты усилителей мощности, усилителей напряжения низкой частоты, эмиттерного и истокового повторителей и фазоинверсных каскадов, усилителей промежуточной и высокой частоты, преобразователей частот сделаны Л. Н. Бочаровым, расчеты мультивибраторов, триггеров и блокинг-генератора — С. К. Жебрыковым; расчеты амплитудных детекторов, автогенераторов (гетеродинов), генераторов пилообразного напряжения, усилителей постоянного тока, источников питания, предисловие, введение и приложение — И. Ф. Колесниковым; расчет импульсных усилителей — совместно Л. Н. Бочаровым и И. Ф. Колесниковым.

Введение

В электронных устройствах транзисторы могут включаться по схеме с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Наилучшими усилительными свойствами (усиление тока, напряжения и мощности) обладает транзистор в схеме с ОЭ. В схеме с ОБ усиление мощности значительно меньше, чем в схеме с ОЭ. Кроме того, в схеме с ОБ транзистор имеет сравнительно малое входное и большое выходное сопротивление, что затрудняет согласование каскадов.

В схеме с ОК транзистор тоже обеспечивает меньшее усиление мощности. Однако в схеме с ОК транзистор имеет сравнительно большое входное и небольшое выходное сопротивления, и поэтому схема с ОК часто применяется в качестве согласующего каскада между источником сигнала с высокоомным выходным сопротивлением и низкоомной нагрузкой. Наиболее же часто в электронных устройствах применяется включение транзистора по схеме с ОЭ.

Для расчета электронных устройств на транзисторах необходимо знать их параметры, а в некоторых случаях и вольт-амперные характеристики. Существуют различные системы параметров транзисторов: Z , Y , h и др. При расчетах обычно пользуются h -параметрами, которые представляют собой величины, характеризующие применение транзистора как электронного прибора, управляемого током, а именно: h_{11} — входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на его выходе; h_{22} — выходная проводимость транзистора при холостом ходе на его входе; h_{21} — коэффициент передачи тока транзистора при коротком замыкании на его входе и h_{12} — обратный коэффициент передачи напряжения транзистора при холостом ходе на его входе. Кроме того, h -параметры наиболее просто определяются экспериментально, так как при малом входном и высоком выходном сопротивлении транзистора сравнительно легко осуществить режимы короткого замыкания на выходе и холостого хода на входе транзистора.

В зависимости от схемы включения транзистора индекс h -параметров помимо двух цифр содержит еще буквенное обозначение, определяющее схему включения транзистора. Например, $h_{11б}$ — входное сопротивление транзистора с ОБ; $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока транзистора с ОЭ. В справочниках приводятся коэффициенты передачи тока: α — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОБ; β — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ. Следует иметь в виду, что $\alpha = |h_{21б}|$ и $\beta \approx h_{21э}$.

Между h -параметрами для различных схем включения транзистора существует однозначное соответствие. В табл. 1 приведены формулы, связывающие между собой h -параметры схем с ОЭ, ОБ, ОК.

Кроме h -параметров при расчетах используются и другие параметры транзисторов: $f_{h_{213}}$ — предельная частота передачи тока транзистора в схеме с ОЭ $U_{КБ\text{ макс}}$ и $U_{КЭ\text{ макс}}$ — соответственно максимально допустимые значения напряжений между коллектором и базой и между коллектором и эмиттером; $I_{К\text{ макс}}$ — максимально допустимое значение тока коллектора; $P_{К\text{ макс}}$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора; $I_{КБ0}$ — обратный ток коллектора; C_k — емкость коллекторного перехода; r_b — объемное сопротивление базы; $t_{п\text{ макс}}$ — максимальная температура коллекторного перехода.

Иногда в справочниках приводится предельная частота передачи тока транзистора в схеме с ОБ $f_{h_{216}}$ или граничная частота транзистора $f_T \approx f_{h_{216}}$. В этом случае

$$f_{h_{213}} = f_{h_{216}} / (1 + h_{213}) \approx f_{h_{216}} / h_{213}.$$

В приложении приведены основные параметры некоторых транзисторов.

При расчетах электронных устройств возникает необходимость правильно выбрать рабочую точку транзистора в режиме покоя, когда входной сигнал отсутствует.

Рассмотрим выбор точки покоя усилительного каскада на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ. Выбор точки покоя сводится к выбору тока коллектора $I_{Кп}$ и напряжения $U_{КЭп}$ в режиме покоя. На семействах выходных и входных характеристик, показанных на рис. 1, эти точки обозначены буквой П. Через эту точку на выходных характеристиках проходят линии нагрузки: статическая (по постоянному току) и динамическая (по переменному току). Входная нагрузочная характеристика по постоянному и переменному току практически совпадает со статической входной характеристикой при

Таблица 1

Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
$h_{116} = \frac{h_{113}}{1 + h_{213}} \approx$ $\approx h_{113} / h_{213}$ $h_{216} = \frac{h_{213}}{1 + h_{213}}$ $h_{226} = \frac{h_{223}}{1 + h_{213}} \approx$ $\approx h_{223} / h_{213}$ h_{126}	$h_{113} = h_{116} (1 + h_{213}) \approx$ $\approx h_{116} h_{213}$ $h_{213} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}}$ $h_{223} = h_{226} (1 + h_{213}) \approx$ $\approx h_{226} h_{213}$ $h_{123} = \frac{h_{116} h_{223}}{1 - h_{216}} - h_{216}$	$h_{11K} = h_{113}$ $h_{21K} = 1 + h_{213} \approx h_{213}$ $h_{22K} = h_{223}$ $h_{12K} = 1$

$U_{КЭ} < U_{КЭ \text{ нас}} \approx -0,5 \text{ В}$ для транзисторов $p-n-p$ типа или $U_{КЭ} > U_{КЭ \text{ нас}} \approx 0,5 \text{ В}$ для транзисторов $n-p-n$ типа, где $U_{КЭ \text{ нас}}$ — напряжение насыщения транзистора [15]. В справочниках обычно приводится входная характеристика при $|U_{КЭ}| = 5 \text{ В}$.

В усилителях напряжения точка покоя выбирается исходя из заданных значений амплитуды напряжения на коллекторе $U_{Кт}$ и связанной с ней амплитудой тока коллектора $I_{Кт} = U_{Кт}/R'_н$, где $R'_н$ — сопротивление нагрузки переменному току. Чтобы исключить

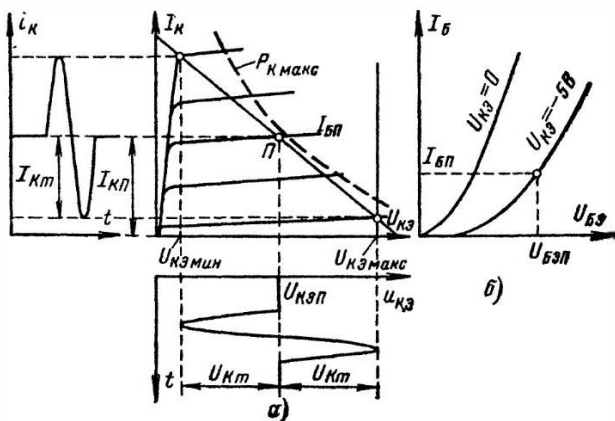


Рис. 1. Определение режима покоя усилителя на транзисторе с ОЭ.

возможность попадания рабочей точки в область насыщения и область отсечки (из-за чего появляются значительные нелинейные искажения выходного сигнала), координаты точки покоя должны удовлетворять следующим условиям:

$$|U_{КЭп}| \geq U_{Кт} + |U_{КЭмин}|, \quad (1)$$

$$I_{Кп} \geq I_{Кт}/k_3, \quad (2)$$

где $U_{КЭмин}$ — напряжение на коллекторе, соответствующее началу прямолинейного участка выходных статических характеристик (рис. 1, а); k_3 — коэффициент запаса.

Для транзисторов малой мощности рекомендуется брать $|U_{КЭмин}| = 1 \text{ В}$, а для мощных транзисторов — $|U_{КЭмин}| = 2 \text{ В}$ [16]. Коэффициент запаса k_3 не должен превышать 0,7–0,95, так как иначе могут возникнуть значительные нелинейные искажения. В случае же выбора $k_3 < 0,7$ ухудшается к. п. д. каскада.

Кроме того, положение точки покоя должно удовлетворять условиям

$$|U_{КЭп}| + U_{Кт} < |U_{КЭмакс}|; \quad |U_{КЭп}| I_{Кп} < P_{Кмакс},$$

т. е. точка покоя должна лежать левее вертикали $U_{КЭ\text{ макс}}$ и ниже гиперболы $P_{К\text{ макс}}$, где $U_{КЭ\text{ макс}}$ и $P_{К\text{ макс}}$ — максимально допустимые напряжения и мощность [16].

В случае малого сигнала, когда выбор точки покоя не критичен, следует учитывать зависимость параметров транзистора от режима, т. е. задаваться таким током $I_{КП}$ и напряжением $U_{КЭП}$, при которых коэффициент передачи тока $h_{21э}$, а также предельная частота $f_{21э}$ имеют максимальные значения.

Достаточно большому значению $U_{КЭП}$ будет соответствовать малая емкость C_k , которая влияет на частотные свойства транзисторов. Обычно следует ориентироваться на режим, рекомендуемый в справочнике ($|U_{КЭ}| = 5$ В; $I_{КП} = 1$ мА), хотя в ряде случаев отступления от этого режима не только допустимы, но и желательны. Например, для повышения экономичности усилителя целесообразно выбирать меньшие значения напряжения $U_{КЭП}$ и тока $I_{КП}$. При этом, конечно, должно выполняться условие (1). Однако при малых токах коллектора (менее 0,6—0,8 мА) проходная характеристика транзистора становится существенно нелинейной и возникают нелинейные искажения. Поэтому желательно, чтобы мгновенные значения тока коллектора не были меньше $I_{К\text{ мин}} = 0,6 \div 0,8$ мА. В этом случае ток $I_{КП}$ следует определять по формуле

$$I_{КП} \geq I_{КП} + I_{К\text{ мин}}. \quad (3)$$

В усилителях мощности напряжение на коллекторе в режиме покоя выбирается согласно условию

$$\begin{aligned} |U_{КЭП}| &\leq \frac{|U_{КЭ\text{ макс}}| - |U_{КЭ\text{ мин}}|}{2} + |U_{КЭ\text{ мин}}| = \\ &= \frac{|U_{КЭ\text{ макс}}| + |U_{КЭ\text{ мин}}|}{2}, \end{aligned} \quad (4)$$

Ток покоя $I_{КП}$ в усилителе мощности, работающем в режиме А, должен удовлетворять условию

$$I_{КП} = \frac{P_K}{|U_{КЭП}|}, \quad (5)$$

при выполнении которого рассеиваемая на коллекторе мощность не превышает заданного значения P_K .

Определение тока $I_{КП}$ в режиме В рассмотрено при расчете соответствующего усилителя.

После определения значений тока $I_{КП}$ и напряжения $U_{КЭП}$ на семействе выходных характеристик отмечают точку покоя $П$ (рис. 1, а), по которой находят ток базы в режиме покоя $I_{БП}$. Если точка $П$ не совпадает с приведенной на графике выходной характеристикой, применяют метод интерполяции, используя две ближайшие к точке $П$ характеристики. Токи $I_{КП}$ и $I_{БП}$ в сумме составляют ток эмиттера $I_{ЭП} = I_{КП} + I_{БП}$. Так как обычно $I_{КП} \gg I_{БП}$, то $I_{ЭП} \approx I_{КП}$.

На входной характеристике точку Π отмечают в соответствии с найденным значением тока $I_{БП}$ и определяют напряжение $U_{БЭП}$ (рис. 1, б).

Требуемые значения токов $I_{КП}$, $I_{БП}$ и напряжений $U_{КЭП}$, $U_{БЭП}$ обеспечивают с помощью источников питания и резисторов.

На рис. 2 приведены схемы питания транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Для схемы с делителем напряжения R_2 , R_3 (рис. 2, а)

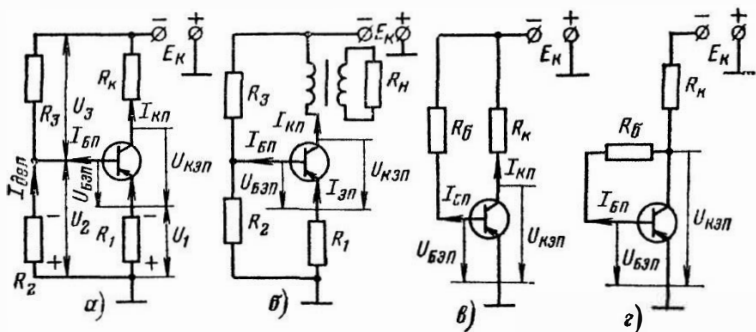


Рис. 2. Схемы питания транзистора с ОЭ.

а — с делителем напряжения; б — с трансформаторным включением нагрузки; в — с гасящим сопротивлением; г — с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению.

связь между напряжениями и токами транзистора в режиме покоя определяется следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} U_{КЭП} &= -E_K + I_{КП} R_K + I_{ЭП} R_1; \\ U_{БЭП} &= -I_{дел} R_2 + I_{ЭП} R_1; \\ U_2 &= I_{дел} R_2; \quad U_3 = (I_{дел} + I_{БП}) R_3; \\ E_K &= U_2 + U_3, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $I_{дел}$ — ток делителя, протекающий через резисторы R_2 и R_3 .

В устройствах с трансформаторным включением нагрузки (рис. 2, б) в коллекторную цепь транзистора вместо сопротивления R_K включается первичная обмотка трансформатора, сопротивление которой постоянному току r_1 невелико. Для схемы рис. 2, б напряжение

$$U_{КЭП} = -E_K + I_{ЭП} R_1 + I_{КП} r_1 \approx -E_K + I_{ЭП} R_1.$$

В процессе работы напряжения $U_{КЭП}$, $U_{БЭП}$ и токи $I_{КП}$, $I_{БП}$ могут изменяться из-за нестабильности напряжения источника питания E_K , сопротивлений резисторов, а также при изменении температуры окружающей среды $t_{окр}$. Изменение этих напряжений и токов приведет к перемещению точки покоя по статической линии нагрузки, что в свою очередь может привести к появлению значи-

тельных нелинейных искажений и изменению параметров усилителя. В транзисторных каскадах наибольшее влияние на режим работы транзистора оказывает изменение температуры, которое приводит к значительным изменениям обратного тока коллектора $I_{КБО}$.

В справочниках приводится $I_{КБО}$ при табличной температуре t_T° (обычно 20°C). Значение обратного тока при температуре, отличной от табличной, можно определить по формуле

$$I_{КБО}\Big|_{t_{окр}^\circ} = I_{КБО}\Big|_{t_T^\circ} A^{\frac{t_{окр}^\circ - t_T^\circ}{10}}, \quad (7)$$

где коэффициент $A=2$ (для германиевых транзисторов) и $A=2,5$ (для кремниевых транзисторов). Изменение обратного тока при изменении температуры на $\Delta t^\circ = t_{окр}^\circ - t_T^\circ$ определяется по формуле

$$\Delta I_{КБО} = I_{КБО}\Big|_{t_{окр}^\circ} - I_{КБО}\Big|_{t_T^\circ} = I_{КБО}\Big|_{t_T^\circ} \left(A^{\frac{\Delta t^\circ}{10}} - 1 \right). \quad (8)$$

Изменения обратного тока $I_{КБО}$ вызывают изменения тока базы $I_{БП}$ (при увеличении $I_{КБО}$ ток $I_{БП}$ уменьшается), и, следовательно, изменения напряжений $U_3 = (I_{дел} + I_{БП})R_3$, $U_2 = E_k - U_3$ и $U_{БЭП} = -U_2 + I_{ЭП}R_1$. При этом даже малые изменения напряжения $U_{БЭП}$ приводят к значительным изменениям токов транзистора. Для уменьшения влияния температурной нестабильности тока $I_{КБО}$, обуславливающего нестабильность тока базы $I_{БП}$, необходимо, чтобы ток делителя $I_{дел}$ был значительно больше изменений тока базы $I_{БП}$, так чтобы изменения последнего практически не отражались на напряжениях U_3 , U_2 и $U_{БЭП}$. Очевидно, чем больше $I_{дел}$, тем лучше стабилизация режима транзистора. Однако для увеличения $I_{дел}$ необходимо уменьшать сопротивления резисторов R_2 и R_3 , что приведет к увеличению выделяемой на них мощности и уменьшению входного сопротивления каскада, так как резисторы R_2 и R_3 шунтируют входное сопротивление транзистора. На практике ток делителя определяют согласно условию

$$I_{дел} \geq (5 \div 10) I_{БП} \quad (9)$$

для маломощных транзисторов и

$$I_{дел} \geq (1 \div 5) I_{БП} \quad (10)$$

для мощных. Желательно также, чтобы ток делителя не превышал 10—15% тока коллектора, т. е.

$$I_{дел} \leq (0,1 \div 0,15) I_{КП}. \quad (11)$$

При изменениях температуры меняется также ток эмиттера, так как

$$I_{ЭП} = \frac{U_2}{R_{вх.б} + R_1},$$

где $R_{вх.б}$ — нестабильное входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ, сильно зависящее от температуры. Заметим, что входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ

$$R_{вх.э} = R_{вх.б} (1 + h_{21э}) \approx R_{вх.б} h_{21э}.$$

Если выбрать сопротивление $R_1 \gg R_{вх.б}$, то ток эмиттера будет практически определяться напряжением U_2 и сопротивлением резистора R_1 и сравнительно слабо зависеть от нестабильного входного сопротивления транзистора $R_{вх.б}$. На практике сопротивление R_1 определяют по формуле

$$R_1 \geq (5 \div 10) R_{вх.б} \approx \frac{(5 \div 10) R_{вх.э}}{h_{21э}}, \quad (12)$$

Включение R_1 в цепь эмиттера создает отрицательную обратную связь по постоянному току: при увеличении тока $I_{ЭП}$ увеличивается падение напряжения $I_{ЭП} R_1$ на резисторе R_1 , вследствие чего напряжение $U_{БЭП} = -I_{дел} R_2 + I_{ЭП} R_1$ уменьшается по модулю (становится менее отрицательным), что препятствует значительному увеличению тока $I_{ЭП}$. Чем больше сопротивление резистора R_1 , тем эффективнее обратная связь и лучше стабилизация тока эмиттера. Однако выбирать это сопротивление слишком большим нежелательно, так как с его увеличением потребуются увеличивать напряжение источника питания E_K , чтобы обеспечить требуемое напряжение $U_{КЭП} = -E_K + I_{КП} R_K + I_{ЭП} R_1$. Обычно падение напряжения на резисторе R_1 не должно превышать значения $U_1 = I_{ЭП} R_1 = (0,1 \div 0,2) E_K$. При этом, как правило, выполняется условие [12].

При закрывании транзистора ($I_K \approx 0$, $I_Э \approx 0$) напряжение $U_{КЭ} = E_K$, поэтому должно выполняться условие $|U_{КЭ}| \leq |U_{КЭ макс}|$, для чего необходимо выбрать

$$E_K \leq |U_{КЭ макс}|. \quad (13)$$

Для количественной оценки температурной нестабильности тока коллектора используют коэффициент нестабильности

$$q \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{КБО}},$$

показывающий, во сколько раз изменение тока коллектора ΔI_K больше вызвавшего его изменения обратного тока коллектора $\Delta I_{КБО}$, т. е.

$$\Delta I_K = q \Delta I_{КБО}. \quad (14)$$

Для схемы рис. 2, а коэффициент нестабильности

$$q = \frac{N}{N - h_{21б}}, \quad (15)$$

где $N = 1 + R_1/R_2 + R_1/R_3$. На практике вполне удовлетворительными считаются значения $q \leq (2 \div 10)$.

При расчетах усилительных каскадов после выбора точки покоя ($U_{КЭП}$, $I_{КП}$, $I_{БП}$, $U_{БЭП}$) сначала определяют напряжение ис-

точника питания E_K и сопротивление резистора R_1 , а затем находят сопротивления резисторов R_2 и R_3 :

$$R_2 = \frac{U_2}{I_{\text{дел}}} = \frac{I_{\text{ЭП}} R_1 + |U_{\text{БЭП}}|}{I_{\text{дел}}}; \quad (16)$$

$$R_3 = \frac{U_3}{I_{\text{дел}} + I_{\text{БП}}} = \frac{E_K - U_2}{I_{\text{дел}} + I_{\text{БП}}} = \frac{E_K - I_{\text{дел}} R_2}{I_{\text{дел}} + I_{\text{БП}}}, \quad (17)$$

которые получаются из выражений (6).

Схема питания транзистора, изображенная на рис. 2, в, обеспечивает худшую стабилизацию режима покоя, чем схема рис. 2, а. Однако она более экономична, так как через резистор R_6 протекает небольшой ток базы и на нем выделяется небольшая мощность. Кроме того, сопротивление резистора

$$R_6 = \frac{E_K - |U_{\text{БЭП}}|}{I_{\text{БП}}} \approx \frac{E_K}{I_{\text{БП}}} \quad (18)$$

оказывается сравнительно большим и слабо шунтирует входное сопротивление усилителя по переменному току.

Несколько лучшей стабильностью режима покоя, чем схема рис. 2, в, обладает схема, изображенная на рис. 2, г. В ней осуществляется параллельная отрицательная обратная связь, которая уменьшает входное сопротивление каскада. Для схемы рис. 2, г сопротивление R_6 определяется по формуле

$$R_6 = \frac{|U_{\text{КЭП}}| - |U_{\text{БЭП}}|}{I_{\text{БП}}} \approx \frac{|U_{\text{КЭП}}|}{I_{\text{БП}}}. \quad (19)$$

Выше рассмотрены основные схемы питания транзисторов. На практике могут применяться схемы, имеющие некоторые отличия от приведенных. Эти особенности учитываются при расчете соответствующих устройств.

Выбор элементов устройств (резисторов, конденсаторов и т. п.), производится в соответствии с ГОСТ. В книге номинальные значения сопротивлений и емкостей, выбираемых резисторов и конденсаторов указываются в скобках после их значений, полученных в результате расчета. Если расчетное значение соответствует ГОСТ, то скобки не ставятся. Резисторы также выбираются по рассеиваемой на них мощности, которая определяется по формуле $P_R = I^2 R$, где R — сопротивление резистора, а I — действующее значение протекающего через него тока. Определение мощности P_R производится одинаково во всех случаях, поэтому при расчете каждого устройства не приводится.

Расчет усилителей мощности низкой частоты

Низкочастотный усилитель мощности (УМ) предназначен для создания требуемой мощности сигнала в нагрузке. В радиолюбительских конструкциях нагрузкой УМ обычно служит акустический прибор (головные телефоны или громкоговоритель), воспроизводящий звуковой сигнал. В общем случае нагрузка является комплексной

$Z_n = R_n + jX_n$, где R_n — активное сопротивление акустического прибора, X_n — реактивная составляющая, которая в обычных акустических приборах носит индуктивный характер. В пределах средних частот усилителя реактивная составляющая оказывается относительно малой. На этих частотах сопротивление нагрузки ($Z_n \approx R_n$) представляет собой параметр акустического прибора, приводимый в паспортных данных и используемый для расчета УМ.

При расчете УМ обычно требуется одновременно удовлетворить ряд противоречивых требований: наиболее полно использовать усилительные свойства транзистора, получить хорошую стабильность

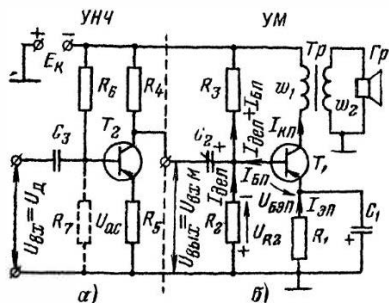


Рис. 3. Схема усилителя напряжения низкой частоты (а) и однотактного усилителя мощности (б).

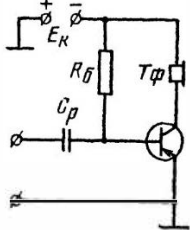


Рис. 4. Схема усилителя мощности с непосредственным включением нагрузки в коллекторную цепь.

параметров усилителя и по возможности больший коэффициент полезного действия (к. п. д.), обеспечить требуемую полосу пропускания ($F_H - F_n$) и относительно малые нелинейные искажения, которые оцениваются коэффициентом гармоник K_r . Искажения, соответствующие $K_r \leq 2\%$, на слух не воспринимаются, становятся явно заметными при $K_r \geq 15\%$ и вызывают неприятные ощущения при $K_r > 25\%$. Поэтому обычно накладывают условие $K_r \leq 15\%$.

Усилители мощности могут быть однотактными и двухтактными. Однотактные УМ работают только в режиме А. В двухтактных УМ могут использоваться режимы как А, так и В. На рис. 3, б изображен однотактный УМ с трансформаторным выходом. Выходной трансформатор Tr обеспечивает наилучшее согласование нагрузки с транзистором. В простейших УМ головные телефоны или динамический громкоговоритель могут включаться непосредственно в коллекторную цепь. Один из возможных вариантов такой схемы изображен на рис. 4.

Расчет однотактного усилителя мощности в режиме А. Произведем расчет УМ, удовлетворяющего следующим исходным данным: сопротивление нагрузки $R_n = 8$ Ом; мощность в нагрузке $P_n = 450$ мВт; полоса усиливаемых частот $F_H - F_n = 250 \div 5000$ Гц; коэффициент частотных искажений на крайних частотах $M_n = M_H = 1,18$; коэффициент гармоник $K_r \leq 10\%$; температура окружающей среды $t_{\text{окр}} \leq 40^\circ\text{C}$.

Коэффициенты частотных искажений обычно задают на весь низкочастотный усилитель $M_{н.общ} = M_{в.общ} = \sqrt{2} = 1,41$ и распределяют поровну между УМ и усилителем напряжения (УН), поэтому $M_n = M_v = \sqrt{M_{н.общ}} = \sqrt{M_{в.общ}} = 1,18$.

1. Выбор громкоговорителя производится по мощности в нагрузке P_n и полосе воспроизводимых частот. Для мощности $P_n = 450$ мВт подойдут громкоговорители 0,5ГД-10; 0,5ГД-14; 0,5ГД-17Б и т. д. — см. табл. 2 (число, стоящее на первом месте обозначения, указывает номинальную мощность громкоговорителя в ваттах).

Таблица 2

Тип головки громкоговорителя	Номинальная мощность, Вт	Полоса воспроизводимых частот, Гц	Полное сопротивление катушки, Ом	Резонансная частота диффузора, Гц
0,025ГД-1	0,025	600—4000	$6 \pm 0,6$	500 ± 50
0,1ГД-3	0,1	400—3000	$6,5 \pm 0,7$	500 ± 50
0,1ГД-8	0,1	450—3000	$10 \pm 1,5$	400 ± 40
0,15ГД-1	0,15	400—8000	$6 \pm 0,6$	—
0,2ГД-1	0,2	300—10 000	$6 \pm 0,6$	—
0,25ГД-1	0,25	300—3000	$8 \pm 0,8$	300 ± 30
0,5ГД-11	0,5	150—7000	$5 \pm 0,5$	150 ± 30
0,5ГД-14	0,5	250—3500	28 ± 3	200 ± 30
0,5ГД-17Б	0,5	250—5000	8	400 ± 70
1ГД-5	1	150—6000	$6,5 \pm 0,7$	120 ± 20
1ГД-14	1	150—10 000	$5 \pm 0,5$	150 ± 30
2ГД-6	2	90—7000	420	—
2ГД-7	2	70—10 000	$4,5 \pm 0,5$	85 ± 15
3ГД-15	3	1000—18 000	$4,5 \pm 0,5$	270 ± 30
3ГД-16	3	80—8000	$4,5 \pm 0,7$	80 ± 10
4ГД-3	4	70—7000	$3,6 \pm 0,4$	70 ± 20
6ГД-9	5	70—7000	$4 \pm 0,4$	70 ± 10

Остановим выбор на громкоговорителе 0,5ГД-17Б (полоса воспроизводимых частот 250—5000 Гц, $R_n = 8$ Ом). Если радиолюбитель располагает конкретным громкоговорителем, то этим определяется сопротивление нагрузки R_n и мощность $P_n \leq P_r$.

2. Выбор транзистора УМ производится по рассеиваемой на коллекторе мощности и предельной частоте усиления. Транзистор должен обеспечить выходную (колебательную) мощность сигнала в коллекторной цепи

$$P_{\text{вых}} = P_n / \eta_{\text{тр}} = I_{K\text{т}} U_{K\text{т}} / 2\eta_{\text{тр}}, \quad (20)$$

где $I_{K\text{т}}$, $U_{K\text{т}}$ — амплитуды переменного тока и напряжения коллектора; $\eta_{\text{тр}}$ — к. п. д. трансформатора, значения которого приведены в табл. 3 [11].

Для переносной установки с $P_n < 1$ Вт по табл. 3 находим $\eta_{\text{тр}} \approx 0,7$. Следовательно, $P_{\text{вых}} = 450/0,7 = 643$ мВт.

Мощность в нагрузке, Вт	$\eta_{\text{тр}}$	
	в стационарных устройствах	в переносных установках
Менее 1	0,7—0,8	0,6—0,75
1—10	0,75—0,85	0,7—0,8
10—100	0,84—0,93	0,75—0,85

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, определяется по формуле

$$P_K = P_{\text{вых}}/\eta_K = I_{\text{КП}} |U_{\text{КЭП}}|,$$

где $I_{\text{КП}}$, $U_{\text{КЭП}}$ — постоянные составляющие коллекторного тока и напряжения транзистора; η_K — к. п. д. коллекторной цепи транзистора.

В режиме А для схемы транзистора с ОЭ при коллекторных напряжениях $|U_{\text{КЭ}}| = 5 \div 10$ В значения η_K находятся в пределах 0,4—0,45, при пониженных коллекторных напряжениях (около 1,5—3 В) $\eta_K = 0,25 \div 0,35$. В нашем случае, принимая $\eta_K = 0,4$, находим $P_K = 643/0,4 = 1,6$ Вт.

Учитывая некоторый разброс параметров транзистора в пределах $\pm(10\text{—}20\%)$ при определении требуемой мощности транзистора обычно вводят коэффициент запаса $k_3 = 0,8 \div 0,9$, поэтому

$$P'_K = P_K/k_3 = 1,6/0,85 = 1,9 \text{ Вт};$$

полученное значение мощности P'_K позволяет выбрать транзистор.

Если УМ работает при повышенной температуре окружающей среды, то максимально допустимая мощность транзистора рассчитывается по формуле

$$P_{\text{Кмакс}} = P_{\text{Кмакс}} t_T^\circ \frac{t_{\text{п.макс}}^\circ - t_{\text{окр}}^\circ}{t_{\text{п.макс}}^\circ - t_T^\circ}, \quad (21)$$

где $P_{\text{Кмакс}} t_T^\circ$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на

коллекторе транзистора при температуре t_T° ; t_T° — значение температуры, указываемое в справочнике; $t_{\text{п.макс}}^\circ$ — максимальная температура коллекторного перехода (ориентировочно для германиевых транзисторов $t_{\text{п.макс}}^\circ = 85^\circ\text{C}$, для кремниевых (-150°C)).

Таким образом, максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, должна удовлетворять условию

$$P_{\text{Кмакс}} t_T^\circ \frac{t_{\text{п.макс}}^\circ - t_{\text{окр}}^\circ}{t_{\text{п.макс}}^\circ - t_T^\circ} \geq P'_K = \frac{P_n}{\eta_{\text{тр}} \eta_K k_3},$$

откуда

$$P_{K\max} t_T^\circ > P'_K \frac{t_{п.макс}^\circ - t_T^\circ}{t_{п.макс}^\circ - t_{окр}^\circ} = 1,9 \frac{85 - 20}{85 - 40} = 2,75 \text{ Вт}, \quad (22)$$

где $t_T^\circ = 20^\circ\text{C}$.

Следующим параметром, определяющим выбор транзистора, является его предельная частота

$$f_{h21\beta} > \frac{F_B}{\sqrt{M_B^2 - 1}} = \frac{5}{\sqrt{1,41 - 1}} = 7,7 \text{ кГц}. \quad (23)$$

Условие (23) носит предварительный (ориентировочный) характер и обычно удовлетворяется при выборе любого низкочастотного транзистора, если $F_B \leq 5 \text{ кГц}$.

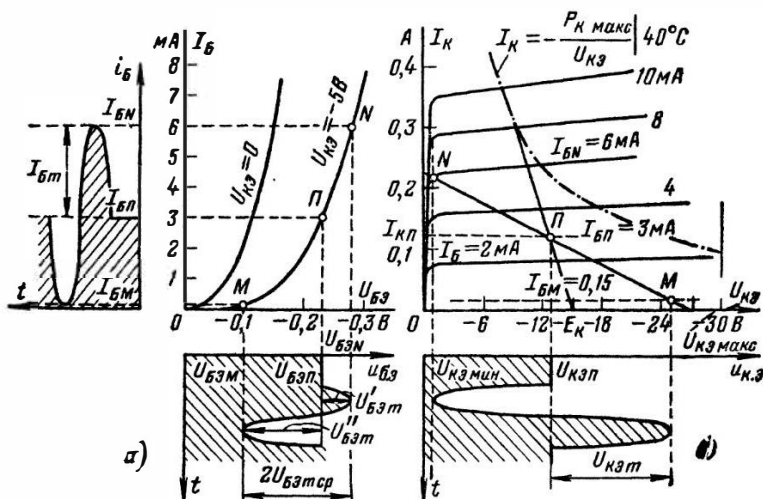


Рис. 5. Характеристики транзистора ГТ403А.

а — базовые; б — коллекторные совместно с временными диаграммами.

Условиям (22) и (23) удовлетворяет низкочастотный транзистор средней мощности ГТ403А со стандартным теплоотводом. Его основные параметры: $P_{K\max} 20^\circ\text{C} = 4 \text{ Вт}$, $U_{K3\max} = -30 \text{ В}$, $f_{h21\beta} \geq 8 \text{ кГц}$, $h_{21\beta} = 20 \div 60$, собственный обратный ток коллектора $I_{КБО} = 50 \text{ мкА}$, транзистор $p-n-p$ типа. Расчет производится для среднего значения $h_{21\beta} = 40$.

Коллекторные и базовые характеристики транзистора ГТ403А приведены на рис. 5, а, б. На коллекторных характеристиках целе-

сообразно нанести характеристику максимально допустимой мощности $I_K = P_{K \text{ макс}} / U_{KЭ}$, где $P_{K \text{ макс}} = 2,8$ Вт определяется по формуле (21), и линии, соответствующие $U_{KЭ \text{ макс}} = -30$ В и $U_{KЭ \text{ мин}} \approx U_{KЭ \text{ нас}} = -1$ В (рис. 5, а, б).

3. Определяем режим работы транзистора по постоянному току, т. е. положение точки покоя (Π) на характеристиках (рис. 5, а, б). По формуле (4) находим напряжение

$$|U_{KЭП}| \leq \frac{30 + 1}{2} = 15,5 \text{ В, принимаем } |U_{KЭП}| = 13 \text{ В.}$$

По формуле (5) находим ток:

$$I_{KП} = 1,6 / 13 = 0,123 \text{ А.}$$

Если в исходных данных задан источник коллекторного напряжения, то $|U_{KЭП}| \approx 0,8 E_K$ при одновременном удовлетворении условия (4). Если условие (4) не выполняется, то следует выбрать транзистор с большим значением $U_{KЭ \text{ макс}}$, например ГТ403Б.

На семействе коллекторных характеристик транзистора отмечают точку покоя Π (рис. 5, б), по которой определяют постоянную составляющую тока базы $I_{БП} \approx 3$ мА. Следовательно, $I_{ЭП} = I_{KП} + I_{БП} = 123 + 3 = 126$ мА.

Используя соотношение (1), определяем амплитуду коллекторного напряжения:

$$U_{Kл} \leq |U_{KЭП}| - |U_{KЭ \text{ мин}}| = 13 - 1 = 12 \text{ В.}$$

Затем, используя формулу (20), определяем амплитуду тока коллектора $I_{Kл} = 2P_{\text{вых}} / U_{Kл} = 2 \cdot 0,643 / 12 = 0,106$ А.

Для нормальной работы схемы должно выполняться неравенство $I_{Kл} < I_{KП}$, так как в противном случае будет происходить отсечка коллекторного тока и возникнут значительные нелинейные искажения. При невыполнении указанного неравенства следует несколько увеличить значение $I_{KП}$, но так, чтобы точка покоя Π оставалась ниже характеристики допустимой мощности.

4. На коллекторных характеристиках транзистора производят построение динамической линии нагрузки. Для этого от точки покоя вниз откладывают амплитуду тока $I_{Kл}$, а вправо — амплитуду напряжения $U_{Kл}$. Пересечение этих уровней $I_{KП} - I_{Kл}$ и $U_{KЭП} - U_{Kл}$ определяет точку M . Через точки M и Π проводят прямую (динамическую) линию нагрузки. При этом пересечение динамической линии нагрузки с осью абсцисс должно располагаться левее точки $U_{KЭ \text{ макс}}$.

Производим расчет эквивалентного сопротивления коллекторной цепи по переменному току $R'_H = U_{Kл} / I_{Kл} = 12 / 0,123 = 97,5$ Ом.

По динамической линии нагрузки определяем максимальное и минимальные значения токов базы (точки N и M на рис. 5, б). Значения токов базы $I_{БН} = 6$ мА; $I_{БМ} = 0,15$ мА и $I_{БП} = 3$ мА отмечаем на входной характеристике транзистора при $U_{KЭ} = -5$ В, которая в усилительном режиме практически совпадает с динамической входной характеристикой (рис. 5, а), и далее находим соответствующие

им напряжения: $U_{БЭН} = -280$ мВ; $U_{БМ} = -100$ мВ; $U_{БЭП} = -230$ мВ. Вычисляем среднее за период значение амплитуды входного напряжения УМ:

$$U_{вхМ} = U_{БЭ} \text{ ср} = \frac{U_{БЭМ} - U_{БЭН}}{2} = \frac{-100 + 280}{2} = 90 \text{ мВ}$$

и среднюю за период амплитуду тока базы

$$I_{Бср} = \frac{I_{БЭН} - I_{БЭМ}}{2} = \frac{6 - 0,15}{2} = 2,93 \text{ мА} < I_{БП} = 3 \text{ мА},$$

Среднее за период входное сопротивление транзистора

$$R_{вх.э} = U_{БЭср} / I_{Бср} = 90 / 2,93 \approx 30 \text{ Ом}.$$

5. Производим расчет параметров трансформатора. Требуемый коэффициент трансформации

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{тр} R'_H}} = \sqrt{\frac{8}{0,7 \cdot 97,5}} = 0,34. \quad (24)$$

Выходной трансформатор с коэффициентом трансформации $n \geq 0,1$ реализуется относительно легко.

Сопротивление первичной обмотки трансформатора постоянному току

$$r_1 = \frac{R'_H}{2} (1 - \eta_{тр}) = \frac{97,5}{2} (1 - 0,7) = 14,6 \text{ Ом}. \quad (25)$$

Обычно полагают $r_1 = r'_2 = r_2 / n^2$, откуда активное сопротивление вторичной обмотки выходного трансформатора

$$r_2 = r_1 n^2 = 14,6 \cdot 0,34^2 \approx 1,7 \text{ Ом}. \quad (26)$$

Индуктивность первичной обмотки малогабаритного (маломощного) трансформатора обычно находится в пределах $L_1 = 0,5 \div 2$ Г. Принимаем $L_1 = 0,5$ Г.

Определяем частотные искажения, вносимые трансформатором на нижней частоте:

$$M_{нЛ1} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{R'_H - r_1}{2\pi F_H L_1} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{97,5 - 14,6}{6,28 \cdot 250 \cdot 0,5} \right)^2} = 1,005; \quad (27)$$

так как эти искажения незначительны, то ими можно пренебречь.

Индуктивность рассеяния выходного трансформатора обычно не превышает значения $L_s = (0,01 \div 0,02) L_1$, Г. При этом частотными искажениями, вносимыми выходным трансформатором, на верхней частоте также можно пренебречь. Следовательно, единственным фактором, определяющим M_B , является сам транзистор. Решая выражение (23) относительно M_B , получаем:

$$M_B = \sqrt{1 + (F_B / f_{h21э})^2} = \sqrt{1 + (5/8)^2} = 1,18.$$

Найденные значения параметров выходного трансформатора n , r_1 , r_2 , L_1 , L_2 являются исходными данными для его электрического и конструктивного расчета.

6. Производим расчет резисторов усилителя и напряжения источника питания. По формуле (12) для схемы (рис. 3, б) сопротивление резистора $R_1 \geq (5 \div 10) R_{вх.э} / h_{21э} = (5 \div 10) 30 / 40$ принимаем $R_1 = 10$ Ом.

Напряжение источника питания

$$E_K = |U_{кэп}| + I_{эп} R_1 + I_{кп} r_1 = 13 + 0,126 \cdot 10 + 0,123 \cdot 14,6 \approx 16 \text{ В.} \quad (28)$$

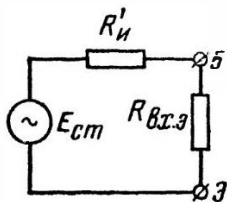


Рис. 6. Эквивалентная схема входной цепи транзистора.

Если в исходных данных задано значение E_K , то формулу (28) следует использовать для расчета R_1 , после чего произвести проверку условия (12).

После определения E_K на коллекторных характеристиках (рис. 5, б) строят нагрузочную прямую по постоянному току (статическую линию нагрузки), положение которой определяют точки Π и $U_{кэ} = -E_K$.

Согласно условиям (9) и (11) вычисляем ток делителя:

$$I_{дел} \geq (5 \div 10) I_{БП} = (5 \div 10) 3 = 15 \div 30 \text{ мА;}$$

$$I_{дел} \leq (0,1 \div 0,15) I_{КП} = (0,1 \div 0,15) 123 = 12,3 \div 18,5 \text{ мА.}$$

Принимаем $I_{дел} = 15$ мА, что составляет примерно 12% от тока $I_{КП}$.

По формулам (16) и (17) вычисляем сопротивления резисторов R_2 и R_3 :

$$R_2 = \frac{I_{эп} R_1 + |U_{БЭП}|}{I_{дел}} = \frac{0,126 \cdot 10 + 0,23}{0,015} = 99 \text{ Ом (100 Ом);}$$

$$R_3 = \frac{E_K - I_{дел} R_2}{I_{дел} + I_{БП}} = \frac{16 - 0,015 \cdot 100}{0,015 + 0,003} = 805 \text{ Ом (820 Ом);}$$

7. Оцениваем коэффициент температурной нестабильности коллекторного тока. По формуле (15)

$$q = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{КБО}} = \frac{N}{N - |h_{21б}|},$$

где

$$N = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} = 1 + \frac{10}{100} + \frac{10}{820} = 1,112;$$

$$|h_{21б}| = \frac{h_{21э}}{h_{21э} + 1} = \frac{40}{40 + 1} = 0,975,$$

находим

$$q = \frac{1,112}{1,112 - 0,975} \approx 8.$$

При изменении температуры окружающей среды до 40°C ток коллектора согласно выражениям (8) и (4) изменится на

$$\Delta I_K = q \Delta I_{КБ\Theta} = q(I_{КБ\Theta}|_{40^\circ\text{C}} - I_{КБ\Theta}|_{20^\circ\text{C}}) = q I_{КБ\Theta}|_{20^\circ\text{C}} \left(2^{\frac{40^\circ - 20^\circ}{10^\circ}} - 1 \right) = 8 \cdot 50 \cdot 10^{-3} (4 - 1) \text{ мА} = 1,2 \text{ мА},$$

что составляет меньше 1% от $I_{КП}$. При этом $I_{КП}|_{40^\circ\text{C}} = I_{КП} + \Delta I_K = 123 + 1,2 = 124,2 \text{ мА}$. Точка покоя I сместится вверх по нагрузочной прямой до уровня 124,2 мА. Малый масштаб рис. 5, б не позволяет показать этого смещения.

8. Определяем емкости конденсаторов. Частотные искажения УМ на нижней частоте определяются емкостью конденсатора C_1 , шунтирующего резистор R_1 , емкостью разделительного конденсатора C_2 и индуктивностью первичной обмотки трансформатора L_1 . В соответствии с формулой (27) частотные искажения, вносимые L_1 , незначительны. Учет влияния C_2 на частотные искажения и соответственно расчет этой емкости обычно относят к предшествующему каскаду (к усилителю напряжения), поэтому $M_H = M_{H L_1} M_{C_1} \approx M_{C_1} \leq 1,18$.

Емкость конденсатора C_1 определяется по формуле

$$C_1 \geq \frac{h_{21\text{э}}}{2\pi F_H (R'_H + R_{\text{вых.э}}) \sqrt{M_{C_1}^2 - 1}}, \quad (29)$$

$$\text{где } R'_H = \frac{1}{R_{\text{вых.э}}} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \approx \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}$$

— внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала (рис. 6); $R_{\text{вых.э}}$ — внутреннее (выходное) сопротивление транзистора предшествующего каскада (оно относительно велико, поэтому его влиянием можно пренебречь); R_4 — сопротивление в коллекторной цепи транзистора предшествующего каскада. Пока не рассчитан предшествующий каскад, это сопротивление неизвестно, однако им можно задаться в пределах 0,5–2 кОм. Полагаем $R_4 = 1 \text{ кОм}$, тогда

$$\frac{1}{R'_H} = \frac{1}{1000} + \frac{1}{100} + \frac{1}{820} = 0,01222 \text{ См},$$

откуда $R'_H = 1/0,01222 \approx 82,5 \text{ Ом}$.

По формуле (29) определяем емкость конденсатора C_1 :

$$C_1 \geq \frac{40}{6,28 \cdot 250 (82,5 + 30) \sqrt{1,18^2 - 1}} \approx 360 \cdot 10^{-6} \text{ Ф (500 мкФ)}.$$

9. Произведем оценку нелинейных искажений, ограничиваясь основными искажениями сигнала только по второй гармонике. В транзисторе с ОЭ нелинейность входной цепи (по второй гармонике) частично компенсируется нелинейностью выходной цепи. Не-

линейные искажения выходной цепи по второй гармонике относительно невелики, поэтому

$$K_{Г2} = K_{Г2ВХ} - K_{Г2ВЫХ} \approx K_{Г2ВХ} = \frac{I'_{Бм} - I''_{Бм}}{2(I'_{Бм} + I''_{Бм})} \quad (30)$$

Выходная цепь при перегрузке УМ создает некоторое искажение сигнала по третьей гармонике.

Из рис. 5, б следует, что при синусоидальной форме тока сигнала форма напряжения сигнала на базе оказывается несинусоидальной, т. е. искаженной. Очевидно, если к базе приложить синусоидальное напряжение сигнала, то из-за нелинейности базовой характеристики форма тока базы будет искажена, что и определяет нелинейные искажения входной цепи. Коэффициент гармоник $K_{Г2ВХ}$ будет определяться различными значениями амплитуд тока положительного и отрицательного полупериодов тока базы.

В реальных усилителях нелинейные искажения входной цепи транзистора следует находить с учетом внутреннего сопротивления источника усиливаемого сигнала $R'_н$ (в соответствии с эквивалентной схемой рис. 6). В этой схеме

$$R_{ВХ.Э} = R'_{ВХ.Э} = U'_{БЭм}/I_{Бм} = (U_{БЭП} - U_{БЭН})/I_{Бм} = 50/2,93 = 17,1 \text{ Ом}$$

— сопротивление входа транзистора для положительного полупериода;

$$R_{ВХ.Э} = R''_{ВХ.Э} = U''_{БЭм}/I_{Бм} = (U_{БЭМ} - U_{БЭП})/I_{Бм} = 130/2,93 = 44,5 \text{ Ом}$$

— сопротивление входа транзистора для отрицательного полупериода;

$$R'_н = 82,5 \text{ Ом, откуда при } I'_{Бм} = E_{см}/(R'_{ВХ.Э} + R'_н)$$

$$\text{и } I''_{Бм} = E_{см}/(R''_{ВХ.Э} + R'_н).$$

$$K_{Г2ВХ} \approx \frac{I'_{Бм} - I''_{Бм}}{2(I'_{Бм} + I''_{Бм})} = \frac{R''_{ВХ.Э} - R'_{ВХ.Э}}{2(2R'_н + R''_{ВХ.Э} + R'_{ВХ.Э})} = \frac{27,4}{2(2 \cdot 82,5 + 61,6)} \approx 0,061$$

(т. е. $K_{Г2ВХ} \leq 6,1\%$), что вполне удовлетворяет исходным данным. При необходимости уменьшения нелинейных искажений следует увеличить постоянную составляющую тока базы соответствующим уменьшением сопротивления R_3 или увеличением сопротивления R_2 (см. рис. 3, б). Нелинейные искажения можно существенно снизить, уменьшив выходную мощность, однако при этом ухудшается к. п. д. УМ. Меньшими нелинейными искажениями обладает схема транзистора с ОБ, но она имеет примерно в $h_{21э}$ раз меньшее входное сопротивление по сравнению со схемой транзистора с ОЭ.

10. Определяем входное сопротивление УМ, которое является нагрузкой для усилителя напряжения (УН):

$$\frac{1}{R_{вхМ}} = \frac{1}{R_{вхэ}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{30} + \frac{1}{100} + \frac{1}{820} = 0,0445 \text{ См},$$

т. е. $R_{вхМ} = 1/0,0445 = 22,25 \text{ Ом}$.

Общий к. п. д. УМ рассчитывается по формуле

$$\eta = \frac{P_{н}}{P} = \frac{P_{н}}{E_K(I_{КП} + I_{БП} + I_{дел})} = \frac{0,45}{16(0,123 + 0,003 + 0,015)} = 0,2 = 20\%.$$

Если температурная стабильность УМ не играет существенной роли, то питание цепи базы можно осуществить по схеме рис. 4.

Расчет двухтактного УМ в режиме АВ. Двухтактный УМ, работающий в режиме В, обладает лучшим к. п. д. Кроме того, во всех двухтактных схемах практически устраняются нелинейные искажения сигнала по четным гармоникам. На рис. 7 представлена одна

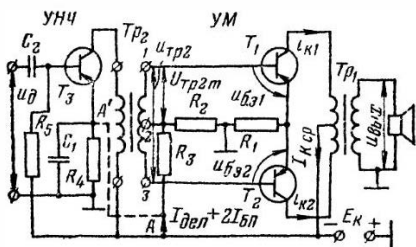


Рис. 7. Схема двухтактного усилителя мощности с усилителем напряжения низкой частоты.

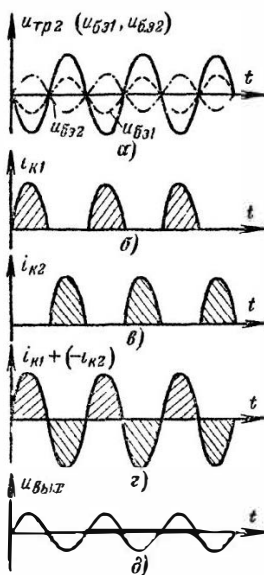


Рис. 8. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу двухтактного УМ в режиме усиления В.

из возможных схем двухтактного УМ с транзисторами, включенными по схеме с ОЭ. В этом УМ транзисторы работают поочередно. Один из транзисторов формирует положительные полупериоды сигнала, другой — отрицательные. В выходном трансформаторе токи транзисторов суммируются и в нагрузку поступает полный сигнал.

Работа двухтактного УМ в режиме В наглядно иллюстрируется временными диаграммами (рис. 8). Вторичная обмотка входного трансформатора Tr_2 имеет вывод от средней точки и подключена к транзисторам так, что на их базы поступают сигналы, равные по

амплитуде, но сдвинутые один относительно другого на 180° (рис. 8, а). Ток в коллекторной цепи каждого транзистора появляется при $u_{б.э} < 0$, т. е. транзисторы работают поочередно (рис. 8, б, в). Но так как токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ по первичной обмотке выходного трансформатора Tr_1 текут в противоположных направлениях, то общий ток, определяющий магнитный поток в сердечнике трансформатора, представляет собой алгебраическую сумму токов $i_{к1} + (-i_{к2})$ (рис. 8, г). Напряжение, которое индуцируется во вторичной обмотке трансформатора $u_{вых}$, является выходным напряжением УМ (рис. 8, д).

Произведем расчет двухтактного УМ, удовлетворяющего следующим исходным данным: громкоговоритель 0,15ГД-1 (соответственно мощность в нагрузке $P_n = 150$ мВт, сопротивление нагрузки $R_n = 6$ Ом); полоса усиливаемых частот $F_n - F_v = 400 - 8000$ Гц; коэффициенты частотных искажений $M_n = M_v = 1,18$; коэффициент гармоник $K_g \leq 10\%$; температура окружающей среды $t_{окр} \leq 40^\circ\text{C}$.

1. Производим выбор транзистора по рассеиваемой на коллекторе мощности и предельной частоте усиления.

Определяем выходную мощность, обеспечиваемую одним транзистором в коллекторной цепи. Задаваясь к. п. д. выходного трансформатора Tr_1 в соответствии с табл. 3 ($\eta_{тр} = 0,7$) и учитывая, что каждый транзистор обеспечивает мощность в нагрузке, равную $P_n/2$, получаем:

$$P_{вых1} = \frac{P_n}{2\eta_{тр}} = \frac{150}{2 \cdot 0,7} = 107 \text{ мВт.}$$

Соответственно общая выходная мощность транзисторов $P_{вых} = 2P_{вых1} = 214$ мВт.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого транзистора, равна:

$$P_K = P_O - P_{вых1} = P_{вых1} (1/\eta_K - 1) = 107 (1/0,6 - 1) = 71,5 \text{ мВт,}$$

где $\eta_K = P_{вых1}/P_O = 0,6$ — к. п. д. коллекторной цепи в режиме В. С учетом коэффициента запаса $k_a = 0,85$ получаем

$$P'_K = P_K/k_a = 71,5/0,85 = 84,5 \text{ мВт.}$$

Так как предусматривается работа УМ при $t_{окр} \leq 40^\circ\text{C}$, то максимально допустимую мощность транзистора следует вычислять по формуле (22):

$$P_{K\max} t_T^\circ \geq P'_K \frac{t_{п.\max}^\circ - t_T^\circ}{t_{п.\max}^\circ - t_{окр}^\circ} = 84,5 \frac{85 - 20}{85 - 40} = 122 \text{ мВт.}$$

Исходя из заданного коэффициента частотных искажений M_v , определяем требование к транзистору по предельной частоте усиления (без учета влияния трансформатора):

$$f_{h21\beta} \geq \frac{F_v}{\sqrt{M_v^2 - 1}} = \frac{8}{\sqrt{1,18^2 - 1}} = 12,5 \text{ кГц.}$$

Этим условиям удовлетворяет транзистор МП39Б. Его основные данные: $P_{K\max 20^\circ C} = 150$ мВт (без теплоотвода); $U_{KЭ\max} = -15$ В; $h_{21э} = 20 \div 60$; $f_{h21э} = 0,5$ МГц, $f_{h21э} = 12,5$ кГц; $I_{K\max} = 150$ мА (в режиме насыщения); $I_{КБ0} = 15$ мкА; $U_{KЭ\text{нас}} \approx U_{KЭ\text{мин}} = -1$ В; транзистор $p-n-p$ типа.

Расчет производится для среднего значения $h_{21э} = 40$. Для удовлетворительной симметрии двухтактного УМ подбираются два транзистора, у которых различие $h_{21э}$ составляет не более 30%, т. е. $h_{21э}/h_{21э} = 1,3$.

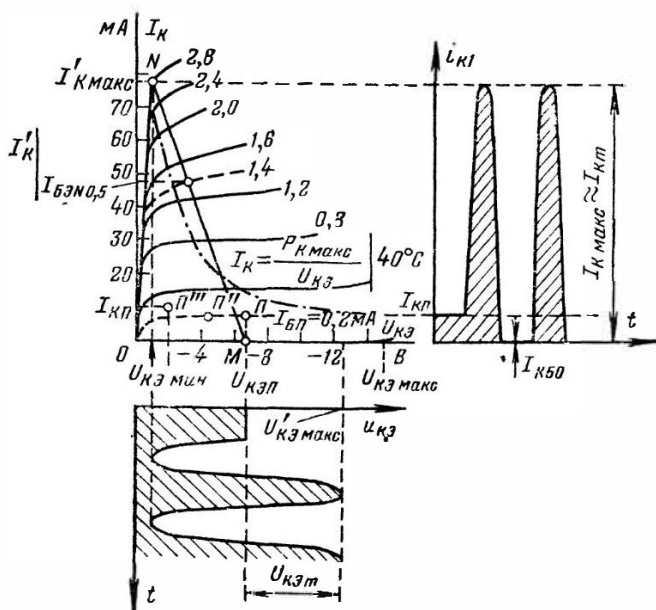


Рис. 9. Коллекторные характеристики транзистора МП39Б и временные диаграммы коллекторного тока и напряжения, иллюстрирующие работу транзистора в режиме АБ.

На коллекторные характеристики транзистора МП39Б для схемы с ОЭ (рис. 9) нанесена характеристика допустимой мощности, приведенной к $t_{окр} = 40^\circ C$ в соответствии с формулой (21).

2. Определяем режим транзистора по постоянному току. По коллекторным характеристикам определяем $U_{KЭ\min} \approx U_{KЭ\text{нас}} = -1$ В и по формуле (4) находим постоянную составляющую коллекторного напряжения:

$$|U_{KЭп}| \leq \frac{|U_{KЭ\max}| + |U_{KЭ\min}|}{2} = \frac{15 + 1}{2} = 8 \text{ В.}$$

Принимаем $U_{КЭП} = -7$ В и по формуле (1) находим амплитуду коллекторного напряжения $U_{КЭм} \leq |U_{КЭП}| - |U_{КЭ\text{ мин}}| = 7 - 1 = 6$ В. Принимаем $U_{КЭм} = 5,5$ В. Следует помнить, что в режиме В, как и в режиме А, должно выполняться неравенство $|U_{КЭП}| + U_{КЭм} \leq |U_{КЭ\text{ макс}}| = 15$ В.

Максимальное значение коллекторного тока

$$I'_{К\text{ макс}} \approx I_{Кт} = \frac{2P_{\text{вых}}}{U_{КЭм}} = \frac{2 \cdot 0,214}{5,5} = 78 \text{ мА} < I_{К\text{ макс}} = 150 \text{ мА},$$

где $I_{Кт}$ — значение амплитуды коллекторного тока, определяющее колебательную мощность в коллекторных цепях обоих транзисторов.

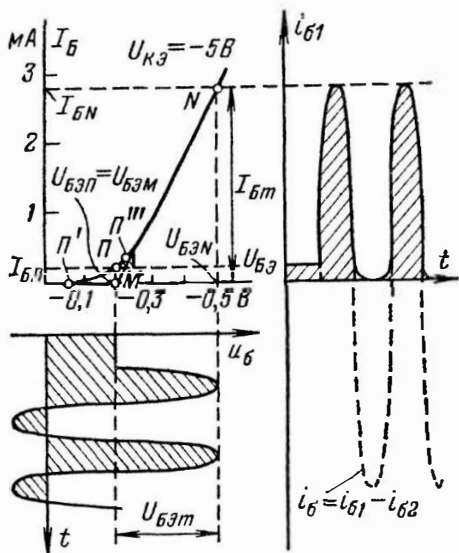


Рис. 10. Базовая характеристика транзистора МПЗ9Б и временные диаграммы базового тока и напряжения, иллюстрирующие работу транзистора в режиме АВ.

Выбираем точку покоя на входной динамической характеристике, которая практически совпадает со статической базовой характеристикой, снятой при $U_{КЭ} = -5$ В (рис. 10). Если на этой характеристике выбрать точку покоя $П'$ с координатами $I_{БП} = 0$, $U_{БЭП} = -0,075$ В, соответствующей режиму В, то из-за нелинейности начальных участков входных характеристик в УМ возникнут значительные нелинейные искажения при малом уровне входного сигнала. Для уменьшения этих искажений постоянную составляющую тока базы обычно выбирают следующим образом. К почти прямолинейной части входной характеристики проводят касательную линию, точка пересечения которой с осью абсцисс (точка М на рис. 10)

определяет $U_{БЭП} = -0,2$ В. По этой точке на входной характеристике определяют значение $I_{БП} = 0,2$ мА (точка $П$ на рис. 10) и по коллекторным характеристикам при $U_{КЭП} = -6,6$ В — значение $I_{КП} = 8$ мА (точка $П$ на рис. 9).

Строго говоря, данный режим является режимом AB , так как при малом уровне входного сигнала УМ работает в режиме A , благодаря чему и устраняются нелинейные искажения (по четным гармоникам) на начальных участках входных характеристик. Но так как $I_{КП} = 8$ мА $\ll I'_{К\text{ макс}} = 78$ мА и $I_{БП} = 0,2$ мА $\ll I_{БН} = 2,8$ мА, то при большом сигнале УМ практически работает в режиме B , что и определяет соответствующую методику его расчета.

3. Определяем режим работы транзистора по переменному току. Динамическая линия нагрузки одного транзистора без учета влияния коллекторного тока другого определяется точкой N ($I'_{К\text{ макс}}$, $U_{КЭ\text{ нас}}$) и точкой покоя $П$ ($I_{КП}$, $U_{КЭП}$). Но так как в моменты времени, когда $u_{вх} = 0$, УМ попадает в режим A , при котором $I_{КП1} + (-I_{КП2}) = 0$, то эквивалентная динамическая линия нагрузки будет определяться точками N и M ($U_{КЭ} = U_{КЭП}$ и $I_K = I_{КП1} - I_{КП2} = 0$).

Определяем эквивалентное сопротивление коллекторной цепи по переменному току

$$R'_H = U_{КЭП} / I_{КП} = 5,5 / 78 \cdot 10^{-3} = 70,5 \text{ Ом.}$$

По рис. 10 определяем входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ:

$$R_{вх.э} = U_{БЭП} / I_{БП} = 0,3 / 2,8 \cdot 10^{-3} = 107 \text{ Ом,}$$

откуда

$$R_{вх.б} \approx R_{вх.э} / h_{21э} = 107 / 40 = 2,68 \text{ Ом.}$$

4. По формуле (24) находим требуемый коэффициент трансформации выходного трансформатора (для одного плеча):

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{тр} R'_H}} = \sqrt{\frac{6}{0,7 \cdot 70,5}} = 0,35,$$

Активное сопротивление первичной обмотки трансформатора (для одного плеча) определяем по формуле (25):

$$r_1 = \frac{R'_H}{2} (1 - \eta_{тр}) = \frac{70,5}{2} (1 - 0,7) = 10,6 \text{ Ом.}$$

Сопротивление вторичной обмотки выходного трансформатора вычисляем по формуле (26): $r_2 = r_1 n^2 = 10,6 \cdot 0,35^2 \approx 1,3$ Ом. Принимаем индуктивность первичной обмотки (для одного плеча) $L_1 = 0,5$ Г.

По формуле (27) находим частотные искажения на нижней частоте:

$$M_{BL1} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{R'_H - r_1}{2\pi F_B L_1} \right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{70,5 - 10,6}{6,28 \cdot 400 \cdot 0,5} \right)^2} \approx 1,002,$$

Частотные искажения на верхней частоте, как и в одноконтурной схеме, определяются не индуктивностью рассеяния $L_s = (0,01 \div 0,02) L_1$, поскольку она относительно мала, а частотными свойствами транзисторов, поэтому

$$M_s = \sqrt{1 + (F_s / f_{h21s})^2} = \sqrt{1 + (8/12,5)^2} = 1,18,$$

Числовые значения параметров выходного трансформатора Tr_1 являются исходными данными для его электрического и конструктивного расчета. Определение параметров входного трансформатора Tr_2 и его влияние на работу схемы отнесены к расчету усилителя напряжения.

5. Рассчитываем элементы УМ, определяющие его режим по постоянному току. Резистор R_1 обеспечивает температурную стабилизацию тока эмиттера. В схеме, приведенной на рис. 7, кроме стабилизации постоянной составляющей тока эмиттера резистор R_1 выравнивает амплитудные значения эмиттерного тока транзисторов, что способствует улучшению симметричности плеч двухтактного УМ, т. е. уменьшает нелинейные искажения по четным гармоникам, возникающим из-за различных значений коэффициентов h_{21s} у транзисторов.

Для обеспечения удовлетворительной стабилизации и симметрии плеч принимают $R_1 \geq (5 \div 10) R_{\Sigma, 6} / 2 = 7,5 \div 13 \text{ Ом}$ (10 Ом). В этом случае при $h'_{21s} / h''_{21s} = 1,3$ отношение амплитуд коллекторных токов $I'_{K_{\max}} / I''_{K_{\max}} = 1,1$. Определяем значение $E_K = |U_{КЭП}| + 2I_{ЭП} R_1 + I_{КП} r_1 = 7 + 2(8 + 0,2) 10 \cdot 10^{-3} + 8 \cdot 10,6 \cdot 10^{-3} \approx 7,25 \text{ В}$. Принимаем $E_K = 7 \text{ В}$.

Для определения резисторов делителя R_2 и R_3 необходимо задаться током делителя $I_{\text{дел}}$. Так как по резистору R_2 в отдельные моменты времени протекает ток базы, равный $I_{БН}$, то ток делителя не должен быть меньше $I_{БН}$, т. е. $I_{\text{дел}} \geq I_{БН} = 2,8 \text{ мА}$.

Принимаем $I_{\text{дел}} = 3 \text{ мА}$, что одновременно удовлетворяет условиям $I_{\text{дел}} = (2 \div 10) \cdot 2I_{БП} = 0,8 \div 4 \text{ мА}$ и $I_{\text{дел}} < (0,1 + 0,15) I_{Кср} = 6 \div 9 \text{ мА}$, где

$$I_{Кср} \approx 0,635 (I_{Km} + I_{КП} \pi) = 0,635 (78 + 8 \cdot 3,14) = 65 \text{ мА} \quad (31)$$

— среднее значение тока, потребляемого коллекторными цепями транзисторов от источников питания E_K [7].

Определяем сопротивление резистора R_2 , на котором выделяется напряжение

$$U_2 = |U_{БЭП}| + 2I_{ЭП} R_1 = 0,2 + 2(8 + 0,2) 10 \cdot 10^{-3} \approx 0,36 \text{ В},$$

откуда $R_2 = U_2 / I_{\text{дел}} = 0,36 / 3 \cdot 10^{-3} = 120 \text{ Ом}$.

Находим сопротивление резистора R_3 , на котором падает напряжение $U_3 = E_K - U_2 = 7 - 0,36 \approx 6,64 \text{ В}$ и протекает ток $I_{R3} = I_{\text{дел}} + 2I_{БП} = 3 + 2 \cdot 0,2 = 3,4 \text{ мА}$:

$$R_3 = U_3 / I_{R3} = 6,64 / 3,4 = 1,95 \text{ кОм} \quad (2 \text{ кОм}), \quad (32)$$

6. Произведем ориентировочную оценку нелинейных искажений.

Коэффициент искажения по второй гармонике находим, учитывая возможную асимметрию плеч УМ ($I'_{\text{Кмакс}} = 1,1 I''_{\text{Кмакс}}$) по формуле, аналогичной выражению (30):

$$K_{г2} \approx \frac{I'_{\text{Кмакс}} - I''_{\text{Кмакс}}}{2(I'_{\text{Кмакс}} + I''_{\text{Кмакс}})} = \frac{1,1 - 1}{2 \cdot 2,1} = 0,024 = 2,4\%$$

Искажения, создаваемые входными цепями транзисторов, по второй гармонике в двухтактных УМ взаимно компенсируются.

Основными нелинейными искажениями в двухтактных УМ являются искажения по третьей гармонике, возникающие в коллекторных цепях транзисторов. Для их определения по коллекторным характеристикам (рис. 9) найдем значение тока коллектора при токе базы $I_{\text{БН}} 0,5 = 0,5 \cdot 2,8 = 1,4$ мА. Согласно построениям на рис. 9 этот ток равен $I'_{\text{К}0,5} = 48$ мА при $I'_{\text{Кмакс}} = 78$ мА. Для второго транзистора из-за асимметрии получаем $I''_{\text{Кмакс}} = 78/1,1 = 71$ мА и $I'_{\text{К}0,5} = 48/1,1 = 43,6$ мА.

Коэффициент искажений по третьей гармонике

$$K_{г3} \approx \frac{2(I'_{\text{К}0,5} + I''_{\text{К}0,5}) - (I'_{\text{Кмакс}} + I''_{\text{Кмакс}})}{2(I'_{\text{К}0,5} + I''_{\text{К}0,5} + I'_{\text{Кмакс}} + I''_{\text{Кмакс}})} = \\ = \frac{2(48 + 43,6) - (78 + 71)}{2(48 + 43,6 + 78 + 71)} = \frac{34,2}{481,2} = 0,071 = 7,1\%$$

Общий коэффициент гармоник

$$K_{г} = \sqrt{K_{г2}^2 + K_{г3}^2} = \sqrt{2,4^2 + 7,1^2} = 7,6\%$$

что вполне удовлетворяет исходным данным.

7. Общая мощность, потребляемая от источника питания при максимальном сигнале

$$P = E_{\text{К}}(I_{\text{Кср}} + 2I_{\text{БП}} + I_{\text{дел}}) = 7 \cdot (65 + 0,4 + 3) \approx 480 \text{ мВт},$$

при этом $\eta = P_{\text{в}}/P = 150/480 \approx 0,31 = 31\%$.

Требуемое напряжение сигнала на одном из плеч вторичной обмотки входного трансформатора

$$U_{\text{тр2м}} = I_{\text{БН}}(R_{\text{вх.э}} + R_2 + R_1 h_{21э}) \approx 2,8 \cdot 10^{-3} \cdot 640 \approx 1,8 \text{ В.} \quad (33)$$

Сопротивление нагрузки входного трансформатора

$$R_{\text{н.тр2}} = \frac{R_2(R_{\text{вх.э}} + R_3 + R_1 h_{21э})}{R_3 + R_{\text{вх.э}} + R_2 + R_1 h_{21э}} = \frac{2 \cdot 0,64}{2 + 0,64} = 0,485 \text{ кОм.} \quad (34)$$

Мощность сигнала, потребляемая нагрузкой входного трансформатора,

$$P_{\text{н.тр2}} = P_{\text{вхМ}} = \frac{U_{\text{тр2м}}^2}{2R_{\text{н.тр2}}} = \frac{1,8^2}{2 \cdot 485} \approx 3,3 \text{ мВт.} \quad (35)$$

Числовые значения, найденные по формулам (33)–(35), являются исходными данными для расчета предшествующего каскада.

8. Для обеспечения большей экономичности всего усилителя цепочку делителя R_2 и R_3 можно питать напряжением, падающим на эмиттерном сопротивлении температурной стабилизации транзистора предшествующего каскада. Для этого резистор R_3 подсоединяют к точке A' , как это показано на рис. 7 штриховой линией. Чтобы осуществить расчет резистора R_3 , следует задаться напряжением $U_4 = (0,2 \div 0,3) E_K$. Принимаем $U_4 = 2$ В. Следовательно, $U_3 = U_4 - U_2 = 2 - 0,36 = 1,64$ В. Используя выражение (32), получаем $R_3 = U_3 / I_{R3} = 1,64 / 3,4 \cdot 10^{-3} = 482$ Ом (470 Ом), где $I_{R3} = I_{дел} + 2I_{БП} = 3 + 0,4 = 3,4$ мА.

В соответствии с формулой (34) сопротивление нагрузки входного трансформатора оказывается равным $R_{н тр2} = 0,47 \cdot 0,64 / (0,47 + 0,64) = 0,27$ кОм. Мощность, поступающая в нагрузку входного трансформатора $P_{н тр2} = U_{тр2м}^2 / 2R_{н тр2} = 1,8^2 / 2 \cdot 270 \approx 6$ мВт. В простейшем варианте схемы УМ резистор R_1 можно не включать.

Расчет бестрансформаторного двухтактного УМ в режиме АВ. В настоящее время находят широкое применение бестрансформаторные УМ, работающие в режиме В или АВ. На рис. 11, б приведен такой УМ с параллельным входом и выходом на транзисторах с разным типом проводимости. Для реализации этой схемы требуются идентичные транзисторы с различной полярностью (проводимостью), что представляет собой одну из основных трудностей при конструировании каскада.

Произведем расчет схемы, удовлетворяющей следующим исходным данным: мощность в нагрузке $P_n = 0,5$ Вт; сопротивление

нагрузки (громкоговоритель 0,5ГД-14) $R_n = 28$ Ом; полоса усиливаемых частот $F_n - F_v = 250 \div 3500$ Гц; коэффициент гармоник $K_r \leq 10\%$; коэффициент частотных искажений $M_n = M_v = 1,18$, температура окружающей среды $t_{окр} = 20^\circ\text{C}$.

1. Производим выбор транзисторов. Требуемое напряжение источника питания

$$E_K \geq 2 (\sqrt{2P_n R_n} + |U_{КЭнас}|) = 2 (\sqrt{2 \cdot 0,5 \cdot 28} + 0,5) = 11,6 \text{ В.}$$

Принимаем 12 В, откуда

$$|U_{КЭмакс}| \geq 2 |U_{КЭП}| = E_K = 12 \text{ В.} \quad (36)$$

Максимальный ток коллектора

$$I'_{Кмакс} = I_{Кт} = \sqrt{\frac{2P_n}{R_n}} = \sqrt{\frac{1}{28}} = 0,189 \text{ А,} \quad (37)$$

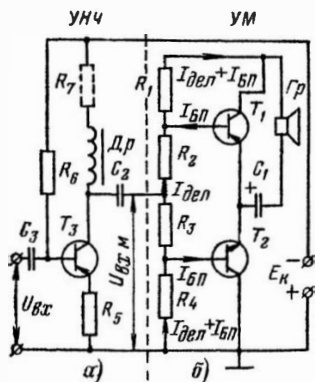


Рис. 11. Схемы бестрансформаторного двухтактного УМ с параллельным входом и выходом (б) и усилителя напряжения низкой частоты (а).

при этом мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора [11],

$$P_K = E_K^2 / 4\pi^2 R_H = 12^2 / 4 \cdot 9,85 \cdot 28 = 130 \text{ мВт.} \quad (38)$$

По формуле (23) определяем требование к транзисторам по предельной частоте:

$$f_{h213} \geq \frac{F_B}{\sqrt{M_B^2 - 1}} = \frac{3,5}{\sqrt{1,18^2 - 1}} = 5,5 \text{ кГц.} \quad (39)$$

Условиям (36) — (39) удовлетворяют транзисторы ГТ402А (тип *p-n-p*) и ГТ404А (тип *n-p-n*). Их основные данные: $|U_{KЭ \text{ макс}}| = 25 \text{ В}$; $P_K = 300 \text{ мВт}$ (в другом варианте 600 мВт); $h_{213} = 30 \div 80$ ($h_{213} = 55$ — среднее значение); $f_{h213} = 15 \text{ кГц}$; $I_{K \text{ макс}} = 0,5 \text{ А}$.

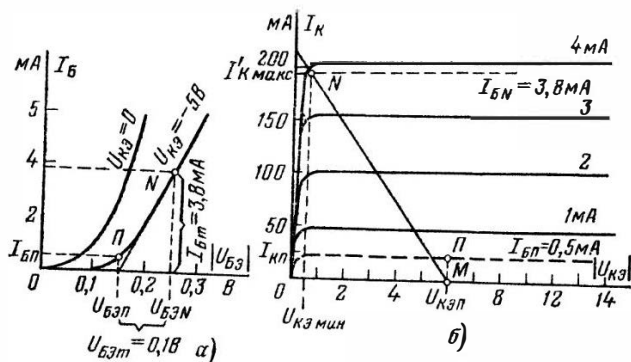


Рис. 12. Характеристики транзистора ГТ402А.

а — базовые; б — коллекторные.

2. Определяем режим покоя УМ, так чтобы обеспечить минимальные нелинейные искажения для малых сигналов (режим АВ).

Из построений на рис. 12, а находим $|U_{BEП}| = 0,15 \text{ В}$; $I_{БП} = 0,5 \text{ мА}$. Определяем точку покоя на коллекторных характеристиках: значениям $I_{БП} = 0,5 \text{ мА}$ и $|U_{КЭП}| = E_K / 2 = 6 \text{ В}$ соответствует ток $I_{КП} = 25 \text{ мА}$ (точка П на рис. 12, б).

3. Производим построение динамической линии нагрузки с учетом взаимного влияния транзисторов. Первая точка М ($U_{КЭП}$, $I_K \approx 0$), вторая N ($I_{K \text{ макс}} = 189 \text{ мА}$; $U_{КЭ \text{ нас}} = -0,5 \text{ В}$), откуда $I_{Б \text{ макс}} = I_{БН} = I_{Бт} = 3,8 \text{ мА}$. По графику рис. 12, а определяем $R_{вх.э} = U_{Бт} / I_{Бт} = 0,1 / 3,8 \cdot 10^{-3} = 26 \text{ Ом}$. По графику рис. 12, б находим: $U_{КЭт} = E_K / 2 - |U_{КЭ \text{ нас}}| = 6 - 0,5 = 5,5 \text{ В}$.

4. Для определения резисторов делителя R_1 , R_2 , R_3 и R_4 (см. рис. 11) необходимо задаться током делителя $I_{\text{дел}} \geq I_{Б \text{ макс}} = I_{БН} = I_{Бт} = 3,8 \text{ мА}$. Принимаем $I_{\text{дел}} = 4 \text{ мА}$. Определяем сопротивления резисторов R_2 , R_3 , на каждом из которых выделяется напряжение

смещения $|U_{БЭП}| = 0,15$ В. $R_2 = R_3 = |U_{БЭП}|/I_{дел} = 0,15/4 \cdot 10^{-3} = 37,5$ Ом (39 Ом). Определяем сопротивления резисторов R_1, R_4 , на каждом из которых выделяется напряжение $U_1 = U_4 = E_K/2 - |U_{БЭП}| = 12/2 - 0,15 = 5,85$ В и протекает ток $I_{R1} = I_{R4} = I_{дел} + I_{БП} = 4 + 0,5 = 4,5$ мА, откуда $R_1 = R_4 = U_1/I_{R1} = 5,85/4,5 = 1,3$ кОм.

5. Емкость разделительного конденсатора C_1 определяем из выражения

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi F_H (R_H + R_{вх.э}/h_{21э}) \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 250 (28 + 0,5) \sqrt{1,18^2 - 1}} = 36 \text{ мкФ (50 мкФ)}.$$

6. Рассчитываем общее входное сопротивление схемы $R_{вхМ}$, являющееся нагрузкой для предшествующего каскада:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{вхМ}} &\approx \frac{1}{R_3 + R_4} + \frac{1}{R_2 + \frac{R_1(R_{вх.э} + R_H h_{21э})}{R_1 + R_{вх.э} + R_H h_{21э}}} \approx \frac{1}{R_4} + \\ &+ \frac{R_1 + R_H h_{21э}}{R_1 R_H h_{21э}} = \frac{1}{1300} + \frac{1300 + 1540}{1300 \cdot 1540} = 0,78 \cdot 10^{-3} + 1,4 \cdot 10^{-3} = \\ &= 2,38 \cdot 10^{-3} \text{ См,} \end{aligned} \quad (40)$$

откуда $R_{вхМ} = 10^3/2,38 = 420$ Ом. Приближения в формуле (40) сделаны на основании условий $R_1 = R_4 \gg R_2 = R_3$; $R_{вх.э} \ll R_H h_{21э} > R_1$.

Входное напряжение $U_{вхМ} = I_{Бм} (R_2 + R_{вх.э} + R_H h_{21э}) = 3,8 \times 10^{-3} (39 + 26 + 28 \cdot 55) = 6,1$ В.

Следует заметить, что данный УМ усиления по напряжению не дает, так как $U_{вхМ} > U_{КЭм} = U_{вых} = 5,5$ В.

Мощность входного сигнала $P_{вхМ} = U_{вхМ}^2 / 2R_{вхМ} = 6,1^2 / 2 \cdot 420 = 44,3$ мВт, откуда $K_P = P_H / P_{вхМ} = 500/44,3 = 11,5$.

При отсутствии идентичных транзисторов с разным типом проводимости бестрансформаторный двухтактный УМ можно собрать на транзисторах с одинаковой проводимостью (см. рис. 13). Входные сигналы на базы транзисторов УМ подаются с отдельных вторичных обмоток входного трансформатора. Эти обмотки следует под-

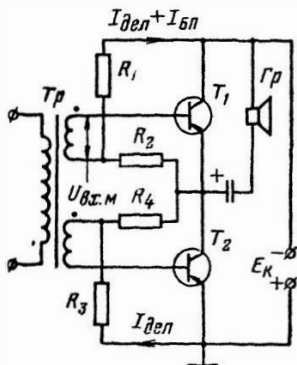


Рис. 13. Бестрансформаторный двухтактный УМ на транзисторах с одинаковым типом проводимости.

ключить так, чтобы сигналы при одинаковой амплитуде были сдвинуты один относительно другого на 180° .

Расчет такого УМ производится так же, как и расчет УМ с

транзисторами различной проводимости по формулам, приведенным выше. При одинаковых исходных данных получаются и одинаковые значения параметров режима и элементов УМ, за исключением входного сопротивления УМ и требуемого значения амплитуды входного сигнала.

Согласно рис. 13 при условии $R_1 = R_4 = 1,3 \text{ кОм} \gg R_2 + R_{вх.э}$ получаем

$$R_{вхМ} \approx R_2 + R_{вх.э} = 39 + 26 = 65 \text{ Ом},$$

при этом

$$U_{вхМ} \approx I_{Бт} (R_2 + R_{вх.э}) = 3,8 \cdot 10^{-3} \cdot 65 = 0,25 \text{ В}$$

($R_{вхМ}$ и $U_{вхМ}$ в дальнейшем используются при расчете УНЧ).

Расчет усилителей напряжения низкой частоты

Усилитель напряжения низкой частоты (УНЧ) является предварительным усилителем сигнала, обеспечивающим нормальную работу УМ. В приемных устройствах он усиливает сигнал, поступающий от детектора. Для расчета УНЧ необходимо иметь следующие исходные данные: сопротивление нагрузки — входное сопротивление УМ $R_H = R_{вхМ}$; выходное напряжение — входное напряжение УМ $U_{вых} = U_{вхМ}$ (в некоторых случаях $P_{вых} = P_{вхМ}$ — входная мощность УМ); входное напряжение — напряжение источника усиливаемого сигнала $U_{вх}$ (в радиоприемнике это напряжение снимается с детектора); полоса частот, соответствующая полосе частот УМ $F_H - F_B$; частотные искажения $M_H = M_B = 1,18$, приходящиеся на УНЧ (включая детектор радиоприемника) при частотных искажениях на весь усилитель $M = \sqrt{2} = 1,41$; температура окружающей среды $t_{окр}^\circ$; источник питания E_K , выбранный при расчете УМ.

Нелинейные искажения, вносимые УНЧ, малы по сравнению с нелинейными искажениями, вносимыми УМ, поэтому их обычно не учитывают. На рис. 3, а приведена схема однокаскадного УНЧ. Работа однокаскадного УНЧ на транзисторе проиллюстрирована характеристиками и временными диаграммами, изображенными на рис. 14.

Расчет УНЧ для одноконтурного УМ с бестрансформаторным входом. Произведем расчет УНЧ для спроектированного ранее УМ, работающего в режиме А (рис. 3). Примем входное напряжение УНЧ равным $U_{вх} = 50 \text{ мВ}$. В дальнейшем это условие будет наложено на источник усиливаемого сигнала, т. е. на амплитудный детектор радиоприемника.

Исходными данными для расчета УНЧ являются: $R_H = R_{вхМ} = 22,25 \text{ Ом}$, $U_{вых} = U_{вхМ} = 90 \text{ мВ}$, $U_{вх} = 0,05 \text{ В}$, $F_H \div F_B = 250 \div 5000 \text{ Гц}$, $M_H = M_B = 1,18$, $t_{окр}^\circ \leq +40^\circ\text{С}$.

1. Производим выбор транзистора. Определяем требуемое число каскадов n предварительного усиления и значение коэффициента $h_{21э}$

транзисторов. Так как $K_n^* = K_1 K_2 \dots K_n$, где $K_1 \approx K_2 \approx K_{(n-1)} \approx h_{213}$, а

$$K_n \approx h_{213} \frac{R_{\text{вхМ}}}{R_{\text{вх.э}}},$$

то

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K_n \approx h_{213}^n \frac{R_{\text{вхМ}}}{R_{\text{вх.э}}},$$

откуда

$$h_{213} = \sqrt[n]{\frac{U_{\text{вых}} R_{\text{вх.э}}}{U_{\text{вх}} R_{\text{вхМ}}}}, \quad (41)$$

где n — требуемое число каскадов при условии $h_{213} = 20 \div 60$.

На основании соотношения (41) получаем: при $n=1$ выбранный транзистор должен иметь коэффициент передачи тока базы

$$h_{213} \geq \frac{0,09 \cdot 200}{0,05 \cdot 22,25} \approx 16.$$

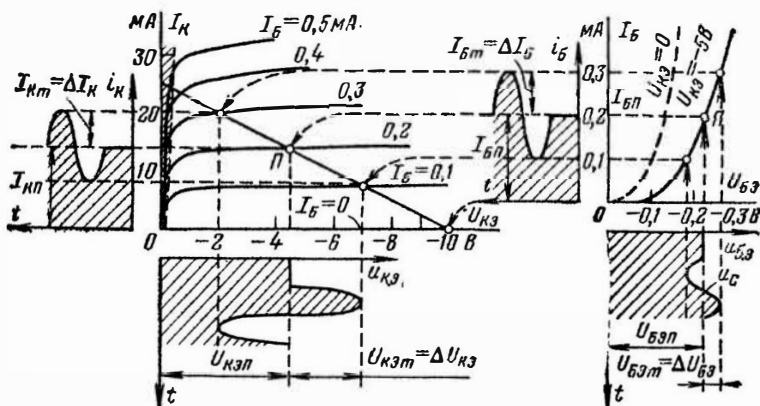


Рис. 14. Характеристики транзистора и временные диаграммы при работе однотактного УНЧ.

Требуемая предельная частота коэффициента передачи тока низкочастотных транзисторов рассчитывается по формуле (23). Для одного каскада получаем:

$$f_{h213} \geq \frac{5}{\sqrt{1,18^2 - 1}} = 7,7 \text{ кГц.}$$

При $n > 1$ частотные искажения следует равномерно распределить по каскадам.

Напряжение источника питания принимаем равным $E_K = 16$ В (как для УМ) и по справочнику выбираем подходящий транзистор МП40А, у которого $h_{21э} = 20 \div 40$ (принимаем среднее значение $h_{21э} = 30$);

$$f_{h21э} \approx f_{h21э}/h_{21э} = 1000/30 \approx 33 \text{ кГц.}$$

$|U_{КЭ\text{макс}}| = 30 \text{ В} > E_K = 16 \text{ В}$; $P_{К\text{макс}} 20^\circ\text{С} = 50 \text{ мВт}$, по формуле (21) находим:

$$P_{К\text{макс}} 40^\circ\text{С} = 150 \frac{85^\circ - 40^\circ}{85^\circ - 20^\circ} = 100 \text{ мВт};$$

$$I_{КБ0} = 10 \text{ мкА.}$$

На рис. 15, б приведены коллекторные характеристики транзистора МП40А.

2. Произведем выбор режима работы транзистора по постоянному току. Находим амплитуду тока коллектора

$$I_{Км} = U_{\text{вых}}/R'_H = 90/22,25 = 4 \text{ мА},$$

где

$$R'_H = \frac{R_4 R_{\text{вхМ}}}{R_4 + R_{\text{вхМ}}} \approx R_{\text{вхМ}} = 22,25 \text{ Ом},$$

так как $R_4 = 1 \text{ кОм} \gg R_{\text{вхМ}} = R_H = 22,25 \text{ Ом}$.

Сопротивлением резистора $R_4 = R_H = 1 \text{ кОм}$ мы предварительно задались при расчете УМ. Однако в дальнейшем оно нуждается в

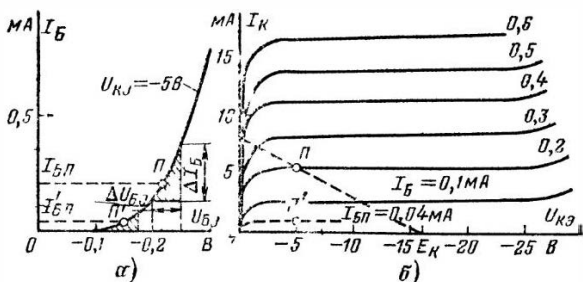


Рис. 15. Характеристики транзистора МП40А.

а — базовые; б — коллекторные.

уточнении. По формуле (2) определяем постоянную составляющую тока коллектора $I_{КП} \geq I_{Км}/k_3 = 4/0,7 = 5,8 \text{ мА}$ (принимаем $I_{КП} = 6 \text{ мА}$). Принимаем типовое значение $U_{КЭП} = -5 \text{ В}$ и по характеристикам рис. 15, б находим $I_{BП} = 0,2 \text{ мА}$. По характеристике рис. 15, а определяем $R_{\text{вх.э}} = \Delta U_{BE}/\Delta I_B = 0,05/0,25 \cdot 10^{-3} = 200 \text{ Ом}$. Рассчитываем мощность, рассеиваемую на коллекторе:

$$I_{КП} |U_{КЭП}| = 6 \cdot 5 = 30 \text{ мВт} < P_{К\text{макс}} 40^\circ\text{С} = 100 \text{ мВт.}$$

Определяем общее сопротивление коллекторной цепи постоянно-
му току (см. рис. 3, а):

$$R_4 + R_5 \approx \frac{E_K - |U_{KЭП}|}{I_{КП}} = \frac{11}{6} = 1,83 \text{ кОм.}$$

Оно состоит из сопротивления резистора в цепи коллектора $R_K = R_4$ и сопротивления резистора в цепи эмиттера $R_E = R_5$. Резистор R_5 кроме температурной стабилизации обеспечивает отрицательную обратную связь (ООС). Введение ООС подобного типа приводит к увеличению входного сопротивления каскада УНЧ, что благоприятно сказывается на работе детектора, являющегося источником усиливаемого сигнала.

3. Произведем расчет схемы УНЧ по переменному току. Определяем коэффициент усиления каскада без ООС

$$K = h_{21э} \frac{R'_H}{R_{вх.э}} \approx 30 \frac{22,25}{200} = 3,35 \quad (42)$$

и требуемый коэффициент усиления

$$K_{\text{треб}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 0,09/0,05 = 1,8.$$

Находим сопротивление резистора R_5 , обеспечивающего ООС в УНЧ.

Коэффициент усиления усилителя с ООС определяется выражением

$$K_{о.с} = \frac{K}{1 + \gamma K}, \quad (43)$$

где

$$\gamma = \frac{U_{о.с}}{U_{вх}} = \frac{I_{эм} R_5}{I_{Км} R'_H} = \frac{(h_{21э} + 1) R_5}{h_{21э} R'_H} \quad (44)$$

— коэффициент передачи цепи ОС. В нашем случае $K=3,35$; $K_{о.с} = K_{\text{треб}} = 1,8$.

По формуле (43) находим:

$$\gamma = \frac{K - K_{о.с}}{K K_{о.с}} = \frac{3,35 - 1,8}{3,35 \cdot 1,8} = 0,26, \quad (45)$$

откуда, учитывая соотношение (44), вычисляем:

$$R_5 = \frac{\gamma R'_H h_{21э}}{h_{21э} + 1} = \frac{0,26 \cdot 22,25 \cdot 30}{31} = 5,5 \text{ Ом (5,6 Ом)}. \quad (46)$$

Следовательно, уточненное значение $R_4 = 1,83 - 0,0056 = 1,8244 \text{ кОм (1,8 кОм)}$.

Сопротивление резисторов в цепи базы

$$\begin{aligned} R_6 &\approx \frac{E_K - (I_{КП} + I_{БП}) R_5}{I_{БП}} = \frac{16 - (6 + 0,2) 10^{-3} \cdot 5,6}{0,2 \cdot 10^{-3}} = \\ &= 80 \text{ кОм (82 кОм)}. \end{aligned}$$

Общее входное сопротивление УНЧ

$$R_{вхН} = \frac{R_6 [R_{вхЭ} + R_5 (h_{21Э} + 1)]}{R_6 + R_{вхЭ} + R_5 (h_{21Э} + 1)} \approx R_{вхЭ} + R_5 (h_{21Э} + 1) =$$

$$= 200 + 5,6 \cdot 31 = 373 \text{ Ом.} \quad (47)$$

4. Определяем емкости разделительных конденсаторов C_2 и C_3 . Распределяя поровну частотные искажения в области низких частот $M_{C2} = M_{C3} = \sqrt{1,18} = 1,09$, находим:

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi F_H (R_{вхМ} + R_{вхН}) \sqrt{M_{C2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 250 (22,25 + 1800) \sqrt{1,09^2 - 1}} = 0,885 \text{ мкФ (1 мкФ),} \quad (48)$$

где $R_{вхН} = R_4 = 1800 \text{ Ом}$;

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi F_H (R_{вхН} + R_{вхД}) \sqrt{M_{C3}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 250 \cdot 2573 \sqrt{1,09^2 - 1}} = 0,63 \text{ мкФ (1 мкФ).} \quad (49)$$

В формуле (49) принято $R_{вхД} = R' = 2,2 \text{ кОм}$. Если $R_{вхД}$ неизвестно, то обычно полагают $R_{вхД} = 0$, в этом случае получают C_3 с некоторым запасом: $C_3 \geq 3,7 \text{ мкФ (5 мкФ)}$.

Так как выбран транзистор с $f_{h21Э} = 33 \text{ кГц}$ $\frac{F_B}{\sqrt{M_B^2 - 1}} =$

$$= \frac{5}{\sqrt{1,18^2 - 1}} = 7,7 \text{ кГц, то можно не проверять значения } M_B < 1,18,$$

на верхних частотах.

Схема УНЧ, изображенная на рис. 3, а, обладает худшей температурной стабильностью, но имеет большее входное сопротивление по сравнению со схемой рис. 3, б, в которой применен делитель напряжения. Если входное сопротивление не играет существенной роли, то каскад УНЧ можно рассчитать с делителем напряжения, т. е. в схему рис. 3, а добавить резистор R_7 . Расчет делителя в этом случае производится по методике, изложенной в предыдущем параграфе.

Несколько лучшей стабильностью обладает схема, изображенная на рис. 16. В ней R_6 соединяется с коллектором транзистора. Его сопротивление рассчитывается по формуле (19)

$$R_6 = \frac{|U_{КЭП}| - |U_{БЭП}|}{I_{БП}} \approx \frac{|U_{КЭП}|}{I_{БП}} = \frac{5}{2 \cdot 10^{-3}} = 25 \text{ кОм (24 кОм).}$$

Из-за действия параллельной ООС по напряжению входное сопротивление каскада УНЧ несколько уменьшается

$$R'_{вхН} \approx \frac{R_{вхН}}{1 + h_{21э} R_K / (R_K + R_G)} = \frac{373}{1 + 30 \cdot 1,8 / (1,8 + 24)} = 120 \text{ Ом.}$$

Расчет УНЧ для однотактного и двухтактного УМ с согласующим трансформатором. 1. Для предварительного усиления сигнала можно использовать УНЧ с трансформаторным выходом (рис. 17). Этот УНЧ имеет много общего с однотактным УМ, работающим в

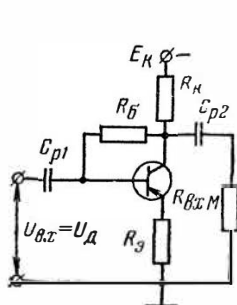


Рис 16. Схема УНЧ с питанием базы коллекторным напряжением.

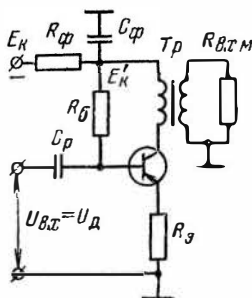


Рис. 17. Схема УНЧ с трансформаторным выходом.

режиме А. Исходными данными для расчета схемы являются: $R_H = R_{вхМ} = 22,25 \text{ Ом}$; $U_{вых} = U_{вхМ} = 0,09 \text{ В}$; $U_{вх} = 0,05 \text{ В}$; $F_H \div F_B = 250 \div 5000 \text{ Гц}$; $M_H = M_B = 1,18$; $t_{окр} = +40^\circ\text{C}$; $E_K = 16 \text{ В}$ (как для однотактного УМ, рассчитанного ранее).

Для УНЧ подходит любой маломощный низкочастотный транзистор, например МП40А, у которого $f_{h21э} = 33 \text{ кГц} > \frac{F_B}{\sqrt{M_B^2 - 1}} =$

$$= \frac{5}{\sqrt{1,18^2 - 1}} = 7,7 \text{ кГц. Для транзистора можно выбрать эконо-$$

мичный режим работы $I_{КП} = 1 \text{ мА}$, $|U_{КЭП}| = 5 \text{ В}$, $R'_H = 500 \text{ Ом}$.

Используя формулу (24), находим:

$$n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{тр} R'_H}} = \sqrt{\frac{22,25}{0,7 \cdot 500}} = 0,25.$$

Согласно условию (3) определяем амплитуду тока коллектора $I_{Км} = I_{КП} - I_{К\text{мин}} = 1 - 0,5 = 0,5 \text{ мА}$. При этом $U_{КЭм} = R'_H I_{Км} = 500 \times 0,5 = 250 \text{ мВ}$, что вполне подходит, поскольку $|U_{КЭП}| = 5 \text{ В}$.

По выходным характеристикам (рис. 15, б точка П') определяем $I'_{БП} = 0,04$ мА. По входной характеристике (рис. 15, а) для точки П' находим $R_{вх.э} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_{Б} = 0,075 / 0,08 \cdot 10^{-3} = 940$ Ом.

По формуле (42) находим коэффициент усиления усилителя без ООС для случая $R'_H = 500$ Ом и $R_{вх.э} = 940$ Ом $K \approx 30 \cdot 500 / 940 = 16$.

Требуемый коэффициент усиления $K_{\text{треб}} = K_{0.с} = U_{КЭП} / U_{вх} = 0,25 / 0,05 = 5$. По формуле (45) определяем $\gamma = (16 - 5) / 16 \cdot 5 = 0,138$ и по формуле (46) $R_3 = 0,138 \cdot 500 \cdot 30 / 31 = 67$ Ом (68 Ом). По формуле (25) сопротивление первичной обмотки трансформатора $r_1 = 500(1 - 0,7) / 2 = 75$ Ом.

Для питания УНЧ требуется источник с $E'_K = |U_{КЭП}| + r_1 I_{КП} + (I_{КП} + I_{БП}) R_3 = 5 + 0,075 + 1,04 \cdot 10^{-3} \cdot 68 = 5,146$ В. Сопротивление резистора в цепи базы

$$R_6 = \frac{|U_{КЭП}| - |U_{БЭП}| + r_1 I_{КП}}{I_{БП}} \approx \frac{|U_{КЭП}|}{I_{БП}} = \frac{5}{0,04 \cdot 10^{-3}} = 125 \text{ кОм (120 кОм)}. \quad (50)$$

По формуле (47) определяем входное сопротивление УНЧ $R_{вх.н} = 940 + 68 \cdot 31 = 3410$ Ом. Так как для УНЧ используется общий с УМ источник питания $E_K = 16$ В, то избыточное напряжение следует погасить на сопротивлении фильтра:

$$R_\Phi = \frac{E_K - E'_K}{I_{КП} + I_{БП}} = \frac{16 - 5,146}{1,04 \cdot 10^{-3}} = 10,4 \text{ кОм (10 кОм)}.$$

Резистор R_Φ нужно зашунтировать конденсатором фильтра

$$C_\Phi \geq \frac{10}{2\pi f_n R_\Phi} = \frac{10}{6,28 \cdot 250 \cdot 10^4} = 0,6 \text{ мкФ (1 мкФ)}.$$

Частотные искажения, вносимые трансформатором, рассчитываются по формуле (27), а разделительным конденсатором — по формуле (49).

2. Усилитель напряжения с трансформаторным выходом хорошо согласуется с двухтактным УМ (см. рис. 7). В этом случае вторичная обмотка выходного трансформатора УНЧ (входного трансформатора УМ) должна иметь вывод от средней точки. Расчет производится для одного плеча вторичной обмотки выходного трансформатора. При конструктивном исполнении трансформатора число витков вторичной обмотки удваивается и делается вывод от средней точки.

Произведем расчет УНЧ для двухтактного УМ по данным, полученным на с. 28: $R_H = R_{вх.М} = 0,27$ кОм; $P_H = P_{н.тр2} = 6$ мВт; $F_H = F_B = 400 - 8000$ Гц; $M_H = M_B = 1,18$; $t_{окр}^0 = +40^\circ\text{C}$; $E_K = 7$ В; $U_{дел} = U_4 = 2$ В; $I_{дел} = 3$ мА.

По формуле (20) находим колебательную мощность в коллекторной цепи транзистора УНЧ $P_{вых} = P_H / \eta_{тр} = 6 / 0,7 = 8,4$ мВт.

По формуле (1) оцениваем возможное значение амплитуды коллекторного напряжения $U_{КЭП} < E_K - |U_{КЭП\text{мин}}| - U_4 = 7 - 1 - 2 = 4$ В.

Принимаем с некоторым запасом $U_{KЭм}=3$ В, при этом $I_{Km}=2P_{вых}/U_{KЭм}=16,8/3=5,6$ мА.

По формуле (2) рассчитываем постоянную составляющую коллекторного тока $I_{KP}=I_{KЭм}/k_a=5,6/0,7=8$ мА. При этом мощность, рассеиваемая в коллекторной цепи, $P_K=|U_{KЭП}| I_{KP} \approx (E_K - U_{дел}) I_{KP} = 5 \cdot 8 = 40$ мВт. Выбираем маломощный низкочастотный транзистор МП39Б одноступенчатый с транзисторами УМ. Его основные данные приведены на с. 23.

Сопротивление коллекторной цепи по переменному току $R'_H = U_{KЭм}/I_{Km} = 3/5,6 \cdot 10^{-3} = 535$ Ом. По формуле (24) находим коэффициент трансформации (для одного плеча)

$$n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_p R'_H}} = \sqrt{\frac{270}{0,7 \cdot 535}} = 0,84.$$

По формуле (25) оцениваем сопротивления первичной обмотки $r_1 = 535(1-0,7)/2 = 80$ Ом.

Постоянная составляющая коллекторного напряжения $|U_{KЭП}| = E_K - U_4 - r_1 I_{KP} = 7 - 2 - 80 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 4,36$ В.

Так как $|U_{KЭП}| - |U_{KЭмин}| = 4,36 - 1 = 3,36 > U_{KЭм} = 3$ В, то выбранный режим обеспечивает требуемую амплитуду коллекторного напряжения.

По выходным характеристикам (рис. 9) находим положение точки покоя Π'' и определяем постоянную составляющую тока базы $I_{БП} = 0,2$ мА. На входных характеристиках (рис. 10) выбранная точка покоя совпадает с точкой Π . Для этого режима $|U_{БЭП}| = 0,2$ В; $R_{вх.э} = 300$ Ом. По формуле (50) сопротивление резистора в цепи базы (см. рис. 7)

$$R_5 = \frac{|U_{KЭП}| - |U_{БЭП}| + r_1 I_{KP}}{I_{БП}} = \frac{4,36 - 0,2 + 0,64}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 24 \text{ кОм.}$$

Следовательно, $R_{вх.н} \approx R_{вх.э} = 300$ Ом, так как $R_5 \gg R_{вх.э}$.

Сопротивление резистора R_4 в цепи эмиттера

$$R_4 = \frac{U_4}{I_{R4}} = \frac{U_4}{I_{KP} + I_{БП} - I_{R3}} = \frac{2}{(8 + 0,2 - 3,4) \cdot 10^{-3}} = 416 \text{ Ом (430 Ом).}$$

Общее эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера транзистора УНЧ, определяющее температурную стабилизацию тока эмиттера, равно:

$$R_э \approx \frac{R_4(R_3 + R_2)}{R_4 + R_3 + R_2} \approx \frac{U_4}{I_{KP} + I_{БП}} = \frac{2}{8,2 \cdot 10^{-3}} = 240 \text{ Ом.}$$

По формуле (42) рассчитываем коэффициент усиления УНЧ. Для $R'_H = 535$ Ом и $R_{вх.э} = 300$ Ом получаем $K = h_{21} R'_H / R_{вх.э} = 40 \times 535/300 = 71$. Следовательно, входное напряжение УНЧ, равное напряжению детектора, $U_{вх} = U_{дм} = U_{KЭм}/K = 3/71 = 0,04$ В.

Пренебрегая частотными искажениями, вносимыми трансформатором (при $L_1=0,5 \div 2$ Г), распределяем $M_{C1}=M_{C2}=1,09$ (при $M_n=M_{C1}M_{C2}=1,18$).

Емкость C_1 определяют по формуле (29), где $R'_n=R_{выхД}$ — выходное сопротивление детектора, а емкость C_2 находят по формуле (49).

Расчет УНЧ для двухтактного бестрансформаторного УМ с параллельным входом. Реализация такого УНЧ с резистивно-емкостной связью и источником питания, выбранным для УМ, оказывается весьма сложной. Действительно, для схемы рис. 11, б $U_{выхН}=U_{вхМ}=6,1$ В, а $E_k=12$ В $< 2U_{выхН}$, т. е. простое решение задачи невозможно. Можно увеличить E_k , но это не всегда целесообразно, так как для обеспечения нормального режима УНЧ по постоянному току при $R_k \geq R_{вхМ}$ требуется значительное увеличение E_k , что приводит к недоиспользованию коллекторного напряжения транзисторами УМ и к уменьшению к. п. д. последнего.

Наиболее простым решением является использование дросселя в коллекторной цепи транзистора УНЧ, как это показано на рис. 11, а. Индуктивность $L_{др}$ определяется по условию

$$X_L = 2\pi F_n L_{др} \gg R_{вхМ} = R_n.$$

Откуда находим $L_{др}=10R_{вхМ}/2\pi F_n=4200/6,28 \cdot 250=2,7$ Г.

1. Производим выбор транзистора. По формуле (1) находим коллекторное напряжение:

$$|U_{КЭП}| \geq U_{КЭм} + U_{КЭмин} = 6,1 + 1 = 7,1 \text{ В.}$$

Принимаем $|U_{КЭ}|=8$ В, выбранный транзистор должен иметь

$$|U_{КЭмакс}| \geq |U_{КЭП}| + U_{КЭм} = 8 + 6,1 = 14,1 \text{ В.}$$

Амплитуда коллекторного тока

$$I_{Км} \approx U_{КЭм}/R_{вхМ} = 6,1/420 = 14,55 \text{ мА,}$$

при этом $I_{КП}=I_{Км}/k_3=14,55/0,85 \approx 17$ мА.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_K = |U_{КЭП}| I_{КП} = 8 \cdot 17 \cdot 10^{-3} = 136 \text{ мВт,}$$

Выбираем маломощный низкочастотный транзистор МП40А, основные данные которого приведены на с. 33.

2. На выходных характеристиках (рис. 18, б) определяем положение точки покоя П ($I_{КП}=17$ мА, $U_{КЭП}=-8$ В) и находим $I_{БП}=0,6$ мА. По входной характеристике (рис. 18, а) определяем значения $U_{БЭП}=-0,275$ В и $R_{вх.э}=\Delta U_{БЭ}/\Delta I_{Б}=0,05/0,375=133$ Ом. Принимаем выходное напряжение детектора $U_{выхН}=U_{выхД}=0,2$ В и находим требуемое значение коэффициента усиления $K_{треб}=U_{вых}/U_{вх}=6,1/0,2=30,5$.

Коэффициент усиления, который может обеспечить усилитель без ООС,

$$K = h_{21э} R'_n / R_{вх.э} = 30 \cdot 420 / 133 = 94 > K_{треб},$$

По формуле (45) определяем коэффициент передачи цепи обратной связи $\gamma=(94-30,5)/94 \cdot 30,5=0,022$ и по формуле (46) сопротивление резистора в цепи ОС $R_s=0,022 \cdot 420 \cdot 30/31=9,25$ Ом (10 Ом).

Требуемое значение сопротивления обмотки дросселя

$$r_1 = \frac{E_K - |U_{КЭП}| - (I_{КП} + I_{БП}) R_5}{I_{КП}} = \frac{12 - 8 - 17,6 \cdot 10^{-3}}{17 \cdot 10^{-3}} = 226 \text{ Ом.}$$

При очень большом значении r_1 это сопротивление составляют из r_1^* и R_7 , как показано на рис. 11, а.

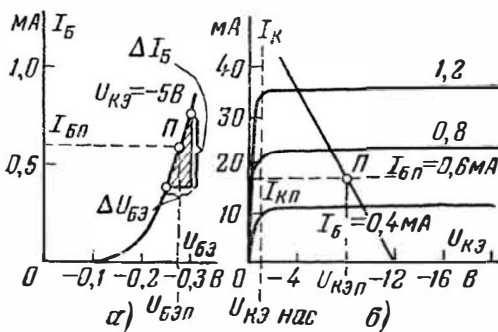


Рис. 18. Характеристики транзистора МП40А.

а — базовые; б — коллекторные.

Сопротивление резистора в цепи базы

$$R_6 = \frac{E_K - |U_{БЭП}| - R_5(I_{КП} + I_{БП})}{I_{БП}} = \frac{12 - 0,275 - 10 \cdot 17,6 \cdot 10^{-3}}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 19,3 \text{ кОм (20 кОм)},$$

По формуле (47) рассчитываем входное сопротивление УНЧ:

$$R_{вхН} = \frac{20 \cdot 10^3 (133 + 10 \cdot 31)}{20 \cdot 10^3 + 133 + 10 \cdot 31} = 443 \text{ Ом.}$$

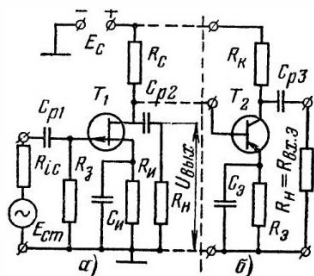
Частотными искажениями, вызываемыми применением дросселя (при $L_{др} = 2,7 \text{ Г}$), можно пренебречь. Поэтому, полагая $M_{C2} = M_{C3} = 1,09$, находим емкость C_2 по формуле (48), где $R_{вхН} = r_1$. Емкость C_3 рассчитывается по формуле (49).

Расчет УНЧ на полевых транзисторах. На полевых транзисторах можно создать УНЧ с очень большим входным сопротивлением, что способствует хорошей работе детектора радиоприемника или пьезокристаллического звукоснимателя проигрывателя, но следует помнить, что полевые транзисторы нуждаются в больших сопротивлениях нагрузки.

Произведем расчет УНЧ на полевом транзисторе (рис. 19, а), работающего от пьезокристаллического звукоснимателя, у которого $E_{см} = 0,07$ В и внутреннее сопротивление $R_{ic} = 5$ кОм. Выходное напряжение усилителя $U_{вых} \geq 0,7$ В, полоса частот $F_H - F_B = 200 \div \div 10\,000$ Гц, частотные искажения $M_H = M_B = 1,18$, сопротивление нагрузки $R_H = R_3 = 100$ кОм (входное сопротивление следующего каскада).

В схеме использован полевой транзистор КП102Н с управляющим $p-n$ переходом и каналом p -типа. Его основные данные: максимальное напряжение сток — исток $U_{СИ\,макс} = -20$ В, ток затвора

Рис. 19. Схема УНЧ на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ переходом и каналом p -типа (а), УНЧ на биполярном транзисторе с непосредственной связью (б).



$I_{з\,ут} = 1,5 \cdot 10^{-9}$ А, напряжение отсечки $U_{ЗИ\,отс} = 4$ В, емкость затвора $C_3 = 10$ пФ, ток стока при $U_{ЗИ} = 0$; $I_c = 1,5$ мА, сопротивление канала для постоянного тока $R_K \approx 2$ кОм.

1. Производим проверку пригодности выбранного транзистора по частотным свойствам. У полевого транзистора с управляющим переходом частотные искажения в области верхних частот в основном определяются постоянной времени (или частотой) затвора $\tau_3 = 1/2\pi f_3 = C_3 R_K/2$. Так как в усилительной схеме использован источник сигнала с относительно большим внутренним сопротивлением, то следует определить постоянную времени (или частоту) всей входной цепи

$\tau_{вх} = 1/2\pi f_{вх} = C_3 (R_K/2 + R_{ic}) = 10 \cdot 10^{-12} (2/2 + 5) 10^3 = 6 \cdot 10^{-8}$ с, откуда

$$f_{вх} = 1/2\pi \tau_{вх} = 1/6,28 \cdot 6 \cdot 10^{-8} = 2,65 \text{ МГц} \gg F_B = 10 \text{ кГц};$$

следовательно, искажениями, вносимыми входной цепью в области верхних частот, можно пренебречь.

2. Производим выбор режима транзистора по постоянному току. Определяем постоянную составляющую напряжения стока

$$|U_{СИ}| \geq U_{ЗИ\,отс} + U_{вых} + \Delta U_3 = 4 + 1 + 0,5 = 5,5 \text{ В}, \quad (51)$$

где $U_{ЗИ\,отс} = 4$ В — напряжение отсечки; $U_{вых} = U_{СИ\,м} = 1$ В — амплитудное значение напряжения стока; $\Delta U_3 = 0,5$ В — напряжение запаса, обеспечивающее работу транзистора в рабочей области сток-выходных характеристик.

Задаемся постоянной составляющей тока стока $I_{СП} = 0,3$ мА (точка П на рис. 20, а, б), при этом напряжение смещения в цепи затвора $U_{ЗИП} = 2$ В. Напряжение источника питания принимаем $E_C = |U_{СИ \text{ макс}}| = 20$ В.

3. Рассчитываем основные элементы усилителя.

Сопротивление автоматического смещения

$$R_{II} = U_{ЗИП} / I_{СП} = 2 / 0,3 \cdot 10^{-3} = 6,7 \text{ кОм (6,8 кОм)};$$

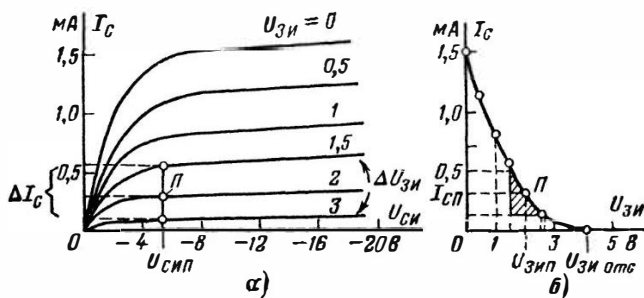


Рис. 20. Характеристики полевого транзистора КП102И.

а — стоковые; б — стоко-затворные.

Сопротивление в цепи стока

$$R_C = \frac{E_C - |U_{СИП}|}{I_{СП}} - R_{II} = \frac{20 - 5,5}{0,3 \cdot 10^{-3}} - 6,8 \cdot 10^{-3} = 41,7 \text{ кОм (43 кОм)}.$$

Емкость C_{II}

$$C_{II} \geq \frac{10}{2\pi F_H R_{II}} = \frac{10}{6,28 \cdot 200 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ мкФ (2 мкФ)}.$$

Сопротивление резистора R_3 выбирается из условия $R_3 \gg R_{IC} = 5$ кОм. Принимаем $R_3 = 100$ кОм. На этом сопротивлении выделяется дополнительное напряжение смещения затвора, создаваемое нестабильным током утечки $I_{ЗУТ}$

$$U_{R_3} = R_3 I_{ЗУТ} = 100 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} = 0,15 \text{ мВ} \ll U_{ЗИП} = 2 \text{ В}.$$

Очевидно, что это относительно малое нестабильное напряжение не может заметно влиять на положение точки покоя.

Рассчитываем разделительные емкости C_{P1} и C_{P2} :

$$C_{P1} \geq \frac{10}{2\pi F_H (R_{IC} + R_3)} = \frac{10}{6,28 \cdot 200 \cdot 105 \cdot 10^3} = 75 \text{ 000 пФ (0,1 мкФ)}.$$

Полагая $R_n = R'_3$, где $R'_3 = 100$ кОм — сопротивление в цепи затвора полевого транзистора последующего каскада, находим:

$$C_{p2} \geq \frac{10}{2\pi F_n (R'_3 + R_c)} = \frac{10}{6,28 \cdot 200 \cdot 143 \cdot 10^3} = 53\,000 \text{ пФ (0,1 мкФ)}.$$

4. Определяем коэффициент усиления. Для этого по характеристикам рис. 20, а или б находим значение крутизны транзистора в районе рабочей точки Л. Крутизну транзистора в точке можно также определить по формуле [1]:

$$S \approx \frac{2I_c |U_{зиП}|}{|U_{зиОтс}|} \left(1 - \frac{U_{зиП}}{U_{зиОтс}} \right) = \frac{2 \cdot 1,5}{4} \left(1 - \frac{2}{4} \right) = 0,375 \text{ мА/В}.$$

Следовательно,

$$K = SR'_n = SR_c R_n / (R_c + R_n) = 0,375 \cdot 43 \cdot 100 / 143 = 11,2.$$

Находим входное напряжение схемы УНЧ, полагая $R_{вхн} = R_3 = 100$ кОм:

$$U_{вх} = E_{cm} R_3 / (R_3 + R_{ic}) = 0,07 \cdot 100 / 105 = 0,0677 \text{ В}.$$

Таким образом, $U_{вых} = U_{вх} K = 0,0677 \cdot 11,2 \approx 0,75$ В, т. е. рассчитанная схема обеспечит требуемое значение выходного напряжения.

Расчет гибридного УНЧ. В некоторых случаях оказывается целесообразным сочетание полевых транзисторов с обычными биполярными (БП) транзисторами. На рис. 19, а, б приведен гибридный УНЧ, состоящий из двух каскадов. Нагрузкой первого каскада, собранного на полевом транзисторе T_1 , является входное сопротивление последующего каскада, собранного на БП транзисторе T_2 . При этом цепочку C_{p2} и $R_{в}$ из схемы следует исключить. Резистор R_c и транзистор T_1 можно рассматривать как делитель, обеспечивающий питание цепи базы транзистора T_2 .

Произведем расчет гибридного УНЧ, используя данные, полученные на с. 37, полагая сопротивление нагрузки гибридного УНЧ равным входному сопротивлению транзистора с ОЭ $R_n = R_{вх.э} \approx \approx 0,9$ кОм и $U_{вх} = 0,05$ В.

1. Выбираем транзистор T_2 по предельной частоте $f_{h21э}$. Пренебрегая частотными искажениями полевого транзистора, по формуле (23) при $M_n = 1,18$ и $F_n = 10$ кГц находим $f_{h21э} \geq 16$ кГц. Подходящим транзистором является МП40А, у которого $f_{h21э} = 33$ кГц, $h_{21э} = 30$, $|U_{КЭ \text{ макс}}| = 30 \text{ В} > E = 20 \text{ В}$.

2. Производим выбор режима транзистора по постоянному току. Для работы без отсечки тока базы необходимо выполнение условия $I_{Бт} \approx I_{cm} \approx S U_{вх} = 0,375 \cdot 0,07 = 0,0274 \text{ мА} < I_{БП}$.

Принимаем $I_{БП} = 0,04$ мА (точка Л' рис. 15, а), при этом $U_{БЭП} = -0,15$ В, $I_{КП} = 1$ мА (рис. 15, б). Напряжение $U_{КЭП}$ целесообразно принять равным -5 В в цепи эмиттера

$$R_3 = \frac{|U_{сиП}| + |U_{зиП}| - |U_{БЭП}|}{I_{КП} + I_{БП}} = \frac{5,5 + 2 - 0,15}{(1 + 0,04) \cdot 10^{-3}} = \frac{7,35}{1,04 \cdot 10^{-3}} = 7 \text{ кОм (6,8 кОм)}.$$

Сопротивление резистора в цепи коллектора

$$R_K = \frac{E - |U_{КЭП}| - (I_{КП} + I_{БП}) R_3}{I_{КП}} = \frac{20 - 5 - 1,04 \cdot 6,8}{1 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= \frac{8}{1 \cdot 10^{-3}} = 8 \text{ кОм } (8,2 \text{ кОм}).$$

3. Коэффициент усиления гибридного УНЧ

$$K = Sh_{213} R_K = 0,375 \cdot 30 \cdot 0,9 = 10.$$

Выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = K U_{ВХ} = 10 \cdot 0,07 = 0,7 \text{ В}.$$

Разделительные емкости и емкость конденсатора C_3 , определяющие частотные искажения $M_H = 1,18$, рассчитываются как обычно по формулам (48), (49) и (50).

Расчет эмиттерного и истокового повторителей и фазоинверсных каскадов

Расчет эмиттерного повторителя. Эмиттерный повторитель (ЭП) широко используется для согласования низкоомной нагрузки с высокоомным выходным сопротивлением предшествующего транзисторного каскада или любого другого высокоомного источника сигнала.

Принципиальная схема ЭП изображена на рис. 21. ЭП можно представить как усилитель с глубокой ООС ($U_{о.с} = U_{ВЫХ}$, т. е. $\psi = 1$), поэтому коэффициент усиления по напряжению такого усилителя

$$K_{ЭП} = K_{о.с} = \frac{K}{1 + K} < 1.$$

Рис. 21. Схема эмиттерного повторителя.

При $K > 10$ получаем $K_{ЭП} = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} \approx 1$, т. е. по напряжению осуществляется простое повторение сигнала. Отсюда и происходит название схемы «повторитель». Несмотря на это ЭП следует отнести к категории усилительных схем, так как он осуществляет усиление сигнала по току, а следовательно, и по мощности $K_i \approx K_P \approx h_{213}$ (при $K_{ЭП} \approx 1$). Входное сопротивление ЭП относительно велико $R_{ВХ} \text{ ЭП} \approx R_{ВХ.3} + R'_H h_{213}$, а выходное — мало. $R_{ВЫХ} \text{ ЭП} \approx (R_{ВХ.3} + R'_H)/h_{213}$, где R'_H — эквивалентное выходное сопротивление источника усиляемого сигнала.

Следует отметить еще одно важное свойство ЭП — относительно малые частотные искажения в области верхних частот. Для низкочастотных схем при $F_v = 10 \div 15$ кГц частотные искажения, вносимые самим транзистором, оказываются ничтожно малыми:

$$M_v \approx \sqrt{1 + (F_v / f_{h21\beta})^2},$$

где $f_{h21\beta} \approx f_{h21\beta} h_{21\beta}$ — предельная частота по току эмиттера.

Значительно слабее сказывается и шунтирующее действие сместительной нагрузки.

Произведем расчет эмиттерного повторителя, согласующего детекторный каскад с одноктактным УМ, работающим в режиме А по следующим исходным данным: $R_n = R_{вхМ} = 22,25$ Ом; $U_{вых} = U_{вхМ} = 0,09$ В; $F_n - F_v = 250 - 5000$ Гц; $M_n = M_v = 1,18$; $E_K = 16$ В; $t_{окр}^\circ = +40^\circ\text{C}$. Выходное сопротивление детектора $R_{выхД} = 0,5$ кОм.

1. Производим выбор режима работы транзистора по постоянному току. По формуле (1) определяем постоянную составляющую коллекторного напряжения:

$$|U_{кЭП}| \geq U_{вых} + |U_{кЭМин}| = 0,09 + 1 = 1,09 \text{ В}.$$

Целесообразно принять напряжение $U_{кЭП} = -5$ В.

Определяем амплитуду тока эмиттера, полагая $R_3 \gg R_n$.

$$I_{эм} = U_{вых} / R_n = 0,09 / 22,25 \approx 4 \text{ мА}.$$

По формуле (2) постоянная составляющая тока эмиттера $I_{ЭП} = I_{эм} / k_3 = 4 / 0,7 \approx 6 \text{ мА}$.

Полагая $I_{кП} \approx I_{ЭП}$, находим мощность, рассеиваемую коллектором транзистора $P_K = |U_{кЭП}| I_{кП} = 5 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ мВт}$.

Выбираем маломощный низкочастотный транзистор МП40А: $P_{K \max} t^\circ = 150 \text{ мВт}$; $t_T^\circ = +20^\circ\text{C}$. По формуле (21) $P_{K \max} = 100 \text{ мВт} > P_K = 30 \text{ мВт}$, $|U_{кЭ \max}| = 30 \text{ В} < E_K = 16 \text{ В}$; $h_{21\beta} = 30$ (среднее значение).

При расчете ЭП используются статические характеристики транзистора с ОЭ (рис. 22, а, б).

Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{кП} = I_{ЭП} h_{21\beta} / (h_{21\beta} + 1) = 6 \cdot 30 / 31 = 5,8 \text{ мА}.$$

Постоянная составляющая тока базы $I_{БП} = I_{ЭП} - I_{кП} = 0,2 \text{ мА}$. На рис. 22, а и б отмечаем положение точки покоя П и определяем постоянную составляющую напряжения на базе транзистора $|U_{БЭП}| = 0,224 \text{ В}$ и входное сопротивление транзистора $R_{вх.э} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_B = 0,05 / 0,22 \cdot 10^{-3} = 227 \text{ Ом}$.

2. Производим расчет элементов схемы, определяющих режим транзистора по постоянному току.

Сопротивление резистора в цепи эмиттера

$$R_3 = \frac{E_K - |U_{кЭП}|}{I_{ЭП}} = \frac{16 - 5}{6 \cdot 10^{-3}} = 1,84 \text{ кОм} (1,8 \text{ кОм}).$$

По формуле (19) определяем сопротивление резистора в цепи базы:

$$R_6 = \frac{|U_{кЭП}| - |U_{бЭП}|}{I_{БП}} \approx \frac{|U_{кЭП}|}{I_{БП}} = \frac{5}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 25 \text{ кОм (24 кОм)}.$$

3. Входное и выходное сопротивления схемы

$$R_{вхЭП} = \frac{R_6 (R_{вх.э} + R'_h h_{21э})}{R_6 + R_{вх.э} + R'_h h_{21э}} \approx R_{вх.э} + R'_h h_{21э} =$$

$$= 227 + 22 \cdot 25 \cdot 30 \approx 900 \text{ Ом};$$

$$R_{выхЭП} \approx (R_{вх.э} + R_{выхД})/h_{21э} = 727/30 \approx 24 \text{ Ом},$$

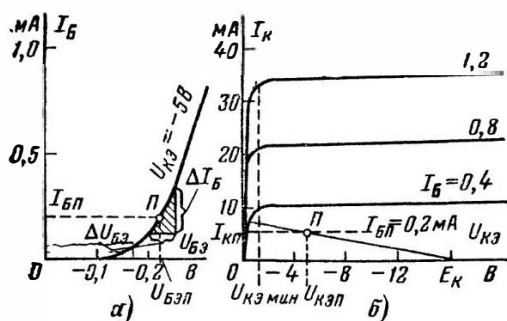


Рис. 22. Характеристики транзистора МП40А.

а — базовая; б — коллекторные.

4. Определяем разделительные емкости, распределив частотные искажения в области нижних частот следующим образом: $M_{ср2} = 1,13$, $M_{ср1} = 1,05$. Если частотные искажения разделить поровну, то емкость $C_{р2}$ окажется значительно больше емкости $C_{р1}$. Используя формулу (48), находим:

$$C_{р2} \geq \frac{1}{2\pi F_H (R'_h + R_{выхЭП}) \sqrt{M_{ср2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 250 (22,25 + 23,5) \sqrt{1,13^2 - 1}} = 26 \text{ мкФ (30 мкФ)}.$$

По формуле (49) рассчитаем

$$C_{р1} \geq \frac{1}{2\pi F_H (R_{вхЭП} + R_{выхД}) \sqrt{M_{ср1}^2 - 1}} =$$

$$= 1 / (6,28 \cdot 250 \cdot 1400 \sqrt{1,05^2 - 1}) = 15 \text{ мкФ (20 мкФ)}.$$

5. Входное напряжение

$$U_{вх} = U_{вх} \frac{R_{вх\Delta\P}}{R_H h_{213}} = 0,09 \frac{900}{22,25 \cdot 30} = 0,12 \text{ В},$$

откуда $K_{\Delta\P} = U_{вых}/U_{вх} = 0,09/0,12 = 0,75$. Так как $U_{вх} = U_{вых} D$, то это определяет значение выходного напряжения детектора.

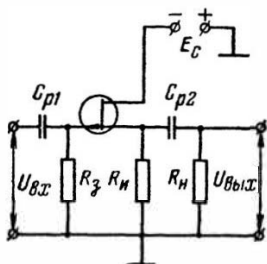


Рис. 23. Схема истокового повторителя.

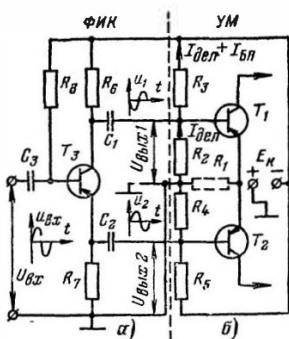
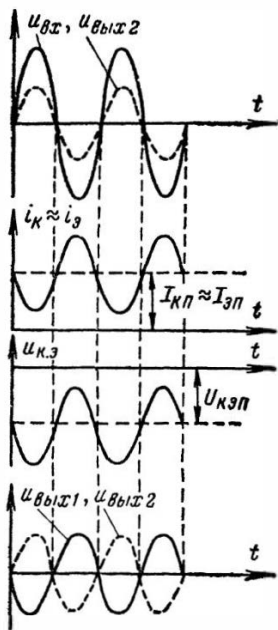


Рис. 24. Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой (а), схема питания цепей базы транзисторов УМ, согласованного с ФИК (б).

6. Если в ЭП используется делитель напряжения, составленный из резисторов R_6 и R_1 , то их сопротивления рассчитываются по методике, изложенной во введении.

На рис. 21 резистор R_1 показан штриховым контуром. При наличии делителя ЭП будет иметь лучшую температурную стабильность, однако при этом несколько уменьшается входное сопротивление и увеличивается расход энергии.

Рис. 25. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ФИК с разделенной нагрузкой.



Если в исходных данных не задано напряжение источника питания, то принимают $R_0 = (3 \div 5) R_n$ и определяют $E_K = |U_{КЭП}| + I_{ЭП} R_0$.

7. При использовании полевого транзистора с общим стоком (ОС) схема называется «источником повторителем» (ИП). ИП целесообразно применять в устройствах, в которых необходимо получить очень большое входное сопротивление.

На рис. 23 изображена простейшая схема ИП на полевом транзисторе с управляющим p - n переходом и каналом p -типа.

При расчете ИП следует руководствоваться следующими основными соотношениями: $E_C \leq |U_{СИ \max}|$; постоянную составляющую находят по формуле (51), при этом должно выполняться условие $|U_{СИП}| + U_{вых} \leq |U_{СИ \max}|$; $I_{Ит} = U_{вых} / R'_n$, где $R'_n = R_n R_n / (R_n + R_n)$; постоянную составляющую тока истока определяют по формуле, аналогичной соотношению (2), при этом должно выполняться условие $I_{ИП} + I_{Ит} \leq I_{С \max}$; по характеристикам находят напряжение $U_{ЗИП}$, соответствующее $I_{ИП} = I_{СП}$, и рассчитывают $R_n = U_{ЗИП} / I_{ИП}$; входное сопротивление ИП практически определяется резистором $R \geq 100 \text{ кОм}$, выходное сопротивление примерно равно $1/S$.

Расчет фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой. Для работы двухтактной схемы УМ, изображенной на рис. 7, на входы транзисторов необходимо подавать сигналы, одинаковые по амплитуде, но сдвинутые относительно друг друга на 180° (см. рис. 8, а). В схеме рис. 7 этот сдвиг осуществляется трансформатором Tr_2 , имеющим вывод от средней точки вторичной обмотки. Сформировать указанные напряжения можно с помощью транзисторного фазоинверсного каскада (ФИК). Одна из схем ФИК с разделенной нагрузкой изображена на рис. 24, а. Эту схему по первому выходу следует рассматривать как усилитель с ОЭ с последовательной ООС по току, а по второму выходу как ЭП. Следовательно, ФИК с разделенной нагрузкой не усиливает сигнал по напряжению, что является недостатком данной схемы. Другой недостаток ФИК с разделенной нагрузкой — различие в значениях выходных сопротивлений $R_{вых1} > R_{вых2} = R_{выхЭП}$, что затрудняет получение полной симметрии схемы.

Работа ФИК с разделенной нагрузкой проиллюстрирована временными диаграммами, изображенными на рис. 25. По первому выходу напряжение сигнала находится в противофазе со входным напряжением сигнала, так же как в усилителе с ОЭ, а по второму выходу совпадает с входным напряжением сигнала как в ЭП.

При использовании ФИК схему питания цепей базы транзисторов УМ следует видоизменить согласно рис. 24, б.

1. Произведем расчет входной цепи УМ при условии $R_1 = 0$. Задавшись током делителей (как и в схеме на рис. 7) $I_{БН} \leq I_{дел} = 3 \text{ мА}$, найдем сопротивления резисторов $R_2 = R_4$, на каждом из которых должно выделяться напряжение питания цепей базы транзисторов УМ.

Согласно графику рис. 10 $U_2 = U_4 = |U_{БЭП}| = 0,2 \text{ В}$, откуда $R_2 = R_4 = |U_{БЭП}| / I_{дел} = 0,2 / 3 \cdot 10^{-3} = 67 \text{ Ом}$ (68 Ом). Определяем сопротивление резисторов $R_3 = R_5$, на которых падает напряжение $U_3 = U_5 = E_K - |U_{БЭП}| = 7 - 0,2 = 6,8 \text{ В}$ при токе $I_{дел} + I_{БП} = 3 + 0,2 = 3,2 \text{ мА}$. Следовательно, $R_3 = R_5 = 6,8 / 3,2 \cdot 10^{-3} = 2,13 \text{ кОм}$ (2,2 кОм).

Входное сопротивление УМ для рабочего полупериода входного сигнала

$$R_{вхМ} = R_2 R_{вх.э} / (R_2 + R_{вх.э}) = 68 \cdot 107 / (68 + 107) = 41,7 \text{ Ом},$$

где $R_{вх.э} = 107 \text{ Ом}$.

Входное напряжение для каждого из входов УМ

$$U_{вхМ} = I_{БН} R_{вх.э} = 2,8 \cdot 107 \cdot 10^{-3} = 0,3 \text{ В}.$$

Таким образом, получены исходные данные для расчета ФИК: $R_{н1} = R_{н2} = R_{вхМ} = 41,7 \text{ Ом}$, $U_{вых1} = U_{вых2} = U_{вхМ} = 0,3 \text{ В}$. Напряжение источника питания E_K принимаем равным 7 В (как для УМ). Транзистор для ФИК целесообразно выбрать однотипным с транзистором УМ, т. е. МП39Б. Остальные исходные данные такие же, как и для УМ: $M_n = M_v = 1,18$; $F_n - F_v = 400 \div 8000 \text{ Гц}$; $t_{окр}^{\circ} = +40^{\circ}\text{C}$.

2. Производим выбор режима транзистора по постоянному току. Определяем постоянную составляющую коллекторного напряжения, учитывая что амплитуда коллекторного напряжения ФИК с разделенной нагрузкой равна удвоенной амплитуде выходных напряжений $|U_{КЭП}| \geq |U_{КЭмин}| + 2U_{вых1} = 1 + 2 \cdot 0,3 = 1,6 \text{ В}$. Принимаем $U_{КЭП} = -2 \text{ В}$.

Используя формулу (2), ориентировочно оцениваем постоянную составляющую коллекторного тока, $I_K \approx I_{Km} / k_3 = 7,2 / 0,7 \approx 10 \text{ мА}$, где $I_{Km} \approx U_{КЭП} / R_{н1} = U_{вхМ} / R_{вхМ} = 0,3 / 41,7 = 7,2 \text{ мА}$.

Находим сопротивления резисторов коллекторной и эмиттерной цепей, полагая $I_{ЭП} \approx I_{КП}$, так как $h_{21э} = 40$:

$$R_7 \approx R_8 = (E_K - |U_{КЭП}|) / 2I_{КП} = (7 - 2) / 2 \cdot 10^{-2} = 250 \text{ Ом (240 Ом)}.$$

Действительное значение амплитуды коллекторного тока $I_{Km} = U_{КЭП} / R'_n = 0,3 / 35,3 = 8,5 \text{ мА} < I_{КП} = 10 \text{ мА}$, где $R'_n = R_n R_{н1} / (R_n + R_{н1}) = 240 \cdot 41,7 / 281,7 = 35,3 \text{ Ом}$. Следовательно, режим по постоянному току выбран правильно (коэффициент запаса $k_3 = 8,5 / 10 = 0,85$).

3. Определив положение точки покоя P''' на рис. 9 ($U_{КЭП} = -2 \text{ В}$, $I_{КП} = 10 \text{ мА}$), убеждаемся, что при $t_{окр}^{\circ} = +40^{\circ}\text{C}$ она располагается ниже характеристики допустимой мощности транзистора. По этим же характеристикам находим $I_{БП} = 0,32 \text{ мА}$ и по характеристикам рис. 10

$$R_{вх.э} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_B = 0,05 / 0,25 \cdot 10^{-3} = 200 \text{ Ом}.$$

Сопротивление резистора в цепи базы

$$R_8 = \frac{E_K - I_{КП} R_7}{I_{БП}} = \frac{7 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot 240}{0,32 \cdot 10^{-3}} = 14,4 \text{ кОм (15 кОм)}.$$

4. Рассчитаем входные параметры ФИК с разделенной нагрузкой.

Входное сопротивление

$$R_{вхФ} = \frac{R_8 (R_{вх.э} + R'_n h_{21э})}{R_8 + R_{вх.э} + R'_n h_{21э}} = \frac{15 \cdot 10^3 (200 + 35,3 \cdot 40)}{15 \cdot 10^3 + 200 + 35,3 \cdot 40} \approx \approx 1,5 \text{ кОм}.$$

Входное напряжение

$$U_{\text{вх}\Phi} = U_{\text{вых}} \frac{(R'_H + R_{\text{вх.з}})}{R'_H} = 0,3 \frac{235,3}{35,3} \approx 2 \text{ В.}$$

Совершенно очевидно, что такое напряжение детектор обеспечить не может, поэтому между детектором и ФИК необходимо поставить каскад УНЧ. Его нагрузка — входное сопротивление ФИК $R_H = R_{\text{вх}\Phi}$. При наличии трех каскадов частотные искажения как в области верхних, так и в области нижних частот следует распределить по всем трем каскадам. Если оставить для УМ $M_H = M_\Phi = 1,18$, то для ФИК и УНЧ $M_H = \sqrt{1,18} \approx 1,09$. Для ФИК, как и для ЭП,

$$M_B = \sqrt{1 + (F_B/f_{H213})^2} = \sqrt{1 + (8/500)^2} \approx 1,$$

следовательно, для УНЧ $M_\Phi \approx 1,18$.

5. Емкости разделительных конденсаторов $C_1 \geq 3,4$ мкФ (5 мкФ) и $C_2 \geq 15,3$ мкФ (20 мкФ) определяем по формуле (48), при этом для C_1 $R_{\text{вх}H} = R_6 = 240$ Ом, для C_2 $R_{\text{вх}H} = R_7 R_{\text{вх}ЭП} / (R_7 + R_{\text{вх}ЭП}) = 240 \cdot 23,5 / 263,5 = 21,5$ Ом. Емкость конденсатора $C_3 \geq 5,5$ мкФ (10 мкФ) находим по формуле (49), где $R_{\text{вх}Д} = 1,5$ кОм — выходное сопротивление предшествующего каскада УНЧ, которое принято равным 1,49 кОм. Частотные искажения, вызываемые емкостями, распределены следующим образом: $M_{C1} = M_{C2} = 1,06$ и $M_{C3} = 1,03$ (на $F_H = 400$ Гц).

Следует заметить, что при исключении из схемы резистора R_1 ухудшается температурная стабильность УМ и увеличивается его асимметрия, что приводит к увеличению нелинейных искажений. Но так как ФИК с разделенной нагрузкой также не обладает полной симметрией, то при отладке схемы можно рекомендовать подключение выходов ФИК ко входам УМ так, чтобы частично (опытным путем) компенсировать асимметрию всей схемы в целом.

Для уменьшения нелинейных искажений можно включить между конденсатором C_2 и транзистором T_3 резистор, сопротивление которого подбирают. Дополнительно может потребоваться некоторое увеличение сопротивления резистора R_7 и уменьшение сопротивления резистора R_6 .

Расчет фазоинверсного каскада с эмиттерной связью. Значительно лучшими параметрами обладает фазоинверсный каскад с эмиттерной связью, являющийся парафазным услителем (рис. 26). В отличие от ФИК с разделенной нагрузкой он осуществляет усиление сигналов и имеет практически одинаковые выходные сопротивления по обоим выходам.

Первый транзистор ФИК с эмиттерной связью работает как обычный усилитель в схеме с ОЭ, поэтому фаза выходного напряжения по первому выходу оказывается сдвинутой на 180° относительно входного напряжения сигнала. В эмиттерной цепи этого транзистора находится сопротивление эмиттерной связи R_1 . Переменное напряжение на нем совпадает со входным напряжением сигнала (как у ЭП).

Второй транзистор работает как усилитель, включенный по схеме с ОБ, и, как известно, не переворачивает фазы усиливаемого сиг-

нала. Поэтому усиленное напряжение по второму выходу совпадает с усиливаемым сигналом и оказывается сдвинутым по фазе на 180° относительно напряжения первого выхода.

Работа ФИК с эмиттерной связью наглядно иллюстрируется на временных диаграммах (рис. 27).

Произведем расчет ФИК с эмиттерной связью, используя исходные данные предшествующего примера: $R_{H1} = R_{H2} = R_{B\kappa.2} = 41,7 \text{ Ом}$; $U_{B\kappa 1} = U_{B\kappa 2} = U_{B\kappa M} = 0,3 \text{ В}$; $E_K = 7 \text{ В}$; $F_H - F_B = 400 - 8000 \text{ Гц}$; $M_H =$

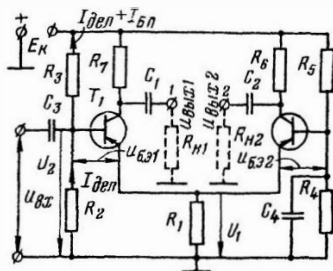


Рис. 26. Схема фазоинверсного каскада с эмиттерной связью.

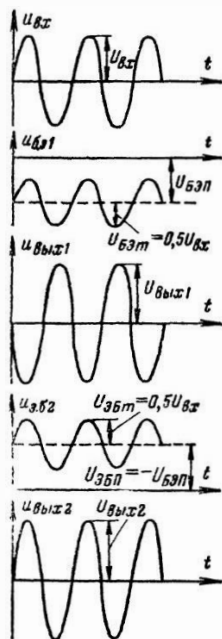


Рис. 27. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ФИК с эмиттерной связью.

$= M_B = 1,18$. Транзисторы выбираем одностипные с транзистором УМ, т. е. МП39Б.

1. Определяем режимы транзисторов по постоянному току. Задаемся сопротивлениями резисторов в коллекторных цепях $R_6 = R_7 = (3 \div 8) R_{H1} = 240 \text{ Ом}$ и находим сопротивления резисторов коллекторных цепей для переменного тока

$$R'_{H1} = R'_{H2} \approx \frac{R_6 R_{H1}}{R_6 + R_{H1}} = \frac{240 \cdot 41,7}{281,7} = 35,3 \text{ Ом}.$$

Амплитуда коллекторных токов

$$I_{K\kappa M} = U_{K\kappa M} / R'_{H1} = 0,3 / 35,3 = 8,5 \text{ мА},$$

где $U_{K\kappa M} = U_{B\kappa 1} = U_{B\kappa 2} = 0,3 \text{ В}$.

Принимаем $I_{КП} = 10$ мА. Соответственно $|U_{КЭП}| = 2$ В $> U_{КЭ\text{ мин}} + U_{КЭ\text{ м}} = 1 + 0,3 = 1,3$ В, $I_{БП} = 0,32$ мА; $|U_{БЭП}| = 0,23$ В; $R_{вх.э} = 200$ Ом (точка $П'''$ на рис. 9 и 10).

2. Рассчитываем элементы схемы, определяющие режим транзисторов по постоянному току.

Сопротивление в эмиттерной цепи (см. рис. 26)

$$R_1 = \frac{U_1}{2(I_{КП} + I_{БП})} = \frac{2,6}{2 \cdot 10,32 \cdot 10^{-3}} = 126 \text{ Ом (120 Ом);}$$

здесь

$$U_1 = E_K - |U_{КЭП}| - I_{КП} R_7 = 7 - 2 - 10 \cdot 10^{-3} \cdot 240 = 2,6 \text{ В.}$$

Задаемся токами делителей $I_{дел} = (2 \div 10) I_{БП} = 1,6$ мА и определяем сопротивления резисторов R_2 и R_4 :

$$R_2 \approx R_4 = U_2 / I_{дел} = 2,83 / 1,6 \cdot 10^{-3} = 1770 \text{ Ом (1,8 кОм),}$$

где $U_2 = U_1 + |U_{БЭП}| = 2,6 + 0,23 = 2,83$ В.

Сопротивления резисторов R_3 и R_5

$$R_3 = R_5 = \frac{E_K - U_2}{I_{дел} + I_{БП}} = \frac{4,17}{1,92 \cdot 10^{-3}} = 2,17 \text{ кОм (2,2 кОм).}$$

3. Определяем параметры ФИК. Входное сопротивление без учета сопротивлений делителя

$$R'_{вхФ} \approx R_{вх.э} + R_{вх.б} (h_{21э} + 1) \approx 2R_{вх.э} = 400 \text{ Ом.} \quad (52)$$

Формула (52) получена исходя из следующих рассуждений. В схеме рис. 26 резистор R_1 по переменному току зашунтирован входным сопротивлением транзистора T_2 , включенного по схеме с ОБ, т. е.

$$R_{вх.б} = R_{вх.э} / h_{21э} = 200 / 40 = 5 \text{ Ом} \ll R_1 = 120 \text{ Ом,}$$

поэтому сопротивлением обратной связи (по переменному току) для первого транзистора является входное сопротивление второго транзистора, включенного по схеме с ОБ.

Входное сопротивление с учетом сопротивлений делителя

$$\frac{1}{R_{вхФ}} = \frac{1}{R'_{вхФ}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{0,4} + \frac{1}{1,8} + \frac{1}{2,2} = 10^{-3} \cdot 3,51 \text{ См,}$$

откуда $R_{вхФ} = 10^3 / 3,51 = 285 \text{ Ом.}$

Коэффициент усиления

$$K \approx h_{21э} \frac{R'_н}{R'_{вхФ}} = 40 \frac{35,3}{400} = 3,53.$$

Входное напряжение

$$U_{вхФ} = U_{вых1} / K = 0,3 / 3,53 = 0,085 \text{ В.}$$

Следовательно, ФИК в данном случае не нуждается в предварительном усилении сигнала и может работать непосредственно от детектора.

4. Емкости разделительных конденсаторов $C_1 = C_2 = 3,4$ мкФ (5 мкФ) определяем по формуле (48), где $R_{\text{вых.н}} = R_6 = R_7 = 240$ Ом. $M_{C1} = M_{C2} = M_{C3} = 1,09$ при $F_{\text{в}} = 400$ Гц. Емкость разделительного конденсатора $C_3 \geq 0,63$ мкФ (1 мкФ) — по формуле (49). Емкость конденсатора C_4 рассчитываем из условия

$$C_4 \geq \frac{10}{2\pi F_{\text{н}} R_4} = \frac{10}{6,28 \cdot 400 \cdot 1,8 \cdot 10^3} = 2,8 \text{ мкФ (5 мкФ)}.$$

Расчет амплитудных детекторов

В современных транзисторных приемниках применяются диодные и транзисторные детекторы. Основными параметрами детекторов являются: коэффициент передачи по напряжению $K_{\text{Д}}$; входное и выходное сопротивления $R_{\text{вхД}}$, $R_{\text{выхД}}$; коэффициенты частотных искажений $M_{\text{н}}$, $M_{\text{в}}$ и коэффициент гармоник $K_{\text{Г}}$.

Коэффициент передачи по напряжению детектора определяется отношением амплитуды полезного напряжения на нагрузке детектора $U_{\text{выхД}}$ к амплитуде огибающей входного амплитудно-модулированного напряжения $U_{\text{вх.о}} = MU_{\text{вхД}}$ (M — коэффициент амплитудной модуляции, а $U_{\text{вхД}}$ — амплитуда входного напряжения несущей частоты):

$$K_{\text{Д}} = \frac{U_{\text{выхД}}}{U_{\text{вх.о}}} = \frac{U_{\text{выхД}}}{MU_{\text{вхД}}};$$

Входное сопротивление детектора является нагрузкой для последнего каскада усилителя высокой частоты (УВЧ) в приемниках прямого усиления или последнего каскада усилителя промежуточной частоты (УПЧ) в приемниках супергетеродинного типа. Это сопротивление представляет собой отношение амплитуды входного напряжения высокой (несущей) частоты к амплитуде первой гармоники тока высокой частоты, протекающему через детектор. Чем больше входное сопротивление детектора, тем меньше он шунтирует колебательный контур УВЧ или УПЧ, следовательно, тем выше коэффициент усиления и избирательность последнего.

Коэффициенты частотных искажений и коэффициент гармоник имеют тот же смысл, что и в усилителях низкой частоты (УНЧ).

Характерной особенностью детекторов транзисторных приемников является малое сопротивление нагрузки по переменному току. Этим сопротивлением является входное сопротивление УНЧ, т. е. $R_{\text{вхН}}$. Малое сопротивление нагрузки обуславливает малое входное сопротивление диодного детектора, которое шунтирует колебательный контур УВЧ или УПЧ.

Для увеличения сопротивления $R_{\text{вхН}}$ в первом каскаде УНЧ может применяться ООС, повышающая входное сопротивление до нескольких килоом. Использование ЭП в первом каскаде УНЧ в общем случае нецелесообразно, так как увеличение входного сопротивления $R_{\text{вхН}}$ в этом случае сопровождается уменьшением коэффициента усиления УНЧ (при сохранении числа его каскадов).

Сопротивление нагрузки детектора можно увеличить, если последовательно со входным сопротивлением УНЧ включить дополнительное сопротивление R' , как это показано на рис. 28, б.

Расчет амплитудного диодного детектора. Наиболее широкое распространение получили последовательные диодные детекторы (рис. 28), преимуществом которых по сравнению с параллельным детектором является более высокое входное сопротивление и лучшая фильтрация высокой частоты.

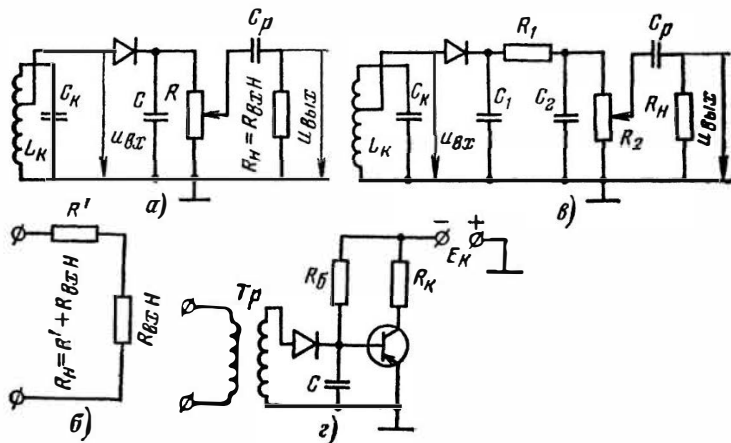


Рис. 28. Схема диодного детектора (а), делителя напряжения (б), диодного детектора с разделением нагрузки постоянному току (в), с непосредственной связью со входом УНЧ (г).

Процесс детектирования в последовательном детекторе иллюстрируется диаграммами, приведенными на рис. 29. При помощи диода, работающего в нелинейном режиме, в детекторе осуществляется выпрямление амплитудно-модулированного напряжения. В спектре выпрямленного тока содержится составляющая, которая изменяется по закону модуляции и создает на нагрузке выходное напряжение полезного сигнала. Выделение этой составляющей осуществляется фильтром низкой частоты.

В схеме, изображенной на рис. 28, а, фильтр образован резистором R и конденсатором C . Для увеличения входного сопротивления детектора и улучшения фильтрации высокой частоты применяется разделение нагрузки по постоянному току R на две части R_1 и R_2 (см. рис. 28, в). Резистор R_1 и конденсаторы C_1 и C_2 образуют П-образный фильтр. В схеме, приведенной на рис. 28, г, применена трансформаторная связь детектора с контуром УВЧ или УПЧ и непосредственная связь со входом УНЧ.

Диодные детекторы хорошо работают при больших уровнях входного сигнала, вносят при этом небольшие нелинейные искажения. При входном напряжении $U_{BX} \geq 0,5$ В для расчета детектора применяют «линейную» методику, когда статическая вольт-амперная

характеристика диода (ВАХ) аппроксимируется двумя прямыми (рис. 30) [17].

Прямая ветвь ВАХ аппроксимируется прямой, соединяющей начало координат с точкой, соответствующей напряжению $0,3\text{--}0,5\text{ В}^*$, а обратная ветвь — прямой, соединяющей начало координат с точкой, соответствующей обратному напряжению $U_{обр} \approx 2U_{вх}$.

Параметрами линеаризованной ВАХ являются прямое R_i и обратное сопротивление диода $R_{обр}$, которым соответствуют крутизна характеристики $S=1/R_i$ и $S_{обр}=1/R_{обр}$.

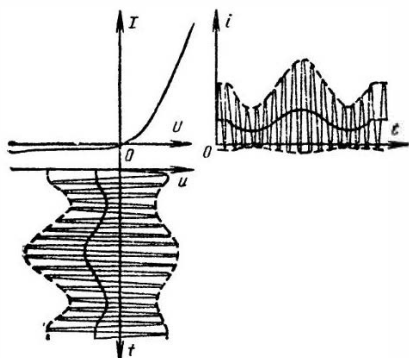


Рис. 29. Графическое изображение процесса детектирования в последовательном детекторе.

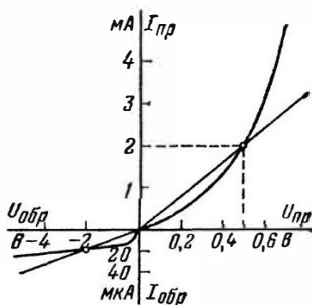


Рис. 30. Вольт-амперная характеристика диода типа Д9Ж, с нанесенными на нее аппроксимирующими прямыми.

Обратное сопротивление полупроводникового диода имеет конечное значение и оказывает влияние на входное сопротивление детектора, которое определяется следующим выражением [5]:

$$R_{вхД} = \frac{R_{обр} R_{н\Omega}}{2R_{обр} + 3R_{н\Omega}},$$

где $R_{н\Omega}$ — сопротивление нагрузки детектора току низкой частоты.

Расчет параметров детектора можно вести в следующей последовательности. Вначале определяется сопротивление нагрузки постоянному току R и ее составляющие по схеме рис. 28, а, где $R = R_1 + R_2$.

При линейном детектировании нелинейные искажения отсутствуют, если сопротивления нагрузки для постоянного $R_{н0}$ и переменного тока низкой частоты $R_{н\Omega}$ равны.

* Следует иметь в виду, что аппроксимирующая прямая проходит через точку с напряжением меньшим, чем входное напряжение. Это обусловлено тем, что к диоду прикладывается только часть входного напряжения $U = U_{вх} - U_{вых}$. Вследствие этого рабочая точка диода смещается влево в область напряжений, меньших $U_{вх}$.

Условие допустимого отличия этих сопротивлений определяется неравенством

$$\frac{R_{H\Omega}}{R_{H0}} \geq 0,8 \text{ или } R_{H\Omega} \geq 0,8 R_{H0}. \quad (53)$$

Для схемы рис. 28, а это условие можно записать в виде $R \leq 0,2 R_H$ (R_H — сопротивление нагрузки детектора), а для схемы рис. 28, в — в виде

$$\frac{R_{\text{обр}} (R_1 + R_2 R_H) / (R_2 + R_H)}{R_{\text{обр}} + R_1 + R_2 R_H / (R_2 + R_H)} \geq \frac{R_{\text{обр}} R}{R_{\text{обр}} + R}$$

или при $R_{\text{обр}} \gg R = R_1 + R_2$

$$R_1 + R_2 R_H / (R_2 + R_H) \geq 0,8 R. \quad (54)$$

Выполнение этого условия достигается выбором сопротивления R . В схеме рис. 28, а такой выбор невозможен, поскольку входное сопротивление транзистора постоянному и переменному току различно, поэтому при непосредственной связи детектора со входом УНЧ могут возникнуть значительные нелинейные искажения.

Для того чтобы сильно не уменьшать коэффициент передачи детектора, отношение сопротивлений в схеме рис. 28, в выбирают по условию

$$\frac{R_2}{R} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = n = 0,5 \div 0,8. \quad (55)$$

Принимая в выражении (54) знак равенства и решая его совместно с соотношением (55), получаем следующие выражения для сопротивлений R_1 и R_2 :

$$R_2 = R_H \frac{0,2}{n - 0,2}; \quad R_1 = R_2 \frac{1 - n}{n}; \quad (56)$$

Емкость фильтрующего конденсатора C определяется по формуле

$$C \leq \frac{1,5}{2\pi F_B R_{H\Omega}}, \quad (57)$$

где F_B — верхняя частота модуляции, а сопротивление нагрузки току низкой частоты при $R_{\text{обр}} \gg R$

$$R_{H\Omega} = \frac{R R_H}{R + R_H} \text{ (в схеме рис. 28, а) и}$$

$$R_{H\Omega} = R_1 + \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H} \text{ (в схеме рис. 28, в).}$$

В схеме рис. 28, в емкость C состоит из двух равных частей $C_1 \approx C_2$ ($C = C_1 + C_2$).

Емкость разделительного конденсатора C_p определяется из условия допустимых частотных искажений в первом каскаде УНЧ (см. пример расчета УНЧ). Для расчета емкости C_p необходимо знать выходное сопротивление детектора, определяемое между движком потенциометра R (в схеме рис. 28, а) или — R_2 (в схеме

рис. 28, в) и общей точкой (корпусом) схемы. Чем меньше это сопротивление, тем должна быть больше емкость разделительного конденсатора C_p , обеспечивающая допустимые частотные искажения на нижней частоте модуляции. Так как при регулировке громкости выходное сопротивление может стать весьма малым, то при расчете емкости C_p целесообразно принять его равным нулю.

Коэффициент передачи по напряжению детектора $K_D = \cos \theta$ для схемы рис. 28, а (θ — угол отсечки входного напряжения)

$$K_D = \cos \theta \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (58)$$

для схемы рис. 28, в.

Входное сопротивление детектора

$$R_{вхД} = \frac{R_{обр} R_{н\Omega}}{2R_{обр} + 3R_{н\Omega}} \quad (59)$$

Рассмотрим примеры расчета диодных детекторов.

Пример 1. Произведем расчет диодного детектора, нагрузкой которого является усилитель, изображенный на рис. 3, а, удовлетворяющий следующим исходным данным: входное сопротивление УНЧ $R_{вх.н} = 370$ Ом; амплитуда входного напряжения УНЧ $U_{вх.н} = 0,05$ В; несущая частота $f_{нес} = 1605$ кГц; коэффициент амплитудной модуляции $M = 0,8$; диапазон частот модулирующего сигнала $F_{в} \div F_{н} = 250 \div 5000$ Гц.

1. Выбираем диод из условия возможно большего обратного сопротивления $R_{обр}$ и рабочего диапазона частот $f_{раб} > f_{нес}$.

При сравнительно больших амплитудах входного сигнала может резко возрастать обратный ток диода (уменьшаться сопротивление $R_{обр}$), что приводит к уменьшению коэффициента передачи по напряжению детектора. Поэтому для детекторов применяются диоды со сравнительно большим обратным напряжением: типа Д2, Д9 и т. п. ($U_{обр.макс} \geq 20$ В).

Выбираем диод типа Д9Ж, вольт-амперная характеристика которого изображена на рис. 30. Этот диод имеет прямой ток $I_{пр} = 10$ мА при $U_{пр} = 1$ В, обратный ток $I_{обр} = 40$ мкА при $U_{обр} = 20$ В.

2. Определяем прямое R_i и обратное $R_{обр}$ сопротивления диода по линеаризованной ВАХ:

$$R_i = \frac{0,5}{2 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ Ом}; \quad R_{обр} = \frac{2}{18 \cdot 10^{-6}} \approx 110 \text{ кОм};$$

Далее определяем элементы схемы детектора. Сделаем это сначала для схемы рис. 28, а.

3. Произведем расчет сопротивления нагрузки детектора. Если к выходу детектора (рис. 28, а, в) подключить усилитель с входным сопротивлением $R_{вх.н} = 370$ Ом, то при работе детектора возникнут значительные искажения. Поэтому на выходе детектора целесообразно включить делитель, состоящий из R' и $R_{вх.н}$ (рис. 28, б). Сопротивление R' выбираем так, чтобы $R_n = R' + R_{вх.н} \geq 2 \div 4$ кОм. Принимая $R' = 2,2$ кОм, находим $R_n = R' + R_{вх.н} = 2,2 + 0,37 = 2,57$ кОм. При этом амплитуда выходного напряжения детектора

$$U_{выхД} = U_{вхн} \frac{R_n}{R_{вхн}} = 0,05 \frac{2,57}{0,37} \approx 0,35 \text{ В},$$

4. Сопротивление потенциометра $R \leq 0,2R_n = 0,2 \cdot 2,57 = 0,514 \text{ кОм}$. Выбираем потенциометр типа СПО с номинальным сопротивлением 0,47 кОм.

5. Емкость фильтрующего конденсатора

$$C < \frac{1,5}{2\pi f_{\text{в}} R_{\text{н}\Omega}} = \frac{1,5}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 430} \approx 0,11 \text{ мкФ (0,1 мкФ)},$$

где $R_{\text{н}\Omega} = RR_n / (R + R_n) = 0,47 \cdot 2,57 / (0,47 + 2,57) \approx 430 \text{ Ом}$.

6. Вспомогательный коэффициент [17]

$$\gamma(\theta) = \frac{1 + R/R_{\text{обр}}}{R/R_i} = \frac{1 + 0,5/110}{0,5/0,25} \approx 0,5$$

и по табл. 4 значение коэффициента передачи напряжения $K_D = \cos \theta \approx 0,35$.

При этом для получения амплитуды выходного напряжения детектора $U_{\text{выхД}} = 0,35 \text{ В}$ необходимо подать на его вход напряжение с амплитудой:

$$U_{\text{вхД}} = \frac{U_{\text{выхД}}}{K_D M} = \frac{0,35}{0,35 \cdot 0,8} = 1,25 \text{ В},$$

где M — коэффициент амплитудной модуляции. Если этот коэффициент не задан, то принимают $M = 0,8$.

Таблица 4

$\gamma(\theta)$	$\cos \theta$	$\gamma(\theta)$	$\cos \theta$	$\gamma(\theta)$	$\cos \theta$	$\gamma(\theta)$	$\cos(\theta)$
0,0000	1,000	0,011	0,899	0,110	0,629	0,859	0,242
0,0002	0,993	0,015	0,875	0,121	0,602	1,063	0,208
0,0005	0,985	0,021	0,848	0,150	0,574	1,365	0,174
0,0012	0,974	0,028	0,819	0,187	0,530	1,818	0,139
0,0019	0,966	0,038	0,788	0,218	0,500	2,554	0,105
0,0034	0,951	0,045	0,766	0,275	0,454	4,074	0,070
0,0047	0,940	0,058	0,731	0,349	0,407	8,602	0,035
0,0064	0,927	0,074	0,695	0,447	0,353	∞	0,000
0,0084	0,914	0,087	0,669	0,579	0,309	—	—

7. Входное сопротивление детектора

$$R_{\text{вхД}} = \frac{R_{\text{обр}} R_{\text{н}\Omega}}{2R_{\text{обр}} + 3R_{\text{н}\Omega}} = \frac{110 \cdot 0,43}{2 \cdot 110 + 3 \cdot 0,43} \approx 0,2 \text{ кОм};$$

оно является нагрузкой оконечного каскада УВЧ или УПЧ.

Пример 2. Рассчитаем элементы схемы детектора рис. 28, а для супергетеродинного приемника, если нагрузкой детектора является УНЧ, изображенный на рис. 7 со следующими параметрами: входное сопротивление УНЧ $R_{\text{вхН}} = 300 \text{ Ом}$; амплитуда входного напряжения УНЧ $U_{\text{вхН}} = 0,04 \text{ В}$; диапазон частот модулирующего сигнала $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}} = 400 \div 8000 \text{ Гц}$; промежуточная частота $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$.

1. Выбираем диод того же типа, что в примере 1.

2. Для увеличения сопротивления нагрузки детектора включаем на его выходе дополнительный резистор с сопротивлением $R' = 2,2$ кОм. При этом $R_H = R' + R_{вхД} = 2,2 + 0,3 = 2,5$ кОм.

На выходе детектора должно создаваться напряжение с амплитудой

$$U_{\text{выхД}} = \frac{U_{\text{вхД}} R_H}{R_{\text{вхД}}} = \frac{0,05 \cdot 2,5}{0,3} \approx 0,35 \text{ В.}$$

3. Принимая значение $n = R_2 / (R_1 + R_2) = 0,8$, из соотношения (56) находим сопротивления резисторов R_1 и R_2 :

$$R_2 = R_H \frac{0,2}{n - 0,2} = 2,5 \frac{0,2}{0,8 - 0,2} \approx 0,9 \text{ кОм.}$$

Выбираем потенциометр типа СПО с номинальным сопротивлением 1,2 кОм

$$R_1 = R_2 \frac{1 - n}{n} = 1,2 \frac{1 - 0,8}{0,8} \approx 0,3 \text{ кОм.}$$

4. Емкость $C = C_1 + C_2$

$$C < \frac{1,5}{2\pi F_{\text{в}} R_{\text{нД}}} = \frac{1,5}{6,28 \cdot 8000 \cdot 1,2 \cdot 10^3} \approx 0,25 \text{ мкФ,}$$

где $R_{\text{нД}} = R_1 + R_2 R_H / (R_2 + R_H) = 0,3 + 1,2 \cdot 2,5 / (1,2 + 2,5) = 1,2$ кОм.

Принимаем емкости конденсаторов $C_1 = C_2 = 0,012$ мкФ.

5. Вспомогательный коэффициент

$$\gamma(\theta) = \frac{1 + R/R_{\text{обр}}}{R/R_i} = \frac{1 + 1,5/110}{1,5/0,25} \approx 0,165,$$

где $R = R_1 + R_2 = 0,3 + 1,2 = 1,5$ кОм, и по табл. 4 (используя метод интерполяции) находим $\cos \theta = 0,55$. При этом коэффициент передачи напряжения детектора

$$K_{\text{Д}} = \cos \theta \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,55 \frac{1,2}{0,3 + 1,2} \approx 0,44.$$

Для получения выходного напряжения детектора с амплитудой $U_{\text{выхД}} = 0,35$ В на его вход необходимо подавать напряжение с амплитудой

$$U_{\text{вхД}} = \frac{U_{\text{выхД}}}{K_{\text{Д}} M} = \frac{0,35}{0,44 \cdot 0,8} \approx 1 \text{ В.}$$

Входное сопротивление детектора

$$R_{\text{вхД}} = \frac{R_{\text{обр}} R_{\text{нД}}}{2R_{\text{обр}} + 3R_{\text{нД}}} = \frac{110 \cdot 1,2}{2 \cdot 110 + 3 \cdot 1,2} \approx 0,6 \text{ кОм.}$$

Таким образом, практически при одинаковой нагрузке детектора в примере 2 за счет разделения сопротивления R на две части R_1 и R_2 входное сопротивление детектора увеличилось втрое, что улучшает режим работы для слабых сигналов.

Расчет амплитудного транзисторного детектора. В транзисторных приемниках наряду с диодными применяются транзисторные детекторы, которые обладают большей чувствительностью. Они вносят малые искажения при детектировании слабых сигналов и имеют сравнительно большой коэффициент передачи по напряжению, так как в транзисторном детекторе одновременно с детектированием происходит усиление сигнала.

В транзисторном детекторе преимущественно применяется схема с ОЭ, обеспечивающая наибольшее усиление низкочастотного сигнала.

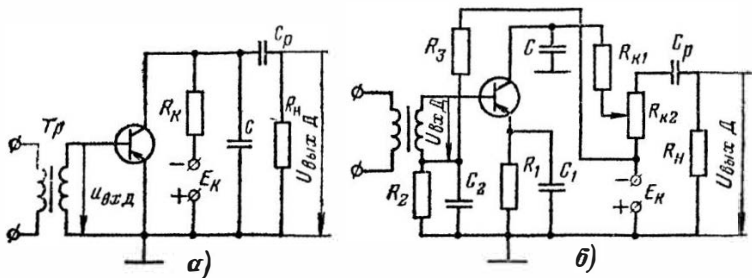
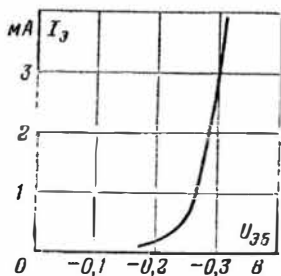


Рис. 31. Схемы транзисторных амплитудных детекторов с нулевым (а) и отрицательным (б) смещением.



←

Рис. 32. Входная характеристика транзистора типа П401

Типовые схемы транзисторных детекторов приведены на рис. 31. Детектор, изображенный на рис. 31, а, с нулевым смещением на базе транзистора обладает меньшей чувствительностью, чем детектор, показанный на рис. 31, б, в котором точка покоя выбрана на изгибе входной характеристики транзистора (рис. 32). Этой точке обычно соответствует напряжение $U_{ЭБ} = 0,05 \div 0,2$ В (ток $I_3 = 0,2 \div 0,3$ мА).

По выбранной точке покоя можно рассчитать сопротивления R_1 , R_2 , R_3 . При этом сопротивление R_1 выбирают сравнительно небольшим (100—1000 Ом), а емкость конденсатора C_1 большой,

$$C_1 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi F_H R_1}, \quad (60)$$

что необходимо для устранения ООС на низкой частоте (F_H — нижняя частота модуляции).

Аналогично выбирают емкость конденсатора

$$C_2 \geq \frac{5 - 10}{2\pi F_H R_2}, \quad (61)$$

Сопротивление R_K берут одного порядка со входным сопротивлением УНЧ; $R_{вхН}$ обычно выбирают, а

$$R_{K, \max} = 2 \div 3 \text{ кОм}. \quad (62)$$

Часто сопротивление R_K делят на две части R_{K1} и R_{K2} примерно в отношении $R_{K1}/R_{K2} = 1/10$. С резистора R_{K2} , представляющего собой регулятор громкости, подают сигнал на вход УНЧ.

Емкость фильтрующего конденсатора C выбирают из условия [17]

$$C = \frac{0,055}{F_B R_K}, \quad (63)$$

при выполнении которого на верхней частоте модуляции F_B коэффициент частотных искажений $M_B = 1,06$.

Коэффициент передачи по напряжению транзисторного детектора определяется выражением

$$K_D = S_D R'_H, \quad (64)$$

где сопротивление нагрузки току низкой частоты

$$R'_H = \frac{R_K R_{вхН}}{R_K + R_{вхН}}, \quad (65)$$

а крутизна детектирования

$$S_D = \frac{S_3}{(2,5 \div 3) \sqrt{1 + f_{\text{нес}}/f_s}}, \quad (66)$$

где $S_3 = h_{21a}/h_{11a}$ и $f_s = h_{21a}h_{11a}/r'_c$ параметры транзистора в усилительном режиме, а $f_{\text{нес}}$ — несущая частота.

При сравнительно больших входных сигналах в транзисторном детекторе возрастают нелинейные искажения. Их можно ослабить введением ООС на частоте модуляции. При этом емкость C_1 определяют по условию

$$C_1 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi f_{\text{нес}} R_1}, \quad (67)$$

при выполнении которого обратная связь на несущей частоте $f_{\text{нес}}$ не проявляется.

Применение ООС приводит к уменьшению коэффициента передачи по напряжению, который в этом случае определяется выражением

$$K_D \approx \frac{R'_H}{R_1}.$$

Входное сопротивление транзисторного детектора на частоте входного сигнала, в отличие от диодного детектора, обладает значительной емкостной составляющей. Как активная, так и емкостная

составляющие входного сопротивления зависят от положения точки покоя и амплитуды входного сигнала. Для линейного детектирования ($U_{вхД} \geq 0,1$ В) при условии, что несущая частота входного сигнала $f_{нес}$ меньше частоты f_s , входное сопротивление и входная емкость транзистора, работающего в режиме детектирования, приближенно определяются следующими выражениями:

$$R_{вхД} \approx a R_{вх.э}; \quad C_{вхД} \approx b C_{вх},$$

где $R_{вх.э}$ и $C_{вх}$ — входное сопротивление и входная емкость транзистора на низкой частоте, $a=3 \div 4$; $b=0,25 \div 0,33$ — эмпирические коэффициенты.

Рассмотрим пример расчета транзисторного детектора, нагрузкой которого является УНЧ (рис. 11, а). Исходные данные: входное сопротивление УНЧ $R_{вхИ} = 440$ Ом; амплитуда входного напряжения УНЧ $U_{вхИ} = 0,2$ В; диапазон рабочих частот $F_H \div F_B = 250 \div 3500$ Гц; несущая частота входного сигнала $f_{нес} = 465$ кГц; амплитуда входного напряжения несущей частоты $U_{вхД} \geq 0,1$ В; напряжение источника питания $E_K = 12$ В.

Расчет детектора можно вести в следующем порядке.

1. Выбираем транзистор, граничная частота которого f_s больше несущей частоты входного сигнала. В транзисторном детекторе рекомендуется применять транзисторы такого же типа, что в УПЧ. Выбираем транзистор типа П401 со следующими параметрами: $h_{11э} = 700$ Ом; $h_{21э} = 45$; $r_б = 220$ Ом; $f_{h21э} = 2$ мГц.

2. Выбираем сопротивление резистора $R_K = 3$ кОм.

3. На входной характеристике транзистора $I_э (U_{эБ})$, приведенной на рис. 32, выбираем точку покоя с координатами $I_{эП} = 0,2$ мА и $U_{эБП} = 0,2$ В.

4. Определяем сопротивления резисторов R_1, R_2, R_3 , обеспечивающие выбранный режим покоя. Выбираем $R_1 = 1$ кОм.

Задаваясь значением тока делителя $I_{дел} = 20 I_{БП} = 20 I_{эП} / h_{21э} = 20 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} / 45 = 90$ мкА, протекающего через резисторы R_2 и R_3 , по формулам (16), (17) находим сопротивления резисторов

$$R_2 = \frac{I_{эП} R_1 + U_{эБП}}{I_{дел}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 + 0,2}{90 \cdot 10^{-6}} = 4,5 \text{ кОм (4,7 кОм)}$$

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{E_K - R_2 I_{дел}}{I_{дел} + I_{БП}} \approx \frac{E_K - R_2 I_{дел}}{I_{дел}} = \\ &= \frac{12 - 4,7 \cdot 10^{-3} \cdot 90 \cdot 10^{-6}}{90 \cdot 10^{-6}} \approx 130 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

5. Определяем емкости конденсаторов C_1 и C_2 :

$$C_1 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi F_H R_1} = \frac{5 \div 10}{6,28 \cdot 250 \cdot 1 \cdot 10^3} = 2,5 \div 5 \text{ мкФ (5 мкФ)};$$

$$C_2 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi F_H R_2} = \frac{5 \div 10}{6,28 \cdot 250 \cdot 4,7 \cdot 10^3} = 0,16 \div 0,32 \text{ мкФ (0,4 мкФ)}.$$

6. Емкость фильтрующего конденсатора

$$C = \frac{0,055}{F_B R_K} = \frac{0,055}{3,5 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3} = 0,052 \text{ мкФ (0,05 мкФ)},$$

7. Крутизна детектирования

$$S_D = \frac{S_3}{(2,5 \div 3) \sqrt{1 + f_{\text{вес}}/f_S}} =$$

$$= \frac{66}{(2,5 \div 3) \sqrt{1 + 465/6400}} = 18 \div 22 \text{ мА/В},$$

где $S_3 = h_{213}/h_{113} = 45/700 = 66 \text{ мА/В}$,

$$f_s = f_{h213}, h_{113}/r'_6 = 2 \cdot 700/220 = 6,4 \text{ мГц},$$

Коэффициент передачи по напряжению детектора

$$K_D = S_D R'_H = (18 \div 22) \cdot 10^{-3} \cdot 380 \approx 7 \div 8,$$

где

$$R'_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} = \frac{3 \cdot 10^3 \cdot 440}{3 \cdot 10^3 + 440} = 380 \text{ Ом};$$

при этом амплитуда выходного напряжения детектора

$$U_{\text{выхД}} = U_{\text{вхД}} K_D M = 0,1 (7 \div 8) \cdot 0,8 = 0,56 \div 0,64 \text{ В}.$$

8. Определяем входное сопротивление и входную емкость детектора:

$$R_{\text{вхД}} \approx (3 \div 4) R_{\text{вх.э}} = (3 \div 4) h_{113} =$$

$$= (3 \div 4) 700 = 2,1 \div 2,8 \text{ кОм}.$$

$$C_{\text{вхД}} = (0,25 \div 0,33) C_{\text{вх}} = (0,25 \div 0,33) 80 = 20 \div 26 \text{ пФ},$$

где

$$C_{\text{вх}} \approx (\tau_{h213} - \tau_s)/h_{113} = (1 - r'_6/h_{113})/2\pi f_{h213} h_{113} =$$

$$= \frac{1 - 220/700}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 700} \approx 80 \text{ пФ}.$$

Из примера видно, что транзисторный детектор имеет сравнительно высокое входное сопротивление, что благоприятно сказывается на работе УПЧ.

Расчет транзисторных усилителей высокой и промежуточной частоты

Для нормальной работы детектора (Д) необходимо обеспечить на его входе достаточно большой уровень радиосигнала (от нескольких десятых до единиц вольт). Для усиления слабых сигналов (несколько сотен микровольт), наводимых в антенне радиоприемника и передаваемых во входную цепь (Вх.ц) применяют резонансные и апериодические каскады усиления высокой частоты (УВЧ).

В приемнике прямого усиления, функциональная схема которого изображена на рис. 33, а, общий коэффициент усиления каскадов УВЧ может принимать значения от одной до нескольких тысяч. Однако применение более двух резонансных каскадов УВЧ оказывается нерациональным. В этом случае целесообразнее использовать супергетеродинный метод приема, при котором основное усиление сигнала до детектора осуществляется в каскадах, настроенных на постоянную промежуточную частоту.

В супергетеродинном приемнике, функциональная схема которого изображена на рис. 33, б, принимаемые радиосигналы разных

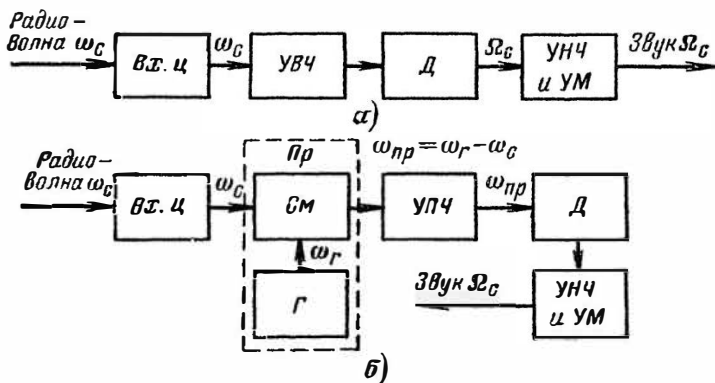


Рис. 33. Функциональные схемы приемника прямого усиления (а) супергетеродинного типа (б).

частот с помощью преобразователя (Пр), содержащего маломощный генератор (гетеродин Г) и смеситель (См), преобразуются в радиосигналы с постоянной для данного приемника промежуточной частотой $f_{пр} = 465$ кГц (или реже $f_{пр} = 115$ кГц).

В приемниках прямого усиления обычно применяют один резонансный (входной) и два-три апериодических каскада УВЧ. В простейшем случае избирательными свойствами наделяется только входная цепь.

При расчете радиоприемника следует иметь в виду, что УВЧ, УПЧ и См из-за внутренней обратной связи транзисторов склонны к самовозбуждению, причем устойчивость каскадов уменьшается с увеличением коэффициента усиления. Максимальный устойчивый коэффициент усиления резонансных транзисторных УВЧ можно ориентировочно оценить по формуле (13)

$$K'_{\text{макс}} \leq 0,5 \sqrt{\frac{1}{\omega r_{213} C_{123}}} \approx 0,5 \sqrt{\frac{S}{\omega C_k}},$$

где $1/r_{213} = g_{213} = S$ — крутизна транзистора; $C_{123} \approx C_k$ — емкость коллекторного перехода; $K'_{\text{макс}} = U_{\text{КЭМ}}/U_{\text{БЭМ}}$ — максимальный устойчивый коэффициент усиления на частоте ω . Следует обратить

внимание на то, что $K'_{\text{макс}}$ определяется отношением $U_{\text{кЭт}}/U_{\text{БЭт}}$, а не отношением $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$. В общем случае из-за трансформирующего действия контура может оказаться $K'_{\text{макс}} \geq U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = K$.

При расчете радиоприемника следует ориентироваться на следующие значения усиления отдельных каскадов: для апериодического УВЧ $K \leq 10$, для резонансного УВЧ и смесителя $K \leq 20$, для УПЧ $K \leq 30$.

Расчет входной цепи приемника. Входная цепь приемника прямого усиления предназначена для предварительной (а иногда и ос-

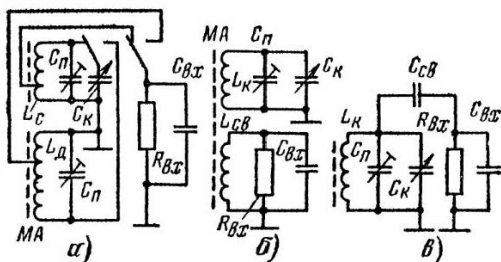


Рис. 34. Схемы входных цепей приемников.

новой) фильтрации принимаемого сигнала от сигнала соседнего канала, т. е. от помехи. В транзисторных приемниках обычно используют магнитную антенну (МА), которая одновременно выполняет функцию индуктивности контура входной цепи L_k , L_c , L_d (рис. 34).

С помощью конденсатора переменной емкости C_k производят настройку приемника на частоту принимаемого сигнала. В радиовещании различают следующие частотные диапазоны: 150—415 кГц — длинноволновый; 525—1606 кГц — средневолновый; 3,95—12,1 МГц — коротковолновый диапазон. При выбранном значении индуктивности входного контура $L_k = \text{const}$ с помощью конденсатора переменной емкости необходимо обеспечить перекрытие всего частотного диапазона. Коротковолновый диапазон обычно растягивают на несколько поддиапазонов КВ I, КВ II, КВ III, КВ IV и КВ V.

1. Произведем расчет элементов входного контура для длинноволнового и средневолнового диапазонов при $C_k = 10 \div 490$ пФ.

Коэффициент перекрытия частот для длинноволнового и средневолнового диапазонов $k_d = f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}} = 415/150 = 2,77$; $k_c = 1605/525 = 3,06$.

Требуемая дополнительная емкость, при которой обеспечивают перекрытия диапазонов:

$$C_{\text{доп.д}} = \frac{C_{\text{к.макс}} - k_d^2 C_{\text{к.мин}}}{k_d^2 - 1} = \frac{490 - 2,77^2 \cdot 10}{2,77^2 - 1} = 61 \text{ пФ}; \quad (68)$$

$$C_{\text{доп.с}} = \frac{C_{\text{к.макс}} - k_c^2 C_{\text{к.мин}}}{k_c^2 - 1} = \frac{490 - 3,06^2 \cdot 10}{3,06^2 - 1} = 47,2 \text{ пФ}. \quad (69)$$

Эти емкости складываются из емкости монтажа $C_M = 5 \div 10$ пФ, междувитковой емкости МА ($C_L = 15 \div 20$ пФ — для длинноволнового и $C_L = 5 \div 15$ пФ для средневолнового диапазона), пересчитанной в контур входной емкости транзистора $C'_{вх} = 2 \div 3$ пФ и емкости подстроечного конденсатора $C_{п.}$, у которого $C_{п. мин} = 2 \div 4$ пФ, $C_{п. макс} = 10 \div 60$ пФ. Подстроечные конденсаторы (КПК-М, КПК-1, КПК-2 и др.) служат для точного выполнения соотношений (68) и (69) в процессе отладки схемы. Например,

$$C_{доп.с} = C_M + C_L + C'_{вх} + C_{п.} = 15 + 10 + 2 + 20,2 = 47,2 \text{ пФ.} \quad (70)$$

Индуктивности контура

$$L_d = \frac{1}{(2\pi f_{мин})^2 (C_{к. макс} + C_{доп.д})} = \frac{1}{6,28^2 \cdot 150^2 \cdot 551 \cdot 10^{-6}} = 2060 \cdot 10^{-6} \text{ Г;}$$

$$L_c = \frac{1}{6,28^2 \cdot 525^2 \cdot 537 \cdot 10^{-6}} = 180 \cdot 10^{-6} \text{ Г,} \quad (71)$$

Катушки индуктивности L_c и L_d наматываются на один и тот же стержень МА. Магнитная антенна имеет относительно высокую добротность $Q_A = 120$.

2. Произведем расчет элементов связи контура со входом УВЧ.

Если в первом каскаде УВЧ используется транзистор, включенный по схеме с ОЭ, то непосредственное подключение малого входного сопротивления каскада УВЧ к контуру приводит к резкому снижению добротности последнего, что не позволит получить даже удовлетворительной избирательности. Поэтому приходится ослаблять связь контура со входом каскада УВЧ, например применять неполное подключение контура (автотрансформаторную связь, рис. 34), трансформаторную связь (рис. 34, б) или внешнеемкостную связь (рис. 34, в).

Для того чтобы на нижней частоте диапазона полоса пропускания антенного контура составляла не менее $2\Delta f \geq f_{нес. мин}/Q_{Аэ} = 10$ кГц, эквивалентная добротность антенного контура для длинноволнового диапазона должна быть равной $Q_{Аэ.д} = 150/10 = 15$ и для средневолнового — $Q_{Аэ.с} = 525/10 = 52,5$.

Коэффициент подключения контура ко входу схемы находим по формуле [14]

$$p_{вх} = \frac{\omega_{св}}{\omega_k} = \sqrt{\frac{R_{вх.в}}{R_{к.рез}} \left(\frac{Q_A}{Q_{Аэ}} - 1 \right)}, \quad (72)$$

где $\omega_{св}$ — число витков катушки связи; ω_k — число витков катушки контура; $R_{к.рез} = Q_A 2\pi f_{нес. мин} L_k$ — резонансное сопротивление ненагруженного контура; $R_{вх.в} = 1$ кОм — входное сопротивление первого каскада УВЧ (задаемся ориентировочно).

При трансформаторной связи (см. рис. 34, б) из-за неполного сцепления магнитного потока число витков катушки связи $\omega_{св}$ следует увеличить на 20—40%. Требуемую связь устанавливают при отладке схемы приближением или удалением катушки связи от ка-

тушки контура, надетых на общий сердечник МА. Итак, для длинноволнового диапазона получаем:

$$R_{к.рез.д} = 120 \cdot 2\pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 2050 \cdot 10^{-5} = 225 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

$$\rho_{вх.д} = \sqrt{\frac{1}{225} \left(\frac{120}{15} - 1 \right)} = 0,176;$$

для средневолнового диапазона

$$R_{к.рез.с} = 120 \cdot 2\pi \cdot 525 \cdot 180 \cdot 10^{-3} = 63 \text{ кОм};$$

$$\rho_{вх.с} = \sqrt{\frac{1}{63} \left(\frac{120}{52,5} - 1 \right)} = 0,143.$$

Коэффициенты $\rho_{вх.д}$ и $\rho_{вх.с}$ являются коэффициентами передачи входной цепи. Следовательно, при чувствительности рассчитыва-

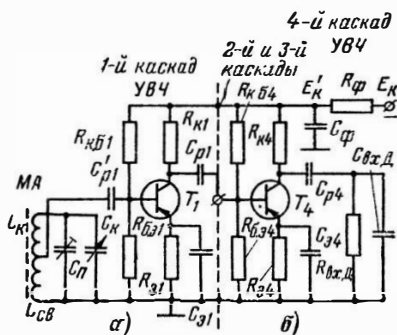


Рис. 35. Схема аperiодического УВЧ.

емого приемного устройства около 300 мкВ на вход первого каскада УВЧ передается напряжение

$$U_{вхВ} = \rho_{вх} \cdot 300 = 43 \div 53 \text{ мкВ}.$$

Чувствительность характеризуется напряжением на входе приемного устройства (в нашем случае на контуре входной цепи), обеспечивающим нормальную работу детектора. У современных приемников чувствительность находится в пределах от 50 до 300 мкВ.

Расчет аperiодических каскадов УВЧ. Схемы аperiодических каскадов УВЧ ничем не отличаются от обычных каскадов УНЧ. На рис. 35 приведена принципиальная схема двухкаскадного аperiодического усилителя высокой частоты. В реальном приемнике таких каскадов может быть от трех до четырех.

Исходные данные для расчета аperiодического УВЧ, считая, что последний каскад работает на диодный детектор, следующие: $U_{вых} = 0,2 \text{ В}$ — минимальное значение амплитуды выходного напряжения УВЧ, обеспечивающего нормальную работу диодного детектора; $R_H \approx R_{вх.д} = 200 \text{ Ом}$ — сопротивление нагрузки, являющееся

входным сопротивлением детектора; $C_n = 50$ пФ — емкость нагрузки; $U_{вх} = 43 \div 53$ мВ — входное напряжение; $f_{нec. макс} = 1605$ — максимальная рабочая частота; $E_K = 16$ В — общее с УМ (см. рис. 3, б) напряжение источника питания.

1. Производим оценку требуемого количества каскадов. Общий коэффициент усиления

$$K_{общ} = U_{вых}/U_{вх} = 200/0,043 = 4650.$$

Коэффициент усиления одиночного апериодического каскада, при котором он устойчиво работает (не самовозбуждается), обычно не превышает 10, поэтому для получения требуемого общего коэффициента усиления нужно иметь как минимум четыре апериодических

каскада с коэффициентом усиления $K = \sqrt[4]{K_{общ}} = \sqrt[4]{4650} \approx 8,3$.

2. Производим выбор транзисторов по частоте. Исходя из условия $f_{h21э} \geq f_{нec. макс} = 1605$ кГц, выбираем транзисторы ГТ309А, имеющие параметры: $f_{h21э} = 120$ МГц, $h_{21э} = 45$ (среднее значение), $f_{h21э} \approx f_{h21э}/h_{21э} = 120/45 = 2,7$ МГц $> f_{нec. макс}$, $C_k = 5$ пФ, $r'_6 = 50$ Ом. В УВЧ можно также использовать транзисторы типа П401—П403, ГТ301, ГТ308 и др.

3. Производим выбор режимов работы транзисторов по постоянному току. Так как в УВЧ амплитуды токов и напряжений относительно невелики, то режим покоя выбирают из условия наилучшей экономичности $|U_{кэп}| = 2 \div 5$ В; $I_{кп} = 1 \div 3$ мА (верхние пределы относятся к последнему каскаду, а нижние — ко всем предшествующим). Принимаем для последнего каскада: $U_{кэп} = -4$ В; $I_{кп} = 3$ мА; $I_{бп} \approx I_{кп}/h_{21э} = 3000/45 = 67$ мкА. Для всех предшествующих каскадов: $U_{кэп} = -2$ В; $I_{кп} = 1$ мА; $I_{бп} = 1000/45 = 22$ мкА.

4. Определяем параметры последнего каскада. Входное сопротивление

$$R_{вх.э} \approx h_{11э} = \frac{26}{I_{эп}} h_{21э} + r'_6 = \frac{26 \cdot 45}{3,067} + 50 = 450 \text{ Ом},$$

где $26/I_{эп} \approx r_a$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, Ом (ток эмиттера в мА). Входная емкость

$$C_{вх} \approx \frac{\tau_{h21э} - \tau_s}{h_{11э}} = \frac{(0,059 - 0,0066) \cdot 10^{-6}}{450} = 120 \text{ пФ}; \quad (73)$$

здесь постоянная времени тока базы

$$\tau_{h21э} = 1/2\pi f_{h21э} = 1/6,28 \cdot 2,7 \cdot 10^{-6} = 0,059 \text{ мкс};$$

постоянная времени крутизны транзистора

$$\tau_s = \tau_{h21э} r'_6/h_{11э} = 0,059 \cdot 50/450 = 0,0066 \text{ мкс};$$

Накладываем условие на коэффициент усиления

$$K'_{макс} = h_{21э} \frac{R'_н}{R_{вх.э}} \leq 10.$$

Сопротивление коллекторной цепи для переменного тока

$$R'_H \leq \frac{10 R_{\text{вх.э}}}{h_{21э}} = \frac{40 \cdot 450}{45} = 100 \text{ Ом},$$

Коэффициент усиления на максимальной частоте

$$K'_{f\text{макс}} = \frac{K'_{\text{макс}}}{\sqrt{1 + (2\pi f_{\text{макс}} \tau_B)^2}} = \frac{10}{\sqrt{1 + (10^7 \cdot 0,0346 \cdot 10^{-6})^2}} = 9,1, \quad (74)$$

где постоянная времени каскада на высокой частоте

$$\tau_B \approx \tau_s + (\dot{C}_K h_{21э} + C_H) R'_H = 0,0066 + (5 \cdot 46 + 50) \times \\ \times 100 \cdot 10^{-6} = 0,0346 \text{ мкс}.$$

5. Определяем параметры первого каскада. Входное сопротивление

$$R_{\text{вх.э}} \approx h_{11э} \frac{26}{I_{ЭП}} h_{21э} + r'_e = \frac{26}{1,022} \cdot 45 + 50 = 1250 \text{ Ом},$$

Входная емкость

$$C_{\text{вх}} = \frac{\tau_{h21э} - \tau_s}{h_{11э}} = \frac{(0,059 - 0,0022) \cdot 10^{-6}}{1250} = 45 \text{ пФ},$$

где $\tau_s = 0,059 \cdot 50 / 1250 = 0,0022 \text{ мкс}$.

Входная емкость, пересчитанная во входной контур, $C_{\text{вх}}^* = \rho_{\text{вх}}^2 C_{\text{вх}} = 0,176^2 \cdot 45 = 1,4 \text{ пФ}$.

Накладываем условие на коэффициент усиления $K'_{\text{макс}} \leq 10$ и находим сопротивление коллекторной цепи для переменного тока:

$$R'_H \leq \frac{10 \cdot 1250}{45} = 280.$$

По формуле (74) находим коэффициент усиления на максимальной частоте, учитывая, что для всех каскадов УВЧ, кроме последнего,

$$\tau_B = 0,0022 + (5 \cdot 46 + 45) 280 \cdot 10^{-6} = 0,0792 \text{ мкс};$$

$$K'_{f\text{макс}} = \frac{10}{\sqrt{1 + (10^7 \cdot 0,0792 \cdot 10^{-6})^2}} = 7,9.$$

При этом общий коэффициент усиления равен $K'_{f\text{макс.общ}} = 7,9^3 \cdot 9,1 = 4500$. Этот результат можно считать вполне удовлетворительным, так как чувствительность приемника на частотах, близких к $f_{\text{макс}}$, будет меньше заданной на 3%. На большей части средневолнового и на всем длинноволновом диапазоне чувствительность будет лучше заданной.

6. Производим расчет элементов УВЧ, определяющих его режим по постоянному току. Выбираем напряжение питания для каскадов УВЧ $E'_K \geq |U_{KЭП}| = 4 \text{ В}$. Принимаем $E'_K = 5 \text{ В}$.

Сопротивление резистора в цепи коллектора последнего каскада

$$R_{K4} = \frac{R'_H R_{BXД}}{R_{BXД} - R'_H} = \frac{0,1 \cdot 0,2}{0,2 - 0,1} = 0,2 \text{ кОм} (0,2 \text{ кОм}) \quad (75)$$

и сопротивление резистора в цепи эмиттера

$$R_{Э4} = \frac{E_K - I_{KP} R_{K4} - U_{КЭП}}{I_{KP} + I_{БП}} = \frac{5 - 0,6 - 4}{3,067 \cdot 10^{-3}} = 130 \text{ Ом}; \quad (76)$$

Производим проверку условия (12)

$$R_{Э4} \gg R_{BX,6} = R_{BX,Э} / (h_{21Э} + 1) = 450/46 = 9,8 \text{ Ом} \ll R_{Э4} = 130 \text{ Ом}.$$

Используя соотношение (10), задаемся током делителя $I_{дел} = (1 \div 5) I_{БП} = 0,067 \div 0,375 \text{ мА}$, принимаем $I_{дел} = 0,2 \text{ мА}$ и находим:

$$R_{Б,Э4} \approx \frac{(I_{KP} + I_{БП}) R_{Э4}}{I_{дел}} = \frac{3,067 \cdot 130}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ кОм} (2 \text{ кОм}); \quad (77)$$

$$R_{K,64} \approx \frac{E'_K - (I_{KP} + I_{БП}) R_{Э4}}{I_{дел} + I_{БП}} = \frac{5 - 0,4}{0,267 \cdot 10^{-3}} = 17,3 \text{ кОм} (18 \text{ кОм}). \quad (78)$$

Пренебрегая шунтирующим действием $R_{K,64}$, определяем входное сопротивление четвертого каскада УВЧ:

$$R_{BX В} \approx \frac{R_{Б,Э4} R_{BX,Э}}{R_{Б,Э4} + R_{BX,Э}} = \frac{2 \cdot 0,45}{2 + 0,45} \approx 0,37 \text{ кОм}.$$

Используя формулы (75) — (78), производим аналогичный расчет для третьего каскада УВЧ, учитывая, что $U_{КЭП} = -2 \text{ В}$; $I_{KP} = 1 \text{ мА}$; $I_{БП} = 0,022 \text{ мА}$; $I_{дел} = 0,1 \text{ мА}$; $R'_H = 280 \text{ Ом}$.

В результате вычислений получаем: $R_{K3} = 1,17 \text{ кОм} (1,2 \text{ кОм})$; $R_{Э3} = 1,75 \text{ кОм} (1,8 \text{ кОм})$; $R_{Б,Э3} = 18,5 \text{ кОм} (18 \text{ кОм})$; $R_{K,63} = 26 \text{ кОм} (27 \text{ кОм})$, откуда $R_{BX В3} = 1,15 \text{ кОм}$.

Аналогично находим для второго каскада, учитывая, что $R_{H2} = R_{BX В3} = 1,15 \text{ кОм}$; $R_{H2} = 370 \text{ Ом} (0,36 \text{ кОм})$; $R_{Э2} = 2,58 \text{ кОм} (2,7 \text{ кОм})$; $R_{Б,Э2} = 27,6 \text{ кОм} (27 \text{ кОм})$; $R_{K,62} = 18,2 \text{ кОм} (18 \text{ кОм})$; $R_{BX В2} = 1,15 \text{ кОм}$. Первый каскад УВЧ идентичен второму.

7. Производим расчет емкостей конденсаторов УВЧ. Емкости конденсаторов $C_{Э4} = C_{Э3} = C_{Э2} = C_{Э1}$, устраняющие ООС в каскадах УВЧ, рассчитываются по формуле

$$C_{Э4} \geq \frac{10}{2\pi f_{мин} R_{BX,6}} = \frac{10}{6,28 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 10} = 1 \text{ мкФ} (1 \text{ мкФ}), \quad (79)$$

где $R_{BX,6} = 10 \text{ Ом}$ — наименьшее входное сопротивление транзистора (T_4) в схеме с ОБ; $f_{мин} = 150 \text{ кГц}$ — минимальное значение несущей частоты.

Разделительные емкости конденсаторов вычисляются по условию

$$C_{p4} \geq \frac{10}{2\pi f_{\min} (R_{\text{выхВ}} + R_{\text{вхВ}})} = \frac{10}{6,28 \cdot 150 \cdot 10^3 (100 + 200)} = 0,0265 \text{ мкФ} (0,027 \text{ мкФ}), \quad (80)$$

где $R_{\text{вхВ}} = R_{\text{вхД}} = 200 \text{ Ом}$. Так как $(R_{\text{выхВ}} + R_{\text{вхВ}})$ для остальных каскадов больше, чем четвертого, то можно принять $C'_{p1} = C_{p1} = C_{p2} = C_{p3} = C_{p4} = 0,027 \text{ мкФ}$.

8. Производим расчет фильтра. Учитывая, что $U_{\phi} = E - E' = 16 - 5 = 11 \text{ В}$, а $I_{\phi} = 3(I_{\text{КП}} + I_{\text{БП}} + I_{\text{дел}}) + I_{\text{КП4}} + I_{\text{БП4}} + I_{\text{дел4}} = 3(1 + 0,122) + 3 + 0,267 = 6,63 \text{ мА}$, находим $R_{\phi} = U_{\phi} / I_{\phi} = 11 / 6,63 = 1,66 \text{ кОм} (1,6 \text{ кОм})$.

Емкость фильтра находится из условия

$$C_{\phi} \geq \frac{10}{2\pi f_{\min} R_{\phi}} = \frac{10}{6,28 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 1,6 \cdot 10^3} = 5,9 \cdot 10^{-3} \text{ Ф} (6200 \text{ пФ}).$$

Расчет резонансного каскада УВЧ. При сведенном блоке конденсаторов переменной емкости первый каскад УВЧ можно сделать резонансным. Нагрузкой его будет перестраиваемый колебательный контур, сопряженный по частоте с контуром входной цепи. На рис. 36 приведена схема резонансного каскада УВЧ с двойной автотрансформаторной связью.

Произведем расчет контура входной цепи и коллекторного контура для средневолнового диапазона.

1. Используем свдвоенный блок конденсатора переменной емкости с $C_K = 10 \div 490 \text{ пФ}$ для каждой секции. Каскад собирается на транзисторе ГТ309А, режим по постоянному току принят такой же, как в первом каскаде аperiodического УВЧ. Входное сопротивление и входная емкость как первого (резонансного), так и последующего (аperiodического) каскада взяты из предыдущего расчета $R_{\text{вхВ}} = 1150 \text{ Ом}$; $C_{\text{вх}} = 45 \text{ пФ}$; выходная емкость транзистора $C_{\text{вых}} = C_K(h_{212} + 1) = 5 \cdot 46 = 230 \text{ пФ}$. Дополнительные индуктивности и емкости контуров согласно формулам (71) и (69) составляют: $L_c = 180 \cdot 10^{-6} \text{ Г}$, $C_{\text{сх.с}} = 47,2 \text{ пФ}$.

Для обеспечения требуемой полосы пропускания $2\Delta f_n = 10 \text{ кГц}$ на $f_{\text{нес. мин}} = 525 \text{ кГц}$ при использовании n -одиночных колебательных контуров полоса пропускания каждого из них должна быть расширена в соответствии с выражением

$$2\Delta f = \frac{2\Delta f_n}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} = \frac{f_{\text{нес. мин}}}{Q_{\text{э}}},$$

где $2\Delta f_n$ — заданная полоса пропускания для n одиночных контуров; $2\Delta f$ — полоса пропускания одиночного контура; $Q_{\text{э}}$ — эквивалентная добротность контура.

При $n=2$ и $2\Delta f_n = 10 \text{ кГц}$ получаем:

$$Q_{\text{Аз}} = Q_{\text{кз}} = (f_{\text{нес. мин}} \sqrt{2^{1/n} - 1}) / 2\Delta f_n = 525 \cdot 0,64 / 10 = 33,6.$$

По формуле (72) для входного контура имеем:

$$\rho'_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{1,15}{63} \left(\frac{120}{33,6} - 1 \right)} = 0,216,$$

Задавая добротность коллекторного контура $Q_k=100$, находим $R_{к.рез}=100 \cdot 2\pi \cdot 525 \cdot 180 \cdot 10^{-3}=59,5$ кОм, а по формуле (72) коэффициент подключения контура ко входу последующего каскада

$$\begin{aligned} \rho_{вх} &= \frac{\omega_{св1}}{\omega_n} = \sqrt{\frac{R_{вхв}}{R_{к.рез}} \left(\frac{Q_k}{Q_{к.э}} - 1 \right)} = \\ &= \sqrt{\frac{1,15}{59,5} \left(\frac{100}{33,6} - 1 \right)} = 0,195. \end{aligned}$$

Определяем коэффициент включения контура в коллекторную цепь транзистора исходя из условия устойчивой работы резонанс-

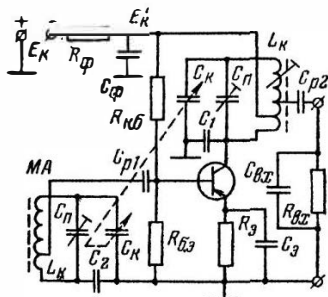


Рис. 36. Схема резонансного УВЧ.

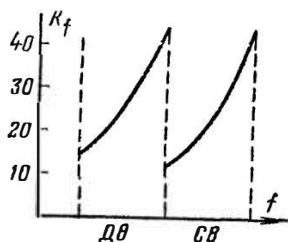


Рис. 37. Зависимость коэффициента усиления резонансного каскада от частоты.

ного каскада УВЧ, что обычно имеет место при $K'_{\max} = U_{кэм}/U_{бэм} \leq 20$.

Наибольшим коэффициентом усиления резонансный каскад обладает на наивысшей частоте диапазона, на которой эквивалентное резонансное сопротивление контура $R_{к.э}=Q_{к.э}2\pi f_{\max}L_k=33,6 \cdot 6,28 \times 1,605 \cdot 180=61$ кОм. Полагая $K'_{\max}=20$, находим требуемое значение сопротивления коллекторной цепи для переменного тока

$$R'_n = \frac{K'_{\max} R_{к.э}}{h_{21э}} = \frac{20 \cdot 1,25}{45} = 0,545 \text{ кОм.}$$

Следовательно,

$$\rho_{вых} = \frac{\omega_{св2}}{\omega_k} = \sqrt{R'_n/R_{к.э}} = \sqrt{0,545/61} = 0,09.$$

Используя формулу (70), проверяем возможность перекрытия диапазона коллекторным контуром при $C_{доп}=47,2$ пФ и $C_n > 0$.

$$\begin{aligned} C_n &= C_{доп} - (C_m + C_L + C_{вх} \rho_1^2 + C_{вых} \rho_2^2) = \\ &= 47,2 - (10 + 15 + 45 \cdot 0,195^2 + 230 \cdot 0,09^2) = 19 \text{ пФ} > 0, \end{aligned}$$

2. Действительные коэффициенты усиления каскада УВЧ на максимальной и минимальной частоте диапазона с учетом коэффициентов включения контура:

$$K_{\text{макс}} = K'_{\text{макс}} \rho_{\text{вх}} / \rho_{\text{вых}} = 20 \cdot 0,195 / 0,09 = 43;$$

$$K_{\text{мин}} = h_{21э} \frac{R_{\text{к.рез}} \rho_{\text{вых}}^2 \rho_{\text{вх}}}{R_{\text{вх.э}} \rho_{\text{вых}}} = 45 \frac{20 \cdot 0,09 \cdot 0,195}{1,25} = 12,5,$$

где $R_{\text{к.рез}} = 2\pi f_{\text{нес.мин}} L_{\text{к}} = 33,6 \cdot 6,28 \cdot 0,525 \cdot 180 = 20 \text{ кОм}$ — резонансное сопротивление контура на $f_{\text{нес.мин}} = 0,525 \text{ МГц}$.

На рис. 37 приведена зависимость $K_f = \varphi(f)$ без учета частотных свойств транзистора. При расчете требуемого числа каскадов, очевидно, следует ориентироваться на значение $K_{f\text{мин}} = 12,5$. Сильная зависимость коэффициента усиления от частоты является одним из недостатков приемника прямого усиления.

3. Аналогично производится расчет контуров для длинноволнового диапазона.

Добротности контуров

$$Q_{\text{Аэ}} = Q_{\text{к.э}} = 150 \cdot 0,64 / 10 = 9,6.$$

Коэффициент включения входного контура

$$\rho'_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{1,15}{225} \left(\frac{120}{9,6} - 1 \right)} = 0,262.$$

Резонансное сопротивление коллекторного контура на $f_{\text{нес.мин}} = 150 \text{ кГц}$ при $Q_{\text{к}} = 100$ и $L_{\text{к}} = 2050 \cdot 10^{-6} \text{ Г}$ $R_{\text{к.рез}} = 100 \cdot 6,28 \cdot 0,15 \times \times 2050 = 190 \text{ кОм}$.

Коэффициент подключения коллекторного контура ко входу последующего каскада $\rho_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{1,15}{190} \left(\frac{100}{9,6} - 1 \right)} = 0,228$.

Эквивалентное резонансное сопротивление контура: на максимальной частоте $R_{\text{к.э}} = 9,6 \cdot 6,28 \cdot 0,415 \cdot 2050 = 50 \text{ кОм}$; на минимальной частоте $R_{\text{к.э}} = 9,6 \cdot 6,28 \cdot 0,15 \cdot 2050 = 18,3 \text{ кОм}$.

Коэффициент включения контура в коллекторную цепь при условии $K'_{\text{макс}} = 20 (R'_{\text{н}} = 0,545 \text{ кОм})$ $\rho_{\text{вых}} = \sqrt{0,545 / 50} = 0,104$.

Действительные коэффициенты усиления на максимальной и минимальной частоте $K_{f\text{макс}} = 20 \cdot 0,228 / 0,104 = 43,7$ и $K_{f\text{мин}} = 45 \cdot 18 \times \times 0,104 \cdot 0,228 : 1,25 = 15,4$ (рис. 37).

4. Производим расчет элементов, определяющих режим транзистора по постоянному току. Задаваясь значениями $E'_{\text{к}} = 5 \text{ В}$, $I_{\text{кп}} = 1 \text{ мА}$, $U_{\text{кэп}} = -2 \text{ В}$, $I_{\text{бп}} = 0,022 \text{ мА}$, $I_{\text{дел}} = 0,1 \text{ мА}$, находим сопротивления резисторов

$$R_3 = \frac{E'_{\text{к}} - |U_{\text{кэп}}|}{I_{\text{кп}} + I_{\text{бп}}} = \frac{5 - 2}{1,022 \cdot 10^{-3}} = 2,97 \text{ кОм (3 кОм)},$$

$$R_{\text{б.э}} = \frac{E'_{\text{к}} - |U_{\text{кэп}}|}{I_{\text{дел}}} = \frac{3}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 30 \text{ кОм (30 кОм)}$$

$P_{\text{к макс}} = 50 \text{ мВт}$; $C_k = 10 \text{ пФ}$; $r'_0 = 50 \text{ Ом}$; $h_{112} / I_{\text{э}} \sim 5 \text{ мА} = 0,45 \text{ кОм}$;
 $R_{\text{вых.э}} = 1/h_{222} = 50 \text{ кОм}$.

1. Производим расчет полосовых фильтров. Требуемая полоса пропускания УПЧ

$$2\Delta f_N = 2F_{\text{в}} = 2 \cdot 8 = 16 \text{ кГц},$$

Для обеспечения этой полосы пропускания при использовании N фильтров полоса пропускания каждого контура в отдельности должна быть равна:

$$2\Delta f = \frac{2\Delta f_N}{\sqrt{2\sqrt{2^{1/N}-1}}} = \frac{f_{\text{пр}}}{Q_3}, \quad (81)$$

Формула (81) справедлива в случае критической связи между контурами:

$$k_{\text{кр}} = k_{\text{св}} Q_3 = 1, \quad (82)$$

где $k_{\text{св}}$ — коэффициент связи между контурами.

При $N=2$, $2\Delta f_N = 16 \text{ кГц}$ и $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ получаем значение добротности каждого контура:

$$Q_3 = \frac{f_{\text{пр}} \sqrt{2\sqrt{2^{1/N}-1}}}{2\Delta f_N} = \frac{465 \sqrt{2\sqrt{2^{0.5}-1}}}{16} = 33.$$

Для промежуточной частоты $f_{\text{пр}} = 465 \text{ кГц}$ емкости контуров целесообразно выбирать в пределах $C_{\text{к.общ}} = 200 \div 1000 \text{ пФ}$. Принимаем $C_{\text{к.общ}} = 500 \text{ пФ}$.

Индуктивность контура

$$L_k = \frac{1}{(2\pi f_{\text{пр}})^2 C_{\text{к.общ}}} = \frac{1}{(6,28 \cdot 465 \cdot 10^3)^2 \cdot 500 \cdot 10^{-12}} = 240 \text{ мкГ},$$

Добротность ненагруженного одиночного контура может быть достаточно высокой. Принимаем ее равной 100, тогда резонансное сопротивление ненагруженного контура

$$R_{\text{к.рез}} = Q_3^2 \pi f_{\text{пр}} L_k = 100 \cdot 6,28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 240 \cdot 10^{-6} = 70 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное резонансное сопротивление нагруженного контура

$$R_{\text{к.э}} = R_{\text{к.рез}} Q_3 / Q = 70 \cdot 33 / 100 = 24 \text{ кОм}.$$

Используя формулу (72), вычисляем коэффициент подключения второго контура полосового фильтра к нагрузке

$$\rho_{2н} = \sqrt{\frac{R_{\text{вхД}}}{R_{\text{к.рез}}} \left(\frac{Q}{Q_3} - 1 \right)} = \sqrt{\frac{0,6}{70} \left(\frac{100}{33} - 1 \right)} = 0,132.$$

Находим эквивалентное шунтирующее сопротивление, которое следует подключить к первому контуру полосового фильтра, чтобы его добротность была равна 33.

$$R_{\text{ш.э}} = \frac{R_{\text{к.рез}} R_{\text{к.э}}}{R_{\text{к.рез}} - R_{\text{к.э}}} = \frac{70 \cdot 24}{70 - 24} = 33,5 \text{ кОм}.$$

Следует учесть, что при критической связи между контурами действительное резонансное сопротивление первого контура будет в два раза меньше $R_{кэ}$, т. е. $R'_{кэ} = R_{кэ}/2 = 12$ кОм. Определяем коэффициент включения первого контура в цепь коллектора, обеспечивающий устойчивую работу резонансного каскада УПЧ. Полагая $K'_{\text{макс}} = 30$, находим требуемое сопротивление в коллекторной цепи для переменного тока:

$$R'_H = \frac{K'_{\text{макс}} R_{вхэ}}{h_{21э}} = \frac{30 \cdot 0,45}{45} = 0,3 \text{ кОм},$$

следовательно,

$$\rho_{1вх} = \sqrt{R'_H / R'_{кэ}} = \sqrt{0,3/12} = 0,158,$$

Оцениваем шунтирующее действие выхода транзистора на первый контур:

$$R'_{вхэ} \approx R_{вхэ} / \rho_{1вх}^2 = 50/0,158^2 \approx 2 \text{ МОм} \gg R_{шэ} = 33,5 \text{ кОм}.$$

Шунтирующее действие транзистора незначительно, поэтому $R_{ш} = 33,5$ кОм (33 кОм).

2. Действительный коэффициент усиления схемы

$$K = K'_{\text{макс}} \rho_{2H} / \rho_{1вх} = 30 \cdot 0,132/0,158 \approx 25,$$

Входное напряжение

$$U_{вхП} = U_{вхП} / K = 1/25 = 0,04 \text{ В},$$

3. Производим расчет режима транзистора по постоянному току. Максимальное значение амплитуды напряжения в коллекторной цепи с учетом коэффициента модуляции $M=0,3$

$$U_{КЭт\text{макс}} = (1 + M) M_{вхП} \rho_{2H} / \rho_{1вх} = 1,3 \cdot 1 \cdot 0,158/0,132 = 1,56 \text{ В},$$

Максимальная амплитуда тока коллектора

$$I_{Кт\text{макс}} = U_{КЭт\text{макс}} / R'_H = 1,56/0,3 = 5,2 \text{ мА};$$

соответственно принимаем:

$$I_K = I_{Кт\text{макс}} / k_э = 5,2/0,85 \approx 6 \text{ мА},$$

$$|U_{Кэ}| \geq U_{КЭт\text{макс}} + |U_{КЭ\text{мин}}| = 1,56 + 1 = 2,56 \text{ В},$$

Производим проверку режима транзистора по мощности

$$P_K = I_{КП} |U_{КЭП}| = 6 \cdot 3 = 18 \text{ мВт} < P_{К\text{макс}} = 50 \text{ мВт}.$$

4. Элементы схемы, определяющие режим работы транзистора по постоянному току: сопротивление температурной стабилизации R_t , сопротивления фильтров R_f , емкости C_f и $C_э$, а также значение E_k , рассчитываются как для обычных усилителей по методике, изложенной выше.

Емкость конденсатора C_k полосового фильтра

$$C_k = C_{к.общ} - (C_M + C_L + \rho_{1вх}^2 C_{вхэ} + C_P),$$

где $C_M = 5$ пФ; $C_L = 10$ пФ; $C_{\text{вых.в}} = C_K(h_{21э} + 1) = 10 \cdot 46 = 460$ пФ; $C_{\Pi} = 5 \div 50$ пФ. Следовательно, $C_K = 500 \div (5 + 10 + 0,158^2 \cdot 460 + 25) \approx \approx 450$ пФ (430 пФ).

Данная емкость при регулировке усилителя нуждается в соответствующем подборе, так чтобы с помощью подстроечного конденсатора можно было бы настроить контур на частоту $f_{\text{пр}} = 465$ кГц.

Для получения устойчивого усиления УПЧ ($K'_{\text{макс}} = U_{KЭм}/U_{БЭм} > 30$) следует применить цепочку нейтрализации обратной связи транзистора, состоящую из $C_{\text{нт}}$ и $R_{\text{нт}}$ (см. рис. 38).

$$C_{\text{нт}} = \frac{p_{1\text{вых}} C_K}{(1 - p_{1\text{вых}})} \left[1 + \frac{1}{(2\pi f_{\text{пр}} C_K R'_{K.э})^2} \right] \approx$$

$$\approx \frac{p_{1\text{вых}} C_K}{(1 - p_{1\text{вых}})} =$$

$$= \frac{0,158 \cdot 10}{1 - 0,158} = 1,9 \text{ пФ (2 пФ);}$$

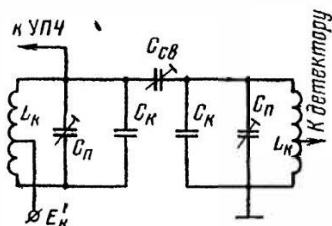


Рис. 39. Схема полосового фильтра с внешнеемкостной связью.

$$R_{\text{нт}} \approx \frac{(1 - p_{1\text{вых}}) R'_{I2э}}{p_{1\text{вых}} [1 + (2\pi f_{\text{пр}} C_K R'_{I2э})^2]} =$$

$$= \frac{(1 - 0,158) 4,6 \cdot 10^3}{0,158 [1 + (6,28 \cdot 465 \cdot 10^{-3} \cdot 4,6 \cdot 10^{-3})^2]} = 159 \text{ кОм (160 кОм),}$$

где $R'_{I2э} \approx 1/g_{I2э} \approx 2(h_{21э} + 1)/h_{22э} = 2 \cdot 46 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 4,6$ МОм — сопротивление внутренней обратной связи транзистора.

При настройке усилителя требуется тщательный подбор $C_{\text{нт}}$ и $R_{\text{нт}}$ не по номинальному значению, а по эффекту нейтрализации ОС.

Качественно выполненная нейтрализация ОС позволяет увеличить коэффициент усиления каскада УПЧ в несколько раз. Это достигается увеличением коэффициента включения первого контура в коллекторную цепь транзистора.

В полосовых фильтрах вместо трансформаторной связи между контурами полосового фильтра (рис. 38) можно применить внешнеемкостную связь (рис. 39). Для обеспечения критической связи между контурами в соответствии с формулой (82) $k_{св} \approx C_{св}/C_{K,общ} = 1/Q_3$ емкость конденсатора связи должна быть:

$$C_{св} \approx \frac{C_{K,общ}}{Q_3} = \frac{500}{33} = 15,2 \text{ пФ.}$$

Подстроечный конденсатор $C_{\Pi} = C_{св}$ позволит в процессе отладки схемы установить точную критическую связь.

Расчет преобразователей частоты

Преобразование частоты принимаемого сигнала в постоянную промежуточную частоту осуществляется в приемниках супергетеродинного типа. Функциональная схема такого приемника приведена на рис. 33, б. Преобразователи частоты принято разделять на преобразователи с отдельным и совмещенным гетеродинами.

Преобразователи с отдельным гетеродином позволяют подобрать оптимальные режимы работы как для транзистора гетеродина, так и для транзистора, осуществляющего функции преобразования, т. е. для смесителя. Поэтому такие схемы (при прочих равных условиях) оказываются более предпочтительными. В преобразовате-

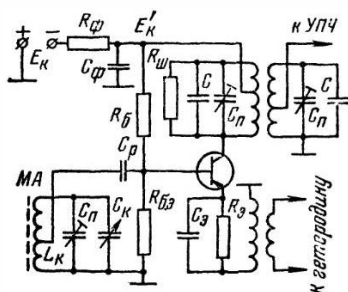


Рис. 40. Схема преобразователя частоты с отдельным гетеродином на БП транзисторе.

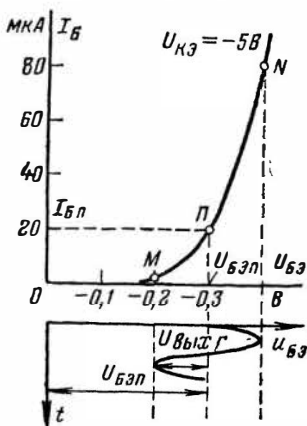


Рис. 41. Базовая характеристика транзистора ГТ309А.

лях с совмещенным гетеродином подобрать режим работы, оптимальный для гетеродина и смесителя, практически невозможно.

По способу подачи напряжений сигнала и гетеродина преобразователи с отдельным гетеродином принято разделять на преобразователи, у которых оба напряжения подаются на один электрод (один вход), и преобразователи, у которых эти напряжения поступают на два электрода (два входа). При использовании БП транзистора напряжение сигнала целесообразно подавать на базу транзистора, а напряжение гетеродина на эмиттер. Это обеспечивает меньшую взаимосвязь между входным контуром и контуром гетеродина, большую стабильность работы преобразователя и наибольшее усиление преобразуемого сигнала.

Одна из возможных принципиальных схем преобразователя частоты на БП транзисторах с отдельным гетеродином и двумя входами показана на рис. 40. Источником сигнала преобразователя является входной контур, нагрузкой — двухконтурный полосовой фильтр. Рекомендуемые схемы гетеродинов приведены на рис. 47, а, б.

Расчет смесителя частоты на БП транзисторе. 1. Для смесителя преобразователя подойдут любые маломощные высокочастотные транзисторы. Остановим выбор на транзисторе ГТ309А, использо-

важном ранее в схемах УВЧ и УПЧ. Его основные данные приведены на с. 68, а на рис. 41 изображена входная характеристика.

2. Производим выбор режима работы транзистора смесителя по постоянному току. Для того чтобы наилучшим образом проявились нелинейные свойства смесителя, точку покоя этого транзистора следует выбрать на наиболее криволинейном участке базовой характеристики (точка Л на рис. 41). Этому режиму соответствуют: $I_{БП} = 20$ мкА; $U_{БЭП} = -0,3$ В; $I_{КП} \approx I_{БП} h_{21э} = 0,02 \cdot 45 = 0,9$ мА; $I_{ЭП} = I_{КП} + I_{БП} = 0,9 + 0,02 = 0,92$ мА. Принимаем $U_{КЭП} = -3$ В.

Расчет элементов смесителя, определяющих режим работы транзистора по постоянному току, производится так же, как и для рассмотренного выше усилителя:

$$R_{\text{вх.б}} = 10 R_{\text{вх.б}} = 10 \cdot 30 = 300 \text{ Ом (300 Ом)},$$

где $R_{\text{вх.б}} = 26 / I_{ЭП} + r'_6 / (h_{21э} + 1) = 26 / 0,92 + 50 / 46 = 30$ Ом — входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ.

$$R_{6.э} = - \frac{I_{ЭП} R_{\text{вх.б}} + |U_{БЭП}|}{I_{\text{дел}}} = \frac{0,92 \cdot 300 \cdot 10^{-3} + 0,3}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 5,76 \text{ кОм (5,6 кОм)},$$

где $I_{\text{дел}} = 5 I_{БП} = 5 \cdot 0,02 = 0,1$ мА;

$$R_6 = \frac{|U_{КЭП}| - |U_{БЭП}|}{I_{\text{дел}} + I_{БП}} = \frac{3 - 0,3}{0,12 \cdot 10^{-3}} = 22,5 \text{ кОм (22 кОм)},$$

3. Параметры преобразователя. В соответствии с рис. 41 требуемое минимальное напряжение гетеродина $U_{\text{выхГ}} \approx 0,1$ В.

Входное сопротивление транзистора смесителя в точке покоя

$$R_{\text{вх.э}} \approx h_{11э} \approx 26 / I_{БП} + r'_6 = 26 / 0,2 + 50 = 1350 \text{ Ом, (83)}$$

Из-за воздействия напряжения гетеродина, изменяющего положение точки покоя, входное сопротивление смесителя для преобразуемого сигнала будет примерно в 1,5—2 раза больше, т. е.

$$R'_{\text{вхСм}} \approx 2 R_{\text{вх.э}} = 2 \cdot 1,35 = 2,7 \text{ кОм,}$$

Учитывая сопротивления делителя, получаем:

$$\frac{1}{R_{\text{вхСм}}} = \frac{1}{R'_{\text{вхСм}}} + \frac{1}{R_{6.э}} + \frac{1}{R_6} = \frac{1}{2,7} + \frac{1}{5,6} + \frac{1}{22,5} = 0,592 \text{ мСм,}$$

следовательно, $R_{\text{вхСм}} = 1 / 0,592 = 1,7$ кОм.

Сопротивление нагрузки гетеродина

$$R_{\text{нГ}} \approx R_{\text{вх.б.ср}} \approx \frac{2 U_{\text{выхГ}}}{I_{БН} h_{21эН} - I_{БМ} h_{21эМ}} = \frac{2 \cdot 0,1}{(0,08 \cdot 45 \cdot 1,55 - 0,002 \cdot 45 \cdot 0,7) \cdot 10^{-3}} = \frac{0,2 \cdot 10^3}{5} = 40 \text{ Ом,}$$

где $I_{БН}=0,08$ мА; $I_{БМ}=0,002$ мА — токи базы в точках N и M (рис. 41); $h_{21эN}=h_{21э} 1,55=45 \cdot 1,55=70$; $h_{21эM}=h_{21э} 0,7=45 \cdot 0,7=31,6$ — коэффициенты передачи тока эмиттера в точках N и M . Они определяются с помощью графика рис. 42.

Выходное сопротивление преобразователя примерно в 1,5—2 раза меньше выходного сопротивления транзистора смесителя в точке покоя, т. е. $R_{выхСМ}=R_{вых.э}/2=50/2=25$ кОм.

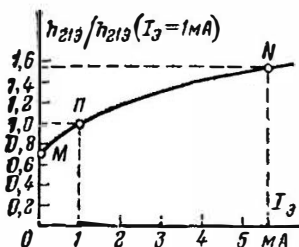


Рис 42. Зависимость коэффициента передачи тока базы от тока эмиттера.

Основным параметром преобразователя является крутизна преобразования $S_{ПР} \approx 0,5S_m = 0,5(S_N - S_M)/2 = 0,25(187 - 2,42) = 46$ мА/В, где $S_m = (S_N - S_M)/2$ — амплитуда первой гармоники периодического изменения крутизны транзистора; $S_N = h_{21эN}/h_{11эN} = 70/0,375 = 187$ мА/В — крутизна транзистора в точке N ; $S_M = h_{21эM}/h_{11эM} = 31,6/13,05 = 2,42$ мА/В — крутизна транзистора в точке M . Параметры $h_{11эN}$ и $h_{11эM}$ определяются по формуле (83) каждый для своего значения тока $I_{БП}$.

На высоких частотах крутизна преобразования $S_{ПР}$, как и крутизна транзистора, зависит от частоты, но в нашем случае ее можно считать частотонезависимой и вещественной, так как $f_{Гмакс} = f_{нес макс} + f_{ПР} = 1,605 + 0,465 = 2,07$ МГц $\ll f_s = f_{h21э} h_{11э} / r'_6 = 2,7 \times 1350/50 = 73$ МГц. Здесь $f_{h21э} = 2,7$ МГц — предельная частота транзистора ГТ309А, а f_s — предельная частота крутизны этого транзистора в режиме: $I_{БП} = 20$ мкА, $h_{11э} = 1350$ Ом.

4. Определяем параметры полосового фильтра, являющегося нагрузкой преобразователя. Основные параметры двухконтурных полосовых фильтров, одинаковых для всех каскадов УПЧ и смесителя, вычисляются при расчете УПЧ. В рассмотренном выше примере при $N=2$; $2\Delta f_N = 16$ кГц и критической связи между контурами полосового фильтра ($\beta_{кр}=1$) эквивалентная добротность каждого контура в отдельности Q_s должна быть равна 33. Добротность ненагруженного контура Q принята равной 100. Соответственно резонансные сопротивления (на промежуточной частоте) $R_{к.рез} = 70$ кОм — ненагруженного контура, $R_{к.э} = 24$ кОм — нагруженного контура.

Нагрузкой полосового фильтра является входное сопротивление УПЧ, которое примерно равно входному сопротивлению транзистора ГТ309А при токе базы $I_{БП} = I_{КП}/h_{21э} = 6/45 = 0,134$ мА. Это сопротивление вычисляем по формуле (83):

$$R_{вхП} \approx h_{11э} \approx 26/I_{БП} + r'_6 = 26/0,134 + 50 = 245 \text{ Ом.}$$

Входную емкость определяем по формуле (73):

$$C_{вх} \approx \frac{\tau_{h213} - \tau_s}{h_{113}} = \frac{(0,059 - 0,012) 10^{-8}}{245} = 192 \text{ пФ},$$

где $\tau_{h213} = 0,059$ мкс — постоянная времени тока базы; $\tau_s = \tau_{h213} f_0 / h_{113} = 0,059 \cdot 50 / 245 = 0,012$ мкс — постоянная времени крутизны транзистора в режиме: $I_{БП} = 0,134$ мА; $h_{113} = 245$ Ом.

По формуле (72) находим коэффициент подключения второго контура полосового фильтра ко входу УПЧ:

$$p_{2вхП} = \sqrt{\frac{R_{вхП}}{R_{к,рез}} \left(\frac{Q}{Q_2} - 1 \right)} = \sqrt{\frac{0,245}{70} \left(\frac{100}{33} - 1 \right)} = 0,084,$$

Смеситель наряду с преобразованием сигнала осуществляет его усиление. Как высокочастотный усилитель, он склонен к самовозбуждению, поэтому приходится ограничивать максимально возможный коэффициент усиления, обеспечивающий устойчивую работу всего преобразователя в целом:

$$K'_{\max} = U_{к.Прм} / U_{БЭм} = S_{Пр} R'_n \leq 20,$$

Принимая коэффициент усиления преобразователя равным 20, находим:

$$R'_n = 20 / S_{Пр} = 20 / 46 = 0,435 \text{ кОм},$$

Определяем коэффициент включения первого контура полосового фильтра в коллекторную цепь смесителя, учитывая, что резонансное сопротивление первого контура при его критической связи со вторым равно:

$$R'_{к.э} = R_{к.э} / 2 = 24 / 2 = 12 \text{ кОм};$$

$$p_{1вх\sim м} \sqrt{R'_n / R'_{к.э}} = \sqrt{0,435 / 12} = 0,193,$$

Оценим шунтирующее действие выходного сопротивления транзистора смесителя на первый контур полосового фильтра:

$$R'_{выхСм} = R_{выхСм} / p_{1вх\sim м}^2 = 25 / 0,193^2 = 670 \text{ кОм}.$$

Сопротивление шунта первого контура при требуемом эквивалентном шунтирующем сопротивлении $R_{ш.э} = 33,5$ кОм

$$R_{ш} = \frac{R'_{выхСм} R_{ш.э}}{R'_{выхСм} - R_{ш.э}} = \frac{670 \cdot 33,5}{670 - 33,5} = 36 \text{ кОм},$$

Действительный коэффициент усиления преобразователя

$$K_{Пр} = U_{вхП} / U_{вхПр} = K'_{\max} p_{2вхП} / p_{1вх\sim м} = 20 \cdot 0,084 / 0,193 \approx 9,$$

5. Параметры входного контура смесителя. Расчет параметров входного контура производится так же, как и для апериодического или резонансного каскада УВЧ. Задаваясь значениями $C_k = 10 \div 490$ пФ и $Q_A = 120$ для средневолнового диапазона, получаем $L_k = 180$ мкГ, $R_{к,рез} = 63$ кОм.

При требуемой полосе $2\Delta f = 16$ кГц на минимальной частоте сигнала $f_{\text{вес. мин}} = 525$ кГц получаем значение эквивалентной добротности контура $Q_{A\Delta} = f_{\text{вес. мин}} / 2\Delta f = 525 / 16 = 33$.

Используя формулу (72) и учитывая, что $R_{\text{вх см}} = 1,7$ кОм, находим коэффициент подключения контура ко входу преобразователя:

$$\rho_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{R_{\text{вх см}}}{R_{\text{к. рез}}} \left(\frac{Q_A}{Q_{A\Delta}} - 1 \right)} = \sqrt{\frac{1,7}{63} \left(\frac{120}{33} - 1 \right)} = 0,267.$$

При чувствительности приемника 300 мкВ на вход преобразователя поступает сигнал $U_{\text{вх пр}} = 300 \rho_{\text{вх}} = 300 \cdot 0,267 = 80$ мкВ.

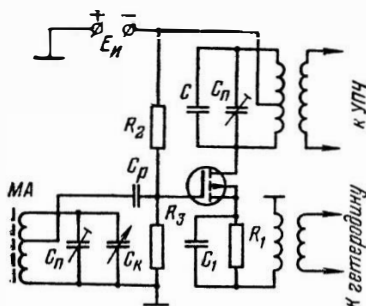


Рис. 43. Схема преобразователя с отдельным гетеродином на полевом транзисторе.

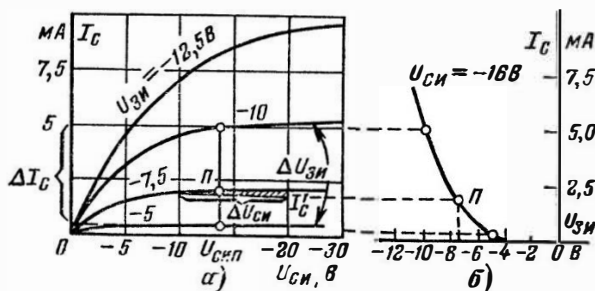


Рис. 44. Характеристики транзистора 2П301Б.

Для нормальной работы диодного амплитудного детектора требуется напряжение сигнала $U_{\text{вх д}} \geq 0,2$ В, следовательно, общий коэффициент усиления радиосигнала должен быть равен

$$K = U_{\text{вх д}} / U_{\text{вх пр}} = 0,2 / 0,08 \cdot 10^{-3} = 2500;$$

Преобразовательный каскад ($K_{\text{пр}} = 9$) и один каскад УПЧ ($K_{\text{п}} = 25$) такого усиления ($K = 2500$) обеспечить не могут, поэтому

требуется еще один — каскад либо УВЧ, либо УПЧ с коэффициентом усиления $K \geq 11 \div 12$. Целесообразнее всего перед детектором применить апериодический каскад УПЧ.

Расчет смесителя на полевом транзисторе. На рис. 43 приведена схема смесителя на полевом транзисторе 2П301Б. Полевой транзистор 2П301Б с изолированным затвором и каналом с проводимостью p -типа характеризуется следующими основными параметрами: $U_{СИ\max} = -20$ В, $I_{ЗИ\text{ут}} = 3 \cdot 10^{-10}$ А, $C_{вх} \approx C_{вых} = 3,5$ пФ, пороговое напряжение $U_{ЗИ\text{пор}} = -4,2$ В.

На рис. 44, а приведены стоковые характеристики транзистора 2П301Б, а на рис. 44, б — стоко-затворная характеристика. Основой принципа действия смесителя на полевом транзисторе является нелинейность его стоко-затворной характеристики, причем квадратичный характер этой нелинейности обуславливает наиболее чистый процесс преобразования.

1. Произведем выбор режима транзистора по постоянному току. Принимаем $E_H = 16$ В < $|U_{СИ\max}|$ (как в предыдущем примере). Выбираем $U_{СИП} = 14$ В, $I_{СП} = 2$ мА, при этом $U_{ЗИП} = -7,5$ В.

Определяем по характеристикам в окрестности точки покоя P , $S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ} = 4,5/5 = 0,9$ мА/В; $R_i = \Delta U_{СИ} / \Delta I'_C = 10/0,25 = 40$ кОм. Задаемся током делителя $I_{\text{дел}} \approx 0,1 I_{СП} = 0,1 \cdot 2 = 0,2$ мА. В этом случае током затвора $I_{ЗИ\text{ут}} = 3 \cdot 10^{-10} \ll I_{\text{дел}}$ можно пренебречь.

2. Производим расчет элементов смесителя, определяющих выбранный режим по постоянному току. Сопротивления резисторов (см. рис. 43):

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{СП}} = \frac{E_H - |U_{СИП}|}{I_{СП}} = \frac{16 - 14}{2 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{\text{дел}}} = \frac{|U_{ЗИП}| + U_{R1}}{I_{\text{дел}}} = \frac{7,5 + 2}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 47,5 \text{ кОм (47 кОм)};$$

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{\text{дел}}} = \frac{E_H - U_{R3}}{I_{\text{дел}}} = \frac{16 - 9,5}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 32,5 \text{ кОм (33 кОм)}.$$

Входное сопротивление смесителя

$$R_{вх\text{см}} = \frac{R_3 R_2}{R_3 + R_2} = \frac{47 \cdot 33}{47 + 33} = 19,5 \text{ кОм}.$$

3. Определяем параметры преобразователя. В соответствии с рис. 44 требуемое напряжение гетеродина $U_{выхг} = 2,5$ В. Сопротивление нагрузки гетеродина $R_H \approx 1/S = 1/0,9 \cdot 10^{-3} = 1,1$ кОм. Выходное сопротивление преобразователя примерно в 2 раза меньше выходного сопротивления транзистора смесителя в точке покоя, т. е. $R_{вых\text{см}} = R_i/2 = 40/2 = 20$ кОм. Крутизна преобразования $S_{\text{пр}} \approx S/2 = 0,9/2 = 0,45$ мА/В. Относительно малое значение $S_{\text{пр}}$ является недостатком смесителя на полевом транзисторе.

4. Используя исходные данные предыдущих примеров, определяем параметры полосового фильтра, являющегося нагрузкой преобразователя.

Резонансное сопротивление первого контура полосового фильтра при его критической связи со вторым контуром $R'_{к.э} = 12 \text{ кОм}$. Находим коэффициент включения первого контура полосового фильтра в стоковую цепь смесителя, учитывая, что $R_{вхСм} = 20 \text{ кОм}$, а требуемое эквивалентное шунтирующее сопротивление $R_{ш.э} = 33,5 \text{ кОм}$.

$$\rho_{1вхСм} = \sqrt{R_{вхСм}/R_{ш.э}} = \sqrt{20/33,5} = 0,77,$$

Сопротивление нагрузки смесителя

$$R'_н = R'_{к.э} \rho_{1вхСм}^2 = 12 \cdot 0,77^2 = 8,2 \text{ кОм}.$$

Коэффициент усиления преобразователя $K'_{Пр} \approx S_{Пр} R'_н = 0,45 \times 8,2 = 3,7$. Действительный коэффициент усиления преобразователя при полном подключении второго контура полосового фильтра ко входу УПЧ $K_{Пр} = K'_{Пр} \cdot \rho_{1вхСм} = 3,7/0,77 = 4,8$.

5. Определяем параметры входного контура смесителя, используя данные предыдущего примера. При $R_{вхСм} = 19,5 \text{ кОм}$ по формуле (72) коэффициент включения входного контура

$$\rho_{вх} = \sqrt{\frac{19,5}{63} \left(\frac{120}{33} - 1 \right)} = 0,9.$$

При чувствительности приемника 300 мкВ на вход преобразователя поступает сигнал $U_{вхСм} = 300 \rho_{вх} = 300 \cdot 0,9 = 270 \text{ мкВ}$.

Для преобразователя на полевых транзисторах можно применить двухзатворный смеситель (рис. 45), для которого нужен полевой транзистор с двумя затворами, например транзистор типа КП306 или КП350. Двухзатворный смеситель позволяет достаточно хорошо изолировать входную цепь (магнитную антенну) от выхода гетеродина, благодаря чему практически устраняется излучение работающего приемника на частоте гетеродина.

Входной контур целесообразно подключить к первому затвору, так как крутизна стоко-затворной характеристики по первому затвору больше, чем по второму.

На рис. 46 показано семейство стоко-затворных характеристик транзистора КП306А при различных значениях напряжения на втором затворе. Можно считать, что напряжение сигнала, приложенное к первому затвору, усиливается транзистором, в то время как напряжение гетеродина, приложенное ко второму затвору, управляет параметром транзистора — крутизной его стоко-затворной характеристики.

Из рис. 46 следует, что у транзистора КП306А это управление осуществляется наиболее эффективно при изменениях напряжения на втором затворе в пределах от 0—5 В. При постоянном напряжении на втором затворе $U_{з2иП} = 2,5 \text{ В}$ стоко-затворная характеристика занимает некоторое промежуточное положение (показана на графике штриховой линией). Выбрав постоянное напряжение на первом затворе $U_{з1иП} = 2 \text{ В}$, согласно рис. 46 получим пределы изменения крутизны от значения $S_{\text{макс}} = \Delta I_c / \Delta U_{з1иП} = 3/0,5 = 6 \text{ мА/В}$ в точке А до $S \approx 0$ в точке В. В точке покоя $П$ крутизна соответственно имеет промежуточное значение $S_{П} \approx S_{\text{макс}}/2 = 3 \text{ мА/В}$.

Такое двойное управление является нелинейным процессом, приводящим к преобразованию частоты принимаемого сигнала.

Без учета постоянной составляющей ток стока транзистора равен:

$$i_{c\sim} = S u_{злн\sim} = (S_{\Pi} + \Delta S) U_{злнm} \sin \omega_c t, \quad (84)$$

где $\Delta S \approx \Delta S_m \sin \omega_r t$ — текущее приращение крутизны, изменяющейся под воздействием напряжения гетеродина; ΔS_m — амплитудное отклонение крутизны от среднего значения.

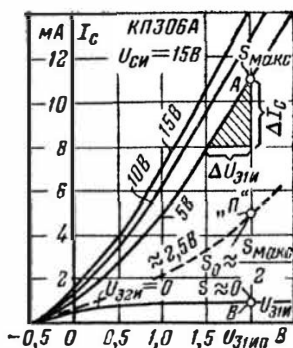
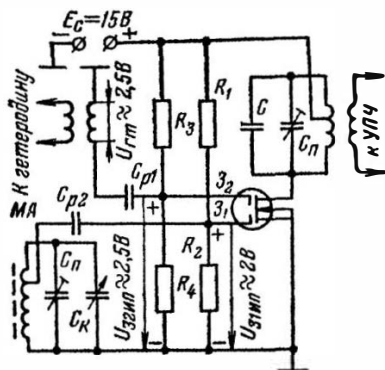


Рис. 45. Схема двухбазового смесителя.

Рис. 46 Стоко-затворные характеристики транзистора КП306А при различных напряжениях на стоковом затворе.

Раскрывая значение ΔS в равенстве (84), получаем:

$$i_{c\sim} = (S_{\Pi} + \Delta S_m \sin \omega_r t) U_{злнm} \sin \omega_c t = S_{\Pi} U_{злнm} \sin \omega_c t + \\ + 0,5 \Delta S_m U_{злнm} \cos (\omega_r - \omega_c) t - 0,5 \Delta S_m U_{злнm} \cos (\omega_r + \omega_c) t,$$

где $i_{c\text{ пр}} = 0,5 \Delta S_m U_{злнm} \cos (\omega_r - \omega_c) t = I_{\text{прm}} \cos \omega_{\text{пр}} t$ — составляющая

тока стока транзистора на промежуточной частоте Откуда крутизна преобразования смесителя:

$$S_{\Pi\text{р}} = \frac{I_{\text{прm}}}{U_{злнm}} = 0,5 \Delta S_m.$$

Если амплитуду напряжения гетеродина принять равной $U_{гм} = \approx 2,5 \text{ В}$, то согласно рис. 46 $\Delta S_m \approx (S_{\text{макс}} - 0)/2 = 6/2 = 3 \text{ мА/В}$. Следовательно, $S_{\Pi\text{р}} = 0,5 \cdot 3 = 1,5 \text{ мА/В}$.

Делители, обеспечивающие смещение напряжения затворов, рассчитываются по общей методике, изображенной во введении.

Расчет автогенераторов (гетеродинов)

В транзисторных приемниках супергетеродинного типа используются различные типы гетеродинов, обеспечивающие перекрытие заданного диапазона частот, требуемую амплитуду выходного напряжения и достаточную стабильность частоты генерируемых колебаний.

В приемниках радиовещательных диапазонов применяются гетеродины с трансформаторной (рис. 47, а) и автотрансформаторной (рис. 47, б) ОС.

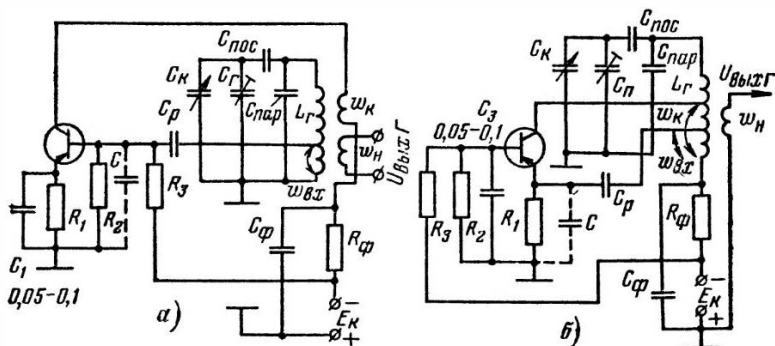


Рис. 47. Схемы гетеродинов.

Исходными данными для расчета гетеродинов являются: диапазон рабочих частот приемника $f_{мин}-f_{макс}$ с запасом по перекрытию; количество растянутых поддиапазонов и их границы $f'_{мин}-f'_{макс}$; промежуточная частота $f_{пр}$; схема и параметры контура высокой частоты (входного контура и контуров УВЧ: L — индуктивность контурной катушки, $C_{к.мин}-C_{к.макс}$ — пределы изменения емкости переменного конденсатора настройки, емкость схемы $C_{сх}$); амплитуда выходного напряжения гетеродина U_r , подаваемого на вход смесителя, и входное сопротивление смесителя, являющееся нагрузкой гетеродина; напряжение источника питания E_K .

В процессе расчета гетеродина должны быть выбраны его схема и тип транзистора; рассчитаны контур гетеродина, режим транзистора, связь контура со входом и выходом транзистора и нагрузкой.

Выбор схемы гетеродина и типа транзистора. Схему гетеродина выбирают, исходя из заданного диапазона частот $f_{мин}-f_{макс}$.

В радиовещательных приемниках в диапазонах длинных и средних волн обычно применяют гетеродины с трансформаторной и автотрансформаторной ОС, так как катушка контура для этих диапазонов волн имеет сравнительно большое число витков и, применяя неполное (частичное) включение контура, можно установить необходимую связь последнего со входом и выходом транзистора.

В диапазоне коротких волн применяются гетеродины с трансформаторной и емкостной ОС. Необходимая положительная обрат-

ная связь (ПОС) достигается выбором соответствующей связи между катушками трансформатора (в гетеродине с трансформаторной связью) или подбором емкостного делителя (в гетеродине с емкостной обратной связью).

В гетеродинах тип транзистора выбирается по предельной частоте:

$$f_{h213} \approx f_{h216}/h_{213} > f_{г.макс} = f_{макс} + f_{пр.}$$

В этих схемах используются сравнительно высокочастотные (как правило, дрейфовые) маломощные транзисторы типа П401; П402; П403; ГТ301, ГТ308, ГТ309 и др.

Расчет контура гетеродина. Расчет гетеродина после выбора схемы целесообразно начать с расчета его контура. Контур высокой частоты (входной цепи и УВЧ) должны быть уже рассчитаны.

Конденсатор переменной емкости (конденсатор настройки) C_k в контуре гетеродина берется такой же, как и в контурах высокой частоты, что позволяет использовать для гетеродина одну из секций блока переменных конденсаторов.

В этом случае при перестройке приемника на различные частоты диапазона емкости контуров гетеродина и высокой частоты будут изменяться одинаково, а резонансные частоты контуров высокой частоты, настраиваемых на частоту принимаемого сигнала f_c , и резонансная частота контура гетеродина, настраиваемого на частоту гетеродина f_g , должны изменяться в разное число раз, так как коэффициент перекрытия диапазона приемника $K_d = f_{макс}/f_{мин}$ не равен коэффициенту перекрытия диапазона гетеродина $K_{дг} = f_{г.макс}/f_{г.мин}$, где $f_{г.мин} = f_{мин} + f_{пр}$; $f_{г.макс} = f_{макс} + f_{пр}$.

Для того чтобы при одинаковом изменении емкости конденсатора настройки в контуре гетеродина и контурах высокой частоты обеспечить с достаточной точностью постоянство промежуточной частоты $f_{пр} = f_g - f_c$, производится сопряжение настройки контуров гетеродина и высокой частоты. Для этого в контур гетеродина параллельно и последовательно с конденсатором настройки включают дополнительные (сопрягающие) конденсаторы $C_{пар}$, $C_{пос}$ (рис. 48). При этом сопряжение получается только в трех точках диапазона (в начале, середине и конце), а на остальных его участках ошибка сопряжения остается в допустимых пределах.

Рассмотрим примеры расчета контуров гетеродина при диапазонной настройке. Рассчитаем элементы колебательного контура гетеродина при диапазонной настройке (при сопряжении контуров в трех точках), если контуры высокой частоты выполнены по схеме, изображенной на рис. 34, а, и заданы: диапазон рабочих частот $f_{мин} = 525$ кГц, $f_{макс} = 1605$ кГц; промежуточная частота $f_{пр} = 465$ кГц; индуктивность катушки контура высокой частоты $L = 180$ мкГ; пределы изменения емкости конденсатора настройки $C_k = 10 \div 490$ пФ; емкость схемы контуров высокой частоты $C_{сх} = 47,2$ пФ.

Схема контура гетеродина при сопряжении в трех точках имеет вид, показанный на рис. 48, б. Расчет элементов контура может выполняться различными способами (аналитическими и графическими). Ниже приводится пример приближенного графического расчета при помощи номограмм, изображенных на рис. 49—51. Применение номограмм обеспечивает достаточную точность с учетом того, что элементы сопряжения выполняются в виде полупеременных конденсаторов, а регулировка сопряжения производится в процессе на-

стройки всего приемника. Расчет сопряжения производится в следующем порядке.

1. Емкость схемы принимается такой же, как для контуров высокой частоты. В нашем примере $C_{сх} = 47$ пФ.

2. Средняя частота диапазона

$$f_{ср} = \frac{f_{макс} + f_{мин}}{2} = \frac{1605 + 525}{2} = 1065 \text{ кГц.}$$

Коэффициент перекрытия диапазона

$$K_d = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \frac{1605}{525} \approx 3.$$

Максимальная емкость контура

$$C_{макс} = C_{к.макс} + C_{сх} = 490 + 47 = 537 \text{ пФ.}$$

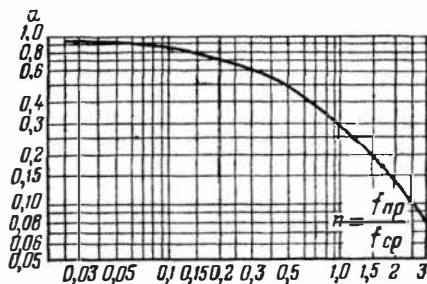
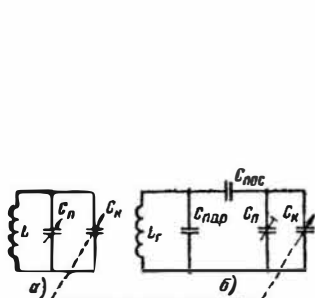


Рис. 48. Схема входного контура (а) и контура гетеродина (б).

Рис. 49. Номограмма для определения коэффициента a .

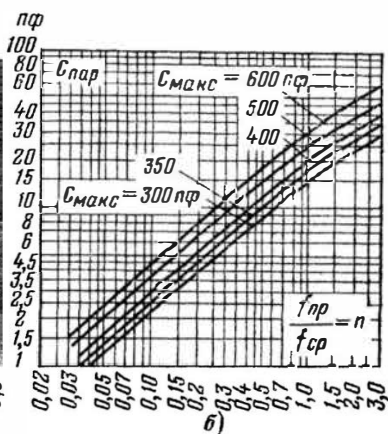
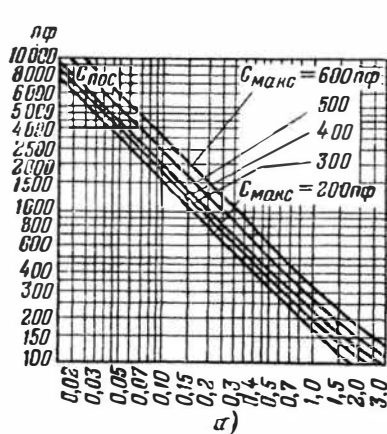


Рис. 50. Номограммы для определения емкости сопрягающего конденсатора $C_{пос}$ (а) и $C_{пар}$ (б).

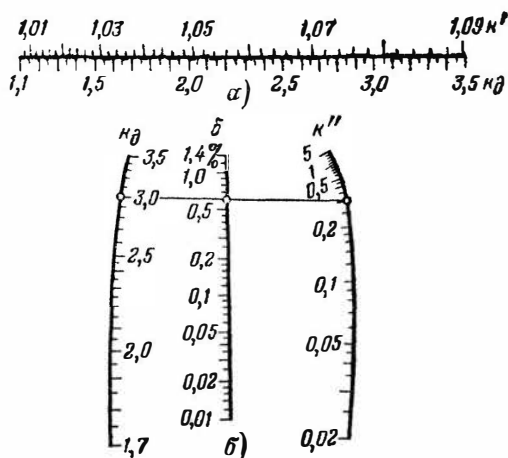


Рис. 51. Номограммы для определения коэффициента K' (а) и относительной погрешности сопряжения δ (б).

Вспомогательные коэффициенты:

$$n = \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{ср}}} = \frac{465}{1065} \approx 0,43; \quad K'' = \frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{макс}}} = \frac{465}{1605} \approx 0,3;$$

3. По номограмме на рис. 49 при $n=0,43$ находим коэффициент $a=0,53$ и определяем индуктивность катушки контура гетеродина

$$L_r = aL = 0,53 \cdot 180 = 95 \text{ мкГ},$$

4. По номограммам, изображенным на рис. 50, а, б, при $n=0,43$ и $C_{\text{макс}}=537$ пФ находим емкости сопрягающих конденсаторов $C_{\text{пос}}=600$ пФ (620 пФ); $C_{\text{пар}}=15$ пФ (см. рис. 48).

Если окажется, что емкость конденсатора $C_{\text{пос}}$ составляет несколько тысяч пикофард, то его не включают. В качестве $C_{\text{пар}}$ целесообразно брать подстроечный конденсатор. Если емкость конденсатора $C_{\text{пар}}$ велика, то применяют параллельное включение конденсатора постоянной емкости и подстроечного конденсатора, суммарная емкость которых равна емкости конденсатора $C_{\text{пар}}$. В нашем примере выбираем подстроечный конденсатор $C_{\text{пар}}$ типа КПК-1, емкость которого изменяется в пределах 6—25 пФ.

5. По номограмме на рис. 51, а при $K_D=3$ находим коэффициент $K'=1,08$, с помощью которого определяем частоты сопряжения:

$$f_1 = \sqrt{f_{\text{макс}} f_{\text{мин}}} = \sqrt{1605 \cdot 525} = 920 \text{ кГц};$$

$$f_2 = \frac{f_{\text{макс}}}{K'} = \frac{1605}{1,08} = 1490 \text{ кГц}; \quad f_3 = f_{\text{мин}} K' = 525 \cdot 1,08 = 567 \text{ кГц}.$$

6. По номограмме на рис. 51, б при $K''=0,3$ и $K_d=3$ находим относительную погрешность сопряжения $\delta=0,006$ и определяем абсолютную погрешность сопряжения

$$\Delta f_{\text{сопр}} = f_{\text{мин}} \delta = 525 \cdot 0,006 = 3,15 \text{ кГц.}$$

Значение $\Delta f_{\text{сопр}}$ не должно превышать $1/4$ — $1/2$ полосы пропускания приемника до преобразователя частоты. В нашем примере это условие выполняется.

Расчет режима гетеродина. В установившемся режиме работы гетеродина амплитуды коллекторного напряжения и коллекторного тока определяются режимом транзистора по постоянному току и сопротивлением нагрузки переменному току R'_H .

Режим работы транзистора и сопротивление R'_H выбирают такими, чтобы гетеродин работал в недонапряженном режиме. Это требование обусловлено тем, что в режиме насыщения выходное сопротивление транзистора очень мало и оно сильно шунтирует контур, в результате чего резко снижается добротность контура и стабильность частоты колебаний.

Для получения недонапряженного режима необходимо, чтобы амплитуда переменного коллекторного напряжения $U_{Kт}$ была заметно меньше этого напряжения в режиме покоя $U_{KЭП}$. Данное требование выражается формулой

$$\psi = \frac{U_{KЭП}}{U_{Kт}} = \frac{U_{KЭП}}{2I_K R'_H} = \frac{U_{KЭП}}{2I_{KП} R_{к.в} \rho_K^2} \geq 1,5 \div 3, \quad (85)$$

где $I_{KП}$ — коллекторный ток в режиме покоя; $R_{к.в}$ — сопротивление нагруженного контура на верхней частоте диапазона $f_{\text{макс}}$; ρ_K — коэффициент связи контура с коллекторной цепью транзистора.

Для определения режима транзистора по постоянному току (режима покоя) задаются значением тока $I_{KП}$ в пределах $1,5$ — 5 мА и определяют напряжения

$$|U_{KЭП}| \approx 0,6 E_K; \quad |U_{R1}| = I_{ЭП} R_1 \approx 0,2 E_K;$$

после этого рассчитывают сопротивления резисторов (см. рис. 47) R_1, R_2, R_3 по формулам (12), (16), (17).

При выборе сопротивления резистора R_1 следует иметь в виду, что для обеспечения лучшей стабильности частоты колебаний в схеме гетеродина на диффузионном транзисторе сопротивление резисторов желательно выбирать возможно большим. Однако чрезмерное увеличение R_1 не приводит к заметному улучшению стабильности частоты, но требует увеличения напряжения источника питания.

При использовании в схеме гетеродина дрейфовых транзисторов имеется некоторое оптимальное сопротивление резистора R_1 , при котором температурная неустойчивость частоты колебаний минимальна (см. табл. 5). Там же приведены оптимальные значения коллекторных тока и напряжения в режиме покоя [10]. Современные транзисторы, применяемые в схемах гетеродинов, наиболее близки к транзисторам типа П401—П403.

Для самовозбуждения гетеродина требуется выполнить условие

$$S_3 R_{к.н} \rho_K \rho_{вк} \geq 2 \div 4, \quad (86)$$

Таблица 5

Тип транзистора	$U_{КЭП}, В$	$I_{КП}, мА$	$R_1, Ом$
МП39—МП41	8—10	5—10	300
П401—П403	3—5	2—6	≥ 300
П410—П411	6—8	4—6	300
ГТ30—ГТ310	3—5	2—6	≥ 300

где S_a — крутизна транзистора в точке покоя; $R_{к.н}$ — сопротивление нагруженного контура на нижней частоте диапазона $f_{г.мин}$; $\rho_{вх}$ — коэффициент включения контура во входную цепь транзистора.

Амплитуда выходного напряжения гетеродина, подаваемого на вход смесителя, равна значению

$$U_v = U_{конт} \rho_n = 2I_{КП} R_{к.н} \rho_k \rho_n, \quad (87)$$

где $U_{конт}$ — амплитуда колебаний напряжения на контуре, а ρ_n — коэффициент связи контура с нагрузкой.

Резонансные сопротивления ненагруженного контура (в режиме холостого хода) на нижней $f_{г.мин}$ и верхней $f_{г.макс}$ частотах рабочего диапазона равны:

$$R_{х.н} = 2\pi f_{г.мин} Q_n L_g; \quad R_{х.в} = 2\pi f_{г.макс} Q_v L_g,$$

где Q_n и Q_v — добротности контура на нижней и верхней частоте.

Резонансные сопротивления нагруженного контура на нижней и верхней частотах определяются следующими выражениями:

$$R_{к.н} = \frac{R_{х.н} R_{вн}}{R_{х.н} + R_{вн}}; \quad R_{к.в} = \frac{R_{х.в} R_{вн}}{R_{х.в} + R_{вн}},$$

где

$$R_{вн} = \frac{R_n R_{вх.г}}{R_n \rho_n^2 + R_{вх.г} \rho_{вх}^2}$$

— сопротивление, шунтирующее контур со стороны нагрузки и входа гетеродина; R_n — сопротивление нагрузки, равное входному сопротивлению смесителя; $R_{вх.г}$ — входное сопротивление гетеродина

$$R_{вх.г} = \frac{R_{вх.э} R_2 R_3}{R_{вх.э} R_2 + R_{вх.э} R_3 + R_2 R_3};$$

При $R_2 R_3 / (R_2 + R_3) \gg R_{вх.э}$ $R_{вх.г} \approx R_{вх.э} \approx h_{11э}$:

В тех случаях, когда транзистор и нагрузка слабо влияют на резонансное сопротивление контура (например, транзистор гетеродина включен по схеме с общим эмиттером и контур слабо связан с нагрузкой) можно приближенно считать:

$$R_{к.н} \approx R_{х.н} = 2\pi f_{г.мин} Q_n L_g; \quad R_{к.в} \approx R_{х.в} = 2\pi f_{г.макс} Q_v L_g;$$

Рассмотрим пример расчета схемы гетеродина с трансформаторной обратной связью с контуром во входной цепи транзистора (см. рис. 47, а). Диапазон рабочих частот $f_{г.мин} = f_{мин} + f_{пр} = 525 + 465 =$

$=990$ кГц; $f_{г.макс} = f_{макс} + f_{пр} = 1605 + 465 = 2010$ кГц. Параметры контура высокой частоты: индуктивность катушки $L = 180$ мкГ; пределы изменения емкости конденсатора настройки $C_K = 10 \div 490$ пФ; емкость схемы $C_{сх} = 47$ пФ; сопротивление нагрузки гетеродина $R_{н.г} = 40$ Ом; требуемая амплитуда выходного напряжения гетеродина $U_{гм} = 0,15$ В; напряжение источника питания $E_K = 7$ В.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Определяем элементы колебательного контура, как это показано в примере 1. Получаем следующие параметры контура гетеродина: $C_K = 10 \div 490$ пФ; $L_g = 95$ мкГ; $C_{дос} = 620$ пФ; $C_{пар} = 15$ пФ.

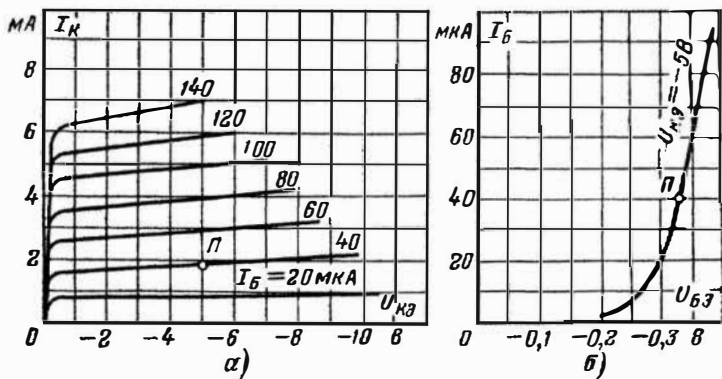


Рис. 52. Характеристики транзистора типа П403А с общим эмиттером.

2. Выбираем транзистор типа П403А, предельная частота которого $f_{h21э} = f_{h21б}/h_{21э} = 120 \cdot 10^6/50 = 24$ МГц.

Из справочника находим параметры транзистора: $|U'_{КЭмакс}| = 10$ В; $C_K = 5$ пФ; $r'_6 C_K = 200 \cdot 10^{-12} = c$; $h_{11э} = 1,4 \cdot 10^3$ Ом; $h_{21э} = 50$; $S_э = 35$ мА/В

3. Согласно табл. 5 принимаем значения коллекторного тока и напряжения в режиме покоя, а также сопротивление резистора R_1 : $I_{КП} = 2$ мА; $U_{КЭП} = 5$ В; $R_1 = 300$ Ом. На выходных характеристиках (рис. 52, а) точке покоя соответствует ток базы $I_{БП} \approx 40$ мкА, а на входных характеристиках (рис. 52, б) напряжение $U_{БЭП} = -0,33$ В.

4. Задаваясь током делителя $I_{дел} \geq (5-10) I_{БП} = (5-10) 0,04 = 0,2-0,4$ мА по формулам (16), (17), определяем сопротивления резисторов делителя:

$$R_2 = \frac{U_2}{I_{дел}} = \frac{I_{ЭП} R_1 + U_{БЭП}}{I_{дел}} \approx \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 300 + 0,33}{0,2 \cdot 10^{-3}} \approx 4,6 \text{ кОм (4,7 кОм);}$$

$$R_3 = \frac{E_K - I_{\text{дел}} R_2}{I_{\text{дел}} + I_{\text{БП}}} = \frac{7 - 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 4,7 \cdot 10^3}{(0,2 + 0,04) \cdot 10^{-3}} \approx 30 \text{ кОм.}$$

5. Определяем сопротивление ненагруженного контура на нижней и верхней частотах диапазона. Если поместить катушку в броневой сердечник типа СБ-12а с добротностью $Q_H = Q_B = 75$, то получим

$$R_{\text{х.н}} = 2\pi f_{\text{г.мин}} Q_H L_T = 6,28 \cdot 990 \cdot 10^3 \cdot 75 \cdot 95 \cdot 10^{-6} = 42 \text{ кОм;}$$

$$R_{\text{х.в}} = 2\pi f_{\text{г.макс}} Q_B L_T = 6,28 \cdot 2070 \cdot 10^3 \cdot 75 \cdot 95 \cdot 10^{-6} \approx 85 \text{ кОм.}$$

Так как в нашем примере транзистор включен по схеме с ОЭ, то будем считать, что сопротивление нагруженного контура равно сопротивлениям ненагруженного контура

$$R_{\text{к.н}} = R_{\text{х.н}} = 42 \text{ кОм; } R_{\text{к.в}} = R_{\text{х.в}} = 85 \text{ кОм.}$$

6. Выбрав $\psi = 2$, из выражения (85) находим коэффициент связи контура с коллекторной цепью транзистора:

$$p_k = \sqrt{\frac{|U_{\text{кэ0}}|}{2I_{\text{кП}} R_{\text{к.в}} \psi}} = \sqrt{\frac{5}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 85 \cdot 10^3 \cdot 2}} \approx 0,09.$$

7. Из выражения (86) рассчитываем значение коэффициента включения контура во входную цепь транзистора:

$$p_{\text{вх}} \geq \frac{2 \div 4}{S_3 R_{\text{к.н}} p_k} = \frac{2 \div 4}{35 \cdot 10^{-3} \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 0,09} \approx 0,015 - 0,03.$$

Принимаем $p_{\text{вх}} = 0,015$.

8. Из выражения (87) определяем значение коэффициента связи контура с нагрузкой

$$p_n = \frac{U_r}{2I_{\text{кП}} R_{\text{н.н}} p_k} = \frac{0,15}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 0,09} \approx 0,015.$$

9. Сопротивление, вносимое в контур,

$$R_{\text{вн}} = \frac{R_n R_{\text{вх.г}}}{R_{\text{н}} p_n^2 + R_{\text{вх.г}} p_{\text{вх}}^2} = \frac{40 \cdot 1,1 \cdot 10^3}{40 \cdot 0,015^2 + 1,1 \cdot 10^3 (0,015)^2} \approx 180 \text{ кОм,}$$

где $R_{\text{вх.г}} = R_2 R_3 R_{\text{вх.г}} / (R_2 R_{\text{вх.г}} + R_3 R_{\text{вх.г}} + R_2 R_3) = 30 \cdot 4,7 \cdot 1,4 / (30 \cdot 1,4 + 4,7 \cdot 1,4 + 30 \cdot 4,7) \approx 1,1 \text{ кОм}$, при этом сопротивления нагруженного контура

$$R_{\text{х.н}} = \frac{R_{\text{х.н}} R_{\text{вн}}}{R_{\text{х.н}} + R_{\text{вн}}} = \frac{42 \cdot 10^3 \cdot 180 \cdot 10^3}{42 \cdot 10^3 + 180 \cdot 10^3} \approx 36 \text{ кОм;}$$

$$R_{\text{к.в}} = \frac{R_{\text{х.в}} R_{\text{вн}}}{R_{\text{х.в}} + R_{\text{вн}}} = \frac{85 \cdot 10^3 \cdot 180 \cdot 10^3}{85 \cdot 10^3 + 180 \cdot 10^3} \approx 62 \text{ кОм}$$

незначительно отличаются от сопротивлений ненагруженного контура

10. Определяем число витков катушки контура, зависящее от типа катушки. Для катушек в броневых сердечниках число витков вычисляется по формуле

$$\omega = K \sqrt{L_T},$$

где L_r — индуктивность катушки гетеродина, мкГ; K — постоянный коэффициент, значение которого зависит от типа катушки.

В нашем примере для катушки в сердечнике типа СБ-12а $K=7$ и $\omega = 7\sqrt{95} = 68$ витков.

Для получения $\rho_{вх} = 0,015$ от катушки контура нужно сделать отвод ко входу транзистора

$$\omega_{вх} = \omega \rho_{вх} = 68 \cdot 0,015 \approx 1 \text{ виток};$$

Из примера видно, что необходимый режим гетеродина обеспечивается при весьма слабой связи контура со входом транзистора.

В тех случаях, когда число витков катушки контура невелико (что характерно для диапазона коротких волн) и $\omega_{вх}$ оказывается меньше одного витка, найденное значение малого коэффициента $\rho_{вх}$ можно реализовать при помощи емкостного делителя. Для этого удобно разделить сопрягающий конденсатор $C_{пар}$ на две части C' и $C_{св}$, как это показано на рис. 53.

Емкость конденсатора связи вычисляется по формуле

$$C_{св} = \frac{C_{пар}}{\rho_{вх}},$$

а емкость конденсатора C' — по формуле

$$C' = \frac{C_{пар} C_{св}}{C_{св} - C_{пар}};$$

11. Определяем число витков катушек связи с коллектором контура ω_k и нагрузкой ω_n по формулам:

$$\omega_k = \omega \rho_k = 68 \cdot 0,09 \approx 6 \text{ витков}; \quad \omega_n = \omega \rho_n = 68 \cdot 0,15 \approx 1 \text{ виток}.$$

Следует заметить, что значения ω_k и ω_n могут быть рассчитаны точно только для катушек без сердечника, для катушек с сердечником они определяются лишь приближенно и уточняются при настройке приёмника.

12. Определяем емкость разделительного конденсатора C_p , расчет которого в схеме гетеродина имеет свои особенности. Желательно, чтобы конденсатор C_p давал некоторый положительный фазовый сдвиг. Это позволит в некоторых пределах скомпенсировать отрицательный фазовый сдвиг, обусловленный инерционными свойствами транзистора (отрицательный фазовый угол крутизны транзистора).

В этом случае емкость C_p определяется по формуле

$$C_p = \frac{f_s}{R_{вх.г} 2\pi f_{г.макс}^2} = \frac{8,2 \cdot 10^6}{1,1 \cdot 10^3 \cdot 6,28(2,07 \cdot 10^8)^2} \approx 4700 \text{ пФ},$$

где $f_s \approx f_{h21\delta} h_{11\delta} / r_{\delta} h_{21\delta} = 120 \cdot 1,4 \cdot 10^3 / 40 \cdot 50 \approx 8,2 \text{ мГц}$; $r_{\delta}' = r_{\delta}' C_k / C_k = 200 \cdot 10^{-12} / 5 \cdot 10^{-12} = 40 \text{ Ом}$,

Следует иметь в виду, что корректирующие свойства цепи связи несколько уменьшают напряжение, передаваемое от контура к базе транзистора. Поэтому иногда требуется увеличение коэффициента $P_{вх}$, что достигается увеличением числа $w_{вх}$.

При необходимости связь между контуром и входом транзистора можно ослабить, применив в цепи связи емкостной делитель, составленный из разделительного конденсатора C_p и конденсатора C , который на рис. 47 показан штриховыми линиями. В этом случае вначале определяют емкость C конденсатора по формуле

$$C = \frac{1}{2\pi f_{г.мин} R_{вх.г}}$$

и, задавшись числом витков $w_{вх} > 1$, находят емкость разделительного конденсатора

$$C_p = \frac{C}{P_{вх}} \frac{w_{вх}}{w}$$

Например, если в нашей схеме (рис. 47, а) задаться $w_{вх} = 2$ виткам, то получим

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 990 \cdot 10^3 \cdot 1,1 \cdot 10^3} \approx 160 \text{ пФ};$$

$$C_p = \frac{160 \cdot 10^{-12} \cdot 2}{0,015 \cdot 68} \approx 310 \text{ пФ (300 пФ)}.$$

13. Сопротивление и емкость фильтра в коллекторной цепи транзистора соответственно равны:

$$R_{\phi} = \frac{E_K - |U_{КЭП}|}{I_{КП}} = \frac{7 - 5}{2 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ кОм};$$

$$C_{\phi} \geq \frac{10}{2\pi f_{г.мин} R_{\phi}} = \frac{10}{6,28 \cdot 990 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3} \approx 1600 \text{ пФ (2200 пФ)}.$$

Приведенный порядок расчета пригоден и для других схем геродинов, не показанных на рис. 47.

Расчет импульсных усилителей

Расчет импульсного усилителя без коррекции. Импульсные усилители служат для усиления импульсных сигналов различной формы, которые обладают широким спектром. Ограничение полосы пропускания усилителя приводит к искажениям формы выходного импульса по сравнению со входным. Наибольшие искажения имеют место при усилении импульсов прямоугольной формы.

Параметрами, характеризующими эти искажения, являются длительности фронта t_{ϕ} и среза t_c , спад вершины импульса ΔU и выброс на вершине импульса ΔU_v (см. рис. 54). Требования, предъявляемые к t_{ϕ} , t_c и ΔU , зависят от конкретных условий. Во многих случаях выходной импульс считается удовлетворительным, если

$$t_{\phi} \approx t_c \approx (0,1 - 0,2) t_n,$$

относительный спад вершины импульса

$$\delta = \Delta U / U_{\text{вых.н}} \leq 0,05 \div 0,1,$$

а относительный выброс на вершине импульса

$$\delta_{\text{в}} = \Delta U_{\text{в}} / U_{\text{вых}} \leq 0,01.$$

Схемы импульсных усилителей без коррекции имеют такой же вид, как схемы усилителей низкой частоты.

На рис. 55 изображена схема двухкаскадного импульсного усилителя. Искажения фронта и среза выходного импульса обусловле-

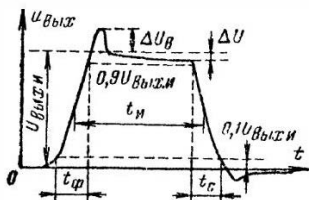


Рис. 54. Форма выходного импульса усилителя.

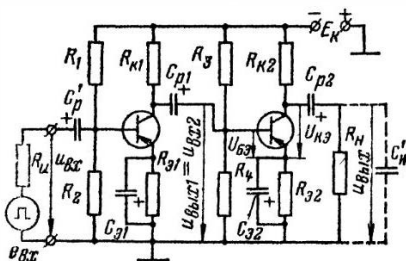


Рис. 55. Схема двухкаскадного импульсного усилителя без коррекции.

ны инерционностью транзистора и паразитными емкостями усилителя, которые характеризуются постоянной времени усилителя в области высоких частот $\tau_{\text{в}}$.

Для однокаскадного усилителя и последнего каскада многокаскадного усилителя длительность фронта выходного импульса между уровнями $(0,1-0,9) U_{\text{вых.н}}$ определяется выражением

$$t_{\text{ф}} \approx 2,2 \tau_{\text{в}} \approx 2,2 [\tau_{\text{с}} + R'_{\text{н}} C_{\text{к}} h_{21\text{э}} + R'_{\text{н}} C'_{\text{н}}], \quad (88)$$

где $\tau_{\text{с}} = 1/2\pi f_{\text{с}}$; $f_{\text{с}} = f_{h_{21\text{э}}} h_{11\text{э}} / r_{\text{б}}$ — граничная частота крутизны транзистора; $C_{\text{к}}$ — емкость коллекторного перехода; $R'_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки переменному коллекторному току; $C'_{\text{н}} = C_{\text{н}} + C_{\text{м}}$ — емкость, учитывающая емкости нагрузки $C_{\text{н}}$ и монтажа $C_{\text{м}}$.

Для предварительных каскадов n -каскадного усилителя длительность фронта определяется формулой

$$t_{\text{ф}} \approx 2,2 [\tau_{h_{21\text{э}}} + R'_{\text{н}} C_{\text{к}} h_{21\text{э}}], \quad (89)$$

где $\tau_{h_{21\text{э}}} = 1/2\pi f_{h_{21\text{э}}}$.

Общая длительность фронта многокаскадного усилителя рассчитывается так:

$$t_{\text{ф}} = \sqrt{t_{\text{ф}1}^2 + t_{\text{ф}2}^2 + \dots + t_{\text{ф}n}^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^n t_{\text{ф}i}^2}, \quad (90)$$

где $t_{\phi i}$ — длительность фронта, обусловленная i -м каскадом усилителя. При одинаковых каскадах, когда $t_{\phi i} = t'_{\phi}$, общая длительность фронта

$$t_{\phi} = t'_{\phi} \sqrt{n}, \quad (91)$$

где n — число каскадов усилителя.

Спад вершины выходного импульса происходит за счет разделительных и блокирующих конденсаторов C_{Σ} и характеризуется постоянной времени усилителя τ_n . В тех случаях, когда $\tau_n \gg t_n$, что на практике обычно выполняется, относительный спад вершины импульса, обусловленный одним каскадом, определяется выражением

$$\delta' \approx \frac{t_n}{\tau_n} = t_n \left(\frac{1}{\tau_{C_p}} + \frac{1}{\tau_{C_{\Sigma}}} \right), \quad (92)$$

где постоянные времени заряда (разряда) разделительного конденсатора C_p и конденсатора C_{Σ} , шунтирующего резистор в эмиттерной цепи транзистора, соответственно равны:

$$\tau_{C_p} = C_p (R_n + R_n); \quad (93)$$

$$\tau_{C_{\Sigma}} = C_{\Sigma} [R_n (1 - h_{210}) + R_{вх.э}], \quad (94)$$

где R_n — выходное сопротивление источника входного сигнала.

В первом каскаде многокаскадного усилителя следует также учитывать влияние разделительного конденсатора C'_p , постоянная времени которого

$$\tau_{вх} \approx C'_p (R_n + R_{вх.э}). \quad (95)$$

С учетом конденсатора C'_p относительный спад вершины

$$\delta \approx t_n \left(\frac{1}{\tau_{C_p}} + \frac{1}{\tau_{C_{\Sigma}}} + \frac{1}{\tau_{вх}} \right). \quad (96)$$

Общий относительный спад вершины выходного импульса в многокаскадном усилителе

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n \text{ или } \delta = n\delta' \quad (97)$$

при одинаковых каскадных усилителях.

Используя выражения (88) — (97) при расчете усилителя, выбирают транзистор по предельной частоте f_{h210} и определяют емкости C_{Σ} , C_{Σ} и C'_p . Расчет числа каскадов усилителя и сопротивлений резисторов производится так же, как в усилителе низкой частоты.

Рассмотрим пример расчета импульсного усилителя при следующих исходных данных: амплитуда входного импульса положительной полярности $U_{вх.н} = 5$ мВ; амплитуда выходного импульса $U_{вых.н} = 2$ В; сопротивление резистора и емкость конденсатора нагрузки $R_n = 750$ Ом $C'_n = 70$ пФ; длительность импульса $t_n = 5$ мкс; длительность фронта $t_{\phi} \leq 0,1 t_n = 0,5$ мкс; относительный спад вершины импульса $\delta \leq 5\%$; напряжение источника питания $E_K = 8$ В.

Рассчитать усилитель можно в следующем порядке:

1. Определяем число каскадов и выбираем тип транзистора по коэффициенту усиления тока базы $h_{21э}$ по формуле (41)

$$h_{21\text{Треб}} \geq \sqrt[n]{\frac{U_{\text{вых.н}}}{U_{\text{вх.н}}} \frac{R_{\text{вх.э}}}{R_{\text{н}}} k_3},$$

где $R_{\text{вх.э}} \approx h_{11э} = 500 \div 2000$ Ом — входное сопротивление высокочастотных транзисторов, используемых в импульсных усилителях, которым следует задаться (принимая $h_{11э} = 1000$ Ом); $k_3 = 1,2 \div 1,3$ — коэффициент запаса; n — число каскадов.

Имея в виду, что типовые значения коэффициентов $h_{21э}$ высокочастотных транзисторов лежат в пределах 30—100, выбираем два каскада усиления на транзисторах с общим эмиттером (рис. 55) с коэффициентом усиления

$$h_{21э} \geq \sqrt{\frac{2}{5 \cdot 10^{-3}} \frac{1000}{750}} 1,3 \approx 30.$$

2. Ориентировочно задаемся сопротивлением резистора $R_{\text{н}}$. При этом следует иметь в виду, что для получения большого коэффициента усиления напряжения $R_{\text{к}}$ желательно выбирать сравнительно большим, для получения же небольшой длительности фронта и среза импульса его необходимо иметь возможно малым. Обычно в импульсных усилителях принимают:

$$R_{\text{к}} \approx (2 \div 3) R_{\text{н}} \text{ при } R_{\text{н}} \leq 0,5 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{к}} \approx (1 \div 2) R_{\text{н}} \text{ при } R_{\text{н}} = 0,5 - 1,0 \text{ кОм}.$$

Принимаем в нашем примере $R_{\text{к}} = 1,5$ кОм. При этом сопротивление нагрузки переменному коллекторному току второго каскада

$$R'_{\text{н}} = \frac{R_{\text{к}} R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}} = \frac{1,5 \cdot 0,75}{1,5 + 0,75} = 500 \text{ Ом}.$$

3. Длительность фронта импульса, приходящаяся на один каскад,

$$t'_{\phi} = t_{\phi} / \sqrt{n} = 0,5 / \sqrt{2} = 0,35 \text{ мкс}.$$

Используя выражения (88) и (89), определяем предельную частоту транзистора второго каскада

$$f_{h21э} \geq \frac{2,2 r'_6}{2\pi h_{11э} [t'_{\phi} - 2,2 R'_{\text{н}} C_{\text{к}} h_{21э} - 2,2 R'_{\text{н}} C'_{\text{н}}]} \quad (98)$$

и для первого каскада усилителя

$$f_{h21э} \geq \frac{2,2}{2\pi [t'_{\phi} - 2,2 R'_{\text{н}} C_{\text{к}} h_{21э}]} \quad (99)$$

где $R'_{\text{н}} \approx R_{\text{к}} h_{11э} / (R_{\text{к}} + h_{11э})$.

Условиям (98) и (99) удовлетворяет транзистор типа ГТ310А, параметры которого при $I_{\text{К}} = 1$ мА и $U_{\text{КЭ}} = -5$ В имеют значения: $h_{21э\text{ср}} = 45$; $h_{11э} = 1$ кОм; $f_{h21э} = 160$ МГц; $C_{\text{к}} = 4$ пФ; $r'_6 = 75$ Ом; $I_{\text{КБЭ}} = 5$ мкА; $I_{\text{Кмакс}} = 10$ мА; $f_{h21э} = f_{h21э} / h_{21э} = 160 / 45 = 3,5$ МГц.

Для этого транзистора предельная частота f_{h213} согласно выражениям (98) и (99) должна удовлетворять условиям:

$$f_{h213} \geq \frac{2,2 \cdot 75}{6,28 \cdot 1 \cdot 10^3 (0,35 \cdot 10^{-6} - 2,2 \cdot 500 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 45 - 2,2 \cdot 500 \cdot 70 \cdot 10^{-12})} \approx 0,38 \text{ МГц};$$

$$f_{h213} \geq \frac{2,2}{6,28 (0,35 - 2,2 \cdot 600 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 45)} \approx 3,1 \text{ МГц},$$

которые в нашем примере выполняются.

4. Определяем режим покоя транзисторов. Выбор этого режима в импульсных усилителях имеет некоторые особенности по сравнению с усилителями низкой частоты. При относительно больших амплитудах $U_{\text{вых.и}}$ импульсного сигнала точку покоя P в зависимости от полярности импульсов целесообразно располагать не посередине, а в верхней или нижней части рабочего участка динамической входной и выходной характеристик транзистора. При этом рекомендуется следующий порядок определения точки покоя.

Находим амплитуду импульса коллекторного тока, необходимого для получения заданной амплитуды выходного импульса $U_{\text{вых.и}}$:

$$I_{\text{Ки}} = \frac{U_{\text{вых.и}}}{R'_n}.$$

Затем согласно условиям

$$I_{\text{КА}} = 0,5 I_{\text{Ки}} + I_3; \quad |U_{\text{КЭА}}| = 0,5 U_{\text{вых.и}} + U_3,$$

где $I_3 = (0,15 \div 0,3) I_{\text{Ки}}$ и $U_3 = (1,5 \div 2) |U_{\text{КЭнас}}|$ — ток и напряжение запаса, необходимые для предотвращения соответственно отсечки и насыщения коллекторного тока ($U_{\text{КЭнас}}$ — напряжение насыщения транзистора), на выходных характеристиках транзистора, определяем некоторую вспомогательную точку A с координатами $I_{\text{КА}}$ и $U_{\text{КЭА}}$ (рис. 56). Через эту точку проводим линию нагрузки для рассчитанного сопротивления резистора R'_n . Для этого от точки A откладываем значения $\Delta I_{\text{К}} = 0,5 I_{\text{Ки}}$ и $\Delta U_{\text{К}} = 0,5 U_{\text{вых.и}}$, как это показано на рис. 56, и получаем две точки, одна из которых определяет режим покоя $I_{\text{КП}}, U_{\text{КЭП}}$, а другая — пределы изменения тока $I_{\text{К}}$ и напряжения $U_{\text{КЭ}}$. При отрицательной (положительной) полярности входного импульса точкой покоя для транзистора типа $p-n-p$ является нижняя (верхняя) точка. На рис. 56 рассмотрен случай определения точки покоя P для случая отрицательного входного импульса.

Согласно этому в нашем примере для транзистора второго каскада, на вход которого поступает отрицательный импульс, получаем:

$$I_{\text{Ки}} = 2/0,5 = 4 \text{ мА}; \quad I_{\text{КА}} = 0,5 \cdot 4 + 0,25 \cdot 4 = 3 \text{ мА};$$

$$U_{\text{КЭА}} = 0,5 \cdot 2 + 1,5 \cdot 1 = 2,5 \text{ В},$$

где принято $I_3 = 0,25 I_{\text{Ки}}$; $|U_{\text{Кнас}}| = 1 \text{ В}$.

При этом по коллекторной характеристике находим: $I_{\text{КП}} = 1 \text{ мА}$, $U_{\text{КЭП}} = -3,5 \text{ В}$, $I_{\text{БП}} = 20 \text{ мкА}$, $I_{\text{КБ}} = 5 \text{ мА}$.

Переносим точку покоя с выходной на входную динамическую характеристику и находим $U_{ГЭП} = -0,23$ В.

5. Вычисляем сопротивления резисторов, определяющих режим покоя второго каскада. Оставляя принятое ранее сопротивление резистора $R_K = 1,5$ кОм, находим:

$$R_{Э2} = \frac{E_K - |U_{КЭП}| - I_{КП} R_K}{I_{КП} + I_{БП}} = \frac{8 - 3,5 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3}{(1 + 0,02) 10^{-3}} \approx 3 \text{ кОм};$$

$$R_4 = \frac{U_4}{I_{дел}} = \frac{3,23}{0,2 \cdot 10^{-3}} \approx 16 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{E_K - U_4}{I_{дел} + I_{БП}} = \frac{8 - 3,23}{(0,2 + 0,02) 10^{-3}} \approx 24 \text{ кОм},$$

где $U_4 = |U_{БЭП}| + I_{ЭП} R_{Э2} = 0,23 + (1 + 0,02) \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 \approx 3,23$ В и ток делителя $I_{дел} = I_{БП} = 10 \cdot 0,02 = 0,2$ мА.

6. Коэффициент усиления по напряжению K_2 и входное сопро-

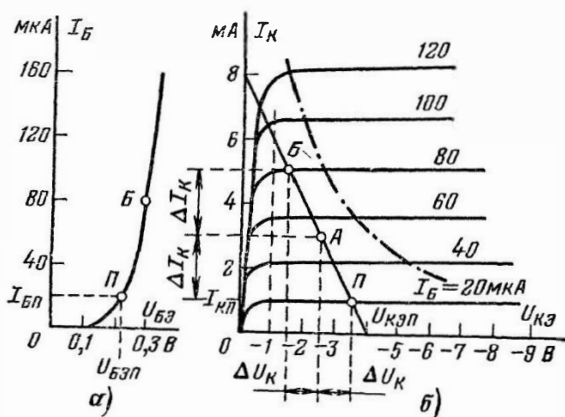


Рис. 56. Входная (а) и выходная (б) статические динамические характеристики транзистора типа ГТЗ10А.

тивление $R_{вх2}$ второго каскада соответственно равны:

$$K_2 \approx h_{21Э} \frac{R'_H}{R_{вх.Э}} = 45 \frac{0,5}{1,2} \approx 18;$$

$$\begin{aligned} R_{вх2} &= \frac{R_{вх.Э} R_3 R_4}{R_{вх.Э} R_3 + R_{вх.Э} R_4 + R_3 R_4} = \\ &= \frac{1,2 \cdot 16 \cdot 24}{1,2 \cdot 24 + 1,2 \cdot 16 + 16 \cdot 24} \approx 1 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

7. Длительность фронта, обусловленная вторым каскадом,

$$t_{\phi 2} \approx 2,2 [\tau_s + R'_H C_K h_{213} + R'_H C'_H] = \\ = 2,2 [3 \cdot 10^{-9} + 500 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 45 + 500 \cdot 70 \cdot 10^{-12}] \approx 0,3 \text{ мкс},$$

$$\text{где } \tau_s = 1/2\pi f_s = r'_s / 2\pi h_{113} f_{h213} =$$

$$= 75/6,28 \cdot 1,2 \cdot 10^3 \cdot 3,5 \cdot 10^6 \approx 3 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

При этом согласно выражению (90) допустимое значение длительности фронта первого каскада

$$t_{\phi 1} = \sqrt{t_{\phi}^2 - t_{\phi 2}^2} = \sqrt{0,5^2 - 0,3^2} = 0,4 \text{ мкс}.$$

8. Амплитуда входного импульса второго каскада

$$U_{\text{вх.и2}} = \frac{U_{\text{вых.и}}}{K_2} = \frac{2}{18} = 0,11 \text{ В}.$$

Требуемый коэффициент усиления первого каскада

$$K_1 \geq \frac{U_{\text{вх.и2}}}{U_{\text{вх.и}}} = \frac{0,11}{5 \cdot 10^{-3}} = 22.$$

9. Выбираем точку покоя транзистора первого каскада. Так как первый каскад работает в режиме малого сигнала, то выбор точки покоя для него не критичен. Однако при выборе точки покоя следует учитывать зависимость параметров транзистора от его режима, т. е. задаваться такими значениями $I_{\text{КП}}$ и $U_{\text{КЭП}}$, при которых коэффициент усиления тока базы h_{213} и граничная частота f_{h213} сравнительно велики, а емкость коллекторного перехода C_K мала. Обычно следует ориентироваться на режим, рекомендуемый в справочниках, т. е. тот режим, при котором определены параметры транзистора.

В нашем примере выбираем точку покоя транзистора первого каскада $I_{\text{КП}} = 1 \text{ мА}$, $U_{\text{КЭП}} = -5 \text{ В}$; $I_{\text{ГП}} = 20 \text{ мкА}$; $U_{\text{БЭП}} = -0,23 \text{ В}$.

10. Рассчитываем сопротивления резисторов первого каскада. Из выражения (89) находим максимальное значение сопротивления нагрузки переменному коллекторному току первого каскада

$$R'_{H1} \leq \frac{t_{\phi 1} - 2,2\tau_{h213}}{2,2C_K h_{213}} = \frac{0,4 \cdot 10^{-6} - 2,2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 45} \approx 720 \text{ Ом},$$

$$\text{где } \tau_{h213} = 1/2\pi f_{h213} = 1/6,28 \cdot 3,5 \cdot 10^6 \approx 0,05 \text{ мкс}.$$

Для получения требуемого коэффициента усиления K_1 сопротивление резистора R'_{H1} должно удовлетворять условию

$$R'_{H1} \geq \frac{K_1 R_{\text{вх.э}}}{h_{213}} \approx \frac{K_1 h_{113}}{h_{213}} = \frac{22 \cdot 1000}{45} \approx 440 \text{ Ом}.$$

Принимаем сопротивление $R'_{H1} = 600 \text{ Ом}$ и находим:

$$R_{\text{К1}} = \frac{R'_{H1} R_H}{R_H - R'_{H1}} = \frac{R'_{H1} R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх2}} - R'_{H1}} = \frac{0,6 \cdot 1}{1 - 0,6} = 1,5 \text{ кОм},$$

И далее

$$R_{\Sigma 1} = \frac{E_K - I_{K11} R_{K1} - |U_{KЭП}|}{I_{KП} + I_{БП}} = \frac{8 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 - 5}{(1 \cdot 0,02) 10^{-3}} \approx 1,5 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{I_{ЭП} R_{\Sigma 1} + |U_{БЭП}|}{I_{дел}} \approx \frac{1 \cdot 10^{-3} + 0,23}{0,2 \cdot 10^{-3}} \approx 8,5 \text{ кОм (8,2 кОм)};$$

$$R_3 = \frac{E_K - I_{дел} R_2}{I_{дел} + I_{БП}} = \frac{8 - 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3}{(0,2 + 0,02) 10^{-3}} \approx 13 \text{ кОм},$$

где $I_{дел} = 10 I_{БП} = 10 \cdot 0,02 = 0,2 \text{ мА}$.

При этом входное сопротивление первого каскада

$$R_{вх1} = \frac{R_{вх.э} R_1 R_2}{R_{вх.э} R_1 + R_{вх.э} R_2 + R_1 R_2} = \frac{1 \cdot 13 \cdot 8,2}{1 \cdot 13 + 1 \cdot 8,2 + 13 \cdot 8,2} \approx 0,83 \text{ кОм}.$$

11. Емкости конденсаторов усилителя, обеспечивающие допустимый спад вершины импульса, рассчитываем следующим образом. Распределяем относительный спад между разделительными конденсаторами C_p и конденсаторами C_a в эмиттерных цепях транзисторов. Имея в виду, что сопротивления в выражениях для постоянных времени разделительных конденсаторов намного больше, чем в выражениях для конденсаторов C_a , относительный спад вершины целесообразно распределить в соотношении

$$\frac{\delta_{C_a}}{\delta_{C_p}} = \frac{\delta - \delta_{C_p}}{\delta_{C_p}} = -\frac{\delta}{\delta_{C_p}} - 1 \approx 3 \div 4;$$

при таком условии удается получить не очень большие значения C_a .

Принимая в нашем примере $\delta_{C_a}/\delta_{C_p} = 4$, находим $\delta_{C_p} = \delta/5 = 0,05/5 = 0,01$.

Так как в выражениях для постоянных времени разделительных конденсаторов значения сопротивлений примерно одинаковы, то удобно задаться одинаковыми емкостями разделительных конденсаторов $C_{p1} = C_{p2} = C'_p = C_p$. При этом значение емкости C_p определяется по условию

$$t_n \left[\frac{1}{C_p (R_n + R_{вх1})} + \frac{1}{C_p (R_{к1} + R_{вх2})} + \frac{1}{C_p (R_{к2} + R_n)} \right] \leq \delta_{C_p},$$

откуда

$$C_p \geq \frac{t_n}{\delta_{C_p}} \left(\frac{1}{R_n + R_{вх1}} + \frac{1}{R_{к1} + R_{вх2}} + \frac{1}{R_{к2} + R_n} \right).$$

В нашем примере

$$C_p \geq \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0,01} \left(\frac{1}{(2 + 0,83) 10^3} + \frac{1}{(1,5 + 1) 10^3} + \frac{1}{(1,5 + 0,75) 10^3} \right) \approx 0,5 \text{ мкФ (0,68 мкФ)}.$$

Относительный спад, приходящийся на конденсаторы C_3 , $\delta_{C_3} = \delta - \delta_{C_p} = 0,05 - 0,01 = 0,04$. Принимая емкости конденсаторов C_3 одинаковыми, вычисляем их

$$C_3 \geq \frac{t_n}{\delta_{C_p}} \left[\frac{1}{R_{вх.61} + R_{н1}(1 - h_{216})} + \frac{1}{R_{вх.62} + R_{н1}(1 - h_{216})} \right],$$

В нашем примере

$$C_3 \geq \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0,04} \left[\frac{1}{22 + 2 \cdot 10^3(1 - 0,98)} + \frac{1}{26 + 1,5 \cdot 10^3(1 - 0,98)} \right] \approx \\ \approx 3,5 \text{ мкФ (4 мкФ)},$$

где для первого каскада

$$R_{вх.61} \approx h_{113}/h_{213} = 1000/45 \approx 22 \text{ Ом}; \quad h_{216} = h_{213}/(1 + h_{213}) = \\ = 45/(1 + 45) = 0,98$$

и для второго каскада

$$R_{вх.62} = h_{113}/h_{213} = 1200/45 \approx 26 \text{ Ом}; \quad h_{216} = 0,98,$$

При больших длительностях импульса t_n , когда емкости конденсаторов C_p и C_3 большие, при их расчете удобно задаться емкостями разделительных конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и C'_p (10—15 мкФ) и вычислить относительный спад, обусловленный этими конденсаторами:

$$\delta_{C_p} = t_n \left(\frac{1}{\tau_{Cp1}} + \frac{1}{\tau_{Cp2}} + \frac{1}{\tau_{вх}} \right),$$

Затем следует найти относительный спад, приходящийся на конденсаторы C_3 , и определить их емкости, как это показано выше.

При необходимости согласно выражениям (88) — (90) можно рассчитать реальную длительность фронта, приходящуюся на каждый каскад $t_{ф1}$, $t_{ф2}$, и общую длительность $t_{ф}$.

Расчет импульсного усилителя с коррекцией. В импульсном усилителе можно уменьшить искажения формы выходного импульса, применив в нем частотную коррекцию в области низких и высоких частот.

На рис. 57 изображена схема однокаскадного импульсного усилителя, в которой коррекция в области низких частот осуществляется фильтром низких частот $R_{ф}$, $C_{ф}$, а на высоких частотах — эмиттерной частотозависимой отрицательной обратной связью, создаваемой резистором R_3 и конденсатором C_3 . Коррекция обычно применяется в предварительных каскадах импульсного усилителя.

Следует иметь в виду, что ООС можно вводить, имея запас по усилению, так как в усилителе с ООС усиление напряжения K_0 меньше, чем в усилителе без обратной связи K_0 . Запас по усилению достигается выбором коэффициента усиления тока базы h_{213} больше требуемого значения $h_{213 \text{ тр.б.}}$.

В импульсном усилителе с коррекцией добиваются уменьшения длительности фронтов в 1,3—1,4 раза, поэтому с учетом соотношения

(89) длительность фронта импульса в усилителе с коррекцией можно представить в следующем виде:

$$t_{ф.кор} \approx \frac{t_{ф}}{1,35} \approx \frac{2,2\tau'_B}{1,35} = 1,8 \left[\tau_{h_{21Э}} + C_K h_{21Э} R'_H \frac{K_{0.с0}}{K_0} \right] \approx$$

$$\approx 1,8 \left[\tau_{h_{21Э}} + C_K h_{21Э} R'_H \frac{h_{21Э.тр.б}}{h_{21Э}} \right], \quad (100)$$

где τ'_B рассчитывается с учетом ООС, применение которой эквивалентно уменьшению сопротивления резистора R'_H в $K_{0.с0}/K_0 \approx h_{21Э.тр.б}/h_{21Э}$ раз.

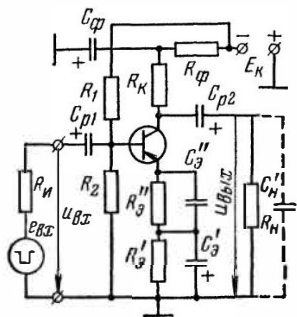


Рис. 57. Схема однокаскадного импульсного усилителя с коррекцией фронта и вершины импульса.

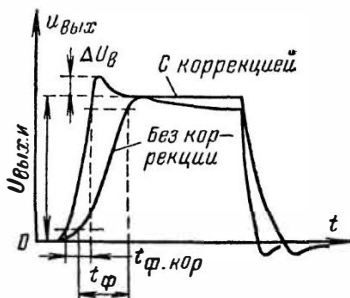


Рис. 58 Форма выходного импульса усилителя без коррекции и с коррекцией.

Из соотношения (100) получаем следующее выражение для предварительного выбора транзистора по предельной частоте:

$$f_{h_{21Э}} \geq \frac{0,288}{t_{ф.кор} - 1,8C_K h_{21Э} R'_H h_{21Э.тр.б}/h_{21Э}} =$$

$$= \frac{0,288}{t_{ф.кор} - 1,8C_K R'_H h_{21Э.тр.б}}, \quad (101)$$

где $t_{ф.кор}$ — заданная длительность фронта импульса в усилителе с коррекцией.

При коррекции фронта импульса на его вершине может появиться выброс ΔU_B (рис. 58). Элементы ОС выбираются согласно выражениям:

$$R'_э = h_{21Б} R'_H \frac{h_{21Э} - h_{21Э.тр.б}}{h_{21Э.тр.б} h_{21Э}}; \quad (102)$$

$$C'_э = \frac{k\tau_B (R'_э - R_{вх.б})}{R'_э R_{вх.б}}, \quad (103)$$

где коэффициент k рекомендуется выбирать в пределах 2—3.

Емкость цепи коррекции вершины импульса рассчитывают по формуле

$$C_{\Phi} = \frac{\tau_n}{R_K}, \quad (104)$$

где τ_n — постоянная времени схемы в области низких частот.
Для схемы на рис. 57

$$\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_{C'_{\Sigma}}} + \frac{1}{\tau_{C_{p1}}} + \frac{1}{\tau_{C_{p2}}},$$

$$\begin{aligned} \text{а } \tau_{C'_{\Sigma}} &= C'_{\Sigma} [R_n (1 - h_{216}) + R_{\text{вх.б}}]; \quad \tau_{C_{p1}} = C_{p1} (R_n + R_{\text{вх}}); \\ \tau_{C_{p2}} &= C_{p2} (R_K + R_n). \end{aligned}$$

Сопротивление резистора R_{Φ} выбирают из условия $R_{\Phi} C_{\Phi} \geq (5 \div 10) t_n$,
откуда

$$R_{\Phi} \geq \frac{(5 \div 10) t_n}{C_{\Phi}}; \quad (105)$$

Остальные параметры схемы усилителя с коррекцией (рис. 57) рассчитываются так же, как в усилителе без коррекции. При этом сопротивление температурной стабилизации $R_{\Sigma} = R'_{\Sigma} + R''_{\Sigma}$, а сопротивление коллекторной цепи постоянному току равно сумме $R_{\Sigma} = R_K + R_{\Phi}$. Поэтому здесь рассмотрим пример расчета только элементов коррекции усилителя. Остальные элементы схемы будем полагать такими же, как в первом каскаде усилителя без коррекции.

Предположим, на выходе усилителя с коррекцией требуется получить выходной импульс с той же длительностью, что в рассмотренном выше примере, но с меньшей длительностью фронта $t_{\Phi} = 0,2$ мкс. Пусть выбран один каскад усилителя на транзисторе с коэффициентом $h_{21\text{э.треб}} = 20$.

Взяв для получения запаса по усилению транзистор типа П310А с коэффициентом $h_{21\text{э}} = 65$ и частотой $f_{h_{21\text{э}}} = 2,5$ МГц, проверяем возможность использования его по предельной частоте. Для этого по формуле (101) вычисляем требуемое значение предельной частоты транзистора

$$f_{h_{21\text{э.треб}}} \geq \frac{0,288}{0,2 \cdot 10^{-6} - 1,8 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 600 \cdot 20} \approx 2,5 \text{ МГц},$$

которая должна удовлетворять условию $f_{h_{21\text{э}}} \geq f_{h_{21\text{э.треб}}}$; в нашем примере это условие выполняется. Согласно выражениям (102) и (103) определяем сопротивление и емкость цепи ОС:

$$R'_{\Sigma} = 0,985 \cdot 600 \frac{65 - 20}{65 \cdot 20} \approx 21 \text{ Ом (22 Ом)};$$

$$C'_{\Sigma} = \frac{2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} (22 - 15)}{22 \cdot 15} \approx 0,8 \cdot 10^{-8} \text{ Ф (8,2} \cdot 10^3 \text{ пФ)},$$

где

$$\begin{aligned} \tau_n &= \tau_{h_{21\text{э}}} + R'_K C_K (1 + h_{21\text{э}}) = 0,63 \cdot 10^{-7} + 600 \cdot 4 \cdot 10^{-12} (1 + 65) \approx \\ &\approx 0,2 \text{ мкс}; \quad h_{216} = h_{21\text{э}} / (1 + h_{21\text{э}}) = 65 / (1 + 65) \approx 0,985; \quad R_{\text{вх.б}} \approx h_{11\text{э}} / h_{21\text{э}} = \end{aligned}$$

$= 10^3/65 \approx 15$ Ом; $\tau_{h213} = 1/2\pi f_{h213} = 1/6,28 \cdot 2,5 \cdot 10^6 \approx 0,63 \cdot 10^{-7}$ с и принят $k=2$. Учитывая, что $R_3 = 3$ кОм, находим $R'_3 = R_3 - R''_3 = 3 \cdot 10^3 - 22 \approx 3$ кОм.

Из условия $R_k + R_\Phi = R_\Sigma = 1,5$ кОм определяем сопротивление $R_k = R_\Sigma - R_\Phi$. Подставляя значение R_k в уравнение (104) и решая его совместно с (105), получаем следующее выражение для сопротивления резистора фильтра:

$$R_\Phi = \frac{R_\Sigma (5 \div 10) t_H}{\tau_H + (5 \div 10) t_H}.$$

В нашем примере

$$\frac{1}{\tau_H} = \frac{1}{\tau_{C'3}} + \frac{1}{\tau_{Cp1}} + \frac{1}{\tau_{Cp2}} = \frac{1}{1,4 \cdot 10^{-4}} + \frac{1}{2,6 \cdot 10^{-3}} + \frac{1}{1,8 \cdot 10^{-3}} \approx \frac{1}{1,4 \cdot 10^{-4}} \text{ 1/с};$$

$$\tau_{C'3} = C'_3 [R_H (1 - h_{216}) + R_{BX.6}] = 4 \cdot 10^{-6} [2 \cdot 10^3 (1 - 0,985) + 15] \approx 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ с};$$

$$\tau_{Cp1} = C_{p1} (R_H + R_{BX}) = 0,68 \cdot 10^{-6} (2 + 1,6) \cdot 10^3 \approx 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$\tau_{Cp2} = C_{p2} (R_k + R_H) = 0,68 \cdot 10^{-6} (1,5 + 1) \approx 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$R_{BX} = \frac{R_{BX \text{ ос}} R_1 R_2}{R_{BX \text{ ос}} R_1 + R_{BX \text{ ос}} R_2 + R_1 R_2} = \frac{2,4 \cdot 13,8,2}{2,4 \cdot 13 + 2,4 \cdot 8,2 + 13,8,2} \approx 1,6 \text{ кОм};$$

$$R_{BX \text{ ос}} \approx h_{113} + R'_3 h_{213} = 1 \cdot 10^3 + 22 \cdot 65 \approx 2,4 \text{ кОм};$$

$$R_\Phi = \frac{1,5 \cdot 10^3 (5 \div 10) \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{1,4 \cdot 10^{-4} + (5 \div 10) 5 \cdot 10^{-6}} \approx 230 \div 400 \text{ Ом (390 Ом)}.$$

При этом получаем $R_k = 1,5 \div 0,39 \approx 1,1$ кОм и емкость конденсатора фильтра

$$C_\Phi = \frac{\tau_H}{R_k} \approx \frac{1,4 \cdot 10^{-4}}{1,1 \cdot 10^3} \approx 0,127 \text{ мкФ (0,15 мкФ)}.$$

Одну корректирующую цепь R_Φ, C_Φ можно использовать для коррекции искажений вершины импульса нескольких каскадов. При взаимной коррекции в выражение (104) вместо τ_H одного каскада подставляют эквивалентную постоянную времени $\tau_{\Sigma \text{ экв}}$, определяемую по формуле $1/\tau_{\Sigma \text{ экв}} = \sum_{i=1}^n 1/\tau_{Hi}$, где τ_{Hi} — постоянная времени i -й цепи, вносящей искажения вершины импульса.

Расчет мультивибраторов

Мультивибратором называется релаксационный генератор импульсов, форма которых близка к прямоугольной.

Мультивибраторы могут работать в трех режимах: автоколебательном, синхронизации и ждущем. Автоколебательный режим и режим синхронизации близки между собой, так как в обоих случаях мультивибратор работает как генератор с самовозбуждением. Отличительной особенностью режима синхронизации является воздействие на мультивибратор синхронизирующего напряжения. В результате

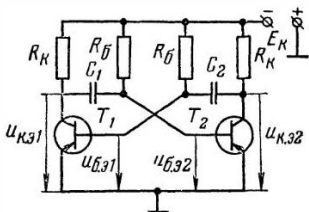
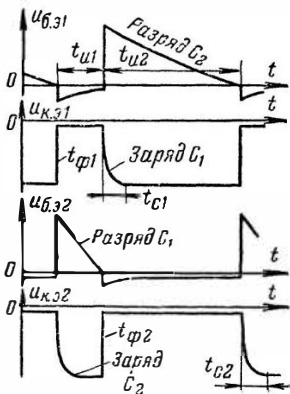


Рис. 59. Схема мультивибратора на $p-n-p$ транзисторах.

Рис. 60. Временные диаграммы напряжений мультивибратора.



этого частота колебаний мультивибратора изменяется и становится равной или кратной частоте синхронизирующего напряжения.

В ждущем режиме мультивибратор вырабатывает импульсы только тогда, когда на вход его поступают запускающие импульсы, поэтому ждущие мультивибраторы называются также одновибраторами и кипп-реле.

Автоколебательные мультивибраторы (их обычно называют просто мультивибраторами) выполняют функции задающих генераторов, делителей частоты следования импульсов и т. п. Ждущие мультивибраторы используются как формирователи импульсов заданной амплитуды и длительности, а также в устройствах плавной регулируемой временной задержки импульсов.

Мультивибраторы. Наиболее распространенная схема мультивибратора на транзисторах $p-n-p$ типа показана на рис. 59, а на рис. 60 приведены временные диаграммы напряжений для случая несимметричной схемы. Выходными напряжениями мультивибратора являются $U_{к.з1}$ и $U_{к.з2}$, однако в отдельных случаях могут использоваться и напряжения $U_{б.з1}$ и $U_{б.з2}$.

Методику расчета рассмотрим на примере, когда требуется рассчитать элементы схемы несимметричного мультивибратора, у которого выходным является напряжение, снимаемое с коллектора транзистора T_1 . Исходные данные: амплитуда положительного импульса $U_{к.и} = 12$ В, длительность $t_{ц1} = 10$ мкс, длительность фронта $t_{ф1} \leq 1,0$ мкс, длительность среза $t_{с1} \leq 2$ мкс, период следования $T = 40$ мкс, сопротивление нагрузки $R_n = 2$ кОм, максимальная температура окружающей среды $t_{окр} = +40^\circ\text{C}$.

1. Выбор типа транзистора. Транзистор выбирается по предельной частоте $f_{h21\delta}$, максимально допустимому напряжению $U_{КБ\max}$ и статическому коэффициенту передачи по току $h_{21\delta}$.

Так как скважность определяется выражением $Q = 1 + 0,23 \frac{h_{21\delta}}{K_{нас}}$ то транзистор должен иметь коэффициент передачи по току

$$h_{21\delta} \geq \frac{Q-1}{0,23} K_{нас} \quad (106)$$

Необходимое значение предельной частоты выбираемого транзистора $f_{h21\delta}$ находится из следующих соображений. Малое значение длительности фронта импульса $t_{ф2} \approx \tau'_\alpha \approx \tau_\alpha + R_k C_k$ получится в том случае, если постоянная времени заряда емкости C_1 отвечает условию $R_k C_1 \geq (5 \div 10) \tau'_\alpha$. Обычно $\tau_\alpha \gg R_k C_k$, и поэтому можно принять $R_k C_1 \approx 10 \tau_\alpha$.

Так как $R_k = R_5 \frac{K_{нас}}{h_{21\delta}}$, то $R_5 C_1 \frac{K_{нас}}{h_{21\delta}} \approx 10 \tau_\alpha$. Но $t_{н1} \approx 0,7 R_5 C_1$, и поэтому

$$\frac{t_{н1}}{0,7} \frac{K_{нас}}{h_{21\delta}} \approx 10 \tau_\alpha \approx \frac{10}{2\pi f_{h21\delta}} :$$

Используя выражение для $h_{21\delta}$, после преобразований получаем

$$f_{h21\delta} \geq 5 \frac{Q-1}{t_{н1}} : \quad (107)$$

В нашем примере скважность импульса $Q = T/t_n = 40/10 = 4$ и требуемое значение

$$f_{h21\delta} \geq 5 \frac{Q-1}{t_{н1}} = 5 \frac{4-1}{10 \cdot 10^{-6}} = 1,5 \text{ МГц.}$$

Необходимое напряжение источника питания $E_K = (1,1 \div 1,2) U_{К1и} = (1,1 \div 1,2) 12 = (13,2 \div 14,4) \text{ В}$. Принимаем $E_K = 14 \text{ В}$. Тогда $U_{КБ\max} \geq 2E_K = 2 \cdot 14 = 28 \text{ В}$. Коэффициент передачи тока вычисляем по формуле (106). Коэффициент насыщения $K_{нас}$ в мультивибраторе выбирают в пределах 2—3. Меньшее значение брать нежелательно, так как увеличивается длительность фронта импульса, а при большом значении сильно возрастает длительность импульса за счет времени рассасывания. Таким образом, $h_{21\delta} \geq \frac{4-1}{0,23} \cdot 2 = 26$.

По рассчитанным параметрам выбираем транзистор МП20А, у которого: $U_{КБ\max} = 30 \text{ В}$; импульсный ток коллектора $I_{Ки} = 300 \text{ мА}$; обратный ток коллектора $I_{КБО} = 50 \text{ мкА}$; $f_{h21\delta} = 2,0 \text{ МГц}$; $h_{21\delta} = 50 \div 150$; наибольшая температура коллекторного перехода $t_{к.\max}^\circ = +85^\circ \text{C}$.

2. Сопротивление резистора (см. рис. 59)

$$R_k \geq \frac{U_{Ки}}{I_{К\text{нас}}} \quad (108)$$

Ток коллектора насыщения $I_{K_{\text{нас}}}$ определяется с учетом температуры окружающей среды по выражению

$$I_{K_{\text{нас}}} \leq I_{K_{\text{и}}} \sqrt{\frac{t_{K_{\text{макс}}}^{\circ} - t_{\text{окр}}^{\circ}}{t_{K_{\text{макс}}}^{\circ} - 20^{\circ}}} = 300 \sqrt{\frac{70 - 40}{70 - 20}} \approx 232 \text{ мА}; \quad (109)$$

$$R_K \geq \frac{12}{232 \cdot 10^{-3}} \approx 51,7 \text{ Ом}.$$

Минимально допустимое значение выбирать не следует, так как при этом будет неэкономичным режим работы мультивибратора. С другой стороны, при малом сопротивлении резистора R_K уменьшается длительность среза импульса и увеличивается нагрузочная способность схемы. Поэтому на данном этапе расчета R_K можно выбирать из условия $R_K = (0,1 \div 0,15) R_{\text{н}}$ и после расчета емкостей конденсаторов C_1 и C_2 произвести проверку — удовлетворяется ли заданное значение t_{c1} . Так как $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$, то $R_K = (0,1 \div 0,15) 2 \cdot 10^3 = 200 \div 300 \text{ Ом}$. Принимаем $R_K = 270 \text{ Ом}$.

3. Сопротивление резистора R_6 определяется из условия режима насыщения открытого транзистора. Поэтому

$$R_6 = \frac{h_{21Э} R_K}{K_{\text{нас}}} = \frac{50 \cdot 270}{2} = 6750 \text{ Ом (6,8 кОм)},$$

4. Проверяем выполнение условия температурной стабильности схемы.

$$I_{K_{\text{БО макс}}} = I_{K_{\text{БО}}} \cdot 2^{\frac{t_{\text{окр}}^{\circ} - 20^{\circ}}{10^{\circ}}} = 50 \cdot 2^{\frac{40 - 20}{10}} \approx 200 \text{ мкА},$$

$$\frac{I_{K_{\text{БО макс}}} R_6}{E_K} = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 6,8 \cdot 10^3}{14} = 0,097 \ll 1.$$

На основании полученного неравенства можно не учитывать влияния обратного тока коллектора на длительность и период следования импульса.

5. Вычисляем емкости конденсаторов C_1 и C_2 . Так как с учетом п. 4 $t_{\text{н1}} \approx 0,7 R_6 C_1$ и $t_{\text{н2}} \approx 0,7 R_6 C_2$, то

$$C_1 \approx \frac{t_{\text{н1}}}{0,7 R_6} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{0,7 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 2100 \text{ пФ};$$

$$C_2 \approx \frac{t_{\text{н2}}}{0,7 R_6} = \frac{T - t_{\text{н1}}}{0,7 R_6} = \frac{(40 - 10) \cdot 10^{-6}}{0,7 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 6300 \text{ пФ}.$$

Требуемая емкость конденсатора C_1 получается при параллельном соединении емкостей 2000 и 100 пФ, а конденсатора C_2 — 6200 и 100 пФ.

6. Проверяем длительности фронта и среза импульса $t_{\Phi 1}$ и t_{c1} , $t_{\Phi 2}$ и t_{c2} :

$$t_{\Phi 1} \approx t_{\Phi 2} \approx 2\tau_{\alpha} \approx 2 \frac{0,16}{f_{h21Б}} \approx 2 \frac{0,16}{2 \cdot 10^6} = 0,16 \text{ мкс};$$

$$t_{c1} \approx 2,3 R_K C_1 \approx 2,3 \cdot 270 \cdot 2100 \cdot 10^{-12} = 1,3 \text{ мкс};$$

$$t_{c2} \approx 2,3 R_K C_2 \approx 2,3 \cdot 270 \cdot 6300 \cdot 10^{-12} = 3,9 \text{ мкс}.$$

Таким образом, полученные значения $t_{\phi 1}$ и t_{c1} не превышают заданных.

Недостатком рассмотренного мультивибратора (рис. 59) является возможность жесткого самовозбуждения, т. е. такого режима, при котором мультивибратор не будет генерировать колебания после включения источника питания. Это происходит вследствие того, что оба транзистора окажутся в режиме насыщения и условие развития регенеративного процесса не будет выполняться.

Для исключения жесткого самовозбуждения необходимо использовать такую связь между каскадами, при которой транзисторы после включения не заходят в режим насыщения.

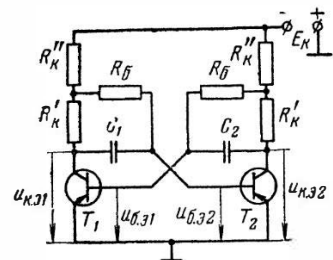


Рис. 61. Схема мультивибратора на $p-n-p$ транзисторах с управляемым смещением.

Этим условиям удовлетворяет мультивибратор с управляемым смещением (см. рис. 61), временные диаграммы которого не отличаются от изображенных на рис. 60.

Воспользуемся исходными данными, полученными на с. 107, и произведем выбор элементов мультивибратора.

1. Выбор транзистора производится так же, как в схеме рис. 59, поэтому применяем транзистор МП20А.

2. Находим сопротивление резистора R_k :

$$R_k \geq \frac{U_{Kи}}{I_{K \text{ нас}}} = \frac{12}{232 \cdot 10^{-3}} = 51,7 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_k = 270 \text{ Ом.}$

3. Определяем сопротивления резисторов R'_k и R''_k . Выбираем отношение $d = R'_k / R_k$. Для обеспечения лучшего режима самовозбуждения необходимо выбирать d как можно меньше. Однако при малых d возрастает температурная нестабильность временных параметров мультивибратора. Обычно $d = 0,4 \div 0,6$. Задаемся $d = 0,5$ и находим $R'_k = d R_k = 0,5 \cdot 270 = 135 \text{ Ом.}$ $R''_k = (1 - d) R_k = (1 - 0,5) \cdot 270 = 135 \text{ Ом.}$ Выбираем $R'_k = R''_k = 130 \text{ Ом.}$

4. Расчет сопротивления резисторов R_b . Для создания мягкого режима самовозбуждения необходимо, чтобы $R_b > d h_{21} (R'_k + R''_k)$, т. е. $R_b > 0,5 \cdot 20 (130 + 130) = 2,6 \text{ кОм.}$

Для обеспечения режима насыщения R_b следует определять по условию

$$R_b = \frac{h_{213} (R'_k + R''_k)}{K_{\text{нас}}} = \frac{2 (130 + 130)}{2} = 2,6 \text{ кОм.}$$

Так как полученное значение R_b не удовлетворяет условию мягкого самовозбуждения, то выбираем $R_b = 3,0 \text{ кОм}$ и проверяем усло-

вне насыщения, которое должно выполняться для получения плоской вершины импульса:

$$K_{\text{нас}} = \frac{h_{21э} (R'_K + R''_K)}{R_6} = \frac{20 (130 + 130)}{3 \cdot 10^3} \approx 1,7.$$

Полученное значение коэффициента насыщения обеспечивает хорошую форму вершины положительного импульса.

В тех случаях, когда $K_{\text{нас}}$ окажется близким к единице, необходимо изменить значение d и сделать пересчет сопротивлений резисторов.

5. Вычисляем емкости конденсаторов C_1 и C_2 :

$$C_1 \approx \frac{t_{\text{н1}}}{R_6 \ln \left(2 + \frac{R''_K}{R'_K} \right)} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^3 \ln \left(2 + \frac{130}{130} \right)} = 3030 \text{ пФ};$$

$$C_2 \approx \frac{T - t_{\text{н1}}}{R_6 \ln \left(2 + \frac{R''_K}{R'_K} \right)} = \frac{(40 - 10) \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^3 \ln \left(2 + \frac{130}{130} \right)} = 9090 \text{ пФ}.$$

Выбираем $C_1 = 3000 \text{ пФ}$, а $C_2 = 9100 \text{ пФ}$.

6. Проверяем длительности среза импульса:

$$t_{c1} \approx 2,3 (R'_K + R''_K) C_1 = 2,3 (130 + 130) \cdot 3000 \cdot 10^{-12} = 1,8 \text{ мкс};$$

$$t_{c2} \approx 2,3 (R'_K + R''_K) C_2 = 2,3 (130 + 130) 9100 \cdot 10^{-12} = 5,5 \text{ мкс}.$$

7. Длительности фронта импульсов определяются так же, как и в схеме мультивибратора на рис. 59.

Ждущий мультивибратор. Наибольшее распространение имеет ждущий мультивибратор с эмиттерной связью (рис. 62), временные диаграммы напряжения которого показаны на рис. 63.

Выходные импульсы снимаются с коллектора транзистора T_2 . Они имеют отрицательную полярность и лучшую форму по сравнению с импульсами на коллекторе транзистора T_1 .

Произведем расчет ждущего мультивибратора для следующих исходных данных: амплитуда выходных импульсов $U_{\text{Кн}} = 9 \text{ В}$; длительность импульса $t_{\text{н}} = 20 \text{ мкс}$; период следования импульсов $T = 120 \text{ мкс}$; максимальная температура окружающей среды $t_{\text{окр}}^{\circ} = +40^{\circ}\text{C}$.

1. Выбор транзистора определяется теми же параметрами, что и в мультивибраторе. Предельная частота $f_{h216} \geq 5 \frac{Q-1}{t_{\text{н}}}$. Так как $Q = T/t_{\text{н}} = 120/20 = 6$, то

$$f_{h216} \geq 5 \frac{6-1}{20 \cdot 10^{-6}} = 1,25 \text{ МГц}.$$

Напряжение источника питания $E_K = 1,1 (U_{\text{Кн}} + U'_1)$, где U'_1 — напряжение на резисторе R_1 до подачи входных импульсов.

Обычно принимают $U_1' \approx (0,2 \div 0,3) E_K$. Поэтому выбираем $U_1' \approx 0,25 E_K$, и тогда $E_K \approx 1,5 U_{Кн} = 1,5 \cdot 9 = 13,5$ В. Принимаем $E_K = 14,5$ В. Следовательно, $U_{КБмакс} = 2E_K = 2 \cdot 14,5 = 29$ В. Требуемый коэффициент передачи по току

$$h_{21Э} \geq \frac{Q - 1}{0,23} K_{нас}$$

В ждущих мультивибраторах $K_{нас} \approx 1,2 \div 1,4$. Тогда $h_{21Э} \geq \frac{6-1}{0,23} \cdot 1,3 = 28$. По рассчитанным параметрам подходит транзистор МП20А, который был использован в расчете мультивибратора.

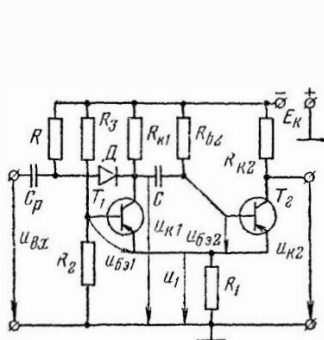


Рис. 62. Схема ждущего мультивибратора на $p-n-p$ транзисторах.

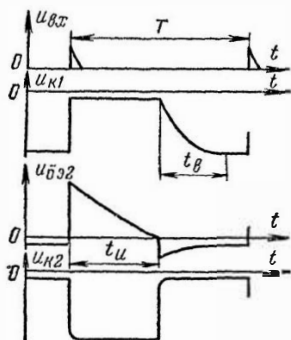


Рис. 63. Временные диаграммы напряжений ждущего мультивибратора.

2. Рассчитываем сопротивления резисторов $R_{к2}$ и R_1 . Определяем допустимый ток коллектора транзисторов T_2 в режиме насыщения при заданной температуре $t_{окр} = +40^\circ \text{C}$:

$$I_{Кнас} = 300 \sqrt{\frac{70 - 40}{70 - 20}} \approx 232 \text{ мА.}$$

Тогда

$$R_{к2} \geq \frac{U_{Кн}}{I_{К2нас}} = \frac{9}{232 \cdot 10^{-3}} = 39 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_{к2} = 270 \text{ Ом}$

Вычисляем R_1 по формуле

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{U_1' h_{21Э} R_{к2}}{(h_{21Э} + K_{нас}) (E_K - U_1')} = \\ &= \frac{0,25 \cdot 14,5 \cdot 270}{(50 + 1,3) (14,5 - 0,25 \cdot 14,5)} = 84,6 \text{ Ом (91 Ом)}. \end{aligned}$$

3. Сопротивление резистора $R_{K1} = (2 \div 3) R_{K2} = (2 \div 3) 270 = (540 \div 810) \text{ Ом } (750 \text{ Ом})$.

4. Сопротивление резистора R_3 определяем из неравенства

$$R_3 \leq \frac{h_{21Э} (R_{K1} - R_{K2})}{K_{\text{нас}}} = \frac{50 (750 - 270)}{1,3} \approx 18,4 \text{ кОм } (18 \text{ кОм}).$$

Сопротивление резистора

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 h_{21Э}}{h_{21Э} R_{K1} - K_{\text{нас}} R_3} = \frac{91 \cdot 18 \cdot 10^3 \cdot 50}{50 \cdot 750 - 1,3 \cdot 18 \cdot 10^3} = 5,8 \text{ кОм } (5,6 \text{ кОм}).$$

5. Сопротивление резистора R_6 [6]

$$R_{62} = \frac{h_{21Э} R_{K2}}{K_{\text{нас}}} = \frac{50 \cdot 270}{1,3} = 10\,400 \text{ Ом } (10 \text{ кОм}).$$

Проверяем влияние обратного тока коллектора на длительность импульса:

$$\frac{I_{КБ\text{Оманс}} R_{62}}{E_K} = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{14,5} = 0,137 \ll 1,$$

Таким образом, влияние будет незначительным.

6. Емкость конденсатора C [6]

$$C = \frac{t_n}{R_6 \ln \frac{2 - R_1 \left(\frac{1}{R_{K1} + R_1} + \frac{1}{R_{K2} + R_1} \right)}{1 - \frac{R_1}{R_{K1} + R_1}}} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \ln \frac{2 - 91 \left(\frac{1}{750 + 91} + \frac{1}{270 + 91} \right)}{1 - \frac{91}{750 + 91}}} = 740 \text{ пФ } (750 \text{ пФ}).$$

7. Проверяем длительности фронта и среза импульса. Длительности $t_{\Phi} \approx t_c \approx 3\tau_{\alpha} = 3 \frac{0,16}{f_{h21Э}} = \frac{3 \cdot 0,16}{2 \cdot 10^6} = 0,24 \text{ мкс}$. При таких значениях t_{Φ} и t_c форма импульса будет вполне удовлетворительной.

8. Время восстановления, т. е. время заряда емкости C после окончания обратного переброса

$$t_B \approx 4R_{K1} C \approx 4 \cdot 750 \cdot 740 \cdot 10^{-12} \approx 2,2 \text{ мкс},$$

Проверяем, успевает ли зарядиться емкость C до прихода следующего импульса $t_n = T - t_n = 120 - 20 = 100 \text{ мкс}$. Следовательно, $t_B \ll t_n$ и схема будет успевать возвращаться в исходное состояние задолго до прихода следующего импульса. Поэтому можно несколько увели-

чить сопротивления резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ с тем, чтобы облегчить режимы работы транзисторов.

9. Выбор сопротивления резистора R , емкости конденсатора C_p и диода D .

Сопротивление резистора выбирается из условия $R \geq (5+6) R_{к1}$. Такой выбор обеспечивает малое влияние этого резистора на процесс переброса схемы. Следовательно, $R \geq (5+6) \cdot 750 = 3,75 \div 4,5$ кОм.

Принимаем $R = 4,3$ кОм.

Емкость C_p должна за промежуток времени между входными импульсами успевать разрядиться. Поэтому постоянная разряда этой емкости должна быть в несколько раз меньше периода следования импульсов. Обычно принимают:

$$C_p (R + R_{и}) \leq \frac{T}{5 + 6},$$

В этом выражении $R_{и}$ — сопротивление источника сигнала. Если оно заранее неизвестно, то его можно принять равным 1 кОм, а при настройке схемы уточнить и внести поправку на значение C_p :

$$C_p \leq \frac{T}{(5 + 6) (R + R_{и})} = \frac{120 \cdot 10^{-6}}{(5 + 6) (4,3 + 1,0) 10^3} = 3780 \div 4530 \text{ пФ (4300 пФ)}.$$

Диод выбирается по значению допустимого обратного напряжения. В нашем случае подходят диоды Д9В, Д9Г, Д9Д, Д9И и Д9К, у которых максимальное обратное напряжение $U_{обр. макс} = 30 \text{ В} > 2E_K$.

Ждущий мультивибратор с эмиттерным повторителем. Существенным недостатком ждущего мультивибратора с эмиттерной связью (рис. 62) является то, что время восстановления у него может достигать 25—30% длительности генерируемых импульсов. Объясняется это тем, что сопротивление резистора $R_{к1}$ в цепи коллектора транзистора T_1 не может быть малым, а это вызывает увеличение времени заряда конденсатора C . От этого недостатка свободна схема, приведенная на рис. 64. При генерировании импульса времязадающий конденсатор C работает в тех же условиях, что и в обычном ждущем мультивибраторе. После окончания этапа формирования импульса начинается заряд конденсатора C не через резистор $R_{к1}$, а через выходное сопротивление ЭП, которое существенно меньше $R_{к1}$. Поэтому время восстановления значительно сокращается. Это позволяет увеличить частоту повторения импульсов и улучшить их форму на коллекторе транзистора T_1 (рис. 65). Произведем расчет ждущего мультивибратора с ЭП.

Исходные данные: амплитуда выходных импульсов $U_{Кн} = 9 \text{ В}$; длительность импульса $t_n = 20$ мкс, период следования импульсов $T = 120$ мкс; максимальная температура окружающей среды $t_{окр} = +40^\circ \text{ С}$.

1. Выбор транзисторов основной схемы производится так же, как при расчете схемы рис. 59:

$$Q = \frac{T}{t_n} = \frac{120}{20} = 6; \quad f_{н216} \geq 5 \frac{Q - 1}{t_n} = 5 \frac{6 - 1}{2 \cdot 10^{-6}} = 1,25 \text{ МГц}.$$

$$E_K = 1,1 (U_{Кн} + U'_1) = 1,1 (U_{Кн} + 0,25 E_K)$$

$$E_K \approx 1,5 U_{Кн}. U'_1 = 0,25 E_K.$$

Таким образом, $E_K \approx 1,5 \cdot 9 = 13,5$ В.

Выбираем $E_K = 14,5$ В; $U'_1 = 3,6$ В; $U_{КБмакс} = 2E_K = 2 \cdot 14,5 = 29$ В.

Требуемый коэффициент усиления по току

$$h_{21Э} = \frac{Q-1}{0,23} K_{нас} = \frac{6-1}{0,23} 1,3 = 28.$$

При применении эмиттерного повторителя можно выбирать транзисторы, у которых коэффициент усиления по току меньше рассчитанного значения, либо при том же значении $h_{21Э}$ получать большие значения Q . В данном примере расчета выбираем транзистор МП20А.

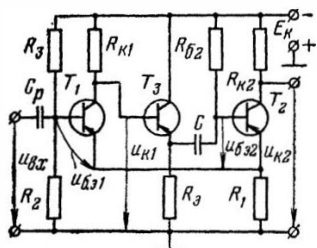


Рис. 64. Схема ждущего мультивибратора на $p-n-p$ транзисторах с эмиттерным повторителем.

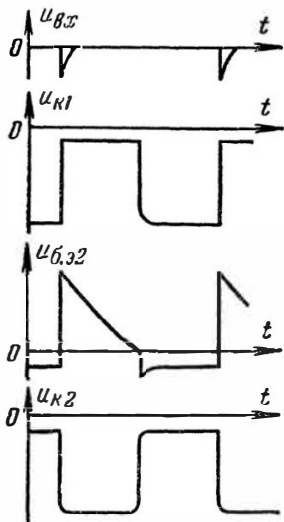


Рис. 65. Временные диаграммы напряжений ждущего мультивибратора с эмиттерным повторителем.

2. Рассчитываем сопротивления резисторов R_{K2} и R_1 . Допустимый ток коллектора в режиме переключения при $t_{окр}^{\circ} = +40^{\circ}\text{C}$ $I_{K2нас} \approx 232$ мА. Поэтому

$$R_{K2} \geq \frac{U_{Кн}}{I_{K2нас}} = \frac{9}{232 \cdot 10^{-3}} = 39 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_{K2} = 270$ Ом.

$$R_1 = \frac{U'_1 h_{21Э} R_{K2}}{(h_{21Э} + K_{нас})(E_K - U'_1)} = \frac{3,6 \cdot 50 \cdot 270}{(50 + 1,3)(14,5 - 3,6)} = 84,6 \text{ Ом.}$$

Принимаем $R_1 = 91$ Ом.

3. Выбираем сопротивление резистора $R_{K1} = (2-3)R_{K2} = (2-3)270 = 540 \div 810 \text{ Ом}$ (750 Ом).

4. Рассчитаем сопротивления резисторов делителя:

$$R_3 \leq \frac{h_{21Э}(R_{K1} - R_{K2})}{K_{нас}} = \frac{50(750 - 270)}{1,3} = 18,4 \text{ кОм} (18 \text{ кОм});$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 h_{21Э}}{h_{21Э} R_{K1} - K_{нас} R_3} = \frac{91 \cdot 18 \cdot 10^3 \cdot 50}{50 \cdot 750 - 1,3 \cdot 18 \cdot 10^3} = 5,8 \text{ кОм} (5,6 \text{ кОм}).$$

5. Сопротивление резистора R_{B2} определяется из выражения

$$R_{B2} = \frac{h_{21Э} R_{K2}}{K_{нас}} = \frac{50 \cdot 270}{1,3} = 10,4 \text{ кОм} (10 \text{ кОм}).$$

Проверяем влияние обратного тока коллектора на длительность импульса

$$\frac{I_{КБО_{\max}} R_{B2}}{E_K} = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{14,5} = 0,137 \ll 1;$$

6. Транзистор для ЭП выбирается тот же, что и для основной схемы, т. е. МП20А.

7. Сопротивление резистора R_3 рассчитывается по формуле

$$R_3 \approx \frac{h_{21Э} E_K - I_{КЗ_{\text{доп}}} R_{K1}}{I_{КЗ_{\text{доп}}} (h_{21Э} + 1)}, \quad (110)$$

где $I_{КЗ_{\text{доп}}}$ — максимально допустимое значение коллектора тока транзистора T_3 в режиме усиления при максимальной окружающей температуре.

Для транзистора МП20А $I_{К_{\max}}$ при температуре 20°C равен 50 мА. Поэтому

$$I_{КЗ_{\text{доп}}} = 50 \sqrt{\frac{70 - 40}{70 - 20}} = 39 \text{ мА}.$$

Следовательно,

$$R_3 \approx \frac{50 \cdot 14,5 - 39 \cdot 10^{-3} \cdot 750}{39 \cdot 10^{-3} (50 + 1)} = 350 \text{ Ом} (330 \text{ Ом}).$$

8. Разряд конденсатора C проходит через выходное сопротивление ЭП, которое примерно равно h_{116} . Так как $h_{116} \ll R_{B2}$, то постоянная времени разряда C оказывается такой же, как в обычной схеме, т. е. CR_{B2} . Поэтому

$$C = \frac{t_n}{R_{B2} \ln \frac{2 - R_1 \left(\frac{1}{R_{K1} + R_1} + \frac{1}{R_{K2} + R_1} \right)}{1 - \frac{R_1}{R_{K1} + R_1}}} =$$

$$= \frac{20 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \ln \frac{2 - 91 \left(\frac{1}{750 + 91} + \frac{1}{270 + 91} \right)}{1 - \frac{91}{750 + 91}}} = 740 \text{ пФ (750 пФ)};$$

9. Длительности фронта и среза импульса в этой схеме оказываются несколько большими, чем в обычной схеме, и их можно оценить соотношением:

$$t_f \approx t_c \approx (3,5 \div 4,0) \tau_\alpha = (3,5 \div 4,0) \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 0,56 \div 0,64 \text{ мкс.}$$

10. Время восстановления

$$t_v \approx 4C \left(h_{116} + \frac{R_{к1}}{h_{213} + 1} + R_1 \right) = \\ = 4 \cdot 750 \cdot 10^{-12} \left(25 + \frac{750}{50 + 1} + 91 \right) \approx 0,4 \text{ мкс.}$$

Таким образом, время восстановления настолько мало, что его можно не учитывать. Кроме того, при таком t_v форма импульса на коллекторе транзистора T_1 будет практические прямоугольной и этот импульс можно использовать как выходной.

11. Выбор емкости конденсатора C_p . Поскольку этот конденсатор должен успевать разряжаться в промежутке времени между импульсами, то

$$C_p (R_n + R_1) \leq \frac{T}{5 \div 6}.$$

Следовательно,

$$C_p \leq \frac{T}{(5 \div 6) (R_n + R_1)} = \frac{120 \cdot 10^{-6}}{(5 \div 6) (1000 + 91)} = \\ = 0,0182 \div 0,0218 \text{ мкФ (0,02 мкФ)},$$

Особенности применения в мультивибраторах дрейфовых транзисторов. Для генерирования коротких импульсов в схеме мультивибратора должны использоваться высокочастотные дрейфовые транзисторы, у которых при обратном напряжении на эмиттерно-базовом переходе $U_{пр}$ возникает обратимый электрический пробой. Ток базы закрытого транзистора резко возрастает, а постоянная времени разряда конденсатора (C_1 или C_2 в мультивибраторе и C в ждущем мультивибраторе) резко уменьшается. В конце разряда, когда базовое напряжение становится равным $U_{пр}$, пробой прекращается и разряд происходит с обычной постоянной времени. Однако скорость разряда оказывается малой вблизи напряжения $u_{бз} \approx 0$ и стабильность работы мультивибратора значительно ухудшается. Кроме того, это явление значительно уменьшает скважность генерируемых импульсов.

Примерный вид изменения напряжения на базе закрытого транзистора показан на рис. 66.

Длительность импульса в мультивибраторе на дрейфовых транзисторах определяется выражением $t_{и} \approx CR_6 \ln(1 + U_{пр}/E_K)$. Поскольку $U_{пр} \approx (0,1 \div 0,3) E_K$, то $t_{и} \approx (0,1 \div 0,3) CR_6$, т. е. значительно меньше, чем при использовании бездрейфовых транзисторов.

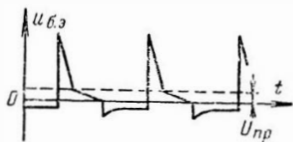


Рис. 66. Временная диаграмма напряжения на базе мультивибратора на дрейфовых транзисторах.

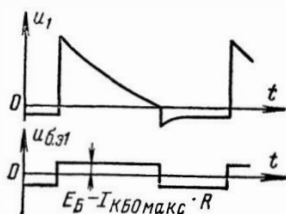


Рис. 68. Временные диаграммы напряжений мультивибратора на дрейфовых транзисторах с отсекающими диодами.

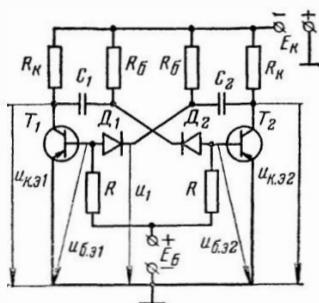


Рис. 67. Схема мультивибратора на $p-n-p$ дрейфовых транзисторах с отсекающими диодами.

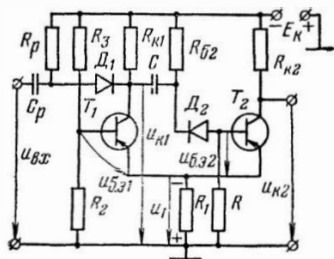


Рис. 69. Схема ждущего мультивибратора на $p-n-p$ дрейфовых транзисторах.

Для исключения пробоя в цепи баз транзисторов необходимо включать диоды (рис. 67). Временные диаграммы напряжений этого варианта мультивибратора показаны на рис. 68.

Сопrotивление резистора R и напряжение источника смещения определяют при

$$U > E_B - RI_{КБ0макс} \geq 0. \quad (111)$$

Напряжение на базе транзистора после отпираания диода уменьшается при выполнении неравенства $E_K R > E_B R_6$. Принимая $U \approx 1,5(E_B - I_{КБ0макс} R)$ и $E_K R \approx 1,5 E_B R_6$, находим:

$$E_B \approx 0,67 \frac{U_{пр}}{1 - 1,5 \frac{I_{КБ0макс} R_6}{E_K}}; \quad R \approx 1,5 \frac{E_B}{E_K} R_6.$$

При выборе диодов следует руководствоваться следующим: максимально допустимый прямой ток должен быть больше тока базы открытого транзистора; обратное напряжение должно быть не менее напряжения источника питания E_K .

Методику определения параметров мультивибратора на дрейфовых транзисторах рассмотрим на примере. Возьмем транзистор ГТЗ20А, у которого $I_{K\max} = 150$ мА, $I_{КБ0} = 10$ мкА, $U_{КБ\max} = 20$ В, $h_{21э} = 20-80$, $U = 3$ В. Значения параметров мультивибратора: $R_K = 150$ Ом, $R_6 = 2$ кОм, $I_{КБ0\max} = 80$ мкА (при $t_{окр}^{\circ} = +60^{\circ}$ С).

1. Определяем напряжение источника питания E_6 и сопротивление резистора R :

$$E_6 \approx 0,67 \frac{3}{1 - 1,5 \frac{80 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3}{10}} \approx 2 \text{ В};$$

$$R \approx 1,5 \frac{2}{10} 2 \cdot 10^3 = 600 \text{ Ом}.$$

2. Ток базы открытого транзистора

$$I_{B\max} \approx \frac{E_K}{R_6} \approx \frac{10}{2 \cdot 10^3} = 5 \text{ мА};$$

3. Выбираем диод Д9В, у которого $I_{пр\max} = 54$ мА, $U_{обр} = 20$ В (при $t_{окр}^{\circ} = +60^{\circ}$ С).

При использовании дрейфовых транзисторов в схемах ждущих мультивибраторов диод включается в цепь базы того транзистора, напряжение на базе которого в процессе работы может оказаться больше пробивного.

На рис. 69 показана схема ждущего мультивибратора с эмиттерной связью. Коммутирующий диод D_2 включен в цепь базы транзистора T_2 . Положительное напряжение на базе транзистора T_1 не превышает 0,3—0,5 В и поэтому пробоя цепи базы не произойдет (во всяком случае всегда можно рассчитать схему так, чтобы это напряжение было меньше $U_{пр}$).

Дополнительный источник питания в этой схеме включать не надо, так как положительное напряжение на базе транзистора T_2 обеспечивается падением напряжения на резисторе R_1 .

Мультивибратор на полевых транзисторах. Высокое входное сопротивление полевых транзисторов (ПТ) позволяет конструировать мультивибраторы на очень низкие частоты повторения импульсов при малых емкостях времязадающих конденсаторов. Благодаря этому форма выходных импульсов оказывается менее искаженной, а скважность больше, чем в мультивибраторах на БП транзисторах.

Для автоколебательных мультивибраторов наиболее подходят ПТ с управляющим $p-n$ переходом, так как во время заряда конденсаторов напряжение на участке затвор — исток приложено в прямом направлении и поэтому сопротивление этого участка мало и малым становится время заряда конденсаторов.

Схема мультивибратора на ПТ с управляющим $p-n$ переходом и каналом p -типа изображена на рис. 70. В этом мультивибраторе через резисторы R_3 подается небольшое отрицательное напряжение на за-

твор относительно истока, что повышает стабильность периода колебаний и длительность выходных импульсов (так же как в ламповом мультивибраторе с «положительной» сеткой). В отличие от мультивибратора на БП транзисторах работа устройства не нарушается, если резисторы R_3 включить между затвором и общей точкой (схема с «нулевым» затвором).

Временные диаграммы работы несимметричного мультивибратора показаны на рис. 71. В основных чертах принцип действия этого мультивибратора такой же, как и у лампового. От мультивибратора на БТ его отличает то, что во временно устойчивых состояниях равновесия разряд конденсаторов происходит практически только через резисторы R_3 и не до нулевого напряжения, а до значения, при котором напряжение на затворе становится равным напряжению отсечки $U_{\text{ЗИотс}}$ (обычно $U_{\text{ЗИотс}} \approx 1 \div 6 \text{ В}$).

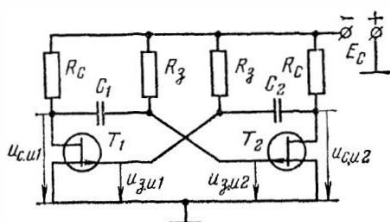


Рис. 70. Схема мультивибратора на ПТ с управляющим p - n переходом и p -каналом.

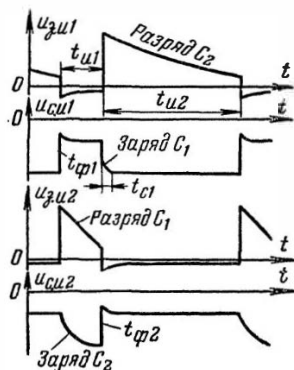


Рис. 71. Временные диаграммы мультивибратора на полевых транзисторах с управляющим p - n переходом и p -каналом.

Исходные данные: период следования выходных импульсов $T = 1000 \text{ мкс}$; длительность выходных импульсов $t_{\text{н}} = 100 \text{ мкс}$; длительность среза импульса $t_{\text{с}} \leq 15 \text{ мкс}$. Амплитуда выходных импульсов — максимально возможная.

1. Выбор транзистора. Для обеспечения временно устойчивых состояний равновесия необходимо выбирать транзисторы, у которых

$$\frac{U_{\text{СИмакс}}}{U_{\text{ЗИотс}}} \geq 2,5,$$

где $U_{\text{СИмакс}}$ — максимально допустимое напряжение сток — исток; $U_{\text{ЗИотс}}$ — напряжение отсечки.

По справочнику [4] выбираем ПТ КП103Л, имеющий следующие параметры: при напряжениях $U_{\text{СИ}} = 10 \text{ В}$ и $U_{\text{ЗИ}} = 0$ ток стока $I_{\text{С}} = 3,0 \div 6,6 \text{ мА}$, крутизна характеристики $S = 1,8 \div 3,8 \text{ мА/В}$; ток затвора $I_{\text{Зут}} \leq 20 \text{ нА}$. Кроме того, входная емкость $C_{11\text{к}} \leq 20 \text{ пФ}$, проходная емкость $C_{12\text{н}} \leq 8 \text{ пФ}$ и рассеиваемая на коллекторе мощность $P =$

≈ 120 мВт. Рассчитываем средние значения напряжения отсечки и входного сопротивления:

$$U_{\text{зиотс}} \approx 2 \frac{I_C}{S} \approx 2 \frac{3 \div 6,6}{1,8 \div 3,8} \approx 3,33 \div 3,48 \text{ В.}$$

Для расчета принимаем $U_{\text{зиотс}} \approx 3,4$ В. Это значение удовлетворительно согласуется с усредненными выходными характеристиками КП103Л (рис. 72). Проверяем отношение

$$\frac{U_{\text{Симакс}}}{U_{\text{зиотс}}} = \frac{10}{3,4} \approx 2,94 > 2,5.$$

Среднее значение входного сопротивления

$$r_{\text{вх}} \approx \frac{U_{\text{зи}}}{I_{\text{зут}}} \approx \frac{10}{20 \cdot 10^{-9}} \approx 500 \text{ МОм.}$$

2. Выбираем сопротивление резисторов R_c из условия получения максимальной амплитуды импульса. Для этого по уравнению $u_{\text{с.п}} = u_{\text{з.и}} - U_{\text{зиотс}}$ строится кривая, определяющая границу между «триодным» и «пентодным» режимами ПТ (штриховая линия на рис. 72). Принимая напряжение на затворе открытого транзистора $U_{\text{зи}} \approx 0$, проводим прямую через точку $u_{\text{с.п}} = U_{\text{з.иотс}}$ при $u_{\text{з.и}} \approx 0$ и точку $u_{\text{с.и}} \approx U_{\text{С.Имакс}} \approx E_C \approx 10$ В (точки М и N на рис. 72). Проверяем мощность, рассеиваемую в стоковой цепи открытого транзистора (точка М):

$$P = I_C U_{\text{СИ}} = 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3,4 =$$

$$\approx 15,3 \text{ мВт} < P_{\text{макс}}.$$

Амплитуды выходных импульсов

$$U_{\text{СИ1}} \approx U_{\text{СИ2}} \approx E_C - U_{\text{зиотс}} = 10 - 3,4 = 6,6 \text{ В.}$$

Принимаем $U_{\text{СИ1}} \approx U_{\text{СИ2}} \approx 6,0$ В и рассчитываем

$$R_c = \frac{U_{\text{СИ1}}}{I_C} = \frac{6,0}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 1,33 \text{ кОм (1,3 кОм).}$$

3. Вычисляем емкость большего из конденсаторов C_2 (см. рис. 70). Она должна быть такой, чтобы за время $t_{\text{и1}}$ он успевал зарядиться. Поэтому $3C_2 R_c \leq t_{\text{и1}}$ или

$$C_2 \leq \frac{t_{\text{и1}}}{3R_c} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 1,3 \cdot 10^3} = 25 600 \text{ пФ (24 000 пФ).}$$

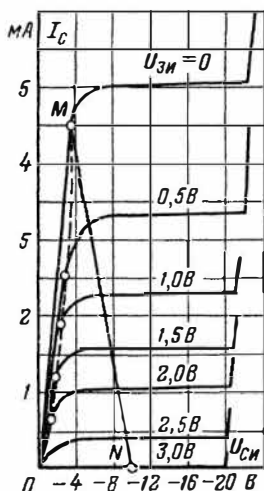


Рис. 72. Выбор сопротивления резистора R_c в мультивибраторе по выходным характеристикам транзистора КП103Л.

4. Сопротивления резисторов

$$R_3 = \frac{T - t_{и1}}{C_3 \ln \frac{E_C + U_{Сн2}}{E_C + U_{3Иотс}}} =$$

$$= \frac{(1000 - 100) \cdot 10^{-6}}{24\,000 \cdot 10^{-12} \ln \frac{10 + 6,0}{10 + 3,4}} = 208 \text{ кОм (200 кОм)}.$$

Полученное значение сопротивлений резисторов R_3 удовлетворяет двум условиям: оно значительно меньше входного сопротивления транзистора ($r_{вх} \approx 500 \text{ МОм}$) и значительно больше сопротивления открытого $p-n$ перехода. Первое условие важно с точки зрения малого влияния входного сопротивления транзистора на период следования импульсов, а второе — для обеспечения на затворе (относительно истока) напряжения открытого транзистора, близкого к нулю.

5. Емкость конденсатора

$$C_1 = \frac{t_{и1}}{R_3 \ln \frac{E_C - U_{СИ1}}{E_C + U_{3Иотс}}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^3 \ln \frac{10 + 6,0}{10 + 3,4}} =$$

$$= 2780 \text{ пФ (2700 пФ)},$$

6. Длительность среза импульса

$$t_{с1} \approx 3,0 \cdot R_c C_1 = 3,0 \cdot 1,3 \cdot 10^3 \cdot 2700 \cdot 10^{-12} = 10,5 \text{ мкс} \leq t_{с1зад};$$

7. Условие самовозбуждения*

$$K_{мин} = SR_{экв} > 1, \text{ где}$$

$$\frac{1}{R_{экв}} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{вх}} \approx \frac{1}{R_c} \quad (R_i \gg R_c, R_3 \gg R_c, r_{вх} \gg R_c).$$

Поэтому

$$K_{мин} \approx 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1,3 \cdot 10^3 = 2,34 > 1.$$

8. Длительности фронта импульса

$$t_{ф1} \approx t_{ф2} \approx 3R_c C_0, \text{ где } C_0 \approx C_{11и} + C_{12и} + C_m = 20 + 8 + 20 = 48 \text{ пФ};$$

$$t_{ф1} \approx t_{ф2} \approx 3 \cdot 1,3 \cdot 10^3 \cdot 48 \cdot 10^{-12} \approx 0,187 \text{ мкс};$$

при этих значениях $t_{ф1}$ и $t_{ф2}$ форма импульсов будет хорошей.

Расчет триггеров

Триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния равновесия. Переход триггера из одного состояния в другое происходит под воздействием внешнего (пускового) импульса.

* Для мультивибраторов на БП транзисторах проверка не проводилась, так как условие самовозбуждения, требующее выполнения неравенства $h_{21э} > 1$, всегда реализуется.

Электронные триггеры выполняются как по симметричной, так и по несимметричной схемам. Симметричные триггеры широко используются в схемах электронных реле, счетчиках импульсов и т. д. Несимметричные применяются в качестве формирователей напряжений прямоугольной формы и в схемах сравнений напряжений.

Симметричные триггеры. Они различаются по способам запуска и получения напряжения смещения.

По способам запуска различают: триггеры со счетным и отдельным запуском, со счетным коллекторным и базовым запуском, со

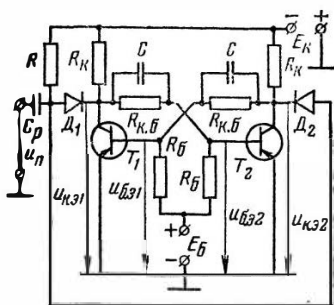


Рис. 73. Схема симметричного триггера на $p-n-p$ транзисторах с внешним источником смещения.

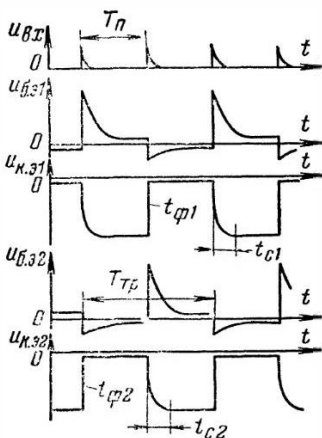


Рис. 74. Временные диаграммы напряжения симметричного триггера при счетном коллекторном запуске.

счетным управляемым и неуправляемым базовым запуском. Каждая из этих схем может быть с внешним источником смещения или с автоматическим смещением.

Способ запуска необходимо учитывать при выборе транзистора по частоте. При счетном неуправляемом запуске максимальная частота переключений триггера $F_{тр. макс} \leq 0,35 f_{h21б}$, а при отдельном счетном коллекторном и управляемом счетном запуске на базы $F_{тр. макс} \leq 0,7 f_{h21б}$.

Схема с автоматическим смещением имеет меньший коэффициент использования напряжения источника питания и обычно применяется в тех случаях, когда во всех устройствах есть только один триггер. Триггер со счетным неуправляемым запуском на базы используется редко, так как обладает низким быстродействием.

Рассмотрим случай коллекторного запуска, соответствующий по режиму работы отдельному. Расчет триггера с управляемым счетным запуском на базы аналогичен расчету триггера с коллекторным запуском и может проводиться по тем же формулам.

Пример 1. Схема симметричного триггера с коллекторным счетным запуском изображена на рис. 73, а на рис. 74 — временные

диаграммы его работы. Выходными напряжениями являются $u_{к.э1}$ и $u_{к.э2}$.

Исходные данные: амплитуда положительных импульсов $U_{Кн} = 10$ В; длительности фронта и среза импульса $t_f \approx t_c \leq 0,8$ мкс; частота следования пусковых импульсов $F_n = 550$ кГц; максимальная температура окружающей среды $t_{окр}^{\circ} = +50^{\circ}$ С.

1. Выбор транзистора. Определяем требуемое напряжение источника питания $E_K = (1,1 \div 1,2) U_{Кн} = (1,1 \div 1,2) 10 = 11 \div 12$ В. Принимаем $E_K = 12$ В. $U_{КБмакс} \geq 2E_K = 2 \cdot 12 = 24$ В.

Требуемое значение предельной частоты

$$f_{наб} \geq \frac{F_n}{0,7} = \frac{550 \cdot 10^3}{0,7} = 790 \text{ кГц.}$$

В данном случае подходит транзистор МП40А, у которого $U_{КБОмакс} = 30$ В, $h_{21Э} = 20 \div 40$, $f_{h21Э} = 1,0$ МГц, $I_{КБО} = 15$ мА, $I_{Кмакс} = 40$ мА, $t_{Кмакс}^{\circ} = 85^{\circ}$ С.

2. Определяем сопротивление резистора R_k . Допустимый при заданной температуре ток коллектора:

$$I_{Кдоп} \leq I_{Кмакс} \sqrt{\frac{t_{Кмакс}^{\circ} - t_{окр}^{\circ}}{t_{Кмакс}^{\circ} - 20^{\circ}}} = 40 \sqrt{\frac{85 - 50}{85 - 20}} = 29 \text{ мА;}$$

$$R_k \geq \frac{U_{Кн}}{I_{Кдоп}} = \frac{10}{29 \cdot 10^{-3}} = 345 \text{ Ом (560 Ом).}$$

2. Находим сопротивление резистора R_6 . Задаемся напряжением источника E_B в пределах от 1 до 2 В. Принимаем $E_B = 1,5$ В. Определяем максимальное значение обратного тока коллектора:

$$I_{КБОмакс} = I_{КБ0} \cdot 2^{\frac{t_{окр}^{\circ} - 20^{\circ}}{10}} = 15 \cdot 2^{\frac{50 - 20}{10}} = 120 \text{ мкА;}$$

$$R_6 \leq \frac{E_B}{I_{КБОмакс}} = \frac{1,5}{120 \cdot 10^{-6}} = 12,5 \text{ кОм.} \quad (112)$$

Уменьшение сопротивления резистора R_6 повышает температурную стабильность схемы и уменьшает время восстановления. Поэтому выбираем $R_6 = 8,2$ кОм.

3. Рассчитываем сопротивление резистора делителя $R_{к.б}$. Для схемы триггера $K_{нас} = 1,5 \div 2,0$. Принимаем $K_{нас} = 1,7$ и находим:

$$R_{к.б} \approx \frac{E_K}{\frac{E_K K_{нас}}{h_{21Э} R_k} + \frac{E_B}{R_6}} - R_k = \frac{12}{\frac{12 \cdot 1,7}{20 \cdot 560} + \frac{1,5}{8,2 \cdot 10^3}} - 560 = 5,44 \text{ кОм (5,1 кОм).} \quad (113)$$

4. Емкость ускоряющих конденсаторов

$$C \approx \frac{1,5}{2\pi f_{216} R_K} = \frac{0,23}{f_{216} R_K} = \frac{0,23}{10^6 \cdot 510} = 410 \text{ пФ (390 пФ); (114)}$$

5. Длительность среза импульса

$$t_c \approx 3CR_K = 3 \cdot 390 \cdot 10^{-12} \cdot 560 = 0,66 \text{ мкс.}$$

6. Время восстановления

$$t_v \approx 3C \frac{R_6 R_{K,6}}{R_6 + R_{K,6}} = 3,0 \cdot 390 \cdot 10^{-12} \frac{82 \cdot 5,1}{8,2 + 5,1} \cdot 10^3 = 3,67 \text{ мкс.}$$

Полученное значение времени восстановления оказалось больше периода следования пусковых импульсов $T_n = 1/F_n = 1/550 \cdot 10^3 = 1,8 \text{ мкс.}$ Однако это не нарушит нормальной работы триггера, так как следующий пусковой импульс можно подавать спустя время, равное $t_n + t_c$, которое меньше T_n .

Время восстановления необходимо учитывать в тех случаях, когда предъявляются высокие требования к чувствительности триггера. Но тогда нужно использовать схему с базовым запуском [6].

7. Рассчитываем параметры пускового импульса. Амплитуда тока пускового импульса выбирается из условия $I_{вх} \approx I_{Kнас} \approx E_K/R_K = 12/560 = 21,5 \text{ мА.}$ Амплитуда напряжения пускового импульса при коллекторном запуске выбирается из условия $U_{вх} \approx E_K/2 \approx 6 \text{ В.}$ Время рассасывания

$$t_p \approx \tau_\alpha \frac{K_{нас} - 1}{I_{пуск}} I_{Kнас} = \frac{0,16}{10^6} \cdot \frac{1,7 - 1}{21,5} \cdot 21,5 \approx 0,11 \text{ мкс.}$$

Время подготовки $t_n \approx 1,3\tau_\alpha \approx 1,3 \cdot 0,16/10^6 \approx 0,21 \text{ мкс.}$ Время регенерации (опрокидывания) $t_{рег} \approx \tau_\alpha = 0,16 \text{ мкс.}$

Таким образом, длительность пускового импульса $t_n \approx t_p + t_n + t_{рег} \approx 0,11 + 0,21 + 0,16 = 0,48 \text{ мкс.}$

8. Максимальная частота следования входных импульсов

$$F_{п, макс} = \frac{1}{T_{мин}} = \frac{1}{t_n + t_c} = \frac{1}{(0,48 + 0,66) \cdot 10^{-6}} = 880 \text{ кГц} > F_{п, зад.}$$

9. Расчет элементов цепи запуска

$$R \geq 5R_K = 5 \cdot 560 = 2800 \text{ Ом (3,0 кОм);}$$

$$C_p \leq \frac{T_n}{(2 \div 3) R} = \frac{1}{(2 \div 3) F_n R} = \frac{1}{(2 \div 3) 550 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3} = 202 \div 303 \text{ пФ (270 пФ).}$$

Диоды в цепи запуска должны работать при $t_{окр}^\circ \geq +50^\circ\text{C}$, допускать ток $I_d \geq 21,5 \text{ мА}$ и выдерживать обратное напряжение $U_{обр} \geq 12 \text{ В.}$ Этим требованиям отвечают диоды Д9В.

Пример 2. На рис. 75 изображена схема симметричного триггера с коллекторным запуском и автоматическим смещением. Пре-

менные диаграммы работы этой схемы соответствуют рис. 74. Произведем расчет элементов схемы рис. 75.

Исходные данные: амплитуда положительных импульсов $U_{Ки} = 10$ В; длительность фронта и среза $t_{\phi} \approx t_c \approx 0,8$ мкс; частота следования пусковых импульсов $F_{\pi} = 550$ кГц; максимальная температура окружающей среды $t_{окр}^{\circ} = +50^{\circ}$ С.

1. Выбор транзистора. Требуемое напряжение источника питания

$$E_K = (1,1 \div 1,2) U_{Ки} + U_{Эмакс}.$$

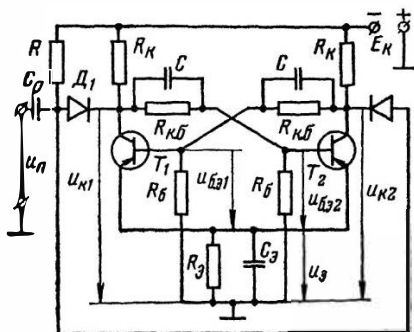


Рис. 75. Схема симметричного триггера на $p-n-p$ транзисторах с автоматическим смещением.

$U_{Эмакс} \approx 1 \div 2$ В, так как это напряжение выполняет ту же роль, что и источник питания E_B (см. рис. 73). При $U_{Эмакс} = 1,5$ В имеем: $E_K = (1,1 \div 1,2) 10 + 1,5 = 13,5$ В. Принимаем $E_K = 13$ В. Поэтому $U_{КБмакс} \geq 2E_K = 2 \cdot 13 = 26$ В. Выбор транзистора по частоте производится по тем же соотношениям, т. е. $f_{h216} = 790$ кГц. Таким образом, транзистор МП40А пригоден и в этом случае.

2. Определяем сопротивление резистора R_K . В предыдущем примере было найдено, что $I_{Кдоп} \leq 29$ мА, следовательно,

$$R_K \geq \frac{U_{Ки}}{I_{Кдоп}} = \frac{10}{29 \cdot 10^{-3}} = 345 \text{ Ом (560 Ом)};$$

3. Сопротивление резистора

$$R_3 \approx \frac{U_{Эмакс}}{I_{Кдоп}} = \frac{1,5}{29 \cdot 10^{-3}} = 51,6 \text{ Ом (56 Ом)};$$

4. Сопротивление резистора

$$R_6 \leq \frac{E_K R_3}{(R_3 + R_K) I_{КБОмакс}} = \frac{13 \cdot 56}{(56 + 560) 120 \cdot 10^{-6}} = 9,86 \text{ кОм (9,1 кОм)}.$$

5. Сопротивление резистора $R_{к.б.}$.
 Так как $R_3 \ll R_{к.б.}$, то

$$R_{к.б.} \approx \frac{h_{21Э} R_{к.б.} R_6}{K_{нас} R_6 + h_{21Э} R_3} - R_{к.б.} =$$

$$= \frac{20 \cdot 560 \cdot 9,1 \cdot 10^3}{1,7 \cdot 9,1 \cdot 10^3 + 20 \cdot 56} - 560 \approx 5,8 \text{ кОм (5,6 кОм)}.$$

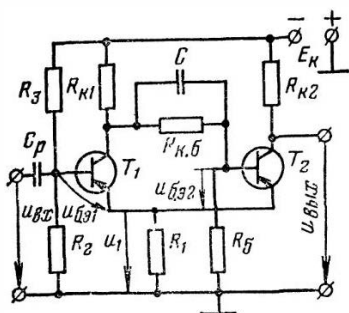


Рис. 76. Схема несимметрично-го триггера на $p-n-p$ транзисторах.

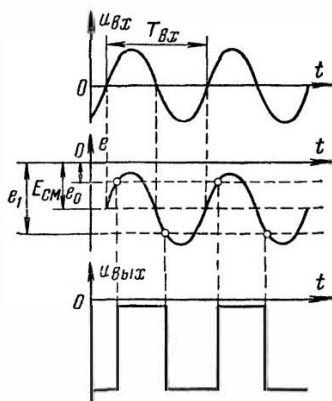


Рис. 77. Временные диаграммы напряжений несимметричного триггера при гармоническом входном сигнале.

6. Рассчитываем время восстановления. Выбор емкости ускоряющих конденсаторов производится так же, как и ранее. При $C = 390$ пФ время восстановления

$$t_{в.} \approx 3C \frac{R_6 R_{к.б.}}{R_6 + R_{к.б.}} = 3 \cdot 390 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{9,1 \cdot 10^3 \cdot 5,6 \cdot 10^3}{9,1 \cdot 10^3 + 5,6 \cdot 10^3} = 4,1 \text{ мкс.}$$

8. Емкость конденсатора

$$C_3 \geq (3 \div 5) \frac{CR_{к.б.}}{R_3} = (3 \div 5) \frac{390 \cdot 10^{-12} \cdot 560}{56} = 11\,700 \div 19\,500 \text{ пФ.}$$

Принимаем $C_3 = 0,012$ мкФ.

Остальные параметры схемы практически не отличаются от полученных в триггере с внешним смещением.

Несимметричный триггер или триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта) широко применяется для преобразования синусоидального напряжения в прямоугольные импульсы и в качестве дискриминатора (различителя) амплитуд или сравнивающего устройства.

Схема триггера представлена на рис. 76, а временные диаграммы при синусоидальном входном напряжении — на рис. 77. На этом

рисунке: e_0 и e_1 — пороги (уровни) срабатывания триггера; $E_{см}$ — эквивалентное начальное смещение [12].

Произведем расчет триггера. Исходные данные: амплитуда положительных импульсов $U_{вых.и} = 14$ В; частота входного гармонического напряжения $F_{вх} = 800$ кГц; длительность фронта и среза выходных импульсов $t_f \approx t_c \leq 0,3$ мкс; максимальная температура окружающей среды $t_{окр}^{\circ} = +50^{\circ}\text{C}$.

1. Выбор транзистора производится так же, как в симметричном триггере, т. е. по $U_{КБмакс}$ и f_{h216} . Напряжение источника питания $E_K = (1,1 \div 1,2) U_{вых.и} + U_{1макс}$, где $U_{1макс}$ — максимальное напряжение на резисторе R_1 . Обычно $U_{1макс} \approx 1,5 \div 3,0$ В. Выбираем $U_{1макс} = 2$ В и находим $E_K = 1,2 \cdot 14 + 2 = 18,8$ В. Принимаем $E_K = 19$ В. Следовательно, $U_{КБмакс} \geq 2E_K = 38$ В.

Предельная частота $f_{h216} \geq F_{вх}/0,7 = 800/0,7 = 1,14$ МГц; по этим данным выбираем транзистор МП21В, у которого $f_{h216} = 1,5$ МГц, $h_{213} = 20 \div 100$, $U_{КБмакс} = 40$ В, $I_{КБО} = 50$ мкА, $I_{Кмакс} = 50$ мА.

2. Находим сопротивления резисторов $R_{к1}$, $R_{к2}$, R_1 . Максимально допустимый ток коллектора транзистора T_2 при $t_{окр}^{\circ} = +50^{\circ}\text{C}$:

$$I_{К2доп} = I_{Кмакс} \sqrt{\frac{t_{к.макс}^{\circ} - t_{\bullet кр}^{\circ}}{t_{к.макс}^{\circ} - 20^{\circ}}} = 50 \sqrt{\frac{85 - 50}{85 - 20}} \approx 37,0 \text{ мА};$$

$$R_{к2} > \frac{U_{вых.и}}{I_{К2доп}} = \frac{14}{37 \cdot 10^{-3}} = 378 \text{ Ом (390 Ом)};$$

Сопротивление резистора $R_{к1}$ выбирается из условия: $R_{к1} = (2 \div 4) R_{к2} = (2 \div 4) \cdot 390 = 780 \div 1560$ Ом

$$\text{Принимаем } R_{к1} = 1 \text{ кОм. Сопротивление резистора } R_1 = \frac{U_{1макс}}{I_{К2доп}} = \frac{2}{37 \cdot 10^{-3}} = 54 \text{ Ом (56 Ом)}.$$

3. Выбираем сопротивления резисторов R_6 и $R_{к6}$:

$$R_6 \leq \frac{R_1 E_K}{(R_1 + R_{к1}) I_{КБОмакс}}; \quad (115)$$

$$I_{КБОмакс} = I_{КБО} 2^{\frac{t_{окр}^{\circ} - 20^{\circ}}{10^{\circ}}} = 50 \cdot 2^{\frac{50 - 20}{10}} = 400 \text{ мкА},$$

отсюда

$$R_6 \leq \frac{56 \cdot 19}{(56 + 1000) \cdot 400 \cdot 10^{-6}} = 2,50 \text{ кОм (2,2 кОм)};$$

$$R_{к6} \leq \frac{h_{213} R_6 R_{к2}}{h_{213} R_1 + R_6} = \frac{20 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 390}{20 \cdot 56 + 2800} = 5,18 \text{ кОм (5,1 кОм)}. \quad (116)$$

4. Вычисляем сопротивления резисторов делителя

$$R_2 \leq \frac{h_{21Э} R_1 R_{к1} E_K}{R_{к2} E_K + h_{21Э} R_{к1} (R_1 + R_{к2}) I_{КБ\text{Омакс}}} =$$

$$= \frac{20 \cdot 56 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 19}{390 \cdot 19 + 20 \cdot 1 \cdot 10^3 (56 + 390) \cdot 400 \cdot 10^{-6}} = 2,66 \text{ кОм.} \quad (117)$$

Принимаем $R_2 = 2,4 \text{ кОм}$.

$$R_3 \leq \frac{h_{21Э} R_{к1} R_2}{R_2 + h_{21Э} R_1} = \frac{20 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 2,4 \cdot 10^3}{2400 + 20 \cdot 56} = 13,6 \text{ кОм (13 кОм).} \quad (118)$$

5. Максимальное значение емкости ускоряющего конденсатора C выбираем при выполнении неравенств:

$$C \leq \frac{T_{вх}}{2 \cdot 3 R_{эКВ}} = \frac{1}{6 F_{вх} R_{эКВ}}$$

или

$$C \leq \frac{T_{вх}}{2 \cdot 3 (R_{к1} + R_1)} = \frac{1}{6 F_{вх} (R_{к1} + R_1)},$$

где

$$R_{эКВ} = \frac{R_{к.б} R_б}{R_{к.б} + R_б};$$

В нашем случае $R_{эКВ} = \frac{5,1 \cdot 2,2}{5,1 + 2,2} \approx 1,54 \text{ кОм}$, а $R_{к1} + R_1 = 1000 + 56 = 1056 \text{ Ом}$, т. е. $R_{эКВ} > (R_{к1} + R_1)$. Поэтому

$$C \leq \frac{1}{6 F_{вх} R_{эКВ}} = \frac{1}{6 \cdot 800 \cdot 10^3 \cdot 1,54 \cdot 10^3} = 135 \text{ пФ (130 пФ).}$$

6. Длительность фронта и среза импульса

$$t_{\phi} \approx t_c \approx 2\tau_{\alpha} = 2 \frac{1}{2\pi f_{h21б}} = 2 \frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^6} = 0,214 \text{ мкс.}$$

Полученные значения t_{ϕ} и t_c меньше заданных.

7. Амплитуда выходных импульсов

$$U_{\text{вых.н}} \approx E_K \frac{R_{к2}}{R_1 + R_{к2}} = 19 \frac{390}{56 + 390} = 16,6 \text{ В} > U_{\text{вых.н.зад.}} \quad (119)$$

Симметричный триггер на полевых транзисторах. В симметричных триггерах применяются полевые транзисторы как с управляющим p - n переходом, так и с изолированным затвором (МДП транзисторы). Свойства ПТ МДП типа с индуцированным каналом и особенности их характеристик позволяют конструировать триггеры с непо-

средственными связями, отличающиеся малым числом элементов, высоким быстродействием, надежностью и более удобными (по сравнению с другими типами триггеров) для интегрального исполнения.

Триггеры на ПТ с управляющим p - n переходом ни по схеме, ни по методике расчета не отличаются от ламповых аналогов.

На рис. 78 изображена схема симметричного триггера со счетным запуском на МДП транзисторах с индуцированным каналом p -типа. Отличительной особенностью этой схемы является непосредственная связь между стоком транзистора T_1 и затвором транзистора T_2 , а также между стоком T_2 и затвором T_1 . Временные диаграм-

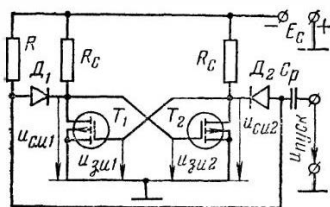


Рис. 78. Схема симметричного триггера на полевых МДП-транзисторах с индуцированным p -каналом.

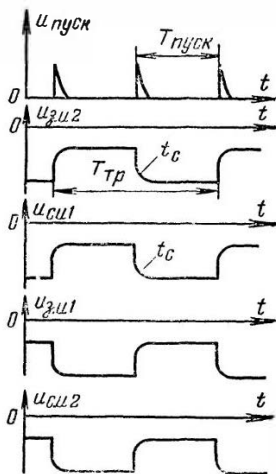


Рис. 79. Временные диаграммы симметричного триггера с непосредственной связью на МДП-транзисторах.

мы работы при счетном запуске показаны на рис. 79. Из этих диаграмм видно, что форма напряжений $u_{з.н1}$ и $u_{с.н2}$, $u_{з.н2}$ и $u_{с.н1}$ одинаковая, а искажения формы импульсов определяются только влиянием паразитных емкостей.

Расчет триггера. Исходные данные: частота следования пусковых импульсов $F_{пуск} = 1$ МГц; длительность среза выходных импульсов $t_c \leq 0,2$ мкс; емкость нагрузки $C_n = 30$ пФ; амплитуда выходных импульсов — максимально возможная.

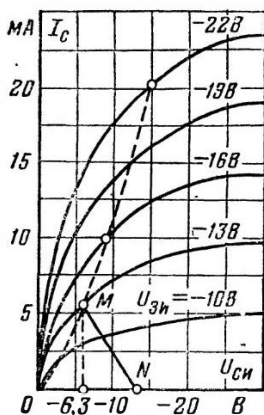
1. Выбираем транзистор КП301Б, имеющий следующие данные: ток затвора $I_{з.ут} \leq 0,3$ нА, при $U_{СИ} = 0$ и $U_{ЗИ} = 30$ В; начальный ток стока $I_{с.нач} \leq 0,5$ мкА, при $U_{СИ} = 15$ В и $U_{ЗИ} = 0$; ток порога $I_{с.пор} \geq 10$ мкА при $U_{ЗИ} = 6,5$ В и $U_{СИ} = 15$ В; статическая крутизна характеристики $S = 1,0$ мА/В при $I_c = 5$ мА и $U_{СИ} = 15$ В; входная и выходная емкости $C_{11в} = C_{22в} \leq 3,5$ пФ; проходная емкость $C_{12п} \leq 1,0$ пФ; максимально допустимые напряжения $U_{ЗИмакс} = 30$ В, $U_{СИмакс} = 20$ В; максимально допустимый ток стока $I_{смакс} = 15$ мА; максимально допустимая мощность рассеивания при 20°C $P_{макс} = 200$ мВт.

рис. 80. Выбор режима работы и сопротивления резистора R_c в симметричном триггере по выходным характеристикам КП301Б.

2. Рассчитываем средние значения порогового напряжения $U_{ЗИпор}$ и входного сопротивления $r_{вх}$ транзистора [9]:

$$U_{ЗИпор} \approx \frac{U_{ЗИ1} \sqrt{\frac{I_{C2}}{I_{C1}}} - U_{ЗИ2}}{\sqrt{\frac{I_{C2}}{I_{C1}}} - 1} =$$

$$= \frac{6,5 \sqrt{\frac{10}{0,3}} - 4,2}{\sqrt{\frac{10}{0,3}} - 1} \approx 7,0 \text{ В.}$$



В этом выражении принято: $I_{C1} = 10$ мкА при $U_{ЗИ1} = 6,5$ В и пороговое напряжение $U_{ЗИ1пор} = U_{ЗИ2} = 4,2$ В при $I_{C2} = 0,3$ мА

$$r_{вх} \approx \frac{U_{ЗИмакс}}{I_{Зут}} = \frac{30}{0,6 \cdot 10^{-9}} \approx 100 \text{ ГОм.}$$

3. На выходных характеристиках ПТ КП301Б (см. рис. 80) строим линию (штриховая), разделяющую «триодный» и «пентодный» режимы работы. Способ построения такой же, как для КП103Л.

4. Определяем амплитуду выходных импульсов и сопротивление резисторов R_c . Так как $u_{з.н1} = u_{с.н2}$ и $u_{з.н2} = u_{с.н1}$, то при закрытом транзисторе T_1 и открытом T_2 $u_{з.н1} = u_{с.н2} = |-E_c + I_{C2}R_c| \leq |U_{ЗИпор}|$, $u_{з.н2} = u_{с.н1} \approx E_c$.

На выходных характеристиках транзистора находим точку М, лежащую на штриховой линии и соответствующую напряжению на стоке $u_{с.н2} \approx 0,9U_{ЗИпор} = 0,9 \cdot 7 = 6,3$ В. Этому напряжению соответствует напряжение $u_{з.н2} = 13$ В и ток стока $I_C = 5,5$ мА. При этом мощность рассеивания $P = 5,5 \cdot 10^{-3} \cdot 6,3 = 34,6$ мВт $< P_{макс}$. Напряжение $u_{с.н1} \approx E_c \approx 13$ В, амплитуда выходных импульсов

$$U_{си} = E_c - u_{с.н2} = 13 - 6,3 = 6,7 \text{ В;}$$

сопротивление резисторов

$$R_c = \frac{U_{си}}{I_C} = \frac{6,7}{5,5 \cdot 10^{-3}} \approx 1,22 \text{ КОм (1,3 КОм);}$$

5. Длительность среза импульса

$$t_c \approx 2,3R_c C_0 = 2,3 \cdot 1,3 \cdot 10^3 \cdot 57 \cdot 10^{-12} \approx 0,17 \text{ мкс.}$$

В этом выражении $C_0 = C_{11н} + C_{22н} + C_n + C_m = 3,5 + 3,5 + 30 + 20 = 57$ пФ.

Длительность фронта t_f примерно равна t_c , так как $R_1 \gg R_c$ и $t_{вх} \gg R_c$.

6. Амплитуда и длительность входного импульса

$$U_{\text{пуск}} \approx \frac{E_c}{2} \approx 6,5 \text{ В}; \quad t_{\text{пуск}} \approx 2t_c \approx 0,4 \text{ мкс.}$$

7. Выбор элементов схемы счетного запуска

$$R > 5R_c = 5 \cdot 1,3 \cdot 10^3 = 6,5 \text{ кОм (6,8 кОм);}$$

$$C_p \leq \frac{1}{(2 \div 3) R F_{\text{пуск}}} = \frac{1}{(2 \div 3) \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6} \approx 49 \div 74 \text{ пФ};$$

Выбираем $C_p = 62 \text{ пФ}$.

Для выбранного значения источника питания $E_c = 13 \text{ В}$ в схеме запуска можно применять диоды Д9В.

Расчет блокинг-генератора

Блокинг-генератором (БГ) называется однокаскадный генератор релаксационных колебаний с трансформаторной положительной обратной связью. БГ генерирует прямоугольные импульсы с малыми длительностями фронта и среза и практически плоской вершиной. Длительность генерируемых импульсов лежит в очень широких пределах — от единиц до нескольких сотен микросекунд. Основной отличительной особенностью БГ по сравнению с другими генераторами прямоугольных импульсов (мультивибраторами) является возможность получения большой скважности выходных импульсов ($Q = T/t_n > 10$). Это позволяет использовать маломощные транзисторы для создания мощных импульсов в нагрузке.

Как и мультивибратор, БГ может работать в двух режимах — автоколебательном и ждущем. В первом случае БГ используется в качестве задающего генератора (работающего, как правило, в режиме синхронизации), а во втором — усилителя-формирователя импульсов заданной амплитуды и формы.

Наиболее распространенной схемой транзисторного автоколебательного БГ является схема, показанная на рис. 81, в которой транзистор включен по схеме с ОЭ. Временные диаграммы работы БГ представлены на рис. 82.

Ждущий режим БГ получается, если закрыть транзистор включением в цепь базы или эмиттера запирающего напряжения. Для формирования импульса с помощью ждущего БГ необходимо на его вход подавать запускающие импульсы, амплитуда которых достаточна для открывания транзистора. Ждущие БГ отличаются друг от друга способами подачи запирающих напряжений и схемами запуска. Один из вариантов схемы показан на рис. 83, а на рис. 84 представлены временные диаграммы его работы.

Расчет автоколебательного БГ. Исходные данные: амплитуда выходных импульсов $U_{\text{вых}} = 8 \text{ В}$; длительность импульса $t_n = 12 \text{ мкс}$; период следования импульсов $T = 400 \text{ мкс}$; длительности фронта и среза импульса $t_{f,a} \approx t_{c,a} \leq 1,2 \text{ мкс}$; сопротивление нагрузки $R_n = 1000 \text{ Ом}$; емкость нагрузки $C_n = 100 \text{ пФ}$, максимальная температура окружающей среды $t_{\text{окр}}^{\circ} = 40^{\circ}\text{C}$.

1. Выбор типа транзистора является наиболее сложной задачей при расчете БГ. Это обусловлено тем, что длительность импульса зависит от постоянной времени накопления τ_n , значение которой в справочных данных не указывается, а у конкретного экземпляра

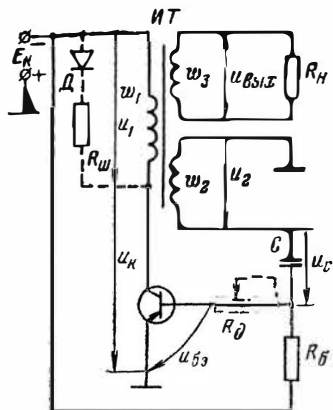


Рис. 81. Схема автоколебательного блокинг-генератора на $p-n-p$ транзисторе.

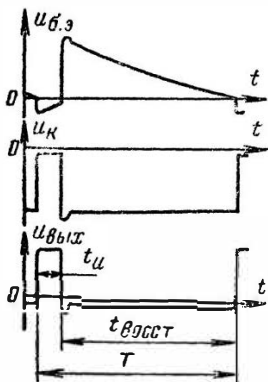


Рис. 82. Временные диаграммы напряжений автоколебательного блокинг-генератора.

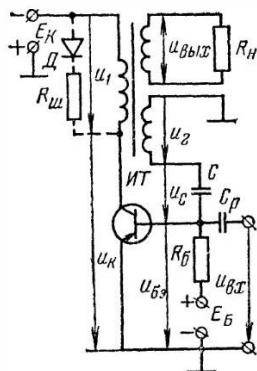


Рис. 83. Схема ждущего блокинг-генератора на $p-n-p$ транзисторе.

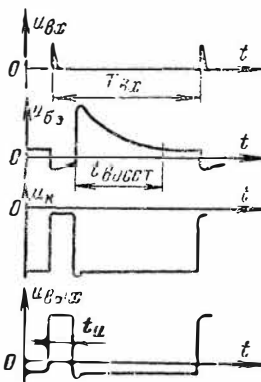


Рис. 84. Временные диаграммы напряжений ждущего блокинг-генератора.

транзистора ее можно приближенно определить лишь экспериментальным путем. Кроме того, сложная связь t_n со многими параметрами схемы не позволяет использовать общее уравнение и аналитические зависимости получены только для частных случаев: $3\tau_n <$

$\langle t_n \rangle < \tau_c$; $t_n > 3\tau_n$, $t_n > \tau_c$ и $t_n \ll \tau_L$; $\tau_n \gg \tau_c$, $t_n \ll \tau_L$. В этих неравенствах: $\tau_c = R_{вх}C$ — постоянная времени заряда емкости C ($R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора схемы с ОЭ при большом сигнале, практически равное объемному сопротивлению базы r'_b);

$\tau_L = \frac{L_\mu}{R'_n}$ — постоянная времени индуктивности намагничивания L_μ ,

и $R'_n = \frac{R_n}{n_n^2}$; в расчете будет рассмотрен первый случай. Методика

расчета других случаев аналогична.

Транзистор выбирается по двум параметрам: по предельной частоте f_{h216} или по граничной частоте f_T и по допустимому напряжению $U_{КБмакс}$. Рассмотрим выбор транзистора по допустимому напряжению.

$U_{КБмакс} \geq 2E_K$, $E_K \approx 1,2 \frac{U_{вых.н}}{n_n}$, где $n_n = \frac{\omega_3}{\omega_1}$ — коэффициент трансформации импульсного трансформатора (ИТ). Выбираем $n_n \approx 1$. При выборе необходимо учитывать, что большие значения n_n вызывают увеличение коллекторного тока, а малые — увеличение напряжения E_K , и, следовательно, $U_{КБмакс}$. Можно рекомендовать $0,5 \leq n_n \leq 3$.

Таким образом, $E_K \approx 1,2 \cdot 8/1 = 9,6$ В. Принимаем $E_K = 10$ В и поэтому $U_{КБмакс} \geq 20$ В. Выбор по частоте производится на основании следующих соображений. При формировании относительно длинных импульсов при $t_\Phi \geq 0,5$ мкс необходимо выбирать низкочастотные транзисторы, для которых $\tau_n \approx (0,5 \div 1,0) \tau_\beta$. Поэтому, полагая $t_n > 3\tau_n$ и $t_\Phi \leq 0,1 t_n$, находим:

$$f_{h216} \geq \frac{0,9 - 1,7}{t_\Phi};$$

Для генерирования коротких импульсов ($t_\Phi \leq 0,5$ мкс и $t_n \leq 5$ мкс) требуется применять высокочастотные транзисторы. В этом случае $\tau_n \approx (2 \div 7) \tau_\beta$ и $f_{h216} \geq \frac{6 - 20}{t_\Phi}$. Таким образом, требуемое значение

$$f_{h216} \geq \frac{0,9 - 1,7}{1,2 \cdot 10^{-6}} \approx 0,75 \div 1,40 \text{ МГц.}$$

По рассчитанным значениям $U_{КБмакс}$ и f_{h216} выбираем транзистор МП41, у которого $U_{КБмакс} = -20$ В, $U_{ЭБмакс} \approx 6$ В, $I_{КБ0} = 15$ мкА, $I_{Кмакс} = 150$ мА, $f_{h216} = 1$ МГц, $C_k = 60$ пФ, $r'_b = 220$ Ом.

2. Выбор коэффициента трансформации n . Определяем оптимальное значение

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = n_{опт} = \sqrt{\frac{r'_b}{R'_n} + \frac{r'_b}{\tau_\alpha} \left(C_k + \frac{C_0}{h_{21Э} + 1} \right)}. \quad (120)$$

$$\tau_{\alpha} \approx \frac{0,16}{f_{h_{21\theta}}} = \frac{0,16}{1 \cdot 10^6} = 0,16 \text{ мкс. } C_0 \approx C'_n + C'_n :$$

Учет паразитной емкости C'_n весьма сложен. Поэтому при расчете можно ориентировочно принять $C_0 \approx 2C'_n \approx 2n_n C_n = 2 \cdot 1 \cdot 100 \times 10^{-12} = 200 \text{ пФ}$. Следовательно,

$$n_{\text{опт}} \approx \sqrt{\frac{220}{10^3} + \frac{220}{0,16 \cdot 10^{-6}} \left(60 + \frac{200}{30 + 1}\right) \cdot 10^{-12}} \approx 0,57.$$

Поскольку зависимость выходных параметров БГ от значения $n_{\text{опт}}$ не резко выраженная, то с конструктивной точки зрения удобно принять $n \approx 0,5$.

3. Емкость C выбирается по условию

$$\tau_C > t_n \text{ или } C > \frac{t_n}{r'_6} = \frac{12 \cdot 10^{-6}}{220} = 0,0546 \text{ мкФ};$$

Принимаем $C = 0,06 \text{ мкФ}$ ($C = C_1 + C_2 = 0,05 + 0,01$). Влияние емкости C не будет сказываться на длительности фронта импульса, если ее минимальное значение выбрать по условию

$$C \geq C_{\text{мин}} = 10 \frac{\frac{R'_n}{R_{\text{экв}}} \tau_1 + \tau_{\beta}}{n^2 (R'_{\text{вх}} + R'_n) (nK_0 - 1)}; \quad (121)$$

$$R_{\text{экв}} \approx \frac{R'_n r'_6}{n^2 R'_n + r'_6} = \frac{1000 \cdot 220}{0,5^2 \cdot 1000 + 220} \approx 470 \text{ Ом};$$

$$\tau_1 = R_{\text{экв}} [C_n (h_{21\theta} + 1) + C_0] = 470 [60 (30 + 1) + 200] \cdot 10^{-12} = 0,97 \text{ мкс};$$

$$\tau_{\beta} \approx (h_{21\theta} + 1) \tau_{\alpha} = (30 + 1) \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 4,96 \text{ мкс} \approx 5 \text{ мкс};$$

$$R'_{\text{вх}} = \frac{r'_6}{n^2} = \frac{220}{0,5^2} = 880 \text{ Ом};$$

$$nK_0 \approx n \frac{h_{21\theta}}{r'_6} R_{\text{экв}} = 0,5 \frac{30}{220} \cdot 470 = 32;$$

$$C_{\text{мин}} \approx 10 \cdot \frac{\frac{1000}{470} \cdot 0,97 \cdot 10^{-6} + 5 \cdot 10^{-6}}{0,5^2 (880 + 1000) (32 - 1)} \approx 0,005 \text{ мкФ} \ll C = 0,06 \text{ мкФ}.$$

4. Постоянная времени заряда конденсатора

$$\tau_C \approx r'_6 C = 220 \cdot 0,06 \cdot 10^{-6} = 13,2 \text{ мкс}.$$

5. Индуктивность намагничивания $L_\mu \approx L_1$ и отсюда:

$$L_\mu \approx \frac{t_n}{\frac{An}{R_{вх}} \left(1 - \frac{t_n}{\tau_C}\right) - \frac{1}{R'_n}}, \quad (122)$$

где

$$A = \frac{h_{21Э} \tau_C + n \tau_n}{\tau_C - \tau_n}.$$

Для выбранного транзистора принимаем:

$$\tau_n \approx 0,7 \tau_p \approx 0,7 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 3,5 \text{ мкс};$$

$$A = \frac{30 \cdot 13,2 \cdot 10^{-6} + 0,5 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}}{(13,2 - 3,5) \cdot 10^{-6}} \approx 41;$$

$$L_\mu \approx \frac{12 \cdot 10^{-6}}{\frac{41 \cdot 0,5}{220} \left(1 - \frac{12 \cdot 10^{-6}}{13,2 \cdot 10^{-6}}\right) - \frac{1}{1000}} = 1,6 \text{ мГн},$$

6. Максимальное значение коллекторного тока

$$I_{K\text{макс}} = \frac{E_K}{L_\mu} t_n + \frac{E_K}{R'_n} + \frac{E_K}{R'_{вх}} e^{-\frac{t_n}{\tau_C}} =$$

$$= \frac{10}{1,6 \cdot 10^{-3}} \cdot 12 \cdot 10^{-6} + \frac{10}{1000} + \frac{10 \cdot 0,5^2}{220} e^{-\frac{12 \cdot 10^{-6}}{13,2 \cdot 10^{-6}}} \approx 90 \text{ мА}$$

меньше допустимого значения (150 мА). Если бы оказалось, что рассчитанное значение коллекторного тока больше допустимого, то необходимо в цепь базы включить дополнительный резистор $R_d \approx 2r'_b$ (рис. 81) и сделать новый расчет, заменяя во всех формулах $R_{вх}$ на $R = r'_b + R_d$. Большим R_d выбирать нецелесообразно, так как при этом сильно увеличивается длительность фронта импульса.

Рассчитанное значение индуктивности L_μ должно отвечать условию

$$L_\mu \geq L_{\mu\text{мин}} = 10 \frac{\tau_p R_{\text{экв}}}{nK_0 - 1} \approx 10 \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 470}{32 - 1} = 0,76 \text{ мГн}.$$

Так как это условие выполняется, то L_μ не будет влиять на длительность фронта импульса.

7. Длительность фронта импульса

$$t_\Phi \approx 1,1 \left(1 + \sqrt{1 + v}\right) \frac{\tau_p + \tau_1}{nK_0 - 1}, \quad (123)$$

$$\text{где } v = 4(nK_0 - 1) \frac{\tau_B \tau_1}{(\tau_B + \tau_1)^2} \text{ и } \tau_2 = R_{\text{экв}}(C_K + C_0) =$$

$$= 470(60 + 200) \cdot 10^{-12} = 0,122 \text{ мкс};$$

$$v = 4(32 - 1) \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,122 \cdot 10^{-6}}{(5 + 0,97)^2 \cdot 10^{-12}} = 2,1;$$

$$t_{\Phi} \approx (1 + \sqrt{1 + 2,1}) \frac{5 \cdot 10^{-6} + 0,97 \cdot 10^{-6}}{32 - 1} = 0,60 \text{ мкс};$$

$$t_c \approx t_{\Phi} \approx 0,6 \text{ мкс}.$$

Полученные значения t_{Φ} и t_c удовлетворяет заданным условиям.

8. Спад напряжения на конденсаторе, возникающий из-за его разряда обратным током базы,

$$\Delta U_C \approx I_{K_{\text{макс}}} \frac{\tau_{\alpha}}{C} = 90 \cdot 10^{-3} \frac{0,16 \cdot 10^{-6}}{0,06 \cdot 10^{-6}} = 0,24 \text{ В}.$$

9. Сопротивление резистора

$$R_6 \approx \frac{T - t_n}{C \ln \left(1 + \frac{U}{E_K} \right)}, \quad (124)$$

$$\text{где } U = U_{C0} - \Delta U_C; \quad U_{C0} = nE_K \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_c}} \right) =$$

$$= 0,5 \cdot 10 \left(1 - e^{-\frac{12 \cdot 10^{-6}}{13,2 \cdot 10^{-6}}} \right) = 3,0 \text{ В}; \quad U = 3 - 0,24 = 2,76 \text{ В};$$

$$R_6 \approx \frac{(400 - 12) \cdot 10^{-6}}{0,06 \cdot 10^{-6} \ln(1 + 2,76/10)} = 25,9 \text{ кОм} (R_6 = 27 \text{ кОм}).$$

10. Проверяем нестабильность периода колебаний при изменении температуры:

$$T - t_n = R_6 C \ln \left(1 + \frac{U}{E_K + I_{KBO_{\text{макс}}} R_6} \right),$$

$$\text{Так как } I_{KBO_{\text{макс}}} = I_{KBO} \cdot 2^{\frac{t'_{\text{окр}} - 20^\circ}{10^\circ}} = 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{\frac{40^\circ - 20^\circ}{10^\circ}} = 60 \text{ мкА},$$

то

$$T - t_n = 27 \cdot 10^3 \cdot 0,06 \cdot 10^{-6} \ln \left(1 + \frac{2,76}{10 + 27 \cdot 10^3 \cdot 60 \cdot 10^{-6}} \right) =$$

$$= 355 \text{ мкс};$$

следовательно, $T = t_n + 355 = 12 + 355 = 367 \text{ мкс}$.

Относительная нестабильность периода $\Delta T/T = (400 - 367)/400 = 0,083$, т. е. составляет 8,3%. Такая нестабильность вполне удовлет-

ворительна. В тех случаях, когда нестабильность периода получается слишком большой (либо больше заданной, либо больше 15—20%), то надо уменьшить сопротивление резистора R_6 и увеличить емкость конденсатора C , а затем сделать пересчет величин, зависящих от τ_c .

11. Обратный выброс напряжения:

$$\Delta U_K \approx 0,75 t_n \frac{R_3}{L_\mu} E_K,$$

где

$$R_3 = \frac{R'_n R_6}{n^2 R'_n + R_6} = \frac{10^3 \cdot 27 \cdot 10^3}{0,5^2 \cdot 10^3 + 27 \cdot 10^3} = 990 \text{ Ом};$$

$$\Delta U_K \approx 0,75 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \frac{990 \cdot 10}{1,6 \cdot 10^{-3}} \approx 55,6 \text{ В.}$$

Полученное значение амплитуды выброса ΔU_K недопустимо ни для коллекторной, ни для базовой цепей. Поэтому в первичную цепь трансформатора необходимо включить цепочку $R_{ш}, D$ (показана на рис. 81 штриховой линией) с тем, чтобы уменьшить амплитуду выброса.

Определим допустимое значение выброса:

$$U_{БЭ\text{макс}} \geq n(E_K + \Delta U_{K\text{доп}}) \text{ или}$$

$$\Delta U_{K\text{доп}} = \frac{U_{БЭ\text{макс}}}{n} - E_K = \frac{6}{0,5} - 10 = 2 \text{ В};$$

поэтому необходимо, чтобы эквивалентное сопротивление не превышало

$$R_{э.\text{треб}} \leq \frac{\Delta U_{K\text{доп}} L_\mu}{0,75 t_n E_K} = \frac{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}}{0,75 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 10} \approx 36 \text{ Ом.}$$

Так как $R'_n \gg R_{э.\text{треб}}$ и $R'_6 \gg R_{э.\text{треб}}$, то принимаем $R_{ш} + R_{д.\text{пр}} = 36 \text{ Ом}$ ($R_{д.\text{пр}}$ — прямое сопротивление диода). Выбираем диод, у которого допустимый ток

$$I_{п.\text{доп}} \geq I_\mu = \frac{E_K}{L_\mu} t_n = \frac{10}{1,6 \cdot 10^{-3}} \cdot 12 \cdot 10^{-6} = 75 \text{ мА.}$$

Этому значению прямого тока отвечает диод Д9Г, у которого $I_{п.\text{макс}} = 80 \text{ мА}$ при $t_{\text{окр}}^\circ = +60^\circ\text{C}$ и $U_{\text{обр}} = 20 \text{ В} > \frac{U_{\text{вых.и}}}{n_n}$. $R_{д.\text{пр}} \approx 16 \text{ Ом}$ и поэтому принимаем $R_{ш} = 18 \text{ Ом}$.

Особенности расчета ждущего БГ. Расчет параметров схемы, определяющих длительность импульса и его форму, выполняется так же, как и в автоколебательном БГ.

В ждущем БГ иначе определяется сопротивление резистора R_6 . Если заданы длительность импульса $t_{и}$ и период следования входных импульсов $T_{вх}$, то время восстановления $t_{\text{восст}} = T_{вх} - t_{и}$.

Сопrotивления резистора R_6 находится из условия

$$R_6 C \leq \frac{t_{\text{восст}}}{3 \div 4}.$$

Напряжение $E_B \geq I_{\text{КБ0макс}} R_6$, а емкость $C_p \leq \frac{t_{\text{восст}}}{(2 \div 3) R_6}$.

Рассмотрим пример расчета. Исходные данные $t_n = 10$ мкс, $T_{\text{вх}} = 300$ мкс, транзистор МП41, у которого $I_{\text{КБ0макс}} = 60$ мкА при $t_{\text{окр}}^\circ = +40^\circ\text{C}$, емкость $C = 0,06$ мкФ, $t_{\text{восст}} = 300 - 10 = 290$ мкс.

$$R_6 \leq \frac{290 \cdot 10^{-6}}{(3 \div 4) \cdot 0,06 \cdot 10^{-6}} = 1,2 \div 1,6 \text{ кОм. Принимаем } R_6 = 1,3 \text{ кОм.}$$

$$E_B \geq 60 \cdot 10^{-6} \cdot 1,3 \cdot 10^3 = 0,078 \text{ В. Принимаем } E_B = 0,5 \text{ В.}$$

Амплитуда пусковых импульсов

$$U_n > E_B - I_{\text{КБ0}} R_6 = 0,5 - 15 \cdot 10^{-6} \cdot 1,3 \cdot 10^3 \approx 0,5 \text{ В; Принимаем } U_n \approx 0,6 \text{ В;}$$

При использовании в автоколебательных БГ дрейфовых транзисторов в цепь транзистора необходимо включать диод, а также резистор R и источник питания E_B (как это сделано в схеме мульти-вibratorа рис. 67). Расчет этих элементов можно производить по соотношениям, приведенным на стр. 118.

Для ждущего БГ включать диод не надо, так как пробой базово-эмиттерного перехода не нарушает нормальной работы схемы.

Расчет генераторов пилообразного напряжения

Типичные формы пилообразных напряжений (ПН) показаны на рис. 85. Эти напряжения вначале возрастают или убывают до какого-то значения, а затем вновь возвращаются к исходному уровню.

Основными параметрами ПН (рис. 85) являются: длительность рабочего (T_p) и обратного (T_0) ходов, период следования импульсов T , амплитуда (высота) импульсов $U_{\text{вых}}$, коэффициент нелинейности ϵ и коэффициент использования напряжения источника питания ξ .

Во время рабочего хода T_p напряжение должно меняться по закону, близкому к линейному, т. е. изменяться почти с постоянной скоростью. Отклонение ПН от этого закона оценивается коэффициентом нелинейности ϵ , который характеризует относительное изменение скорости ПН du/dt на рабочем участке (за время T_p):

$$\epsilon = \frac{(du/dt)_{\text{макс}} - (du/dt)_{\text{мин}}}{(du/dt)_{\text{макс}}}.$$

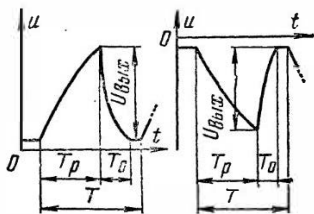


Рис. 85. Типовые формы пилообразного напряжения.

Так как в качестве ПН используется напряжение на конденсаторе при его заряде или разряде, то, имея в виду известное соотношение между током и напряжением конденсатора $i_c = Cduc/dt$, выражение для ϵ можно записать в следующем виде:

$$\epsilon = \frac{I_{\text{Смакс}} - I_{\text{Смин}}}{I_{\text{Смакс}}},$$

где $I_{\text{Смакс}}$ и $I_{\text{Смин}}$ — максимальное и минимальное значение тока на рабочем участке ПН.

Коэффициент использования напряжения источника питания (который в дальнейшем для краткости будем называть коэффициентом использования напряжения) $\xi = U/E$ характеризует эффективность использования напряжения источника питания E .

Во время обратного хода линейность ПН не обязательна, но почти всегда желательно иметь $T_0 \ll T_p$ ($T_p/T_0 \gg 1$).

Параметры ПН, используемых на практике, имеют следующие значения: амплитуда импульса $U_{\text{вых}}$ — от единиц до сотен вольт; длительность рабочего хода T_p — от нескольких микросекунд до нескольких сотен и тысяч миллисекунд; время обратного хода $T_0 = (0,05 \div 0,5) T_p$ и более; коэффициент нелинейности ϵ ПН при использовании в осциллографе до 10%, в телевидении до 5%, в электронно-лучевых индикаторах до 2%, в точных схемах сравнения 0,1—0,2%; коэффициент использования напряжения ξ — от нескольких процентов в простейших генераторах ПН (ГПН), до 90% в наиболее совершенных ГПН.

Для уменьшения нелинейности ПН во время рабочего хода в генераторах принимают меры к обеспечению постоянства тока, протекающего через конденсатор I_c . В идеальном случае при постоянном токе I_c за равные промежутки времени заряд на обкладках конденсатора изменялся бы на одно и то же значение, т. е. напряжение на конденсаторе изменялось бы по линейному закону:

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t I_c dt = \frac{I_c}{C} t.$$

В реальных схемах ГПН удается обеспечить лишь приблизительное постоянство (стабилизацию) тока конденсатора во время рабочего хода. При этом закон изменения напряжения на конденсаторе приближается к линейному.

Для стабилизации тока в ГПН применяют схемы с токостабилизирующими элементами в цепи заряда или разряда конденсатора и схемы с компенсирующей э. д. с.

Для получения компенсирующей э. д. с. применяется отрицательная или положительная обратная связь. При этом ГПН называются генераторами с отрицательной или положительной обратной связью.

Расчет ГПН с токостабилизирующим элементом. На рис. 86, а изображена схема ГПН с разрядом конденсатора через токостабилизирующий элемент, в качестве которого используется транзистор T_1 . Транзистор T_2 выполняет роль ключа, управляемого при помощи импульсов напряжения $u_{\text{вх}}$ (рис. 86, б).

До подачи управляющего импульса $u_{\text{вх}}$ (в исходном состоянии) в схеме открыты оба транзистора. При этом транзистор T_1 находит-

ся в активном режиме, а транзистор T_2 — в режиме насыщения ($R_0 = h_{21э} R_K / K_{нас}$, где $K_{нас} = 1,5 \div 2$). Так как сопротивление $r_{кэ}$ насыщенного транзистора мало, сопротивление резистора R_K также выбирается возможно малым (во много раз меньше сопротивления транзистора T_1 постоянному току), то падение напряжения $U_{КЭ2} = U_{КЭнас}$ и $I_K R_K$ невелики (не более 1—2 В), а падение напряжения на транзисторе T_1 и, следовательно, начальное напряжение на конденсаторе $U_{с0} = -E_K + |U_{КЭнас}| + I_{К2} R_K$ близко по значению к напряжению E_K .

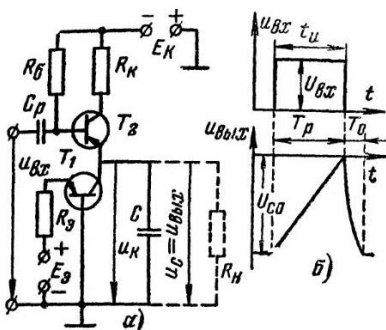


Рис. 86. Схема (а) и временные диаграммы (б) генератора пилообразного напряжения с разрядом конденсатора через транзистор.

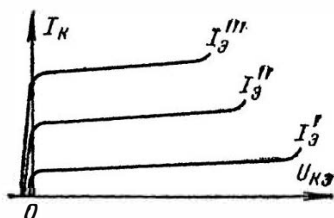


Рис. 87. Выходные характеристики транзистора с общей базой.

При поступлении на базу транзистора T_2 управляющего импульса положительной полярности $U_{вх} > E_K$ транзистор T_2 закрывается. Конденсатор начинает разряжаться через транзистор T_1 , напряжение $u_{к1} = u_c$ повышается. Разрядный ток конденсатора i_c , равный току коллектора $i_{к1}$, при постоянном токе эмиттера $I_{э1}$ изменяется незначительно (рис. 87). Таким образом стабилизируется ток конденсатора i_c . Его стабилизации способствуют также отрицательная обратная связь по току, осуществляемая при помощи резистора R_3 . Вследствие этого разрядный ток i_c во время рабочего хода почти не изменяется, а напряжение $u_c = u_{ввых}$ изменяется по закону, близкому к линейному. Коэффициент нелинейности e определяется выражением

$$e = U_{ввых} R_3 / E_э R_{ввых.б}, \quad (125)$$

где $U_{ввых}$ — амплитуда пилообразного напряжения, $R_{ввых.б}$ — выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ.

Формула (125) не учитывает влияние нагрузки на процесс разряда конденсатора ($R_H = \infty$, что имеет место, например, при подаче ПН на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки осциллографа). При подключении нагрузки конденсатор будет разряжаться не только через токостабилизирующий транзистор, но и через нагрузку R_H . Это приведет к увеличению нелинейности ПН, особенно при

$R_{\text{н}} \ll R_{\text{вых.б}}$. С учетом нагрузки в выражение (125) для коэффициента нелинейности нужно вместо сопротивления $R_{\text{вых.б}}$ подставить эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}} = R_{\text{вых.б}} R_{\text{н}} / (R_{\text{вых.б}} + R_{\text{н}})$. Для уменьшения коэффициента нелинейности ϵ при небольших сопротивлениях нагрузки между нею и ГПН включают эмиттерный повторитель. В этом случае в выражении (125) сопротивление $R_{\text{вых.б}}$ нужно заменить на сопротивление $R_{\text{экв}} = R_{\text{вых.б}} R_{\text{вхЭП}} / (R_{\text{вых.б}} + R_{\text{вхЭП}})$, где $R_{\text{вхЭП}}$ — входное сопротивление эмиттерного повторителя.

Для того чтобы изменения $u_{\text{к1}} = u_{\text{с}}$ не заходили в область, где $u_{\text{к}} > 0$ и ток $i_{\text{к1}} = i_{\text{с}}$ резко уменьшается, время разряда конденсатора от напряжения $U_{\text{с0}}$ до нуля не должно превышать длительности рабочего хода $T_{\text{р}}$. Время разряда зависит от разрядного тока $I_{\text{к1}} \approx \approx h_{21\text{б}} I_{\text{а1}} \approx h_{21\text{б}} E_{\text{э}} / R_{\text{э}}$. Для получения большей амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ параметры генератора выбираются так, чтобы за время $T_{\text{р}}$ конденсатор разряжался до напряжения $U_{\text{с}} = 0$. При этом связь между длительностью $T_{\text{р}}$ и параметрами генератора определяется выражением

$$T_{\text{р}} \approx C (R_{\text{э}} E_{\text{к}} / E_{\text{э}} - R_{\text{к}}), \quad (126)$$

а коэффициент использования напряжения

$$\xi = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\text{к}}} = \frac{U_{\text{с0}}}{E_{\text{к}}} \approx 1 - \frac{E_{\text{э}} R_{\text{к}}}{E_{\text{к}} R_{\text{э}}}, \quad (127)$$

После окончания управляющего импульса $u_{\text{вх}}$ транзистор T_2 открывается и переходит в режим насыщения, конденсатор заряжается через насыщенный транзистор T_2 и резистор $R_{\text{к}}$ за время обратного хода, длительность которого определяется выражением

$$T_{\text{о}} \approx 3CR_{\text{к}}.$$

Рассмотренный генератор обеспечивает при высокоомной нагрузке небольшой коэффициент нелинейности (около 0,5%), большой коэффициент использования напряжения (около 0,9), широкий диапазон длительности рабочего хода (от единиц до нескольких тысяч микросекунд) и небольшое время обратного хода, что является достоинством данного генератора. Его недостатками являются — невысокая нагрузочная способность, необходимость иметь значительный управляющий импульс $U_{\text{вх}} > E_{\text{к}}$ и отдельный источник питания $E_{\text{э}}$.

Рассмотрим пример расчета генератора ПН с разрядом конденсатора через транзистор (рис. 86), если задано: амплитуда ПН $U_{\text{вых}} = 17$ В; коэффициент нелинейности $\epsilon \leq 1\%$; длительность рабочего хода $T_{\text{р}} = 700$ мкс; период следования пилообразных импульсов $T = 1000$ мкс.

1. Выбираем напряжение источника питания $E_{\text{к}}$. Полагая, что в исходном состоянии $I_{\text{к2}} R_{\text{к}} = 2$ В и $|U_{\text{кЭнас}}| = 0,5$ В, находим $E_{\text{к}} \geq \geq U_{\text{вых}} + I_{\text{к2}} R_{\text{к}} + |U_{\text{кЭнас}}| = 17 + 2 + 0,5 = 19,5$. Принимаем $E_{\text{к}} = 20$ В.

2. Выбираем транзисторы T_1 и T_2 . Ключевой транзистор T_2 следует выбирать с допустимым напряжением $|U_{\text{кБмакс}}| \geq E_{\text{к}} + U_{\text{сх}}$, с малым обратным током $I_{\text{кБО}}$, температурная нестабильность которого приводит к нестабильности амплитуды и длительности рабочего хода ПН; со сравнительно небольшой постоянной времени тран-

зистора $\tau_{h_{21a}} = 1/2\pi f_{h_{21a}} = h_{21a}/2\pi f_{h_{21b}}$, что необходимо для небольшой задержки начала рабочего хода ПН.

Токостабилизирующий транзистор T_1 должен удовлетворять условию $|U_{КБмакс}| \geq U_{вх}$, как и ключевой транзистор иметь малую постоянную времени $\tau_{h_{21a}}$ и небольшой ток $I_{КБО}$, кроме того, большое выходное сопротивление $R_{вых.б}$ и большой коэффициент передачи по току в схеме с ОБ $h_{21б}$ (при этом повышается эффективность ООС, создаваемой при помощи резистора R_3).

Так как управляющий импульс $u_{вх}$ для надежного запираания транзистора T_2 должен быть не менее амплитуды выходного напряжения $U_{вых}$, то максимально допустимое напряжение $|U_{КБмакс}| \geq U_{вх} + E_K = 17 + 20 = 37$ В. Токостабилизирующий транзистор T_1 можно выбрать с меньшим напряжением $|U_{КБмакс}|$. На практике целесообразно выбирать транзисторы T_1 и T_2 одинаковыми.

Руководствуясь этими соображениями, выбираем транзистор МП21В со следующими параметрами: $U_{КБмакс} = -40$ В; $h_{21a} = 45$; $R_{вых.б} = 400$ кОм; $I_{Кмакс} = 50$ мА в режиме усиления.

3. Определяем сопротивление

$$R_K \geq \frac{E_K}{I_{Кмакс}} = \frac{20}{50 \cdot 10^{-3}} = 0,4 \text{ кОм (470 Ом)}.$$

4. Принимая $K_{нас} = 1,5$, определяем:

$$R_6 = \frac{h_{21a} R_K}{K_{нас}} = \frac{45 \cdot 0,470}{1,5} = 13 \text{ кОм}.$$

5. Задаваясь напряжением источника питания E_3 около 2—3 В, согласно выражению (125) при $E_3 = 2$ В находим:

$$R_3 \geq e \frac{E_3 R_{вых.б}}{U_{вых}} = 0,01 \frac{2 \cdot 4 \cdot 10^5}{17} = 470 \text{ Ом (510 Ом)},$$

при котором коэффициент нелинейности не превышает допустимого значения $\varepsilon = 1\%$.

6. Из выражения (126) определяем:

$$C = T_p / (R_3 E_K / E_3 - R_K) = 700 \cdot 10^{-6} / (510 \cdot 20 / 2 - 470) = 0,15 \text{ мкФ}.$$

7. Время восстановления

$$T_0 = 3CR_K = 3 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6} \cdot 470 = 190 \text{ мкс},$$

которое должно удовлетворить условию $T_0 \leq T - T_p$. В противном случае в качестве транзистора T_2 необходимо взять транзистор с большим током $I_{Кмакс}$.

8. При выбранных параметрах элементов ГПН коэффициент использования напряжения

$$\xi = 1 - \frac{E_3 R_K}{E_K R_3} = 1 - \frac{2 \cdot 470}{20 \cdot 510} \approx 0,85.$$

9. Емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq 20T_p / (R_6 + R_H) = 20 \cdot 700 \cdot 10^{-6} / (13 + 1) \cdot 10^3 = 1 \text{ мкФ},$$

где R_{κ} — выходное сопротивление источника управляющих импульсов. Здесь принято $R_{\kappa} = 1$ кОм.

Подключением конденсаторов C с различными емкостями на выходе генератора можно получить ПН с разными значениями T_p и T .

В рассмотренной схеме генератора (рис. 86) для создания эмиттерного тока токостабилизирующего транзистора включается дополнительный источник питания E_{Σ} . Без этого источника можно обойтись в схеме с делителем напряжения R_1, R_2 (рис. 88), где роль источника E_{Σ} выполняет падение напряжения $U_{R1} = I_{\text{дел}} R_1$ на резисторе R_1 , создаваемое током делителя. С учетом этого при расчете генератора с делителем напряжения в соответствующих формулах, приведенных выше, нужно вместо напряжения E_{Σ} подставлять напряжение U_{R1} .

Для повышения стабильности напряжения U_{R1} , от которого зависит стабильность эмиттерного тока, ток делителя выбирают согласно условию $I_{\text{дел}} \geq (5 \div 10) I_B = (5 \div 10) I_{\Sigma} / (1 + h_{21\alpha})$. При этом напряжение U_{R1} определяется выражением

$$U_{R1} \approx \frac{E_K R_1}{R_1 + R_2};$$

Значение этого напряжения должно быть сравнительно большим, что необходимо для получения большого сопротивления R_{Σ} , с увеличением которого улучшается линейность пилообразного напряжения. Обычно выбирают $U_{R1} \approx (0,3 \div 0,5) U_{\text{вых}}$.

Протекание большого тока делителя через резисторы R_1 и R_2 приводит к выделению на них сравнительно большой мощности, что является недостатком схемы с делителем напряжения. Кроме того, в схеме с делителем хуже используется напряжение источника питания E_K , которое в этой схеме выбирается согласно условию

$$E_K \geq U_{\text{вых}} + U_{R1} + I_{K2} R_K;$$

Достоинство схемы генератора с делителем напряжения заключается в использовании одного источника питания E_K , что важно в радиолюбительской практике.

Рассмотрим пример расчета генератора пилообразного напряжения с делителем напряжения (рис. 88) при исходных данных предыдущего примера: $U_{\text{вых}} = 17$ В; $\varepsilon \leq 1\%$; $T_p = 700$ мкс; $T = 1000$ мкс.

Рассчитать схему генератора можно в следующем порядке:

1. Напряжение источника питания

$$E_K \geq U_{\text{вых}} + U_{R1} + I_{K2} R_K = 17 + 7 + 2 = 26 \text{ В},$$

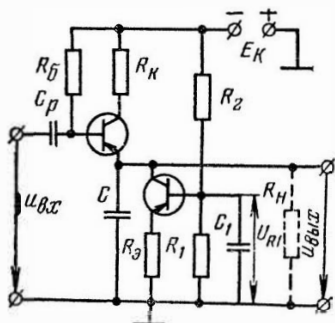


Рис. 88. Схема генератора пилообразного напряжения с делителем напряжения в базовой цепи токостабилизирующего транзистора.

где принято в исходном состоянии $I_{K2}R_K=2$ В и $U_{R1}=0,4U_{\text{вых}}=0,4 \cdot 17 \approx 7$ В. Принимаем $E_K=26$ В.

2. Выбираем тип транзисторов. В этой схеме транзисторы T_1 и T_2 выбираются из тех же соображений, что и в схеме с отдельным источником E_3 . Однако поскольку в данной схеме для получения напряжения $U_{\text{вых}}=17$ В необходимо большее напряжение источника, чем в схеме на рис. 88, то потребуется ключевой транзистор с большим максимально допустимым напряжением:

$$|U_{KB\text{макс}}| \geq U_{\text{вых}} + E_K = 17 + 26 = 43 \text{ В.}$$

Выбираем транзисторы T_1 и T_2 типа МП21Г с параметрами: $U_{KB\text{макс}}=-60$ В; $R_{\text{вых } 6} \approx 1/h_{226}=400$ кОм; $h_{213} \geq 45$; $I_{K\text{макс}}=50$ мА в усилительном режиме.

3. Аналогично пунктам 3—7 предыдущего примера определяем сопротивления резисторов $R_K=560$ Ом; $R_6=17$ кОм; $R_3=1,5$ кОм, емкость конденсатора $C=0,15$ мкФ и время восстановления $T_0=250$ мкс. Следует иметь в виду, что в соответствующие формулы вместо напряжения E_3 нужно подставлять напряжение $U_{R1}=7$ В.

4. Определяем сопротивления делителя напряжения R_1 и R_2 . Для этого находим требуемое значение тока делителя $I_{\text{дел}} \geq (5 \div +10) U_{R1}/R_3(1+h_{213}) = (5 \div 10) \cdot 7/1,5 \cdot 10^3(1+45) \approx 0,5-1$ мА.

Принимая $I_{\text{дел}}=1$ мА, находим:

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{\text{дел}}} = \frac{7}{1 \cdot 10^{-3}} = 7 \text{ кОм (7,5 кОм);}$$

$$R_2 = \frac{E_K - U_{R1}}{I_{\text{дел}} + I_B} \approx \frac{E_K - U_{R1}}{I_{\text{дел}}} = \frac{26 - 7}{1 \cdot 10^{-3}} = 19 \text{ кОм (20 кОм):}$$

5. Емкость конденсатора C_1 согласно условию

$$C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \geq 20T$$

равна

$$C_1 \geq \frac{20T(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}(7,5 + 20) \cdot 10^3}{7,5 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} \approx \approx 4 \text{ мкФ (5 мкФ).}$$

Расчет генератора ПН с отрицательной обратной связью. На рис. 89, а изображена схема генератора пилообразного напряжения с ООС и коммутирующим диодом.

В этой схеме до подачи управляющего импульса $u_{\text{вх}}$ (рис. 89, б) диод D открыт. Через диод D и резисторы R_1 , R_6 протекает ток. Напряжения источников питания E_K и E_B и резисторы R_1 и R_6 подбираются так, что падение напряжения на резисторе R_1 и диоде D оказывается меньше напряжения E_B . При этом напряжение $U_{BЭ} > 0$ и транзистор закрыт. Неравенству $U_{BЭ} > 0$ соответствует условие

$$E_B > E_K \frac{R_1 + R_i}{R_6} + I_{KB\text{Омакс}}(R_1 + R_i), \quad (128)$$

где R_1 — сопротивление открытого диода; $I_{КЭО_{\max}}$ — обратный коллекторный ток при максимальной температуре.

Коллекторное напряжение закрытого транзистора $U_{КЗ} = -E_K + I_{КБО}R_K$ близко к напряжению $-E_K$, так как на практике $I_{КБО}R_K \ll E_K$. При этом конденсатор C заряжен до напряжения $U_{C0} = U_{БЭ} - U_{КЗ} = E_K + U_{БЭ} - I_{КБО}R_K \approx E_K$ при $|U_{БЭ} - I_{КБО}R_K| \ll E_K$.

При поступлении на вход генератора управляющего импульса с амплитудой $U_{вх} > E_B$ диод закрывается и отключает источник E_B от генератора. При этом к базе транзистора от источника E_K через

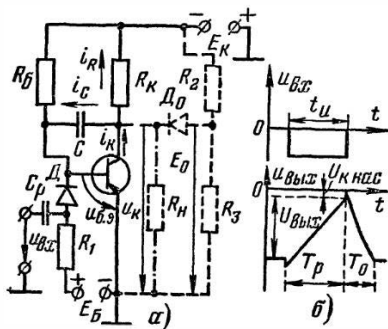


Рис. 89. Схема (а) и временные диаграммы (б) генератора пилообразного напряжения с ООС и коммутирующим диодом.

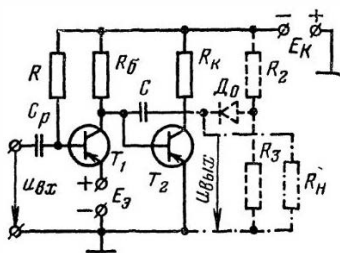


Рис. 90. Схема генератора пилообразного напряжения с ООС и коммутирующим транзистором.

резистор R_6 прикладывается отрицательное напряжение и транзистор открывается. Получающийся при этом небольшой скачок напряжения на базе ΔU через конденсатор C передается на коллектор транзистора, вызывая скачок напряжения u_k .

После открывания транзистора происходит разряд конденсатора C через резистор R_6 , источник питания E_K и открытый транзистор. Разрядный ток конденсатора i_C уменьшается по экспоненциальному закону. Однако уменьшение тока i_C приводит к увеличению отрицательного напряжения $u_{б3} = -E_K + R_6(i_{с0} + i_C)$, вследствие чего увеличивается коллекторный ток i_k , который разветвляется на ток через резистор R_K и конденсатор C . Часть тока i_k , протекающая через конденсатор, препятствует уменьшению тока i_C , поддерживая его во время рабочего хода почти постоянным (в этом и проявляется действие ООС).

В результате стабилизации разрядного тока конденсатора напряжение u_C и коллекторное напряжение $u_k = u_C + u_{б3}$ изменяются по закону, близкому к линейному. Коэффициент нелинейности [3]

$$\epsilon \approx \xi R_6 / h_{213} R_K, \quad (129)$$

где $\xi = U_{вх} / E_K$ — коэффициент использования напряжения. На практике выбирают $\xi = 0,8 \div 0,9$, т. е. $E_K = (1,1 \div 1,2) U_{вх}$. Коэффициенты

и ξ связаны с длительностью рабочего хода соотношением [3]

$$T_p \approx \xi C R_0 \approx \xi C h_{212} R_K; \quad (130)$$

После окончания управляющего импульса диод открывается, а транзистор спустя некоторое время закрывается. Под действием источников питания E_B и E_K конденсатор заряжается до напряжения U_{C0} , а напряжение u_K достигает значения $U_{K3} \approx -E_K$, т. е. восстанавливается исходное состояние. Время восстановления (длительность обратного хода) определяется выражением [3]

$$T_0 \approx 3C(R_K + R_1 + R_i); \quad (131)$$

Для уменьшения T_0 желательно выбирать $R_1 \ll R_K$. Уменьшать же сопротивление резистора R_K нежелательно, так как это приводит к увеличению коэффициента нелинейности ϵ (129).

Длительность T_0 можно уменьшить при помощи диода D_0 , ограничивающим (фиксирующим) коллекторное напряжение на уровне $E_{отс}$ (цепь фиксирующего диода на рис. 89, а показана штриховыми линиями). В случае применения фиксирующего диода длительность обратного хода [3]

$$T_0 \approx C(R_1 + R_K + R_i) \ln \frac{E_K}{E_K - E_{отс}} \quad (132)$$

оказывается тем меньше, чем больше E_K по сравнению с $E_{отс}$. При этом амплитуда ПН $U_{вых} \approx (0,8 \div 0,9) E_0$, т. е. $E_{отс} = (1,1 \div 1,2) U_{вых}$.

Приведенные выше формулы для ϵ , T_p и T_0 не учитывают влияния нагрузки (R_H) на работу генератора. С учетом нагрузки в выражениях для ϵ , T_p и T_0 необходимо сопротивление резистора R_K заменить на $R_{эКВ} = R_K R_H / (R_K + R_H)$. Влияние нагрузки сказывается в увеличении коэффициента нелинейности, особенно при низкой нагрузке.

ГПН с коммутирующим диодом прост по устройству, но сравнительно сложен в настройке. Этот недостаток устраняется в генераторе с коммутирующим транзистором (рис. 90), схема которого отличается от рассмотренной (рис. 89, а) только способом коммутации.

В исходном состоянии коммутирующий транзистор T_1 открыт и насыщен (для этого выбирают $R = h_{212} R_0 / K_{нас}$, где $K_{нас} = 1,5 \div 2$). Напряжение источника питания E_3 (около 1 В) через насыщенный транзистор T_1 передается к базе транзистора T_2 , поддерживая его в закрытом состоянии.

При подаче на базу транзистора T_1 управляющего импульса положительной полярности $U_{вх} > E_3$ транзистор закрывается и отключает источник E_3 от схемы генератора. При этом транзистор T_2 открывается и происходит разряд конденсатора, как в схеме с коммутирующим диодом.

После окончания импульса $u_{вх}$ транзистор T_1 открывается, а T_2 закрывается. Конденсатор заряжается через насыщенный транзистор T_1 и резистор R_K . При этом длительность обратного хода

$$T_0 \approx 3C R_K. \quad (133)$$

В рассматриваемом ГПН для уменьшения T_0 также можно применить фиксирующий диод, цепь которого на рис. 90 показана штриховыми линиями.

Рассмотрим пример расчета ГПН с коммутирующим диодом (рис. 89, а), если заданы: амплитуда ПН $U_{\text{вых}} = 20$ В; длительность рабочего хода $T_p = 600$ мкс; период следования импульсов $T = 800$ мкс; коэффициент нелинейности $\varepsilon \leq 3\%$; максимальная температура окружающей среды $t_{\text{окр}}^{\circ} = 50^{\circ}\text{C}$.

1. Напряжение источника питания

$$E_K = (1,1 \div 1,2) U_{\text{вых}} = (1,1 \div 1,2) \cdot 20 = 22 \div 24 \text{ В.}$$

Принимаем $E_K = 24$ В. При этом $\xi = U_{\text{вых}}/E_K = 20/24 = 0,83$.

2. Выбираем транзистор с напряжением $|U_{KЭ\text{макс}}| > E_K$, с большим коэффициентом $h_{21э}$, что необходимо для получения малого значения коэффициента нелинейности ε , и небольшим обратным током $I_{КБО}$. Выбираем транзистор МП20А, который имеет следующие параметры: $h_{21э} = 50 \div 150$; $U_{KЭ\text{макс}} = -30$ В; $I_{K\text{макс}} = 50$ мА; $I_{КБО} = 5$ мкА.

3. Сопротивление R_K в соответствии с условием

$$\left. \begin{aligned} E_K/I_{K\text{макс}} &= 24/50 \cdot 10^{-3} = 480 \text{ Ом} < R_K \ll E_K/I_{КБО\text{макс}} = \\ &= 24/40 \cdot 10^{-6} = 0,6 \text{ МОм,} \end{aligned} \right\} \quad (134)$$

где $I_{КБО\text{макс}} = I_{КБО 20^{\circ}} 2^{\frac{50-20}{10}} = 5 \cdot 2^3 = 40$ мкА; принимаем $R_K = 2$ кОм.

4. Согласно выражению (130) определяем $R_6 \leq \varepsilon h_{21э} R_K / \xi = 0,03 \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^3 / 0,83 = 7,25$ кОм (6,8 кОм), при котором коэффициент нелинейности не превышает допустимого значения $\varepsilon = 3\%$.

5. Емкость конденсатора

$$C = T_p / \xi R_6 = 600 \cdot 10^{-6} / 0,83 \cdot 6,8 \cdot 10^3 = 0,1 \text{ мкФ.}$$

6. Выбираем диод Д108 с сопротивлением $R_i = 100$ Ом. Задаем ся сопротивлением $R_1 = 1$ кОм и находим напряжение

$$\begin{aligned} E_B &> E_K \frac{R_1 + R_i}{R_6} + I_{КБО\text{макс}} (R_1 + R_i) = \\ &= 24 \frac{1,0 + 0,1}{6,8} + 40 \cdot 10^{-6} \cdot 1,1 \cdot 10^3 = 3,9 \text{ В.} \end{aligned}$$

Принимаем $E_B = 4$ В.

7. Длительность обратного хода

$$T_o \approx 3C(R_K + R_1 + R_i) = 3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} (2 + 1 + 0,1) \cdot 10^3 = 0,93 \text{ мс.}$$

В нашем примере оказалось $T_o > T_{o\text{макс}} = 800 - 600 = 200$ мкс. Для уменьшения T_o применим фиксирующий диод.

8. Напряжение $E_{отс} = (1,1 \div 1,2) U_{\text{вых}} = (1,1 \div 1,2) 20 = 22 \div 24$ В. Принимаем $E_{отс} = 24$ В.

9. Задаемся напряжением $E_K = 48$ В (при этом $\xi = 0,42$) и согласно пунктам 3—6 выбираем значения: $R_K = 3$ кОм; $R_6 = 24$ кОм; $C = 0,07$ мкФ, $E_B = 2,5$ В и по формуле (132) находим $T_o = 175$ мкс.

Если окажется $T_o > T_{o\text{макс}}$ или T_o значительно меньше $T_{o\text{макс}}$ следует соответственно увеличить или уменьшить напряжение E_K .

10. Определяем сопротивления делителя напряжения R_2 , R_3 . Для того чтобы ток фиксирующего диода слабо влиял на коэффициент

коэффициент деления $E_{отс}/E_K$, выбираем сопротивление $R_2 \leq (R_K + R_1)/(5 \div 10) = 310 \div 620$ Ом. Принимаем $R_2 = 620$ Ом и находим сопротивление $R_3 = E_{отс} R_2 / (E_K - E_{отс}) = 24 \cdot 0,62 / (48 \div 24) = 620$ Ом. При этом ток делителя $I_{дел} \approx E_K / (R_2 + R_3) = 48 / (0,62 + 0,62) = 39$ мА.

При расчете ГПН с коммутирующим транзистором (рис. 90) вместо выбора коммутирующего диода и расчета R_1 и E_B (пункт 6) необходимо выбрать коммутирующий транзистор T_1 и напряжение E_B и определить сопротивление резистора R . К транзистору T_1 предъявляются такие же требования, как к ключевому транзистору. Желательно выбирать его одинаковым с транзистором генератора I_2 . Напряжение E_B выбирается около 1 В, а сопротивление резистора R рассчитывается из условия $R = h_{21} R_{н} / K_{нас}$, где $K_{нас} = 1,5 \div 2$, а h_{21} — коэффициент передачи по току транзистора T_1 . Длительность обратного хода определяется по формуле (132)

Выше рассмотрены генераторы на транзисторах типа $p-n-p$. Очевидно, такие генераторы могут быть построены и на транзисторах типа $n-p-n$.

В этом случае полярность напряжений источников питания, входных и выходных напряжений меняются на противоположные по сравнению с генераторами на транзисторах типа $p-n-p$.

Генераторы с ООС обеспечивают получение ПН длительностью от нескольких десятков микросекунд до нескольких миллисекунд. Коэффициент нелинейности может быть получен около десятых долей процента. Однако при этом время восстановления получается большим, что является недостатком генераторов. Этот недостаток особенно проявляется при больших длительностях рабочего хода.

Как следует из выражений (129) — (131), для увеличения длительности рабочего хода необходимо увеличивать либо сопротивление резистора R_6 , либо емкость конденсатора C . Но увеличение R_6 приводит к ухудшению линейности ПН, а при увеличении C возрастает время восстановления. В связи с этим затруднено получение ПН большой длительности при ограниченном времени восстановления и малом коэффициенте нелинейности. В транзисторных генераторах с ООС это затруднение обусловлено конечным значением входного сопротивления и коэффициента усиления усилителя (транзистора).

Входное сопротивление усилителя можно существенно увеличить, если вместо обычного (биполярного) транзистора использовать полевой транзистор. Однако полевые транзисторы из-за малой крутизны S имеют сравнительно малый коэффициент усиления. Большие значения входного сопротивления и коэффициента усиления можно получить при смешанном (гибридном) использовании обычного и полевого транзисторов.

На рис. 91 изображены схемы генераторов с гибридным соединением транзисторов, аналогичные схемам рис. 89, 90. В этих генераторах на входе усилительного транзистора T_1 включен истоковый повторитель на полевом транзисторе (с индуцированным каналом p -типа на рис. 91, а, б и со встроенным каналом n -типа на рис. 91, в, г). Входное сопротивление этого транзистора можно считать практически бесконечным.

Истоковый повторитель совместно с усилительным транзистором образуют усилитель, коэффициент усиления которого $K = S h_{21} R_{н}$, где S — крутизна полевого транзистора, а h_{21} — коэффициент передачи по току биполярного транзистора.

Коэффициент нелинейности и длительность рабочего хода ПИИ этих генераторов определяются выражениями:

$$\varepsilon = \frac{\xi}{1+K} = \frac{\xi}{1+Sh_{213}R_K}; \quad T_p = \xi R_6 C. \quad (135)$$

В исходном состоянии (до подачи управляющего напряжения $u_{вх}$) полевой транзистор и, следовательно, усилительный транзистор закрыты. Для обеспечения закрытого состояния полевого транзистора напряжение U_{R1} в генераторах рис. 91, а, б должно быть несколько меньше порогового напряжения (напряжения закрывания) полевого транзистора, в генераторах рис. 91, в, г, напряжение источника E_3 должно быть несколько больше напряжения отсечки (напряжения закрывания) полевого транзистора.

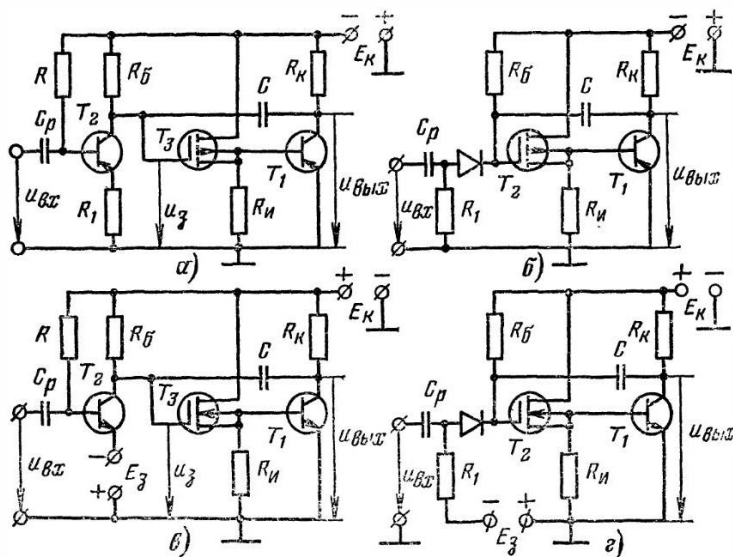


Рис. 91. Схемы генераторов пилообразного напряжения с ООС с коммутирующими транзистором (а, в) и диодом (б, г).

Время восстановления T_0 определяется по формуле (131) для генераторов, приведенных на рис. 91, б, г, и по формуле (133) для генераторов, показанных на рис. 91, а, в.

Рассмотрим пример расчета генератора (см. рис. 91, в) при следующих исходных данных: $U_{вых} = 12$ В; $T_p = 50$ мс; $T_0 \leq 5$ мс; $\varepsilon \leq 1\%$.

1. Аналогично пунктам 1, 2 предыдущего примера, задаваясь значением $\xi = 0,8$, выбираем напряжение $E_k = 15$ В и транзисторы T_1, T_2 типа КТ312Б со следующими параметрами: $U_{КЭмакс} = -30$ В; $h_{21эср} = 50$; $I_{Кмакс} = 30$ мА, $I_{КБ \cdot 20^\circ} \leq 10$ мкА при $U_{КБ} = 20$ В; $h_{113} = 100$ Ом.

Ключевой транзистор T_1 необходимо выбирать с возможно меньшим обратным током $I_{КБО}$ (с возможно большим сопротивлением в закрытом состоянии), так как во время рабочего хода он шунтирует резистор R_6 , сопротивление которого может быть значительным при больших T_p .

2. Выбираем полевой транзистор с возможно большей крутизной S и допустимым напряжением $U_{СИ\max} \geq E_K$. Следует иметь в виду, что напряжения стока $U_{СИ}$ и затвора $U_{ЗИ}$ должны иметь ту же полярность, что и напряжения коллектора и базы биполярного транзистора. Желательно также, чтобы напряжение закрывания транзистора было сравнительно небольшим, а его входное сопротивление возможно большим. В нашем случае выбираем транзистор КП305Д со встроенным каналом n -типа, который имеет следующие параметры: $S=5$ мА/В, $U_{СИ\max}=15$ В; ток затвора $I_3=1 \cdot 10^{-9}$ А; напряжение отсечки $U_{отс}=5$ В.

3. Определяем сопротивление резистора R_K , которое кроме неравенства (134) должно удовлетворять также условию

$$R_K \geq \frac{1-\varepsilon}{Sh_{213} \varepsilon} \approx \frac{1}{Sh_{213} \varepsilon} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 0,01} \approx 400 \text{ Ом};$$

При выполнении этого неравенства коэффициент нелинейности не превышает допустимого значения. Принимаем $R_K=1$ кОм.

4. Выбираем емкость C и сопротивление R_6 . Для того чтобы закрытый транзистор T_2 практически не шунтировал резистор R_6 , сопротивление последнего должно удовлетворять условию

$$R_6 \leq \frac{R_3}{5 \div 10} = \frac{500 \cdot 10^{-3}}{5 \div 10} = 50 \div 100 \text{ кОм (62 кОм)},$$

где $R_3 = U_{КЭ \max} / I_{КБО \max} = 20/40 \cdot 10^{-6} = 500 \text{ кОм}$;

R_3 — сопротивление закрытого транзистора;

$I_{КБО \max} = I_{КБО 40^\circ} = I_{КБО 20^\circ} 2^{(40-20)/10} = 10 \cdot 2^2 = 40 \text{ мкА}$.

Емкость конденсатора

$$C = \frac{T_p}{\xi R_6} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 62 \cdot 10^3} \approx 1 \text{ мкФ}.$$

При этом время восстановления $T_o \approx 3CR_K = 3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3 = 3 \text{ мс}$ не превышает допустимого значения. Длительность T_o можно сократить, уменьшив сопротивление резистора R_K .

5. По условию насыщения транзистора T_2 определяем:

$$R = \frac{h_{213} R_K}{K_{\text{нас}}} = \frac{50 \cdot 1 \cdot 10^3}{1,5} \approx 3,3 \text{ кОм},$$

где принято $K_{\text{нас}}=1,5$.

6. Напряжение источника $E_3 \geq U_{отс}=5 \text{ В (6 В)}$.

7. Сопротивление резистора R_H выбираем из условия

$$R_H \geq 10 R_{вх.3} \approx 10 h_{113} = 10 \cdot 100 = 1000 \text{ Ом (5,1 кОм)},$$

при выполнении которого резистор R_H незначительно шунтирует вход транзистора T_1 .

Аналогично рассчитывают генераторы, показанные на рис. 91, а, б, г, однако в генераторах (см. рис. 91, а, б) сопротивление резистора R_1 определяется по условию

$$U_{R1} = E_K R_1 / (R_6 + R_1) \leq |U_{пор}|,$$

при выполнении которого полевой транзистор в исходном состоянии закрыт ($U_{пор}$ — пороговое напряжение полевого транзистора с индуцированным каналом). Следует иметь в виду, что при увеличении сопротивления резистора R_1 возрастает время восстановления, а при его уменьшении сильнее нагружается источник управляющего напряжения.

Напряжение источника E_3 в генераторе (см. рис. 91, г) определяется по формуле

$$E_3 > \frac{E_K (R_1 + R_i)}{R_6},$$

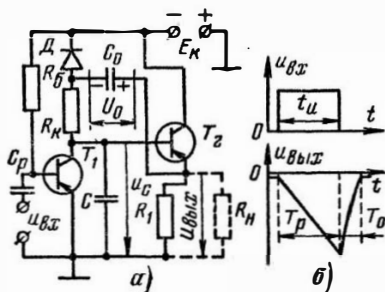


Рис. 92. Схема (а) и временные диаграммы (б) генератора пилообразного напряжения с ПОС.

аналогичной (128).

Коммутирующий диод (см. рис. 91, б, в), как и ключевой транзистор, желательно выбирать с возможно малым обратным током.

Расчет ГПН с положительной обратной связью. Схема ГПН с ПОС и ее временные диаграммы изображены на рис. 92. В этой схеме транзистор T_1 выполняет роль ключа. На транзисторе T_2 собран эмиттерный повторитель (ЭП).

В исходном состоянии до поступления управляющего напряжения $u_{вх}$ транзистор T_1 открыт и насыщен, его коллекторное напряжение и, следовательно, напряжение на конденсаторе C , приложенное ко входу ЭП, близко к нулю. Поэтому и выходное напряжение $u_{вых}$ близко к нулю. Диод D открыт, через него протекает ток насыщенного транзистора T_1 и небольшой ток базы транзистора T_2 . Конденсатор C_0 заряжен до напряжения $U_0 = E_K - |U_D + U_{вых}| \approx E_K$, так как $|U_D + U_{вых}| \ll E_K$.

При подаче управляющего импульса $u_{вх}$ положительной полярности на базу транзистора T_1 последний закрывается и конденсатор C начинает заряжаться. Вначале его заряд осуществляется от источника E_K через резистор R_k и открытый диод D . По мере заряда конденсатора входное и выходное напряжения ЭП понижаются. Понижение выходного напряжения через конденсатор большой емкости C_0 передается к аноду диода, вследствие чего через небольшой время потенциал анода диода становится ниже потенциала его катода и диод закрывается. Далее конденсатор C заряжается под действием напряжения U_0 через выходное сопротивление ЭП и резистор R_k .

Действие ПОС в этом генераторе проявляется в том, что изменение потенциала базы транзистора T_2 почти полностью передается

на выход ЭП и через конденсатор C_0 в точку a . При этом напряжение на резисторе R_k и ток через него почти не изменяются. Так как этот ток при большом входном сопротивлении ЭП практически полностью идет на заряд конденсатора, то напряжение на нем изменяется по закону, близкому к линейному.

Коэффициент нелинейности определяется выражением

$$\varepsilon = \xi \frac{1 - K_{ЭП} + R_k/R_{вхЭП} + C/C_0}{K_{ЭП}}, \quad (136)$$

где коэффициент усиления и входное сопротивление ЭП

$$K_{ЭП} \approx \frac{h_{21э} R'_H}{h_{11э} + h_{21э} R'_H}; \quad R_{вхЭП} \approx h_{11э} + h_{21э} R'_H,$$

а $R'_H = R_1 R_H / (R_1 + R_H)$. Для получения $\varepsilon \leq 5\%$ выбирают $C_0 \geq (50 \div +100)C$.

Длительность рабочего хода связана с параметрами генератора соотношением

$$T_p \approx \xi C R_k / K_{ЭП}. \quad (137)$$

Генератор (рис. 92) практически обеспечивает $\varepsilon = 1 \div 5\%$ при $\xi = 0,7 \div 0,9$ и $T_p = 100 \div 500$ мкс.

После окончания управляющего импульса транзистор T_1 открывается и переходит в режим насыщения, а конденсатор разряжается. Длительность обратного хода

$$T_o \approx 3C_0 (R_1 + R_i), \quad (138)$$

где R_i — сопротивление открытого диода.

Так как для получения небольшого коэффициента нелинейности емкость C_0 и сопротивление резистора R_1 необходимо выбирать большими, то время T_o также оказывается большим (много больше времени T_p).

Время T_o можно уменьшить, применив в схеме ЭП составной транзистор (рис. 93, а), который образован двумя транзисторами T'_2 и T''_2 с коэффициентами $h'_{21э}$ и $h''_{21э}$. При этом можно уменьшить сопротивление резистора R_1 , сохранив достаточно большим входное сопротивление ЭП $R_{вхЭП} \approx h'_{21э} h''_{21э} R_1$, что необходимо для получения небольшого коэффициента нелинейности.

Время T_o можно также уменьшить, применив в генераторе дополнительный источник питания в эмиттерной цепи ЭП (рис. 93, б). В этом генераторе длительность

$$T_o \approx 3C (R_1 + R_i) U_{вх} / E_{э} \quad (139)$$

оказывается примерно в C_0/C раз меньше, чем в генераторе, приведенном на рис. 92, а. В схеме рис. 93, б нагрузка включена через раздельный конденсатор C'_p , который препятствует передаче к нагрузке постоянного напряжения от источника $E_{э}$.

Рассмотрим пример расчета ГПН с ПОС, если заданы: амплитуда ПН $U_{вх} = 20$ В; длительность рабочего хода $T_p = 200$ мкс и период следования импульсов $T = 1,8$ мс; коэффициент нелинейности $\varepsilon \leq 5\%$; сопротивление нагрузки $R_H = 10$ кОм.

Так как максимально допустимое время обратного хода $T_{0.макс} = T - T_p$ значительно превышает время T_p , то применим схему генератора рис. 92, а.

1. Выбираем транзисторы и диод. Для получения небольшого коэффициента нелинейных искажений при малом времени обратного хода транзистор ЭП T_2 должен иметь большой коэффициент усиления $h_{21э}$. К транзистору T_1 предъявляют требования как к ключевому транзистору. Желательно T_1 и T_2 брать одного типа. Диод должен иметь малое сопротивление в открытом состоянии и большое — в закрытом.

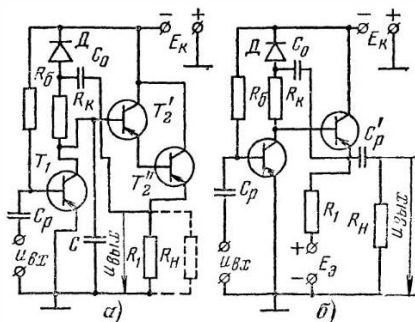


Рис. 93. Схема генератора пилообразного напряжения с ПОС и эмиттерным повторителем на составном транзисторе (а) и с дополнительным источником питания (б).

Выбираем транзисторы МП20А и диод Д9Н. Параметры транзистора при $I_{ЭСП} = 1$ мА (значение тока, при котором определены справочные параметры транзистора): $h_{21э} = 50 \div 150$; $h_{21эр} = 100$; $I_{Кмакс} = 50$ мА в непрерывном режиме и $I_{Кмакс} = 300$ мкА в импульсном режиме; $I_{КБ0} = 5$ мкА, $U_{КЭмакс} = -30$ В; $h_{11э} = 300 \div 2000$ Ом; $h_{11эр} = 1$ кОм. Сопротивление открытого диода $R_1 = 30$ Ом.

2. Задаваясь значением коэффициента использования напряжения $\xi = 0,8$, определяем напряжение источника питания $E_K \geq U_{вых}/\xi = 20/0,8 = 25$ В. Принимаем $E_K = 27$ В.

3. Сопротивление резистора R_1 согласно условию

$$\frac{E_K}{I_{Эмакс}} = \frac{27}{50 \cdot 10^{-3}} = 540 \text{ Ом} < R_1 \leq \frac{E_K}{I_{Энач}} =$$

$$= \frac{27}{(2 \div 3) \cdot 10^{-3}} = (9 \div 13,5) \text{ кОм},$$

где $I_{Энач} = (2 \div 3) I_{ЭСП}$ — начальное значение эмиттерного тока транзистора T_2 .

Для уменьшения коэффициента нелинейности ε сопротивление резистора R_1 желательно брать ближе к верхнему пределу, а для уменьшения времени T_0 — к нижнему. Принимаем $R_1 = 2,0$ кОм. При этом $R'_H = R_1 R_H / (R_1 + R_H) = 2 \cdot 10 / (2 + 10) \approx 1,67$ кОм.

4. Задаваясь отношением $C_0/C = 50$, из выражения (136) определяем:

$$R_K \leq \xi R_{\text{вхЭП}} [K_{\text{ЭП}} (1 + \varepsilon/\xi) - (1 + C/C_0)] = 0,8 \cdot 167 \times \\ \times [0,99 (1 + 0,05/0,8) - (1 + 0,02)] \approx 5,4 \text{ кОм (5,1 кОм)},$$

$$\text{где } R_{\text{вхЭП}} \approx h_{21\text{э}} R'_H = 100 \cdot 1,67 = 167 \text{ кОм};$$

$$K_{\text{ЭП}} = h_{21\text{э}} R'_H / (h_{11\text{э}} + h_{21\text{э}} R'_H) = 100 \cdot 1,67 / (1 + 100 \cdot 1,67) \approx 0,99.$$

5. Принимая $K_{\text{нас}} = 2$, определяем сопротивление резистора

$$R_0 = h_{21\text{э}} R_K / K_{\text{нас}} = 100 \cdot 5,1 / 2 = 255 \text{ кОм (270 кОм)}.$$

6. По выражению (137) находим емкость конденсатора:

$$C = T_p K_{\text{ЭП}} / R_K \xi = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 0,99 / 5,1 \cdot 10^3 \cdot 0,8 \approx 0,05 \text{ мкФ}.$$

Принимаем $C = 0,05$ мкФ и $C_0 = 2,5$ мкФ.

Время обратного хода

$$T_0 \approx 3C_0 (R_1 + R_i) = 3 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} (2 + 0,03) \cdot 10^3 \approx 15 \text{ мс}.$$

Так как время T_0 превышает допустимое значение $T_{0,\text{макс}} = T - T_p = 1,6$ мс, то для его уменьшения применим генератор с ЭП на составном транзисторе (рис. 93, а).

7. Задаваясь сопротивлением резистора $R_1 = 0,76$ кОм, близким к нижнему пределу, находим коэффициент усиления и входное сопротивление ЭП на составном транзисторе:

$$K_{\text{ЭП}} = \frac{h_{21\text{э}} R'_H}{h'_{11\text{э}} + h''_{11\text{э}} + h_{21\text{э}} R'_H} = \frac{100 \cdot 0,7}{1 + 1 + 100 \cdot 0,7} = 0,965;$$

$$R_{\text{вхЭП}} \approx h_{21\text{э}}^2 R'_H = 100^2 \cdot 0,75 = 7,5 \cdot 10^3 \text{ кОм, где } R'_H =$$

$$= R_1 R_H / (R_1 + R_H) = 0,75 \cdot 10 / (0,75 + 10) = 0,7 \text{ кОм}.$$

Затем согласно пунктам 3—6 выбираем: $R_H = 16$ кОм; $R_0 = 750$ кОм; $C = 0,015$ мкФ; $C_0 = 0,75$ мкФ и по формуле (139) определяем $T_0 = 1,5$ мс. Если необходимо получить меньшее время T_0 , следует применить генератор с дополнительным источником питания (рис. 93, б). Пусть в нашем примере требуется обеспечить $T_0 = 200$ мкс. При расчете генератора по рис. 93, б после определения емкости времени обратного хода (п. 6) следует определить напряжение:

$$E_{\text{э}} \geq C (R_1 + R_i) U_{\text{вых}} / T_0 = 0,04 \cdot 10^{-5} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 20 / 200 \cdot 10^{-5} = 8 \text{ В}.$$

Принимаем $E_{\text{э}} = 9$ В и проверяем выполнение условия

$$R_1 > (E_K + E_{\text{э}}) / I_{\text{э макс}} = (27 + 9) / 50 = 720 \text{ Ом}.$$

Если это условие не выполняется, надо увеличить сопротивление резистора R_1 или выбрать транзистор с большим током $I_{\text{э макс}}$.

Расчет фантастронного генератора пилообразного напряжения.
Для обеспечения работы рассмотренных выше ГПН требуется управляющий импульс прямоугольной формы с длительностью t_n , равной длительности рабочего хода T_p . Для фантастронных генераторов такой импульс не нужен; управляющее напряжение вырабатывается автоматически в самом фантастроне, основу которого составляет генератор с ООС.

Фантастронные генераторы могут работать как в автоколебательном, так и в ждущем режиме. В последнем случае для запуска фантастрона подаются короткие импульсы с длительностью $t_n \ll T_p$.

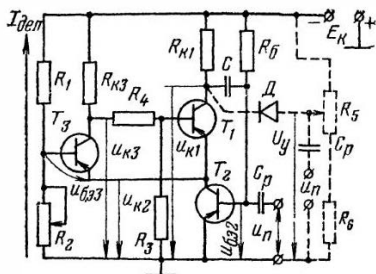
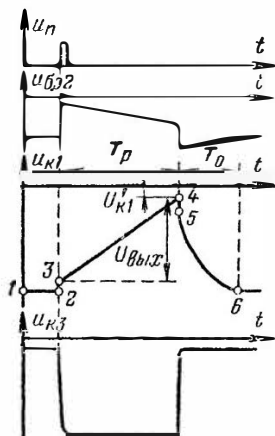


Рис. 94. Схема фантастронного генератора пилообразного напряжения.

Рис. 95. Временные диаграммы фантастронного генератора.



Длительность рабочего хода в фантастроне не зависит от параметров запускающего импульса, она определяется внутренними процессами, причем ее можно регулировать в широких пределах. На практике часто используется ждущий режим фантастрона.

На рис. 94 изображена схема одного из распространенных вариантов фантастрона на трех транзисторах. Его временные диаграммы приведены на рис. 95. В исходном состоянии (интервал 1—2 на рис. 95) транзистор T_1 закрыт, а транзисторы T_2 и T_3 открыты, причем T_3 насыщен, а T_2 находится на границе насыщения (в критическом режиме). Такой режим транзистора T_2 обеспечивается выбором сопротивления резистора $R_6 = h_{21\beta} R_{K3}$, где $h_{21\beta}$ — коэффициент передачи тока базы транзистора T_2 . При этом коллекторное напряжение $U_{K2} = U_{КЭнас} \approx 0,1 \div 0,5$ В для маломощных транзисторов.

Сопротивления резисторов делителя R_1 и R_2 подбираются так, чтобы напряжение $U_{БЭ3} = -I_{дел} R_2 + |U_{K2}|$ обеспечивало насыщенное состояние транзистора T_3 . Приблизленно, полагая насыщенный транзистор T_3 короткозамкнутым, можно считать, что его коллекторное напряжение $U_{K3} \approx U_{K2}$. При этом напряжение на базе транзистора T_1 $U_{БЭ1} = U_{K3} R_3 / (R_3 + R_4) - U_{K2} \approx U_{K2} R_3 / (R_3 + R_4) - U_{K2} > 0$

транзистор закрыт. Его коллекторное напряжение $U_{K1} = -E_K + I_{KBO} R_{K1} \approx -E_K$ по значению близко к напряжению E_K . Конденсатор C заряжен до максимального напряжения $U_{c0} = U_{БЭ2} - U_{K1} \approx E_K$, так как $|U_{БЭ2}| \ll |U_{K1}|$.

При подаче пусковых импульсов u_n на базу транзистора T_2 происходит переброс фантастрона (интервал 2—3), в результате которого транзистор T_3 закрывается, а T_1 открывается. Транзистор T_2 по-прежнему остается открытым.

После переброса фантастрона в течение длительности рабочего хода T_p происходит разряд конденсатора C через резистор R_6 , источник E_K и последовательно соединенные транзисторы T_1 и T_2 , вследствие чего формируется рабочий участок пилообразного напряжения (интервал 3—4).

Процесс разряда конденсатора происходит таким же образом, как и в схеме с ООС (см. рис. 89). Отличие состоит в том, что в фантастроне конденсатор разряжается через последовательно включенные транзисторы T_1 и T_2 . Такое включение транзисторов называется цепочным или каскодным. В фантастроне (см. рис. 94) транзистор T_2 включен по схеме с общим эмиттером, а T_1 — по схеме с общей базой. Каскодное соединение транзисторов имеет следующие эквивалентные параметры:

$$\left. \begin{aligned} h_{21э.эКВ} &\approx h_{21б1} h_{21э2} \approx h_{21э2}; \\ R_{ВЫХ.ЭКВ} &\approx R_{ВЫХ1} \approx R_{ВЫХ.Б}; \quad R_{ВХ.ЭКВ} \approx R_{ВХ2} \approx R_{ВХ.Э.} \end{aligned} \right\} \quad (140)$$

Для эффективного использования напряжения источника питания (для получения большого коэффициента использования напряжения ξ) параметры схемы фантастрона подбирают так, чтобы в конце рабочего хода транзистор T_1 входил в режим насыщения, а транзистор T_2 приближался к этому режиму. При этом коллекторное напряжение транзистора T_1 достигает значения $U_{K1} = U_{КЭнас} + U'_{K2}$, где $U_{КЭнас}$ — напряжение на насыщенном транзисторе T_1 , а U'_{K2} — напряжение на транзисторе T_2 в конце рабочего хода (обычно $U'_{K2} \approx 1$ В).

Ток делителя $I_{дел}$ и сопротивление резистора R_2 выбирают так, чтобы в конце рабочего хода оказалось $I_{дел} R_2 \geq |U'_{K2}|$, вследствие чего напряжение $U_{БЭ3} = -I_{дел} R_2 + |U'_{K2}|$ становится отрицательным, транзистор T_3 открывается и происходит обратный переброс фантастрона (интервал 4—5). После этого транзистор T_1 закрывается, а T_3 переходит в режим насыщения.

После закрывания транзистора T_1 происходит заряд конденсатора от источника напряжения E_K через участок эмиттер — база транзистора T_2 и резистор R_{K1} , т. е. восстанавливается исходное состояние фантастрона. Как и в схеме с ООС, длительность восстановления $T_0 \approx 3CR_{K1}$ оказывается большой, если не принять специальных мер для ее уменьшения.

Другие параметры выходного напряжения фантастрона определяются формулами, приведенными для генератора с ООС, при подстановке в них эквивалентных параметров каскодного соединения транзисторов (140). При этом выражения для параметров выходно-

го (пилообразного) напряжения фантастрона имеют следующий вид [3]:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &\approx E_K - |U'_{K2}|; \quad \xi = \frac{U_{\text{вых}}}{E_K} \approx 1 - \frac{|U'_{K2}|}{E_K}; \quad T_p = \xi C R_6; \\ \mathfrak{z} &\approx \xi R_6 (R_{\text{вых.б}} + R_{K1}) / h_{21\beta 2} R_{\text{вых.б}} R_{K1} \end{aligned} \right\} \quad (141)$$

или при $R_{\text{вых.б}} \gg R_{K1}$, что обычно на практике выполняется,

$$\mathfrak{z} \approx \xi R_6 / h_{21\beta 2} R_{K1}. \quad (142)$$

Транзисторный фантастрон обеспечивает получение пилообразных напряжений с коэффициентом нелинейности до нескольких десятых долей процента при длительности рабочего хода до нескольких тысяч микросекунд и коэффициенте использования напряжения $\xi \geq 0,9$.

В фантастроне в качестве выходного напряжения кроме пилообразного напряжения u_{K1} может использоваться напряжение $u_{\beta 2}$, представляющее собой импульсы, близкие к прямоугольным.

Рассмотрим пример расчета схемы фантастрона (см. рис. 94) при следующих исходных данных: амплитуда пилообразного напряжения $U_{\text{вых}} = 30$ В; длительность рабочего хода $T_p = 800$ мкс и период следования пилообразных импульсов $T = 3500$ мкс; коэффициент нелинейности $\epsilon \leq 2\%$; максимальная температура окружающей среды $t_{\text{окр}}^\circ = 50^\circ\text{C}$.

Рассчитать схему фантастрона можно в следующем порядке:

1. Задаваясь значением коэффициента использования напряжения $\xi = 0,9$, определяем напряжение источника питания $E_K \geq U_{\text{вых}}/\xi = 30/0,9 \approx 33,2$ В. Принимаем $E_K = 34$ В.

2. Выбираем тип транзисторов. Для фантастрона следует выбирать транзисторы с большим коэффициентом передачи $h_{21\beta}$, небольшим обратным током $I_{КБО}$, большим входным и выходным сопротивлением и максимально допустимым напряжением

$$|U_{КБмакс}| \geq (1,3 \div 1,5) E_K = (1,3 \div 1,5) 34 = 44 \div 51 \text{ В.}$$

В нашем примере выбираем транзисторы типа МП20 со следующими параметрами: $U_{КБмакс} = -50$ В; $I_{Кмакс} = 50$ мА в режиме усиления и $I_{Кмакс} = 300$ мА в импульсном режиме; $h_{21\beta} \geq 50$; $R_{\text{вых.б}} \geq 400$ кОм; $I_{КБО} \leq 10$ мА при 20°C ; $t_{к.макс}^\circ = 85^\circ\text{C}$.

3. Сопротивление резистора R_{K3} по допустимому коллекторному току

$$R_{K3} \geq \frac{E_K}{I_{Кмакс}} = \frac{34}{200 \cdot 10^{-3}} \approx 170 \text{ Ом (300 Ом)},$$

где

$$I_{Кмакс} = I_{Кмакс 20^\circ} \sqrt{\frac{t_{к.макс}^\circ - t_{окр}^\circ}{t_{к.макс}^\circ - 20^\circ}} = 300 \sqrt{\frac{85 - 50}{85 - 20}} \approx 200 \text{ мА}$$

— допустимый ток при максимальной температуре $t_{окр}^\circ = 50^\circ\text{C}$.

При выборе резистора $R_{кз}$ следует иметь в виду, что чем меньше его сопротивление, тем меньше получается сопротивление резистора R_6 и тем большая емкость конденсатора C потребуется для получения заданной длительности рабочего хода. Поэтому сопротивление резистора $R_{кз}$ нежелательно выбирать слишком малым.

4. По условию, при выполнении которого транзистор T_2 в исходном состоянии находится на границе насыщения, выбираем сопротивление резистора $R_6 = h_{213} R_{кз} = 50 \cdot 300 = 15 \text{ кОм}$.

5. По выражению (142) определяем:

$$R_{к1} \geq \frac{\xi R_6}{h_{213} \varepsilon} = \frac{0,9 \cdot 15 \cdot 10^3}{50 \cdot 0,02} \approx 13,5 \text{ кОм (15 кОм)}.$$

6. По выражению (141) находим емкость конденсатора

$$C = \frac{T_p}{\xi R_6} = \frac{800 \cdot 10^{-6}}{0,9 \cdot 15 \cdot 10^3} \approx 0,059 \text{ мкФ (0,06 мкФ)}.$$

7. Проверяем время восстановления исходного состояния $T_0 \approx 3CR_{к1} = 3 \cdot 0,06 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 2400 \text{ мкс}$, которое должно удовлетворять условию $T_0 \leq T - T_p = 3500 - 800 = 2700 \text{ мкс}$. Если это условие не выполняется, то следует применить схему фантастрона с ЭП в зарядной цепи конденсатора, расчет которой рассматривается ниже.

8. Определяем сопротивления резисторов R_3 и R_4 . Для того чтобы в конце рабочего хода транзистор T_1 оказался на границе насыщения, сопротивление резистора R_4 должно удовлетворить условию

$$R_4 = \frac{h_{213} R_{к1}}{R_{к1} + R_6} - R_{кз} = \frac{50 \cdot 15}{15 + 15} - 0,3 = 24,7 \text{ кОм (24 кОм)}.$$

Для обеспечения закрытого состояния транзистора T_1 в исходном состоянии необходимо выбирать сопротивление резистора R_3 в 2—5 раз меньше сопротивления резистора R_4 , т. е.

$$R_3 = \frac{R_4}{2-5} = \frac{24}{2-5} = 12 \div 4,8 \text{ кОм (7,5 кОм)}.$$

9. Определяем сопротивления резисторов делителя R_1, R_2 . Для уменьшения влияния обратного коллекторного тока $I_{КБО\text{макс}}$ транзистора T_3 на работу фантастрона резисторы R_1 и R_2 выбирают так, чтобы ток делителя, протекающий через них, был намного больше тока $I_{КБО\text{макс}}$, т. е.

$$I_{\text{дел}} \approx \frac{E_K}{R_1 + R_2} \geq (5 \div 10) I_{КБО\text{макс}},$$

откуда получаем:

$$R_1 + R_2 \leq \frac{E_K}{(5-10) I_{КБО\text{макс}}} = \frac{34}{(5-10) 80 \cdot 10^{-6}} = 43-86 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_1 + R_2 = 20 \text{ кОм}$. При этом ток делителя

$$I_{\text{дел}} = \frac{E_K}{R_1 + R_2} = \frac{34}{20 \cdot 10^3} = 1,7 \text{ мА}.$$

Определив сопротивление резистора R_2 по условию $U_{БЭЗ} = -I_{дел}R_2 + |U'_{К2}| \leq 0$, при выполнении которого происходит открытие транзистора T_3 в конце рабочего хода

$$R_2 \leq \frac{|U'_{К2}|}{I_{дел}} = \frac{1}{1,7 \cdot 10^{-3}} \approx 0,6 \text{ кОм},$$

находим сопротивление $R_1 = (R_2 + R_1) - R_2 = 20 \cdot 10^{-3} - 600 = 19,4 \text{ кОм}$ (18 кОм).

Поскольку сопротивления резисторов R_1, R_2 определяются приблизительно, то одно из них целесообразно взять переменным (хотя бы на время регулировки). Обычно переменным берут резистор R_2 .

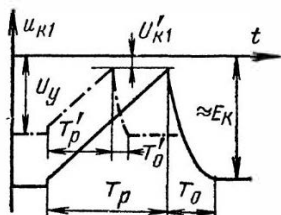


Рис. 96. Графики, иллюстрирующие изменение длительности рабочего хода при изменении управляющего напряжения.

Принимаем с запасом для регулировки режима фантастрона $R_2 = 1 \text{ кОм}$.

Управление длительностью рабочего хода. Фантастроны часто применяются для получения регулируемой временной задержки импульсов. При этом в качестве выходного импульса используется прямоугольный импульс $u_{К3}$ (рис. 95), при дифференцировании которого получается положительный импульс, задержанный относительно пускового на время длительности рабочего хода T_p .

Длительность T_p можно скачкообразно регулировать подключением конденсаторов различной емкости C . Плавная регулировка T_p осуществляется изменением управляющего напряжения U_y , подаваемого через диод D на коллектор транзистора T_1 (цепь управляющего напряжения показана на рис. 94 штриховыми линиями). В этом случае коллекторное напряжение на закрытом транзисторе T_1 фиксируется на уровне $U_{К1} = U_y + U_D \approx U_y$ (рис. 96), так как напряжение на открытом диоде значительно меньше управляющего напряжения $|U_D| \ll |U_y|$.

Принцип регулировки длительности T_p заключается в том, что напряжение $u_{К1}$ во время рабочего хода, начав изменяться от значения U_y , достигает значения $U'_{К1}$ за время T'_p , которое меньше времени T_p . При этом длительность рабочего хода определяется по формуле

$$T_p \approx \xi CR_6 = \frac{U_{ВЫХ}}{E_K} CR_6 \approx \frac{|U_y| - |U'_{К1}|}{E_K} CR_6. \quad (143)$$

Изменяя управляющее напряжение, можно в широких пределах регулировать длительность T_p , причем зависимость $T_p = f(U_y)$ оказывается близкой к линейной.

При изменении управляющего напряжения уменьшается и длительность восстановления T_0 , которая в этом случае определяется по формуле

$$T_0 \approx CR_{K1} \ln \frac{E_K}{E_K - |U_y|} \approx 2,3CR_{K1} \lg \frac{E_K}{E_K - |U_y|} \quad (144)$$

Рассмотрим пример расчета фантастронного генератора с регулируемой длительностью рабочего хода. Пусть требуется рассчитать схему фантастрона с длительностью рабочего хода, изменяющейся в пределах от $T_{p \text{ мин}} = 400$ мкс до $T_{p \text{ макс}} = 800$ мкс, амплитуда пилообразного напряжения $U_{\text{вых}} = 30$ В при $T_p = T_{p \text{ макс}}$. Остальные исходные данные такие же, как в предыдущем примере.

Рассчитать схему фантастрона в этом случае можно в следующем порядке. Вначале производим расчет на максимальную длительность $T_{p \text{ макс}}$, как это показано в предыдущем примере. После этого определяем параметры элементов цепи управляющего напряжения. Так как расчет на максимальную длительность $T_{p \text{ макс}}$ произведен в предыдущем примере, то здесь рассчитаем только цепь управляющего напряжения.

1. По формуле (143) определяем минимальное управляющее напряжение, необходимое для получения длительности $T_{p \text{ мин}}$:

$$|U_{y \text{ мин}}| = \frac{E_K T_{p \text{ мин}}}{R_6 C} + |U'_{K1}| = \frac{34 \cdot 400 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^3 \cdot 0,06 \cdot 10^{-6}} - 1 \approx 16 \text{ В},$$

где

$$|U'_{K1}| = |U'_K| + |U_{K \text{ Энас}}| \approx |U'_{K2}| \approx 1 \text{ В}.$$

2. Определяем сопротивление резисторов делителя R_5 , R_6 . Для того чтобы ток, протекающий через делитель и ответвляющийся через резистор R_{K1} при открытом диоде, не оказывал существенного влияния на управляющее напряжение, резисторы R_5 и R_6 должны удовлетворять условию

$$\frac{E_K}{R_5 + R_6} \geq (5 \div 10) \frac{E_K - |U_{y \text{ мин}}|}{R_{K1}},$$

из которого находим:

$$R_5 + R_6 \leq \frac{E_K R_{K1}}{(5 \div 10) (E_K - |U_{y \text{ мин}}|)} = \frac{34 \cdot 15 \cdot 10^3}{(5 \div 10) (34 - 16)} \approx \approx 2,8 \div 5,6 \text{ кОм}.$$

Принимая $R_5 + R_6 = 5,5$ кОм, определяем ток делителя $I_{\text{дел}}$ и сопротивление резисторов R_5 и R_6 :

$$I_{\text{дел}} = \frac{E_K}{R_5 + R_6} = \frac{34}{5,5 \cdot 10^3} \approx 6 \text{ мА};$$

$$R_5 \leq \frac{|U_{y \text{ мин}}|}{I_{\text{дел}}} = \frac{16}{6 \cdot 10^{-3}} \approx 2,7 \text{ кОм}, \quad R_6 = 5,5 - 2,7 = 2,8 \text{ кОм}.$$

С запасом для регулировки управляющего напряжения выбираем переменное сопротивление $R_5 = 3,6$ кОм.

3. Выбираем диод типа Д9Е, у которого допустимые значения тока в прямом направлении и обратное напряжение удовлетворяют условиям

$$I_{\max} \geq \frac{E_K - |U_{y.\min}|}{R_{K1}} = \frac{34 - 16}{15 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ мА}, \quad U_{\text{обр}} \geq E_K = 34 \text{ В}.$$

Схема фантастрона с эмиттерным повторителем. Для уменьшения времени восстановления T_o в фантастроне включают ЭП (рис. 97).

Как известно, при коэффициенте усиления ЭП, близком к единице, потенциал точки Э на выходе ЭП практически равен потенциалу точки Б на его входе и указанные точки можно считать эквипотенциальными (их можно мысленно соединить друг с другом).

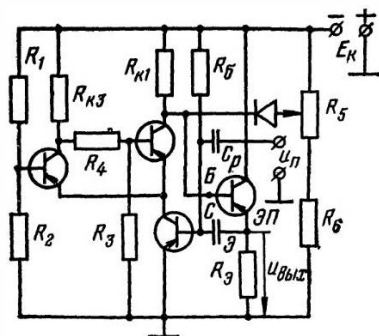


Рис. 97. Схема фантастронного генератора с эмиттерным повторителем в зарядной цепи конденсатора.

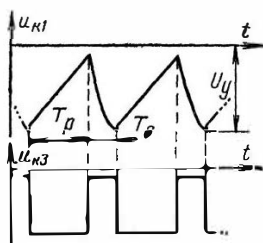


Рис. 98. Временные диаграммы фантастронного генератора, работающего в автоколебательном режиме.

Вследствие этого работа фантастрона во время рабочего хода не отличается от ранее рассмотренной. Однако во время восстановления исходного состояния фантастрона конденсатор заряжается не через большое сопротивление резистора R_{K1} , а через малое выходное сопротивление ЭП $R_{\text{выхЭП}} = R_{\text{вхБ}} + R_{K1}/(1 + h_{21э}) \approx R_{K1}/h_{21э}$, где $h_{21э}$ — коэффициент усиления тока базы транзистора ЭП. Благодаря применению ЭП в цепи заряда конденсатора время

$$T_o \approx 3CR_{\text{выхЭП}} \approx 3CR_{K1}/h_{21э}$$

уменьшается примерно в $h_{21э}$ раз по сравнению со схемой без ЭП. Если, например, выбрать транзистор для ЭП с коэффициентом $h_{21э} = 100$, то применительно к предыдущему примеру получим:

$$T_o \approx 3 \cdot 0,06 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 / 100 \approx 24 \text{ мкс}$$

вместо $T_o \approx 2400 \text{ мкс}$ в схеме без ЭП.

В генераторе с ЭП выходное напряжение целесообразно снимать с выхода ЭП, так как при этом уменьшается шунтирующее действие нагрузки, что особенно важно при сравнительно низкоомной нагрузке. Следует иметь в виду, что напряжение, снимаемое с выхода

ЭП, несколько меньше его входного напряжения $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_{\text{ЭП}}$. При расчете схемы с ЭП задаются коэффициентом усиления $K_{\text{ЭП}} \approx \approx 0,9$ и определяют $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} / K_{\text{ЭП}}$, которое является собственно выходным напряжением фантастрона.

Фантастрон может работать и в автоколебательном режиме. Такой режим возможен, если в момент, когда напряжение $u_{\text{к1}}$ достигает значения U_{γ} , транзистор T_3 будет выходить из насыщения, вследствие чего ток $i_{\text{к3}}$ будет уменьшаться, а напряжение $u_{\text{к3}}$ понижаться. Это вызовет понижение напряжения $u_{\text{б1}}$ и открывание транзистора T_1 . Возникающее при этом возрастание напряжения $u_{\text{к1}}$ через конденсатор C передается на базу транзистора T_2 , что приводит к уменьшению тока $i_{\text{б2}}$ и понижению напряжения $u_{\text{к2}}$. Это способствует дальнейшему уменьшению тока $i_{\text{к3}}$ и т. д. Таким образом, возникает лавинообразный процесс, приводящий к запирающему транзистора T_3 . После открывания транзистора T_1 и закрывания транзистора T_3 фантастрон работает так, как описано выше.

Диаграммы напряжений $u_{\text{к1}}$ и $u_{\text{к3}}$ автоколебательного фантастрона приведены на рис. 98. Длительность рабочего хода T_p , времени восстановления T_o и коэффициент нелинейности в автоколебательном режиме определяются теми же формулами, что и в ждущем режиме фантастрона.

Расчет автоколебательного фантастрона отличается от расчета ждущего лишь выбором сопротивлений резистора делителя R_1, R_2 . Для автоколебательного фантастрона эти резисторы следует выбирать так, чтобы отношение R_1/R_2 было больше в 1,3—1,5 раз их отношения для ждущего фантастрона. Это удобно осуществить экспериментально, если сопротивление резистора R_2 является переменным.

Очевидно следует иметь в виду, что в автоколебательном режиме на фантастрон не подают пусковые импульсы и не включают разделительный конденсатор.

Расчет усилителей постоянного тока

Усилители постоянного тока (УПТ) служат для усиления медленно меняющихся сигналов или сигналов, значение которых после изменения остается постоянным сколь угодно долго. Нижняя рабочая частота УПТ $f_n = 0$, а высшая — f_v определяется назначением усилителя и условиями его работы.

В УПТ для связи между каскадами усилителя приходится включать элементы, способные проводить постоянный ток. Такая связь вносит в УПТ ряд специфических особенностей: затрудняет установку нужного режима транзисторов и требует компенсации постоянного напряжения на нагрузке в режиме покоя.

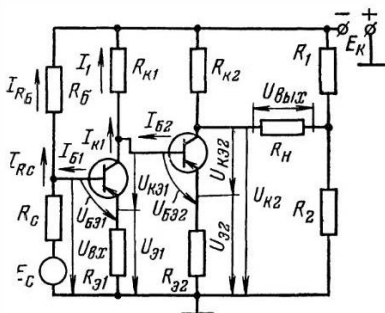


Рис. 99. Схема двухкаскадного УПТ с непосредственной связью между каскадами.

Особенно сложной задачей в УПТ является обеспечение высокой стабильности работы усилителя при изменениях напряжений источников питания, режимов работы транзисторов, их параметров и сопротивлений резисторов. Существенное влияние на дрейф нуля оказывает температурная нестабильность обратного тока коллектора. Любые, даже очень медленные изменения перечисленных величин вызывают изменения токов и напряжений, которые передаются на выход усилителя и приводят к изменениям выходного сигнала (дрейфу выходного сигнала или дрейфу нуля). В многокаскадных УПТ наибольшую опасность представляет нестабильность первого каскада, так как его нестабильность усиливается последующими каскадами. Для уменьшения дрейфа нуля в УПТ применяются различные балансные схемы.

Расчет УПТ с непосредственной межкаскадной связью. Схема двухкаскадного УПТ с непосредственной связью между каскадами изображена на рис. 99. В этой схеме выход предыдущего каскада гальванически соединен с входом последующего. Напряжение смещения на базе второго транзистора равно $U_{БЭ2} = U_{К1} - U_{Э2}$. Компенсация постоянного напряжения на нагрузке в режиме покоя достигается включением делителя напряжения R_1, R_2 . Сопротивления этих резисторов выбирают из условий баланса мостовой схемы, в которую включена нагрузка R_H :

$$R_{K2} R_2 = R_1 (R_{Э2} + R_0), \quad (145)$$

где $R_0 = |U_{КЭ2}| / I_{K2}$ — сопротивление транзистора T_2 в режиме покоя, и условия для делителя напряжения

$$R_1 R_2 / (R_1 + R_2) < (0,1 \div 0,2) R_H. \quad (146)$$

Источником входного сигнала E_c с внутренним сопротивлением R_c может служить фотосопротивление, термopapa или другой датчик.

По уравнению для токов и напряжений первого каскада усилителя в режиме покоя $I_1 = I_{K1} + I_{Э2}$; $|U_{КЭ1}| = E_K - I_1 R_{K1} - I_{Э1} R_{Э1}$ получим сопротивление резистора

$$R_{K1} = \frac{E_K - I_{Э1} R_{Э1} - |U_{КЭ1}|}{I_1} = \frac{E_K - |U_{Э1}| - |U_{K1}|}{I_1}. \quad (147)$$

Напряжение $|U_{Э1}| = I_{Э1} R_{Э1}$ выбирают в пределах $(0,05 \div 0,2) E_K$, при этом для эффективной стабилизации режима транзистора необходимо, чтобы $R_c \gg R_{вх}$.

Аналогично для второго каскада получим:

$$R_{K2} = \frac{E_K - I_{Э2} R_{Э2} - |U_{КЭ2}|}{I_{K2}}, \quad (148)$$

Входное сопротивление первого каскада

$$R_{вх1} = \frac{R_0 R_{вх.т}}{R_0 + R_{вх.1}},$$

где входное сопротивление транзистора T_1 с учетом ООС

$$R_{вх.т} = R_{вх.Э1} + (1 + h_{21Э1}) R_{Э1} \approx h_{21Э1} R_{Э1}.$$

Входное сопротивление второго каскада

$$R_{вх2} = R_{вх.Э2} + (1 + h_{21Э2}) R_{Э2} \approx h_{21Э2} R_{Э2}.$$

Сопротивление нагрузки для первого каскада

$$R'_{н1} = R_{к1} R_{вх2} / (R_{к1} + R_{вх2}),$$

для второго $R'_{н2} = R_{к2} R_{эвб} / (R_{к2} + R_{эвб})$, где $R_{эвб} = R_{н2} + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Коэффициент усиления напряжения соответствующих каскадов

$$K \approx h_{21э} \frac{R'_{н}}{R_{вх.т}}. \quad (149)$$

При $h_{21э} \gg 1$, что практически всегда соблюдается,

$$K_1 \approx \frac{R'_{н1}}{R_{э1}}; \quad K_2 \approx \frac{R'_{н2}}{R_{э2}} \frac{R_{н2}}{R_{н2} + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)}$$

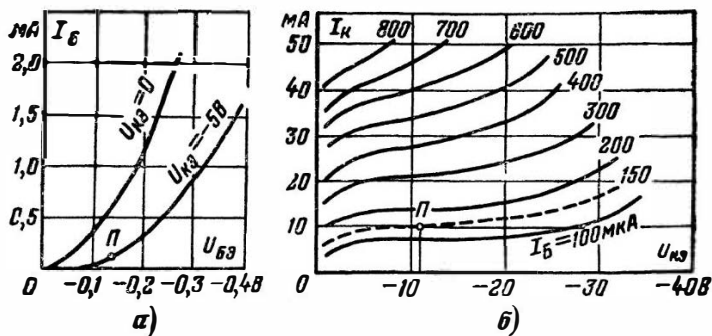


Рис. 100 Входная (а) и выходная (б) статические характеристики транзистора типа МП20

Рассчитаем двухкаскадный УПТ с непосредственной межкаскадной связью, если: источником входного сигнала служит датчик, включенный в мостовую схему, напряжение источника питания $E_k = 30 В$; максимальные изменения входного сигнала $\Delta U_{вх} = \pm 0,3 В$; внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_c = 1 кОм$; сопротивление нагрузки $R_n = 5,1 кОм$; требуемое максимальное изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых} = 10 В$; температура окружающей среды $t_{окр} = (30 \pm 10)^\circ C$.

Рассчитать усилитель можно в следующем порядке: 1. По заданному напряжению E_k выбираем транзисторы с максимально допустимым напряжением $|U_{кэмакс}| \geq E_k$ и возможно малым обратным коллекторным током $I_{кбо}$. Берем для обоих каскадов транзистор МП20 со следующими параметрами $|U_{кэмакс}| = 30 В$; $I_{кмакс} = 50 мА$; $I_{кбо} = 2 \div 5 мкА$; $t_{кмакс} = 85^\circ C$; $P_{кмакс20^\circ} = 150 мВт$; $h_{11э} = 500 Ом$, $h_{21э} = 50 \div 100$ (для расчета принимаем $h_{21э} = 75$).

2. Определяем режим покоя для транзистора второго каскада. Согласно формуле (1) выбираем $|U_{кэ2}| = 1В$. Так как до расчета сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и $R_{к2}$ оценить значение $R'_{н2}$ и вы-

брать ток I_{K2} затруднительно, то находим его из условия $I_{K2} \leq \leq 0,5 I_{K\text{макс}}$. Принимаем $I_{K2} = 10$ мА. Выбранной точке покоя Π (рис. 100) соответствует ток $I_{B2} = 150$ мкА. По входным характеристикам транзистора находим напряжение $U_{BЭ2} = 0,135$ В, соответствующее току I_{B2} в точке покоя.

3. Проверяем режим покоя на соответствие допустимой рассеиваемой мощности коллектора $P_K = U_{KЭ2} I_{K2} < P_{K\text{макс}}$, где максимально допустимая мощность при наибольшей температуре окружающей среды $t_{\text{окр}} = 40^\circ\text{C}$:

$$P_{K\text{макс}} = P_{K\text{макс}20^\circ} \frac{t_{K\text{макс}}^\circ - t_{\text{окр}}^\circ}{t_{K\text{макс}}^\circ - 20^\circ} = 150 \frac{85 - 40}{85 - 20} = 135 \text{ мВт.}$$

В нашем примере $P_K = 10 \cdot 10^{-3} = 100$ мВт $< P_{K\text{макс}} = 135$ мВт.

4. Приняв напряжение $|U_{Э2}| = I_{Э2} R_{Э2} = (I_{K2} + I_{B2}) R_{Э2} = 0,1 E_K = 3$ В, определяем сопротивление резисторов:

$$R_{Э2} = \frac{|U_{Э2}|}{I_{Э2}} = \frac{|U_{Э2}|}{I_{K2} + I_{B2}} = \frac{3}{(10 + 0,15) \cdot 10^{-3}} = 296 \text{ Ом (300 Ом).}$$

При этом $|U_{Э2}| = I_{Э2} R_{Э2} = 10,15 \cdot 10^{-3} \cdot 300 = 3,45$ В и

$$R_{K2} = \frac{E_K - |U_{Э2}| - |U_{KЭ2}|}{I_{K2}} = \frac{30 - 3,45 - 11}{10 \cdot 10^{-3}} \approx 1,7 \text{ кОм (1,6 кОм).}$$

В нашем примере $R_{Э2} = 300 \text{ Ом} \gg R_{вх.Б2} = h_{11Б}/h_{21Б} = 500/75 \approx 6,5 \text{ Ом}$. Если окажется $R_{Э2} < (5 \div 10) R_{вх.Б2}$, то необходимо увеличить сопротивление резистора $R_{Э2}$ так, чтобы выполнялось условие $R_{Э2} \geq R_{вх.Б2} (5 \div 10)$, и вновь найти R_{K2} .

5. Согласно условиям (145) и (146) определяем сопротивления делителя. Задавая сопротивление $R_1 + R_2 = 0,1 R_{вх.Б2} = 510 \text{ Ом}$, находим $R_1 = 1,05 \text{ кОм (1,1 кОм)}$; $R_2 = 0,99 \text{ кОм (1,0 кОм)}$.

6. Сопротивление нагрузки для второго каскада

$$R'_{н2} = \frac{R_{K2} R_{ЭКВ}}{R_{K2} + R_{ЭКВ}} = \frac{1,6 \cdot 5,62}{1,6 + 5,62} = 1,25 \text{ кОм,}$$

где

$$R_{ЭКВ} = R_{н1} + R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 5,1 + \frac{1,1 \cdot 1}{1,1 + 1} = 5,62 \text{ кОм,}$$

7. Проверяем правильность выбора тока I_{K2} , для чего рассчитываем требуемую амплитуду тока

$$I_{K2m} = \frac{\Delta U_{вых}}{R'_{н2}} = \frac{10}{1,25 \cdot 10^3} = 8 \text{ мА.}$$

Таким образом, выбранное нами значение тока $I_{K2} = 10$ мА удовлетворяет условию (2). В противном случае необходимо выбрать более подходящее значение тока I_{K2} и повторить расчет по пунктам 4—6.

8. Коэффициент усиления напряжения второго каскада

$$K_2 \approx \frac{R'_{H2}}{R_{Э2}} \frac{R_H}{R_H + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} = \frac{1,25}{0,3} \cdot \frac{5,1}{5,62} = 3,78,$$

9. Необходимое входное напряжение второго каскада

$$\Delta U_{ВХ2} = \Delta U_{ВЫХ1} = \Delta U_{ВЫХ} / K_2 = 8/3,78 = 2,12 \text{ В.}$$

10. Напряжение U_{K1} в режиме покоя

$$U_{K1} = U_{Э2} + U_{БЭ2} = -3,45 + (-0,135) \approx -3,6 \text{ В.}$$

11. Выбираем точку покоя транзистора T_1 . Задаваясь значением $U_{Э1} = 0,05 E_K = 0,0530 = 1,5 \text{ В}$, находим $U_{КЭ1} = U_{K1} - U_{Э1} = -3,6 - (-1,5) = -2,1 \text{ В}$.

Необходимое изменение коллекторного тока первого транзистора $\Delta I_{K1} = \Delta U_{ВЫХ1} / R'_{H1} \approx \Delta U_{ВЫХ1} / R_{K1}$: В режиме покоя нужно обеспечить ток

$$I_{K1} \geq \Delta I_{K1} + (1 + h_{21э}) I_{КБ040^\circ} = \Delta U_{ВЫХ1} / R_{K1} + (1 + h_{21э}) I_{КБ040^\circ},$$

где $I_{КБ040^\circ} = I_{КБ020^\circ} 2^{(40-20)/10} = 5 \cdot 2^2 = 20 \text{ мкА}$

— обратный коллекторный ток при максимальной температуре окружающей среды $t_{\text{окр}}^\circ = 40^\circ \text{C}$.

Подставляя в выражение для I_{K1} сопротивления резистора R_{K1} (147), находим:

$$\begin{aligned} I_{K1} &= \frac{\Delta U_{ВЫХ1} I_{Б2} + (E_K - |U_{Э1}| - |U_{КЭ1}|) (1 + h_{21э}) I_{КБ040^\circ}}{E_K - |U_{Э1}| - |U_{КЭ1}| - \Delta U_{ВЫХ1}} = \\ &= \frac{2,12 \cdot 0,15 + (30 - 1,5 - 2,1) (1 + 75) 0,02}{30 - 1,5 - 2,1 - 2,12} = 2 \text{ мА.} \end{aligned}$$

Принимаем $I_{K1} = 3 \text{ мА}$. Выбранной точке покоя $U_{КЭ1} = -2,1 \text{ В}$ и $I_{K1} = 3 \text{ мА}$ соответствует ток $I_B = 50 \text{ мкА}$ и напряжение $U_{БЭ1} = -0,1 \text{ В}$, которое определяем по входным характеристикам транзистора (рис. 100).

12. Сопротивления резисторов:

$$R_{K1} = \frac{E_K - |U_{K1}|}{I_{K1} + I_{Б2}} = \frac{30 - 3,14}{(3 + 0,15) \cdot 10^{-3}} \approx 8,2 \text{ кОм;}$$

$$R_{Э1} = \frac{|U_{Э1}|}{I_{Э1}} = \frac{|U_{Э1}|}{I_{K1} + I_{Б1}} = \frac{1,5}{(3 + 0,05) 10^{-3}} = 470 \text{ Ом;}$$

$$R_6 = \frac{E_K - |U_{БЭ1}| - |U_{Э1}|}{I_{R6}} = \frac{30 - 0,1 - 1,5}{1,6} = 17,8 \text{ кОм (16 кОм),}$$

$$\begin{aligned} \text{где } I_{R6} &= I_{Rc} + I_{Б1} = \frac{|E_C - U_{Б1} - U_{Э1}|}{R_c} + I_{Б1} = \\ &= \frac{0 + 0,1 + 1,5}{1 \cdot 10^{-3}} + 0,05 = 1,6 \text{ мА,} \end{aligned}$$

В выражении для I_{R6} значения E_c , $U_{БЭ1}$, $U_{Э1}$ подставляются со своим знаком. В нашем случае в режиме покоя $E_c = 0$.

13. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = R_{вх1} \approx \frac{R_6 h_{21э} R_{э1}}{R_6 + h_{21э} R_{э1}} = \frac{16 \cdot 75 \cdot 0,47}{16 + 75 \cdot 0,47} \approx 11 \text{ кОм}$$

и коэффициент усиления первого каскада

$$K_1 \approx \frac{R'_{н1}}{R_{э1}} = \frac{6,5 \cdot 10^3}{470} \approx 14,$$

Общий коэффициент усиления напряжения

$$K = K_1 K_2 = 14 \cdot 3,78 \approx 38$$

с некоторым запасом обеспечивается требуемое усиление $K_{тр} = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх} = 10/0,3 \approx 33$. Если окажется $K < K_{тр}$, то для получения этого усиления можно попытаться изменить сопротивления R_k и $R_э$ или применить еще один каскад усиления.

14. Определяем дрейф выходного напряжения. Для этого найдем изменения обратных коллекторных токов транзисторов $\Delta I_{КБ0}$ при изменении температуры окружающей среды в пределах $20-40^\circ\text{C}$ и коэффициент неустойчивости первого каскада q_1 :

$$\Delta I_{КБ0} = I_{КБ0 40^\circ} - I_{КБ0 20^\circ} = I_{КБ0 20^\circ} \left(2^{\frac{40-20}{10}} - 1 \right) = 5(2^2 - 1) = 15 \text{ мкА};$$

$$q_1 = \frac{N}{N - h_{21б}} = \frac{1,5}{1,5 - 0,987} = 2,9,$$

$$\text{где } N = 1 + \frac{R_{э1}}{R_6} + \frac{R_{э1}}{R_c} = 1 + \frac{0,47}{16} + \frac{0,47}{1} = 1,5,$$

$$h_{21б} = h_{21э} / (1 + h_{21э}) = \frac{75}{1 + 75} = 0,987.$$

Неустойчивость (дрейф) коллекторного тока первого транзистора $\Delta I_{К1др} = q_1 \Delta I_{КБ01} = 2,9 \cdot 15 = 44 \text{ мкА}$. Изменение (дрейф) тока нагрузки первого каскада $\Delta I_{1др}$ с учетом направления обратных токов $I_{КБ01}$ и $I_{КБ02}$ равен $\Delta I_{1др} = q_1 \Delta I_{КБ01} - \Delta I_{КБ02} = 44 - 15 = 29 \text{ мкА}$. Дрейф входного напряжения второго каскада $\Delta U_{вх2др} = \Delta I_{1др} R'_{н1} = 29 \cdot 10^{-6} \cdot 6,5 \cdot 10^3 = 0,19 \text{ В}$ и дрейф выходного напряжения усилителя $\Delta U_{вых.др} = \Delta U_{вх2др} K_2 = 0,19 \cdot 3,78 = 0,74 \text{ В}$.

Дрейф выходного напряжения составляет 7,4% значения выходного сигнала. Дрейф выходного напряжения можно уменьшить, если выбрать транзистор T_2 с током $I_{КБ02} > I_{КБ01}$. Например, выберем транзистор T_1 с обратным током $I_{КБ0 20^\circ} = 2 \text{ мкА}$, а транзистор T_2 — с $I_{КБ0 20^\circ} = 5 \text{ мкА}$. Тогда $\Delta I_{КБ01} = 6 \text{ мкА}$; $\Delta I_{КБ02} = 15 \text{ мкА}$; $\Delta I_{1др} = 2,4 \text{ мкА}$; $\Delta U_{вых.др} = 0,05 \text{ В}$ (составляет 0,5% выходного сигнала). Если такая неустойчивость недопустима, то можно попытаться

ее уменьшить ее соответствующим подбором параметров схемы или применить балансный УПТ.

Недостатком рассматриваемой схемы УПТ является то, что для обеспечения режимов покоя транзисторов сопротивления резисторов R_K и R_3 должны удовлетворять условиям: $R_{Kn} < R_{K(n-1)}$; $R_{3n} > R_{3(n-1)}$, где n — номер каскада усилителя. Вследствие этого коэффициент усиления напряжения убывает от каскада к каскаду, т. е. $K_n < K_{n-1}$. Поэтому проектирование такого усилителя с числом каскадов более трех-четырех оказывается нецелесообразным.

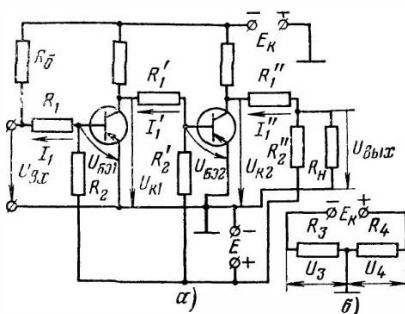


рис. 101. Схема двухкаскадного УПТ с потенциметрической связью между каскадами.

Расчет УПТ с потенциметрической межкаскадной связью. Схема двухкаскадного УПТ с потенциметрической связью между каскадами изображена на рис. 101. Напряжение смещения на базах транзисторов создается дополнительным источником постоянного напряжения E и делителем напряжения (потенциометром) из резисторов R_1 , R_2 и R'_1 , R'_2 .

При помощи делителя R_1 , R_2 и источника E компенсируется начальное входное напряжение ($U_{вх}$ в режиме покоя). Если источником входного сигнала служит датчик, включенный в мостовую схему, и $U_{вх} = 0$, то входная цепь усилителя может иметь такой же вид, как и в схеме УПТ, изображенной на рис. 99.

Цепь R''_1 , R''_2 компенсирует постоянное напряжение U_{K2} . Вместо двух источников питания E_K и E можно использовать один источник со средней точкой, соединенной с общей точкой (корпусом), или источник с «искусственной» точкой между резисторами R_3 , R_4 , как это показано на рис. 101, б. В схеме на рис. 101, б напряжение U_3 используется в качестве источника E_K , а U_4 — в качестве E .

Недостатком потенциметрической связи является то, что напряжение сигнала передается от коллектора одного транзистора к базе следующего не полностью, часть его теряется на резисторе R_1 .

Сопротивления резисторов R_K , R_1 , R_2 определяются по известным напряжениям и токам транзисторов в режиме покоя, которые выбираются из тех же соображений, что и в усилителях низкой частоты. Ток I_1 через резистор R_1 берут одного порядка с коллектор-

ным током в режиме покоя I_K . Расчетные формулы для R_K , R_1 , R_2 имеют вид:

$$R_K = \frac{E_K - |U_{KЭ}|}{I_K + I_1}; \quad R_1 = \frac{|U_{KЭ}| - |U_{БЭсл}|}{I_1}; \quad R_2 = \frac{E - |U_{БЭсл}|}{I_1 - I_{Бсл}},$$

где $U_{KЭ}$ и I_K — напряжение и ток транзистора рассматриваемого каскада в режиме покоя; $U_{БЭсл}$ и $I_{Бсл}$ — напряжение и ток базы следующего каскада. Для последнего каскада в выражениях для R_1 и R_2 вместо напряжения $U_{БЭсл}$ и тока $I_{Бсл}$ необходимо подставить значения выходного напряжения $U_{вых}$ и тока, протекающего через нагрузку I_n в режиме покоя.

Для уменьшения шунтирующего влияния резисторов R_2 их сопротивление желательно выбирать при $R_2' \geq (5 \div 10) R_n$ и R_2 , $R_2' \geq (5 \div 10) R_{вх.э.сл}$, однако следует иметь в виду, что увеличение R_2 приводит к необходимости увеличения напряжения источника E .

Коэффициент усиления тока одного каскада усилителя

$$K_i = \frac{\Delta I_{вых}}{\Delta I_{вх}} = \frac{\Delta I_{Бсл}}{\Delta I_B} = h_{21э} K_i' = \\ = \frac{h_{21э} R_K R_2}{R_2 R_{вх.э.сл} + (R_2 + R_{вх.э.сл}) (R_K + R_1)},$$

где $R_{вх.э.сл} \approx h_{11э}$ — входное сопротивление следующего каскада:

$$K_i' = \frac{\Delta I_{Бсл}}{\Delta I_K} = \frac{R_K R_2}{R_2 R_{вх.э.сл} + (R_2 + R_{вх.э.сл}) (R_K + R_1)}$$

— коэффициент передачи тока от коллектора данного каскада к базе следующего. В выражении для K_i последнего каскада сопротивление $R_{вх.э.сл}$ нужно заменить на сопротивление R_n , а ток $\Delta I_{Бсл}$ на ток ΔI_n .

Коэффициент усиления напряжения каскада

$$K = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \frac{\Delta U_{БЭсл}}{\Delta U_{БЭ}} = \frac{\Delta I_{Бсл} R_{вх.э.сл}}{\Delta I_B R_{вх.э}} = K_i \frac{R_{вх.э.сл}}{R_{вх.э}},$$

Напряжение входного сигнала, передаваемое к базе первого транзистора,

$$\Delta U_{БЭ1} = \Delta I_{Б1} R_{вх.э1} = \Delta U_{вх} K_{вх},$$

где $K_{вх} = 1 / (1 + R_1 / R_{вх.э1} + R_1 / R_2)$ — коэффициент передачи входного напряжения к базе транзистора T_1 . Очевидно,

$$\Delta U_{вх} = \Delta I_{Б1} \frac{R_{вх.э1}}{K_{вх}} = \Delta I_{Б1} (R_{вх.э1} + R_1 + R_1 R_{вх.э1} / R_2). \quad (150)$$

Рассчитаем двухкаскадный УПТ с потенциометрической межкаскадной связью (рис. 101), если заданы: источник входного сигнала — датчик, включенный в мостовую схему; напряжение источника питания $E_K = 30$ В; напряжение источника $E = 12$ В; сопротивление

нагрузки $R_{\Pi}=1,2$ кОм; максимальные изменения входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}=15$ мВ; начальное напряжение в режиме покоя $U_{\text{вх}}=0$ и ток источника сигнала $I_{\text{ух}}=0$; требуемые максимальные изменения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}=10$ В, в режиме покоя напряжение и ток нагрузки равны нулю; изменения температуры окружающей среды $t_{\text{окр}}^{\circ}=(30 \pm 10)^{\circ}\text{C}$.

1. По заданному напряжению источника питания $E_{\text{К}}$ выбираем транзистор с максимально допустимым напряжением $|U_{\text{КЭмакс}}| \geq E_{\text{К}}$ и возможно малым обратным коллекторным током $I_{\text{КБО}}$.

Берем для обоих каскадов транзистор МП20 с параметрами: $I_{\text{Кмакс}}=50$ мА; $|U_{\text{КЭмакс}}|=30$ В; $P_{\text{Кмакс}} 20^{\circ}=150$ мВт; $I_{\text{КБО}}=2 \div 5$ мкА (для расчета принимаем $I_{\text{КБО}}=3$ мкА); $h_{21a}=75$; $h_{11a}=500$ Ом.

2. Выбираем точку покоя транзистора второго каскада согласно условиям (1), (2). Как и в предыдущем примере, принимаем $U_{\text{КЭ2}}=-11$ В, $I_{\text{К2}} \approx 10$ мА. Точке покоя соответствует ток $I_{\text{Б2}}=0,15$ мА и напряжение $U_{\text{БЭ2}}=-0,135$ В, которое определяется по входным характеристикам транзистора (рис. 100). Режим покоя проверяется на соответствие допустимой мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора, аналогично тому, как это сделано в п. 3 (с. 166).

3. Задавая ток $I_1''=I_{\text{К2}}=10$ мА, находим сопротивления резисторов:

$$R_{\text{К2}} = \frac{E_{\text{К}} - |U_{\text{КЭ2}}|}{I_{\text{К2}} + I_2''} = \frac{30 - 11}{20 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \text{ кОм};$$

$$R_1'' = \frac{|U_{\text{КЭ2}}| - |U_{\text{Вых}}|}{I_1''} = \frac{11 - 0}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \text{ кОм};$$

$$R_2'' = \frac{E - |U_{\text{Вых}}|}{I_1'' + I_{\text{H}}} = \frac{12 - 0}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,2 \text{ кОм}.$$

5. По формуле (150) определяем коэффициент усиления тока второго каскада:

$$\begin{aligned} K_{i2} &= \frac{h_{21a} R_{\text{К2}} R_2''}{R_2'' R_{\text{H}} + (R_2'' + R_{\text{H}}) (R_{\text{К2}} + R_1'')} = \\ &= \frac{75 \cdot 10 \cdot 1,2}{1,2 \cdot 1,2 + (1,2 + 1,2) (10 + 11)} \approx 13, \end{aligned}$$

При этом коэффициент передачи тока от коллектора второго транзистора к нагрузке

$$K_{i2}' = K_{i2} / h_{21a} = 13 / 75 \approx 0,17.$$

6. Ток в нагрузке, необходимый для создания выходного напряжения $\Delta U_{\text{Вых}}$,

$$\Delta I_{\text{H}} = \frac{\Delta U_{\text{Вых}}}{R_{\text{H}}} = \frac{10}{1,2 \cdot 10^3} = 8 \text{ мА}$$

и входной (базовый) ток второго транзистора

$$\Delta I_{B2} = \frac{\Delta I_n}{K_{i2}} = \frac{8}{13} = 615 \text{ мкА.}$$

Току ΔI_{B2} соответствует входное напряжение второго транзистора

$$\Delta U_{B2} = \Delta I_{B2} R_{\text{вх.}2} = 0,615 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 0,31 \text{ В.}$$

7. Для получения такого тока ΔI_{B2} необходим коллекторный ток первого транзистора:

$$\Delta I_{K1} = \frac{\Delta I_{B2}}{K'_{i2}} = \frac{0,615}{0,17} = 3,7 \text{ мА.}$$

8. Определяем точку покоя для транзистора первого каскада. Коллекторный ток в режиме покоя должен удовлетворить условие $I_{K1} \geq \Delta I_{K1} + (1 + h_{213}) I_{\text{КБ}0 \text{ } 40^\circ} = 3,7 + (1 + 75) 20 \cdot 10^{-6} = 5,3 \text{ мА}$, где $I_{\text{КБ}0 \text{ } 40^\circ} = I_{\text{КБ}0 \text{ } 20^\circ} 2^{(40-20)/10} = 5 \cdot 2^2 = 20 \text{ мкА}$ — обратный коллекторный ток при максимальной температуре окружающей среды $t_{\text{окр}}^\circ = 40^\circ\text{C}$.

Задаваясь изменением коллекторного напряжения первого каскада $\Delta U_{K1} = (2 \div 3) \Delta U_{B2} = (2 \div 3) \cdot 0,31 = 0,62 \div 0,93 \text{ В}$, определяем напряжение

$$U_{K1} \geq \Delta U_{K1} + |U_{\text{КЭ} \text{ мин}}| = (0,62 \div 0,93) + 1,0 = 1,62 \div 1,93 \text{ В.}$$

Принимаем в режиме покоя ток $I_{K1} = 6 \text{ мА}$ и напряжение $U_{K1} = -5 \text{ В}$, которым соответствуют ток $I_{B1} = 0,1 \text{ мА}$ и напряжение $U_{B1} = -0,1 \text{ В}$ (см. рис. 100).

9. Принимая значение $I'_1 = I_{K1} = 6 \text{ мА}$, находим:

$$R_{K1} = \frac{E_K - |U_{K1}|}{I_{K1} + I'_1} = \frac{30 - 5}{12 \cdot 10^{-3}} \approx 2,1 \text{ кОм (2,0 кОм);}$$

$$R'_1 = \frac{|U_{K1}| + |U_{B2}|}{I'_1} = \frac{5 - 0,135}{5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,96 \text{ кОм (1 кОм);}$$

$$R'_2 = \frac{E - |U_{B2}|}{I'_1 - I_{B2}} = \frac{12 - 0,135}{(5 - 0,15) \cdot 10^{-3}} \approx 2,5 \text{ кОм (2,4 кОм).}$$

10. Коэффициент усиления тока первого каскада

$$\begin{aligned} K_{i1} &= \frac{h_{213} R_{K1} R'_2}{R'_2 R_{\text{вх.}2} + (R'_2 + R_{\text{вх.}2}) (R_{K1} + R'_1)} = \\ &= \frac{75 \cdot 2,0 \cdot 2,4}{2,4 \cdot 0,5 + (2,4 + 0,5) (2,0 + 1)} \approx 41 \end{aligned}$$

$$\Delta I_{B1} = \frac{\Delta I_{B2}}{K_{i1}} = \frac{615 \cdot 10^{-6}}{41} = 15 \text{ мкА}.$$

11. Задаваясь током $I_1 = 1 \text{ мА} \gg I_{B1}$ и учитывая, что в режиме нулевой $U_{\text{вх}} = 0$, $I_{\text{вх}} = 0$ по формулам (148) определяем:

$$R_6 = \frac{E_K - |U_{\text{вх}}|}{I_1 + I_{\text{вх}}} = \frac{30}{1 \cdot 10^{-3}} = 30 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{|U_{\text{вх}}| - |U_{BЭ1}|}{I_1} = \frac{0,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ Ом};$$

$$R_2 = \frac{E - |U_{BЭ1}|}{I_1 - I_{B1}} = \frac{12 - 0,1}{1 - 0,15} \approx 13,2 \text{ кОм (13 кОм)}.$$

12. По формуле (150) находим изменения входного напряжения, необходимые для получения тока ΔI_{B1} :

$$\Delta U_{\text{вх}} = 15 \cdot 10^{-6} (0,5 + 0,1 + 0,1 \cdot 0,5/13) = 11 \text{ мВ}.$$

Заданное значение $\Delta U_{\text{вх}}$ с запасом обеспечивает требуемое напряжение.

13. Определяем дрейф выходного напряжения. Для этого находим изменения коллекторных токов транзисторов при изменении температуры окружающей среды в пределах $20 \div 40^\circ\text{C}$:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{КБО}} &= I_{\text{КБО}40^\circ} - I_{\text{КБО}20^\circ} = I_{\text{КБО}20^\circ} \left(2^{\frac{40-20}{10}} - 1 \right) = \\ &= 3 \cdot 10^{-6} (2^2 - 1) = 9 \text{ мкА}. \end{aligned}$$

Так как в рассматриваемой схеме усилителя резисторы температурной стабилизации R_3 не включены, то коэффициент неустойчивости каскада $q = 1/(1 - h_{21\beta}) \approx h_{21\beta}$ и изменение (дрейф) коллекторного тока первого транзистора: $\Delta I_{\text{К1др}} = \Delta I_{\text{КБО}} \cdot h_{21\beta} \approx 9 \cdot 75 = 680 \text{ мкА}$. Этому соответствует изменение тока базы

$$\Delta I_{B1\text{др}} = \Delta I_{\text{К1др}}/h_{21\beta} = 680/75 \approx 9,0 \text{ мкА}.$$

В нашем примере ток дрейфа $\Delta I_{B1\text{др}}$ оказался близким к току усиливаемого сигнала $\Delta I_{B1} = 15 \text{ мкА}$. Для уменьшения дрейфа в первом каскаде вместо транзистора МП20 применим транзистор МП115 с параметрами: $I_{\text{КБО}} = 0,5 \text{ мкА}$, $|U_{\text{КЭмакс}}| = 30 \text{ В}$; $I_{\text{Кмакс}} = 10 \text{ мА}$; $P_{\text{Кмакс}20^\circ} = 150 \text{ мВт}$.

В результате расчета первого каскада на транзисторе МП115 получаем: $I_{\text{К1}} = 6 \text{ мА}$; $\Delta U_{\text{КЭ1}} = 0,24 \text{ В}$; $U_{\text{КЭ1}} = -5 \text{ В}$; $I_{B1} = 0,45 \text{ мА}$; $U_{BЭ1} = -0,75 \text{ В}$; $h_{11\beta} = 375 \text{ Ом}$; $h_{21\beta} = 15$; $R_{\text{и1}} = 2,0 \text{ кОм}$; $R'_1 = 1 \text{ кОм}$; $R'_2 = 2,4 \text{ кОм}$; $K_{i1} = 8,3$; $\Delta I_{B1} = 34 \text{ мкА}$; $I_1 = 5 \text{ мА}$; $R_6 = 6,2 \text{ кОм}$; $R_1 = 150 \text{ Ом}$; $R_2 = 3 \text{ кОм}$; $\Delta U_{\text{вх}} = 15 \text{ мВ}$; $\Delta I_{\text{КБО}} = 2 \text{ мкА}$; $q_1 = 16$, при этом дрейф коллекторного тока первого каскада $\Delta I_{\text{К1др}} = \Delta I_{\text{КБО}} q_1 = 2 \times 10^{-6} \cdot 16 = 32 \text{ мкА}$. Ему соответствует $\Delta I_{B1\text{др}} = \Delta I_{\text{К1др}}/h_{21\beta} =$

$= 32/15 = 2,1$ мкА, что составляет примерно 14% изменения тока $\Delta I_{Б1} = 15$ мкА, обусловленного полезным сигналом. Если полученный дрейф окажется недопустимым, то следует применить балансный УПТ.

Расчет балансного УПТ. Наиболее простым и часто применяемым способом уменьшения дрейфа в УПТ является применения балансных усилителей, в которых для уменьшения дрейфа используется принцип сбалансированного моста.

На рис. 102 изображена схема параллельного балансного (дифференциального) усилителя, который имеет наименьший дрейф по сравнению с другими балансными УПТ. В этом усилителе нагрузка $R_{\text{н}}$ включена в диагональ моста, образованного резисторами $R_{\text{к1}}$, $R_{\text{к2}}$, транзисторами T_1 , T_2 и потенциометром $R_{\text{п}}$. Если усилитель симметричный $R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}}$, $R'_{\text{п}} = R''_{\text{п}}$ и $R_{\text{т1}} = R_{\text{т2}}$, где $R_{\text{т}}$ — сопротивления

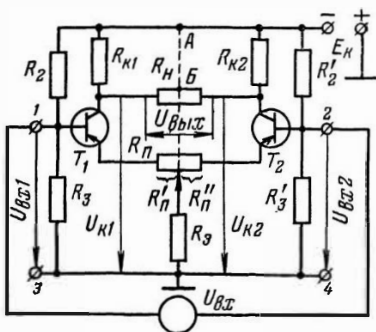


Рис. 102. Схема дифференциального УПТ.

транзисторов, то мост сбалансирован и изменения напряжения источника питания $E_{\text{к}}$ и одинаковые изменения сопротивлений плеч моста не вызывают дрейфа выходного тока и напряжения. Возможный разбаланс моста, обусловленный различием параметров транзисторов и допусками на сопротивления резисторов, устраняется перед началом работы потенциометром $R_{\text{п}}$.

К сожалению, в процессе работы усилителя при изменении температуры, напряжения источника питания и т. п. параметры усилителя изменяются неодинаково, вследствие чего

дрейф выходного сигнала не устраняется полностью, а лишь уменьшается примерно на порядок (в параллельном балансном усилителе).

Уменьшению дрейфа способствует также ООС, осуществляемая при помощи резистора R_3 . При симметричном входе, когда входное напряжение подключается между клеммами 1, 2, изменения токов транзисторов имеют противоположные направления и, поэтому при одинаковом значении этих изменений на резисторе R_3 не создается напряжение ОС по усиливаемому сигналу. Так как сопротивление потенциометра выбирается малым: $R_{\text{п}} = (0,01 \div 0,05) R_3$, то на нем также практически не создается напряжение ОС.

Коэффициент усиления напряжения одного плеча усилителя

$$K' = \frac{\Delta U_{\text{к1}}}{\Delta U_{\text{вх1}}} = \frac{\Delta U_{\text{к2}}}{\Delta U_{\text{вх2}}} \approx h_{21э} \frac{R'_{\text{н}}}{R_{\text{вх}}},$$

где $R'_{\text{н}} = R_{\text{к}} \cdot 0,5 R_{\text{в}} / (R_{\text{к}} + 0,5 R_{\text{в}})$. Здесь коэффициент 0,5 учитывает то обстоятельство, что точка Б имеет нулевой потенциал для усиления.

емого сигнала и делит сопротивление нагрузки пополам. Коэффициент усиления напряжения всего УПТ:

$$K = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = K' \approx h_{213} \frac{R'_H}{R_{\text{вх}}},$$

так как $\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{K1} + \Delta U_{K2}$ и $\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{B1} + \Delta U_{B2}$.

Входное сопротивление по каждому входу усилителя

$$R'_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх.э}} R}{R_{\text{вх.э}} + R},$$

где $R = R_2 R_3 / (R_2 + R_3)$ — сопротивления делителя входному сигналу. Входное сопротивление усилителя при симметричном входе

$$R_{\text{вх}} = 2R'_{\text{вх}} = 2 \frac{R_{\text{вх.э}} R}{R_{\text{вх.э}} + R} = \frac{2R_{\text{вх.э}} R_2 R_3}{R_{\text{вх.э}} R_2 + R_{\text{вх.э}} R_3 + R_2 R_3}.$$

Сопротивления резисторов R_{K1} , R_{K2} , R_2 , R_3 и R_3 выбираются из тех же соображений, что и в усилителе низкой частоты.

Как видно из вышеизложенного, расчет балансного усилителя сводится к расчету двух одинаковых каскадов, каждый из которых представляет собой однотактный усилитель.

Рассчитаем балансный усилитель (рис. 102), если заданы: напряжение источника питания $E_K = 16$ В; максимальные изменения входного сигнала $\Delta U_{\text{вх}} = 12$ мВ; в режиме покоя $U_{\text{вх}} = 0$; сопротивление нагрузки $R_H = 1$ кОм; требуемое максимальное изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}} = 8$ В; температура окружающей среды $t_{\text{окр}} = (40 \pm 10)^\circ\text{C}$.

1. По заданному напряжению E_K выбираем транзисторы с напряжением $|U_{KЭ\text{макс}}| > E_K$ и возможно малым обратным коллекторным током I_{KBO} . Выбираем транзистор МП20 с параметрами: $I_{K\text{макс}} = 50$ мА; $I_{KBO} = 2 \div 5$ мкА; $h_{113} = 500$ Ом; $U_{KЭ\text{макс}} = -30$ В; $P_{K\text{макс}} 20^\circ = 150$ мВт; $h_{213} = 75$.

2. На выходных характеристиках транзистора (рис. 100) выбираем точку покоя согласно условиям $|U_{KЭ}| \leq 0,5 E_K$; $I_K \leq 0,5 I_{K\text{макс}}$ и $|U_{KЭ}| \geq 0,5 \Delta U_{\text{вых}} + |U_{K\text{нас}}|$; $I_K \geq \Delta I_K + (1 + h_{213}) I_{KBO}$, где $|U_{K\text{нас}}|$ — коллекторное напряжение в режиме насыщения.

Ток $\Delta I_K = 0,5 \Delta U_{\text{вых}} / R'_H$. Учитывая, что

$$R'_H = R_K \cdot 0,5 R_H / (R_K + 0,5 R_H) \text{ и } R_H = (E_K - |U_{KЭ}| - |U_{Э}|) / I_K,$$

получаем:

$$I_K \left(1 + 0,5 \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{E_K - |U_{KЭ}| - |U_{Э}|} \right) \geq \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{R'_H} + (1 + h_{213}) I_{KBO}.$$

Принимаем $|U_{Э}| = 0,1 E_K = 0,1 \cdot 16 = 1,6$ В; $U_{ЭK} = -6$ В; $I_K = 9$ мА. Выбранной точке покоя соответствует ток $I_B = 0,145$ мА и $U_{BЭ} = -0,14$ В (см. рис. 100).

3. Проверяем точку покоя на соответствие допустимой мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора (аналогично п. 3 на

с. 166). В нашем примере $P_K = |U_{KЭ}| I_K = 6 \cdot 9 \cdot 10^{-3} = 54 \text{ мВт} < P_{K, \text{макс } 50^\circ} = 81 \text{ мВт}$.

4. Сопротивления резисторов:

$$R_K = \frac{E_K - |U_{KЭ}| - |U_{Э}|}{I_K} = \frac{16 - 6 - 1,6}{9} = 925 \text{ Ом (910 Ом)};$$

$$R_3 = \frac{|U_{Э}|}{I_{Э1} + I_{Э2}} = \frac{|U_{Э}|}{2|I_K + I_B|} = \frac{1,6}{2(9 + 0,145) \cdot 10^{-3}} = 88 \text{ Ом (91 Ом)};$$

$$R_n = 0,05 R_3 = 0,05 \cdot 91 \approx 4,6 \text{ Ом}.$$

Выбираем потенциометр R_n типа ПП1-1 с номинальным сопротивлением 4,7 Ом.

5. Задаемся током делителя $I_{\text{дел}} \geq (5 \div 10) I_B$. Принимая $I_{\text{дел}} = 10 I_B = 10 \cdot 0,145 = 1,45 \text{ мА}$, определяем сопротивления резисторов делителя

$$R_3 = \frac{|U_{БЭ}| + |U_{Э}|}{I_{\text{дел}}} = \frac{0,14 + 1,6}{1,45 \cdot 10^{-3}} = 1,2 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{E_K - I_{\text{дел}} R_3}{I_{\text{дел}} + I_B} = \frac{16 - 1,45 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3}{(1,45 + 0,145) \cdot 10^{-3}} = 8,9 \text{ кОм (9,1 кОм)}.$$

6. Коэффициент усиления напряжения

$$K \approx h_{21} \frac{R'_H}{R_{вх}} = 75 \frac{0,48}{0,5} = 72,$$

где $R'_H = R_K \cdot 0,5 R_n / (R_K + 0,5 R_n) = 0,91 \cdot 0,5 \cdot 1 / (0,91 + 0,5 \cdot 1) = 0,48 \text{ кОм}$; входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = \frac{2 R_{вх,э} R_2 R_3}{R_{вх,э} (R_2 + R_3) + R_2 R_3} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot 9,1 \cdot 1,2}{0,5 (9,1 + 1,2) + 9,1 \cdot 1,2} \approx 0,5 \text{ кОм}.$$

Полученный коэффициент усиления $K=72$ с некоторым запасом обеспечивает требуемое усиление $K_{\text{тр}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} = 8 / 0,12 = 67$. Если окажется $K < K_{\text{тр}}$, то для получения требуемого усиления можно попытаться увеличить сопротивление резистора R_n , выбрать транзистор с большим коэффициентом h_{21} или применить еще один каскад усиления.

7. Коэффициент неустойчивости коллекторного тока одного плеча усилителя

$$q = \frac{N}{N - h_{210}} = \frac{1,1}{1,1 - 0,985} = 9,5,$$

где $N = 1 + R_n |R_2 + R_n| R_3 \approx 1 + 0,091 / 8,9 + 0,091 / 1,2 \approx 1,1$.

Нестабильность разностного коллекторного тока параллельного балансного усилителя, обуславливающего дрейф выходного напряжения,

$$\Delta I_{K\Sigma} = q_1 \Delta I_{KBO1} + q_2 \Delta I_{KBO2}$$

оказывается тем меньше, чем меньше отличаются изменения обратных коллекторных токов и значения коэффициентов неустойчивости q_1 , q_2 .

На рис. 103 изображена схема дифференциального усилителя, которая отличается от рассмотренной выше тем, что при нулевом

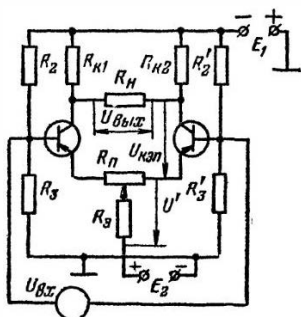


Рис. 103. Схема дифференциального УПТ с дополнительным источником питания.

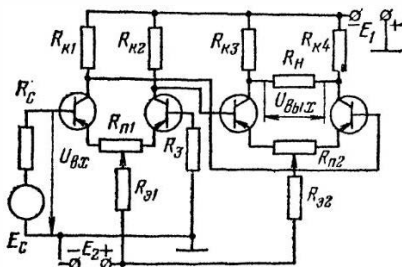


Рис. 104. Схема двухкаскадного дифференциального УПТ.

входном сигнале выходные клеммы также имеют нулевой потенциал по отношению к общей точке схемы (корпусу). Это достигается выбором напряжения дополнительного источника питания $E_2 \approx |U_{KЭ}| + R_3 (I_{Э1} + I_{Э2})$. Расчет этой схемы сводится к расчету предыдущей, если принять $E_K = E_1 + E_2$.

Параллельный балансный усилитель может работать и с несимметричным входом, когда входной сигнал подается между точками 1, 3 или 2, 4. При несимметричном входе несколько уменьшается коэффициент усиления напряжения, а изменения ΔU_{K1} и ΔU_{K2} не являются одинаковыми. Несимметричный вход применяют при подключении к балансному усилителю источника входного сигнала с несимметричным выходом.

Параллельный балансный усилитель может работать и с несимметричным выходом, когда нагрузка подключается между коллектором одного из транзисторов и общей точкой (корпусом). Схема усилителя с несимметричным выходом имеет сравнительно большой дрейф напряжения.

Параллельные балансные усилители, имеющие несимметричный вход или выход, обычно применяются как промежуточные каскады для перехода от несимметричных схем к симметричным и наоборот. На рис. 104 изображена схема, в которой первый каскад имеет несимметричный вход и симметричный выход, а второй каскад — симметричный вход и симметричный выход.

Для соединения параллельных балансных схем удобно применять непосредственную связь, при которой коллекторы транзисторов предыдущего каскада непосредственно соединены с базами транзисторов последующего (рис. 104). Напряжение смещения на базы транзисторов в этой схеме обеспечивается выбором резисторов $R_{\lambda 1}$ и $R_{\lambda 2}$, сопротивления которых практически не влияют на усиление каскадов.

В рассмотренных выше примерах расчета УПТ напряжение источника питания E_K принималось заданным, что часто имеет место в любительской практике. Расчет можно вести и при условии, что напряжение E_K не задано. В этом случае по заданному значению выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ выбирается транзистор, а затем напряжение E_K подобно тому, как это сделано в примере расчета усилителя низкой частоты.

Расчет источников питания

Расчет выпрямителей. В электронных устройствах обычно применяются двухполупериодные выпрямители (рис. 105, а, б, в) и выпрямители с умножением напряжения (рис. 105, г).

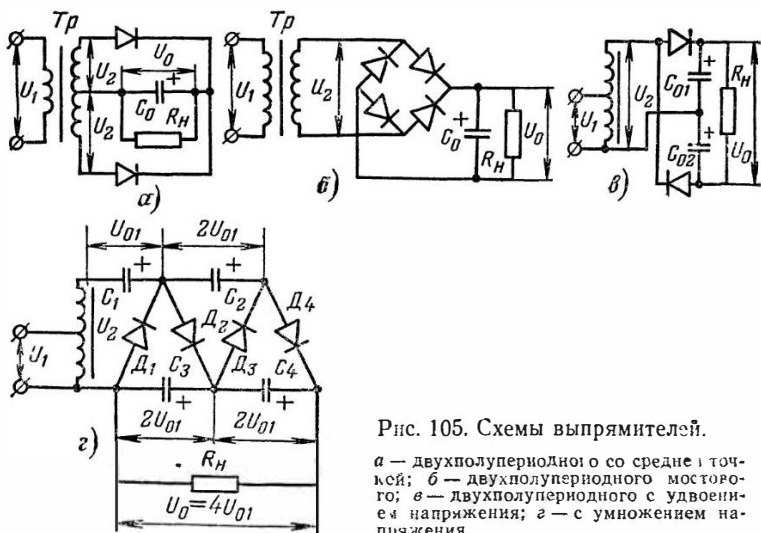


Рис. 105. Схемы выпрямителей.

а — двухполупериодного со средней точкой; б — двухполупериодного мостового; в — двухполупериодного с удвоением напряжения; г — с умножением напряжения.

В мостовом выпрямителе (рис. 105, б) к диодам прикладывается вдвое меньшее напряжение, лучше используется трансформатор, чем в выпрямителе с средней точкой (рис. 105, а).

Для повышения выпрямленного напряжения при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора или при отсутствии повышающего трансформатора с заданным коэффициентом трансформации применяют двухполупериодный выпрямитель с удвоением напряжения (рис. 105, в) и выпрямитель с умножением напряжения (рис. 105, г).

На рис. 105, з изображена схема с учетом напряжения. Если отключить диод D_4 и конденсатор C_4 , то получим схему утроения напряжения; отключив еще диод D_3 и конденсатор C_3 , получим схему с удвоением напряжения, а добавив соответствующее число диодов и конденсаторов — выпрямитель с большей кратностью умножения.

В схеме выпрямителя (рис. 105, з) конденсатор C_1 заряжен до напряжения U_{01} , а конденсаторы C_2 , C_3 и C_4 — до $2U_{01}$. Выходное напряжение можно снять с одного или нескольких последовательно включенных конденсаторов. С верхнего плеча можно снять напряжения U_{01} , $3U_{01}$, а с нижнего $2U_{01}$, $4U_{01}$. Недостатком выпрямителей с умножением напряжения является небольшой выпрямленный ток (не более 10—15 мА). Поэтому они применяются для получения больших выпрямленных напряжений при малых токах.

Исходными данными для расчета выпрямителя являются значения выпрямленного напряжения на нагрузке $U_{во}$, выпрямленного тока I_0 , напряжения сети U_1 и коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке (на выходе сглаживающего фильтра) $K_{п.вх.}$.

Для выбора диодов при расчете выпрямителя определяют средний ток $I_{ср}$, протекающий через диоды, и обратное напряжение $U_{обр}$. Для расчета трансформатора находят ток первичной I_1 и вторичной I_2 обмоток, напряжения на вторичной обмотке U_2 и сопротивление трансформатора $R_{тр}$.

В радиотехнических устройствах выпрямители работают на нагрузку, имеющую емкостный характер (нагружаются на фильтр с емкостью C_0). От этой емкости зависит коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на входе фильтра $K_{п.вх.}$.

Ниже приведены основные расчетные соотношения для различных схем выпрямителей, работающих на емкостную нагрузку при питании их от сети с частотой $f=50$ Гц. В этих соотношениях напряжение выражается в вольтах, ток — в миллиамперах, сопротивление — в омах, емкость — в микрофарадах, коэффициент пульсации — в процентах. Приводим расчетные соотношения.

Для схемы выпрямителя со средней точкой:

$$I_{ср} = 0,5I_0; \quad U_{обр} = 3U_0; \quad R_{тр} = \frac{100U_0}{I_0 \sqrt{4 - U_0 I_0}}; \quad C_0 = \frac{30I_0}{U_0};$$

$$U_2 = 0,75U_0 + \frac{I_0(R_i + R_{тр})}{530}; \quad I_2 = I_0 + \frac{12U_0}{R_i + R_{тр}};$$

$$I_1 = \frac{1,7U_2 I_2}{U_1}; \quad K_{п.вх.} = \frac{300I_0}{U_0 C_0},$$

где R_i — сопротивление диода; U_0 — выпрямленное напряжение на входе фильтра, принимаемое с учетом потерь напряжения на фильтре на 10—20% больше, чем выпрямленное напряжение на нагрузке $U_{во}$, т. е. $U_0 = (1,1 \div 1,2)U_{во}$.

Для мостовой схемы выпрямителя

$$I_{ср} = 0,5I_0; \quad U_{обр} = 1,5U_0; \quad R_{тр} = \frac{830U_0}{I_0 \sqrt{4 - U_0 I_0}}; \quad C_0 = \frac{30I_0}{U_0};$$

$$U_2 = 0,75U_0 + \frac{I_0(2R_i + R_{\text{тр}})}{530}; \quad I_2 = 1,41I_0 + \frac{16,6U_0}{2R_i + R_{\text{тр}}};$$

$$I_1 = \frac{1,2U_2 I_2}{U_1}; \quad K_{\text{п.вх}} = \frac{300I_0}{U_0 C_0};$$

Для схемы с удвоением напряжения

$$I_{\text{ср}} = I_0; \quad U_{\text{обр}} = 1,5U_0; \quad R_{\text{тр}} = \frac{220U_0}{4\sqrt{U_0 I_0}};$$

$$U_2 = 0,38U_0 + \frac{I_0(R_i + R_{\text{тр}})}{265}; \quad I_2 = 2,8I_0 + \frac{8U_0}{R_i + R_{\text{тр}}};$$

$$C_{01} = C_{02} = \frac{125I_0}{U_0}; \quad K_{\text{п.вх}} = \frac{1250I_0}{U_0 C_0};$$

Для схемы с умножением напряжения

$$I_{\text{ср}} = I_0; \quad U_2 = \frac{0,85U_0}{n}; \quad U_{\text{обр}} = 2,8U_0;$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = \dots = \frac{34I_0(n+2)}{U_2}; \quad U_{C1} = \frac{U_0}{n};$$

$$U_{C2,3,\dots} = \frac{2U_0}{n}; \quad K_{\text{п.вх}} = \frac{200I_0(n+2)}{U_2 C_1},$$

где n — число ступеней (кратность) умножения.

В тех случаях, когда напряжения U_1 и U_2 отличаются не более чем в 2 раза и не требуется отделения нагрузки от сети, для питания выпрямителя может применяться автотрансформатор (вместо трансформатора). Автотрансформатор должен быть повышающим, если $U_0 > 1,25U_1$ — для мостовой схемы, $U_0 > 2,5U_1$ — для схемы с удвоением напряжения и $U_0 > 1,25nU_1$ — для схемы с умножением напряжения. При меньших напряжениях U_0 применяется понижающий автотрансформатор.

Если напряжение U_2 окажется близким к напряжению U_1 , выпрямитель включают в сеть непосредственно или через добавочное сопротивление.

Схемы фильтров, служащих для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения, изображены на рис. 106. RC -фильтры имеют меньшие размеры, массу и стоимость по сравнению с LC -фильтрами, но у них на резисторе $R_{\text{ф}}$ падает значительное напряжение при больших токах I_0 . Поэтому RC -фильтры применяют при небольших токах (до 20 мА), а LC -фильтры при больших.

Основным параметром, характеризующим работу фильтра, является коэффициент сглаживания пульсации выпрямленного напряжения

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}};$$

При $q > 25$ применяют двухзвенные фильтры (рис. 106, б, г). Для практических расчетов можно считать, что коэффициент сгла-

живания двухзвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена $q=q_1q_2$ или $q=q_{зв}^2$ для случая одинаковых звеньев с коэффициентом сглаживания $q_{зв}$.

Для улучшения качества фильтра (устранения магнитных полей, возникающих вокруг дросселя LC-фильтра, и уменьшения потерь на резисторе R_ϕ в RC-фильтре) применяют транзисторные фильтры (рис. 107). В фильтре с нагрузкой в коллекторной цепи транзистора (рис. 107, а) действие последнего аналогично действию дросселя в

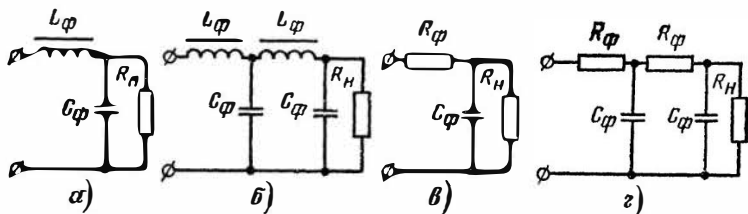


Рис. 106. Схемы однозвенного (а) и двухзвенного (б) LC-фильтров; однозвенного (в) и двухзвенного (г) RC-фильтров.

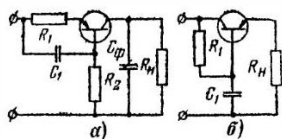


Рис. 107. Схемы транзисторных фильтров с нагрузкой в коллекторной (а) и эмиттерной цепи (б) транзистора.

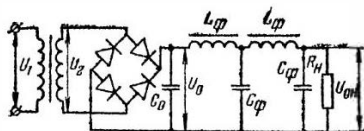


Рис. 108. Мостовая схема выпрямителя с двухзвенным LC-фильтром.

LC-фильтре. Подобно дросселю транзистор обладает сравнительно большим сопротивлением переменному току и малым сопротивлением постоянному току.

Стабилизации коллекторного тока (уменьшению его пульсаций) способствует ООС по току, осуществляемая при помощи резистора R_1 . Чем больше сопротивление резистора R_1 , тем эффективнее сглаживающее действие фильтра и тем больше потери напряжения на нем. На практике выбирают $R_1=50\div 200$ Ом.

Фильтр (рис. 107, а) обеспечивает получение коэффициента сглаживания $q=100\div 1000$. Недостатком фильтра является то, что с изменением тока нагрузки или температуры, а также при смене транзистора меняется напряжение на нагрузке. Этот недостаток проявляется в меньшей степени в схеме фильтра с нагрузкой в эмиттерной цепи транзистора (рис. 107, б), которая представляет собой ЭП. В этой схеме меньше потери напряжения на фильтре, но она обеспечивает меньший коэффициент сглаживания ($q=50\div 150$).

Рассмотрим примеры расчета основных схем выпрямителей.

Тип пластины	Размеры				Пределы $Q_c Q_o$, см ⁴
	Ширина среднего стержня a , см	Ширина окна b , см	Высота окна h , см	Площадь окна $Q_o = b h$, см ²	
Ш-10	1	0,5	1,5	0,75	0,75—1,5
Ш-10	1	0,65	1,8	0,17	1,17—2,34
Ш-10	1	1,2	3,6	4,32	4,32—8,64
Ш-12	1,2	0,6	1,8	1,08	1,56—3,12
УШ-12	1,2	0,8	2,2	1,76	2,53—5,06
Ш-12	1,2	1,6	4,8	7,68	11,1—22,2
Ш-14	1,4	0,7	2,1	1,47	2,88—5,76
Ш-14	1,4	0,9	2,5	2,25	4,41—8,82
Ш-15	1,5	1,35	2,7	3,65	8,21—16,4
Ш-16	1,6	0,8	2,4	1,92	4,91—9,82
УШ-16	1,6	1	2,8	2,8	7,17—14,3
Ш-18	1,8	0,9	2,7	2,43	7,87—15,7
Ш-19	1,9	1,2	3,35	4,02	14,5—29
Ш-20	2	1	3	3	12—24
Ш-20	2	1,7	4,7	7,99	32—64
УШ-22	2,2	1,4	3,9	5,46	26,4—52,8
Ш-25	2,5	2,5	6	15	93,7—180,7
Ш-25	2,5	3,15	5,8	18,3	114—228
Ш-28	2,8	1,4	4,2	5,88	46,5—93
УШ-30	3	1,9	5,3	10,1	91—182
Ш-32	3,2	3,6	7,2	25,9	265—530
УШ-35	3,5	2,2	6,15	13,5	165—330
УШ-40	4	2,6	7,2	18,7	300—600

Пример 1. Произвести расчет мостового выпрямителя (рис. 108), если заданы: $U_{н0} = 33$ В; $I_0 = 500$ мА; $U_1 = 127$ В; $f = 50$ Гц; $K_{п.вмх} = 0,1\%$.

1. Для выбора типа диодов определяем обратное напряжение

$$U_{обр} = 1,5U_0 = 1,5 \cdot 40 = 60 \text{ В},$$

где принято $U_0 = 1,2U_{н0} = 1,2 \cdot 33 = 40$ В.

Средний ток $I_{ср} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 500 = 250$ мА. Выбираем диоды типа Д7Б с $U_{обр} = 100$ В; $I_{ср} = 300$ мА; $R_1 = 2$ Ом.

2. Расчет трансформатора. Определяем сопротивление трансформатора

$$R_{тр} = \frac{830U_0}{I_0 \sqrt{U_0 I_0}} = \frac{830 \cdot 40}{500 \sqrt{40 \cdot 500}} = 6 \text{ Ом}.$$

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_2 = 0,75U_0 + \frac{I_0 (2R_1 + R_{тр})}{530} = 0,75 \cdot 40 + \frac{500 (2 \cdot 2 + 6)}{530} = 39 \text{ В}.$$

$$I_2 = 1,41 I_0 + \frac{16,6 U_0}{2R_L + R_{\text{тр}}} = 1,41 \cdot 500 + \frac{16,6 \cdot 40}{2 \cdot 2 + 6} = 770 \text{ мА};$$

$$I_1 = \frac{1,2 U_2 I_2}{U_1} = \frac{1,2 \cdot 39 \cdot 770}{127} = 284 \text{ мА}.$$

Вычисляем габаритную мощность трансформатора, которая для двухполупериодной схемы определяется выражением

$$P_T = \frac{1,7 U_2 I_2}{1000} = \frac{1,7 \cdot 39 \cdot 770}{1000} = 51 \text{ В} \cdot \text{А}$$

и находим произведение площади сечения сердечника трансформатора Q_c на площадь окна сердечника Q_o , которое в зависимости от марки провода обмотки равно:

$$\left. \begin{aligned} Q_c Q_o &= 1,6 P_T \text{ для провода марки ПЭЛ;} \\ Q_c Q_o &= 2,0 P_T \quad \text{»} \quad \text{ПЭШО;} \\ Q_c Q_o &= 2,4 P_T \quad \text{»} \quad \text{ПШД.} \end{aligned} \right\} \quad (151)$$

Выбираем для нашего примера провод марки ПЭЛ. При этом получаем

$$Q_c Q_o = 1,6 P_T = 1,6 \cdot 51 = 82 \text{ см}^4.$$

Из табл. 6, в которой приведены основные данные типовых Ш-образных пластин, по значению $Q_c Q_o$ выбираем для сердечника трансформатора пластины типа Ш25 с $Q_o = 15 \text{ см}^2$, шириной среднего стержня сердечника $a = 2,5 \text{ см}$, высотой окна $h = 6 \text{ см}$ и шириной окна $b = 2,5 \text{ см}$. При этом получаем

$$Q_c = \frac{Q_c Q_o}{Q_o} = \frac{82}{15} = 5,5 \text{ см}^2.$$

Необходимая толщина пакета пластин

$$c = \frac{Q_c}{a} = \frac{5,5}{2,5} = 2,2 \text{ см}.$$

Отношение $c/a = 2,2/2,5 = 0,88$. Его рекомендуется брать в пределах 1—2. Если отношение c/a выйдет за эти пределы, то необходимо выбрать другой тип пластин.

Определяем число витков w и толщину провода d первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$w_1 = \frac{48 U_1}{Q_c} = \frac{48 \cdot 127}{5,5} = 1100 \text{ витков};$$

$$w_2 = \frac{54 U_2}{Q_c} = \frac{54 \cdot 39}{5,5} = 380 \text{ витков};$$

$$d_1 = 0,02 \sqrt{I_1} = 0,02 \sqrt{284} = 0,34 \text{ мм (0,35 мм)};$$

$$d_2 = 0,02 \sqrt{I_2} = 0,02 \sqrt{770} = 0,56 \text{ мм (0,56 мм)}.$$

3. Расчет фильтра. Емкость конденсатора на входе фильтра

$$C_0 = \frac{30I_0}{U_0} = \frac{30 \cdot 500}{40} = 380 \text{ мкФ.}$$

Выбираем два электролитических конденсатора по 200 мкФ, при этом $C_0 = 400 \text{ мкФ}$. Номинальное напряжение конденсаторов $U_c \geq 1,2 U = 1,2 \cdot 40 = 48 \text{ В}$.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения на входе фильтра

$$K_{п.вх} = \frac{300I_0}{U_0 C_0} = \frac{300 \cdot 500}{40 \cdot 400} = 9,5\%.$$

Необходимый коэффициент сглаживания фильтра

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{9,5}{0,1} = 95.$$

Так как в нашем примере $q > 25$ и $I_0 > 20 \text{ мА}$, выбираем двухзвенный LC-фильтр.

Коэффициент сглаживания одного звена $q_{зв} = \sqrt{q} = \sqrt{95} = 9,8$.
Определяем произведение $L_\Phi C_\Phi$ по формуле

$$L_\Phi C_\Phi = 2,5 (q_{зв} + 1) = 2,5 (9,8 + 1) = 26,5 \text{ Г} \cdot \text{мкФ}.$$

Задаемся емкостью C_Φ так, чтобы индуктивность дросселя фильтра не превышала 5—10 Г. Принимаем $C_\Phi = 30 \text{ мкФ}$, при этом получаем

$$L_\Phi = \frac{L_\Phi C_\Phi}{C_\Phi} = \frac{26,5}{25} = 1,1 \text{ Г}.$$

Принимая полную длину зазора в сердечнике дросселя $l = 1 \text{ мм}$, находим сечение сердечника Q_c , число витков w и диаметр провода d обмотки:

$$Q_c = \frac{L_\Phi I_0^2}{2 \cdot 10^4 l} = \frac{1,1 \cdot 500^2}{2 \cdot 10^4 \cdot 1} = 14 \text{ см}^2;$$

$$w = \frac{4 \cdot 10^5 l}{I_0} = \frac{4 \cdot 10^5 \cdot 1}{500} = 800 \text{ витков};$$

$$d = 0,02 \sqrt{I_0} = 0,02 \sqrt{500} = 0,45 \text{ мм (0,45 мм)}.$$

Сечение обмотки

$$Q_w = \frac{wd^2}{1000} = \frac{800 \cdot 0,45^2}{100} \approx 2 \text{ см}^2.$$

По произведению $Q_c Q_w = 14 \cdot 2 = 28 \text{ см}^4$ из табл. 6 выбираем пластины типа Ш19 с сечением окна $Q_0 = 4,02 \text{ см}^2$. С учетом объема, занимаемого стенками каркаса и изоляционными прокладками, сечение Q_0 должно быть несколько больше, чем сечение обмотки Q_w . Для выбранного типа пластин ширина сердечника стержня $a = 1,9 \text{ см}$, ширина окна сердечника $b = 1,2 \text{ см}$.

Проверяем значение выпрямленного напряжения на нагрузке, для чего определяем среднюю длину обмотки l_w и сопротивление провода обмотки R_w :

$$l_w = \pi(a + b) = 3,14(1,9 + 1,2) = 9,7 \text{ см};$$

$$R_w = \frac{2\omega l_w}{10^4 d^2} = \frac{2 \cdot 800 \cdot 9,7}{10^4 \cdot 0,5^2} = 6,5 \text{ Ом};$$

при этом падение напряжения на двухзвенном фильтре

$$U_\phi = 2R_w I_0 = 2 \cdot 6,5 \cdot 0,5 = 6,5 \text{ В}$$

и напряжение на нагрузке

$$U_{н0} = U_0 - U_\phi = 40 - 6,5 = 33,5 \text{ В}.$$

Пример 2. Произвести расчет выпрямителя с удвоением, напряжения при автотрансформаторном питании от сетки (рис. 109), если заданы: $U_{в0} = 330 \text{ В}$; $I_0 = 100 \text{ мА}$; $U_1 = 127 \text{ В}$; $K_{п. вых} = 0,1\%$.

1. Выбираем тип диодов, для чего определяем обратное напряжение $U_{обр} = 1,5U_0 = 1,5 \cdot 360 = 540 \text{ В}$, где $U_0 = 1,1 U_{н0} = 1,1 \cdot 330 = 360 \text{ В}$, и средний ток $I_{ср} = I_0 = 100 \text{ мА}$.

Выбираем высоковольтные диоды типа Д211 с $U_{обр} = 600 \text{ В}$; $I_{ср} = 100 \text{ мА}$; $R_1 = 5 \text{ Ом}$.

2. Расчет автотрансформатора. В нашем примере потребуется повышающий автотрансформатор, так как $U_0 > 2,5 U_1$.

Находим мощность повышающего автотрансформатора, которая в схеме с удвоением напряжения равна:

$$P = 4(0,5U_0 - U_1) I_0 = 4(0,5 \cdot 360 - 127) 100 \cdot 10^{-3} = 21 \text{ Вт}.$$

(Для понижающего автотрансформатора $P = 1,6(1 - 0,5U_0/U_1) U_0 I_0$).

Определяем выходное напряжение автотрансформатора, которое для схемы с удвоением напряжения равно

$$U_2 \approx (0,4 \div 0,5) U_0 = (0,4 \div 0,5) 360 = 145 \div 180 \text{ В}.$$

Принимая $U_2 = 160 \text{ В}$, определяем токи:

$$I_1 = \frac{10^3 P}{U_1} = \frac{10^3 \cdot 21}{127} = 167 \text{ мА}; \quad I_2 = \frac{10^3 P}{U_2} = \frac{10^3 \cdot 21}{160} = 118 \text{ мА}.$$

Габаритная мощность повышающего автотрансформатора

$$P_r = \frac{I_2 (U_2 - U_1)}{1000} = \frac{118 (160 - 127)}{1000} = 3,9 \text{ В} \cdot \text{А}$$

(для понижающего автотрансформатора $P_r = I_1 (U_1 - U_2) / 1000$).

По формулам (151) находим произведение $Q_c O_0$ для сердечника автотрансформатора. Приняв марку провода обмотки ПЭШО, получаем $Q_c Q_0 = 2,1$ $P_r = 2,1 \cdot 3,9 = 8,2 \text{ см}^4$.

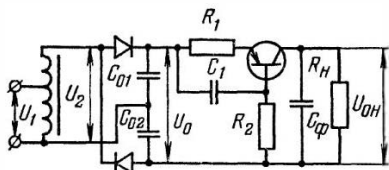


Рис. 109. Схема выпрямителя с удвоением напряжения и транзисторным фильтром.

По найденному значению $Q_c Q_0$ из табл. 6 выбираем пластины типа Ш15 с $Q_0 = 3,65 \text{ см}^2$, $a = 1,5 \text{ см}$; $b = 1,35 \text{ см}$. При этом получаем:

$$Q_c = \frac{Q_c Q_0}{Q_0} = \frac{8,2}{3,65} = 2,25 \text{ см}^2; \quad c = \frac{Q_c}{a} = \frac{2,25}{1,5} = 1,5 \text{ см};$$

$$\frac{c}{a} = \frac{1,5}{1,5} = 1,0 \text{ (лежит в допустимых пределах } 1 \div 2).$$

Находим число витков w_1 и толщину провода d_1 в сетевой (общей) части и число витков w_2 и толщину провода d_2 в повышающей части автотрансформатора:

$$w_1 = \frac{48 U_1}{Q_c} = \frac{48 \cdot 127}{2,25} = 2700 \text{ витков};$$

$$w_2 = \frac{54 (U_2 - U_1)}{Q_c} = \frac{54 (160 - 127)}{2,25} = 800 \text{ витков};$$

$$d_1 = 0,02 \sqrt{I_1 - I_2} = 0,02 \sqrt{167 - 118} = 0,14 \text{ мм (0,14 мм)};$$

$$d_2 = 0,02 \sqrt{I_2} = 0,02 \sqrt{118} = 0,22 \text{ мм (0,225 мм)}$$

(для понижающего автотрансформатора

$$w_1 = \frac{48 (U_1 - U_2)}{Q_c}; \quad w_2 = \frac{54 U_2}{Q_c}; \quad d_1 = 0,02 \sqrt{I_1};$$

$$d_2 = 0,02 \sqrt{I_2 - I_1}).$$

3. Расчет фильтра. Емкость конденсатора на входе фильтра

$$C_{01} = C_{02} = \frac{125 I_0}{U_0} = \frac{125 \cdot 100}{360} = 35 \text{ мкФ (40 мкФ)};$$

Номинальное напряжение конденсаторов должно удовлетворять условию $U_c \geq 0,6 U_0$.

Коэффициент пульсации напряжения на входе фильтра

$$K_{п.вх} = \frac{1250 I_0}{U_0 C_{01}} = \frac{1250 \cdot 100}{360 \cdot 40} \approx 0,09.$$

При этом коэффициент сглаживания фильтра должен быть $q = K_{п.вх} / K_{п.вых} \geq 9/0,1 = 90$. В качестве фильтра можно применить LC-фильтр или транзисторный фильтр. Применим транзисторный фильтр.

Выбираем транзистор, коллекторный ток которого удовлетворяет условию $I_{Кмакс} \geq 2 I_0$ (в нашем примере $I_{Кмакс} \geq 2 \cdot 100 = 200 \text{ мА}$).

Наиболее часто в схемах фильтров используются низкочастотные мощные транзисторы. Выберем транзистор типа П201 со следующими параметрами: $I_{Кмакс} = 1,5 \text{ А}$, $h_{21э} = 20$, $|U_{КЭмакс}| = 22 \text{ В}$, обратный коллекторный ток $I_{КБО} \leq 0,4 \text{ мА}$, сопротивление коллекторного перехода $r_k = 10^4 \text{ Ом}$.

Принимая сопротивление резистора $R_1 = 100 \text{ Ом}$, находим емкость конденсатора

$$C_1 \geq 0,5 \frac{10^6}{m f_c R_1} = 0,5 \frac{10^6}{2 \cdot 50 \cdot 100} = 50 \text{ мкФ (60 мкФ)},$$

где m — число фаз выпрямления; $f_c = 50 \text{ Гц}$ — частота сети.

Номинальное напряжение конденсатора должно удовлетворять условию $U_c \geq 1,5 I_0 R_1 = 1,5 \cdot 40 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 6 \text{ В}$. Задаемся падением напряжения на транзисторе $U_{КЭ} \approx (0,3 \div 0,7) U_{КЭ\text{макс}}$, но не более 15–20 В. Принимаем $|U_{КЭ}| = 10 \text{ В}$.

Определяем сопротивление резистора R_2 по формуле

$$R_2 \approx \frac{h_{216} U_{H0} R_H}{U_{H0} (1 - h_{216}) - U_{КЭ} (R_H / r_k + 1 - h_{216}) - I_{КБ0} R_H},$$

где $h_{216} = h_{213} / (1 + h_{213})$ а $R_H = U_{H0} / I_0$.

В нашем случае

$$h_{216} = 20 / (1 + 20) = 0,95, \quad R_H = 300 / 100 \cdot 10^{-3} = 3 \text{ кОм},$$

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{0,95 \cdot 330 \cdot 3 \cdot 10^3}{330 (1 - 0,95) - 10 \left(\frac{3 \cdot 10^3}{10^4} + 1 - 0,95 \right) - 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} = \\ &= 74 \text{ кОм (75 кОм)}. \end{aligned}$$

Так как в формулу для определения R_2 входят параметры транзистора, имеющие большой разброс, то расчет по этой формуле дает большую ошибку в определении сопротивления.

Более точно сопротивление резистора R_2 можно определить экспериментально. Для этого на место резистора R_2 включают резистор с переменным сопротивлением того порядка, которое получено при расчете. Регулируя сопротивление резистора R_2 , устанавливают его так, чтобы напряжение $U_{КЭ}$ равнялось принятому значению (в нашем примере $|U_{КЭ}| = 10 \text{ В}$). После измерения R_2 резистор с переменным сопротивлением заменяют соответствующим постоянным сопротивлением.

Из выражения для коэффициента сглаживания фильтра (без конденсатора C_0)

$$q \approx 2\pi f_H h_{213} r_k C_\Phi \frac{R_H}{R_2},$$

где f_H — частота пульсаций выпрямленного напряжения (для двухполупериодных схем $f_H = 2 f_c$, для однополупериодных $f_H = f_c$) находим емкость конденсатора C_Φ , необходимую для получения требуемого значения q :

$$C_\Phi \geq \frac{q R_2}{2\pi f_H h_{213} r_k R_H} = \frac{90 \cdot 75 \cdot 10^3}{2 \cdot 3 \cdot 14 \cdot 100 \cdot 20 \cdot 10^4 \cdot 3 \cdot 10^3} = 18 \text{ мкФ},$$

Принимаем $C_\Phi = 20 \text{ мкФ}$ с номинальным напряжением $U_c \geq \geq 1,2 U_{H0} = 1,2 \cdot 330 \approx 400 \text{ В}$.

Проверяем значение выпрямленного напряжения на нагрузке

$$U_{н0} = U_0 - U_{\phi} = 360 - 20 = 340 \text{ В,}$$

где падение напряжения на фильтре

$$U_{\phi} \approx I_0 \left(R_1 + \frac{|U_{кз}|}{I_0} \right) = 100 \cdot 10^{-3} \left(100 + \frac{10}{100 \cdot 10^{-3}} \right) = 20 \text{ В.}$$

Транзисторный фильтр с включением нагрузки в эмиттерную цепь транзистора (см. рис. 107, б) рассчитывается аналогично. Сопротивление в базовой цепи транзистора R_1 и емкость конденсатора C_1 определяются по формулам:

$$R_1 \approx \frac{|U_{кз}|}{I_B} = \frac{|U_{кз}| h_{21э}}{I_K}; C_1 \gg \frac{2q}{2\pi m f_{п} R_1}.$$

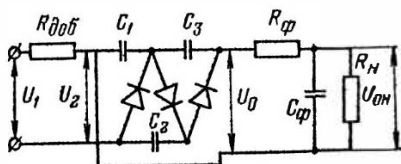


Рис. 110. Схема выпрямителя с утроением напряжения и однозвенным RC-фильтром.

$\lesssim U_1$). В этом случае можно применить схему с бестрансформаторным включением выпрямителя в сеть.

Подставив в формуле для $U_2 = 0,85 U_0/n$ вместо напряжения U_2 напряжение U_1 , найдем число каскадов:

$$n = \frac{0,85 U_0}{U_1} = \frac{0,85 \cdot 370}{127} \approx 2,5,$$

где принято $U_0 = 1,2 U_{н0} = 1,2 \cdot 310 = 370 \text{ В.}$

Принимаем $n = 3$. При этом получаем:

$$U_2 = \frac{0,85 U_0}{n} = \frac{0,85 \cdot 370}{3} = 105 \text{ В;}$$

$$U_{обр} = 2,8 U_2 = 2,8 \cdot 105 = 295 \text{ В.}$$

Средний ток

$$I_{ср} = I_0 = 115 \text{ мА.}$$

Выбираем диоды типа Д208 с $U_{обр} = 300 \text{ В; } I_{ср} = 100 \text{ мА; } R_i = 5 \text{ Ом.}$

Так как в нашем примере напряжение U_2 лишь немного меньше напряжения U_1 , то применим бестрансформаторное включение выпрямителя в сеть. Для получения напряжения на входе выпрямителя, равного U_2 , включается добавочный резистор $R_{доб}$. Это сопротивление удобно определить экспериментально.

Пример. 3. Произвести расчет выпрямителя с умножением напряжения (рис. 110), если заданы: $U_{н0} = 310 \text{ В; } I_0 = 15 \text{ мА; } U_1 = 127 \text{ В; } K_{п.вых} = 0,3\%.$

1. Выбор числа каскадов умножения и типа диодов. Желательно выбрать такое число каскадов, при котором требуемое напряжение U_2 было бы близким к напряжению U_1 или несколько меньше его ($U_2 \lesssim$

2. Расчет фильтра. Определяем емкости конденсаторов

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{34I_0(n+2)}{U_2} = \frac{34 \cdot 15(3+2)}{105} = 25 \text{ мкФ},$$

Номинальное напряжение конденсаторов

$$U_{c1} = \frac{U_0}{n} = \frac{370}{3} = 123 \text{ В};$$

$$U_{C2} = U_{C3} = \frac{2U_0}{n} = \frac{2 \cdot 370}{3} = 246 \text{ В}.$$

Коэффициент пульсации напряжения на входе фильтра

$$K_{п.вх} = \frac{200I_0(n+2)}{U_2C_1} = \frac{200 \cdot 15(3+2)}{105 \cdot 25} = 0,06.$$

Для получения заданного $K_{п.вых} = 0,3\%$ потребуется фильтр с коэффициентом сглаживания $q = K_{п.вх}/K_{п.вых} = 6/0,3 = 20$. Для нашего примера ($q < 25$; $I_0 < 20$ мА) выбираем однозвенный RC-фильтр.

Произведение $R_\Phi C_\Phi = 3 \cdot 10^3 q = 3 \cdot 10^3 \cdot 20 = 60 \cdot 10^3$ Ом·мкФ. Выбираем сопротивление R_Φ из условия допустимого падения напряжения на фильтре

$$R_\Phi = \frac{U_\Phi}{I_0} = \frac{U_0 - U_{н0}}{I_0} = \frac{370 - 340}{15 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ кОм};$$

При этом получаем:

$$C_\Phi = \frac{R_\Phi C_\Phi}{R_\Phi} = \frac{60 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} = 30 \text{ мкФ (40 мкФ)}.$$

Выбираем конденсатор с номинальным напряжением $U_c \geq 1,2U_{н0} = 1,2 \cdot 340 = 408 \text{ В}$.

Расчет стабилизаторов напряжения. На выходе выпрямителя напряжение может изменяться при изменении напряжения сети либо тока нагрузки. Для обеспечения постоянства напряжения на нагрузке в заданных пределах применяются стабилизаторы напряжения.

Ниже рассматривается расчет стабилизаторов постоянного напряжения, включенных между выпрямителем и нагрузкой.

Основным показателем, характеризующим работу стабилизатора, является коэффициент стабилизации напряжения $K_{ст}$, показывающий, во сколько раз относительное изменение напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{вых}/U_{вых}$ меньше относительного изменения напряжения на его входе $\Delta U_{вх}/U_{вх}$:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

На рис. 111 изображены схемы параметрических стабилизаторов напряжения с кремневыми стабилитронами (СТ). Для стабилизации напряжения в них используется свойство стабилитрона, состоящее в том, что при значительных изменениях тока через стабилитрон $I_{ст}$ напряжение на нем $U_{ст}$ изменяется незначительно.

Для параметрических стабилизаторов коэффициент стабилизации напряжения

$$K_{\text{ст}} = \left(\frac{R_o}{R_{\text{до}}} + 1 \right) \frac{1}{n_{\text{ст}}},$$

где $1/n_{\text{ст}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи напряжения стабилизатора; R_o — ограничивающий резистор; $R_{\text{до}}$ — общее динамическое сопротивление, равное сумме динамического сопротивления стабилитрона CT , включенного в обратном направлении, и диодов D , включенных в прямом направлении.

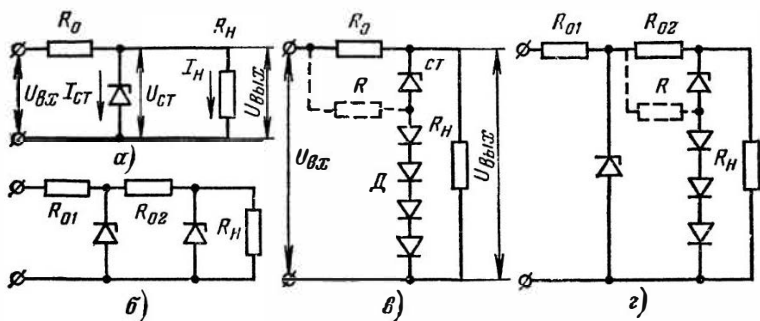


Рис. 111. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения.

a — однокаскадного; *б* — двухкаскадного; *в* — однокаскадного с температурной компенсацией; *г* — двухкаскадного с температурной компенсацией.

Диоды, имеющие при включении в прямом направлении отрицательный температурный коэффициент напряжения (ТКН), служат для температурной компенсации напряжения стабилитрона, имеющего при обратном включении положительный ТКН. При этом необходимо, чтобы суммарный ТКН диодов был равен значению ТКН стабилитрона. ТКН диодов можно менять в небольших пределах, изменяя при помощи резистора R ток через диоды. Протекание дополнительного тока через диоды уменьшает динамическое сопротивление диодов, что способствует уменьшению общего динамического сопротивления $R_{\text{до}}$ и увеличению коэффициента стабилизации $K_{\text{ст}}$.

Из-за увеличения сопротивления $R_{\text{до}}$ за счет сопротивления диодов в стабилизаторах с термокомпенсацией ухудшается стабилизация напряжения в 2—4 раза по сравнению со схемой без термокомпенсации (рис. 111, *a*), которую применяют при постоянной температуре окружающей среды. Коэффициент стабилизации однокаскадной параметрической схемы составляет около 10—20.

Для получения большего коэффициента стабилизации применяются двухкаскадные стабилизаторы (рис. 111, *б, г*). Их коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации каждого каскада $K_{\text{ст}} = K_{\text{ст1}} K_{\text{ст2}}$. В двухкаскадных стабилизаторах температурная стабилизация осуществляется во втором каскаде.

Стабилизаторы обладают также сглаживающим действием. Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на выходе стабилизатора уменьшается в $K_{ст}$ раз по сравнению с коэффициентом пульсации на его входе: $K_{п\text{ вых}} = K_{п\text{ вх}} / K_{ст}$.

Исходными данными для расчета стабилизатора являются выходное напряжение $U_{вых}$, ток нагрузки I_n и его изменения в сторону увеличения $\Delta I'_n$ и уменьшения $\Delta I''_n$, изменения входного напряжения в сторону увеличения $\Delta U'_{вх}$ и уменьшения $\Delta U''_{вх}$, коэффициент стабилизации $K_{ст}$.

Рассмотрим примеры расчета параметрических стабилизаторов без термокомпенсации и с термокомпенсацией.

Пример 1. Произвести расчет параметрического стабилизатора без термокомпенсации (рис. 111, а) если заданы: $U_{вых} = 10$ В; $I_n = 8$ мА; $\Delta I'_n = \Delta I''_n = 2$ мА, относительные изменения входного напряжения $\Delta U'_{вх} / U_{вх} = \Delta U''_{вх} / U_{вх} = 10\%$; $K_{ст} \geq 10$.

1. Выбираем стабилитрон типа Д810, у которого номинальное напряжение стабилизации $U_{ст} = 9 \div 10,5$ В; номинальный и максимальный токи стабилизации $I_{ст.н} = 5$ мА, $I_{ст.макс} = 26$ мА, динамическое сопротивление $R_d = 12$ Ом.

2. Задаемся $n_{ст}$ в пределах 1,4—2. Принимаем для расчета $n_{ст} = 1,6$. При этом необходимое входное напряжение $U_{вх} = n_{ст} U_{вых} = 1,6 \cdot 10 = 16$ В.

3. Сопротивление ограничивающего резистора

$$R_o = \frac{U_{вых} (n_{ст} - 1)}{I_{ст} + I_n}.$$

Для получения большего сопротивления R_o и, следовательно, большего коэффициента стабилизации $K_{ст}$ ток стабилитрона желательно выбирать минимально возможным $I_{ст} \approx I_{ст.н}$. Принимая $I_{ст} = 8$ мА, получаем:

$$R_o = \frac{10 (1,6 - 1)}{(8 + 8) 10^{-3}} = 380 \text{ Ом (390 Ом)}.$$

4. Токи, протекающие через стабилитрон:

$$I_{м.н} = I_{ст} - \left(\frac{\Delta U''_{вх}}{R_o} + \Delta I'_n \right) = 8 - \left(\frac{1}{390} + 2 \right) = 6 \text{ мА};$$

$$I_{макс} = I_{ст} + \left(\frac{\Delta U'_{вх}}{R_o} + \Delta I''_n \right) = 8 + \left(\frac{1}{390} + 2 \right) = 10 \text{ мА}.$$

где $\Delta U'_{вх} = \Delta U''_{вх} = 0,1 U_{вх} = 0,1 \cdot 10 = 1$ В.

Найденные значения токов должны лежать в допустимых пределах для выбранного стабилитрона: $I_{м.н} > I_{ст.н}$, $I_{макс} < I_{ст.макс}$. В нашем примере эти условия выполняются.

5. Коэффициент стабилизации напряжения

$$K_{ст} = \left(\frac{R_o}{R_d} + 1 \right) \frac{1}{n_{ст}} = \left(\frac{390}{12} + 1 \right) \frac{1}{1,6} \approx 26.$$

6. Выходное сопротивление стабилизатора $R_{\text{вых}} = R_{\text{д}} = 12 \text{ Ом}$.

Пример 2. Произвести расчет схемы параметрического стабилизатора с термокомпенсацией (рис. 111, в) для исходных данных примера 1 при условии, что стабилизация напряжения должна осуществляться при изменении температуры в пределах от -20 до $+50^\circ\text{C}$.

1. С учетом падения напряжения на компенсирующих диодах выбираем стабилитрон типа Д809, у которого $U_{\text{ст}} = 8 \div 9,5 \text{ В}$; $I_{\text{ст.н}} = 5 \text{ мА}$; $I_{\text{ст.макс}} = 29 \text{ мА}$; $R_{\text{д}} = 10 \text{ Ом}$; температурный коэффициент напряжения ТКН $\% \leq 0,08 \%/^\circ\text{C}$.

2—4. Рассчитываем аналогично пунктам 2—4 примера 1, задавая $I_{\text{ст}} = 1,6$, $R_0 = 300 \text{ Ом}$; $I_{\text{ст}} = 10 \text{ мА}$, $I_{\text{макс}} = 14 \text{ мА}$.

5. Выбираем тип компенсирующих диодов. В качестве компенсирующих диодов могут использоваться такие же стабилитроны или германиевые диоды. Для кремниевых стабилитронов, включенных в прямом направлении, ТКН составляет $-(1,4 \div 1,7) \text{ мВ}/^\circ\text{C}$, а для германиевых диодов $-(1,5 \div 1,9) \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Выбираем диоды типа Д7А—Д7Ж, у которых $\text{ТКН}_{\text{д}} = -1,9 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$; прямое напряжение $U_{\text{д}} = 0,5 \text{ В}$, динамическое сопротивление в прямом направлении $R_{\text{д}} = 2 \text{ Ом}$.

6. Необходимое количество компенсирующих диодов по формуле [5] равно:

$$n_{\text{д}} = \frac{U_{\text{ст}} \text{ТКН}\% \cdot 10}{|\text{ТКН}_{\text{д}}|},$$

где ТКН $\%$ — температурный коэффициент напряжения стабилитрона в $\%$, $|\text{ТКН}_{\text{д}}|$ — модуль температурного коэффициента напряжения диода, $\text{мВ}/^\circ\text{C}$.

Принимая $U_{\text{ст}}$ равным среднему значению $8,75 \text{ В}$, получаем:

$$n_{\text{д}} = \frac{8,75 \cdot 0,08}{1,9} = 3,8, \text{ Выбираем } n_{\text{д}} = 4.$$

7. Определяем выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{вых}}$ и общее динамическое сопротивление стабилитрона и диодов

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} + n_{\text{д}} U_{\text{д}} = 8,75 + 4 \cdot 0,5 = 10,75 \text{ В};$$

$$R_{\text{до}} = R_{\text{д}} + n_{\text{д}} R_{\text{д}} = 10 + 4 \cdot 2 = 18 \text{ Ом}.$$

При этом выходное сопротивление стабилитрона $R_{\text{вых}} = R_{\text{до}} = 18 \text{ Ом}$.

8. Коэффициент стабилизации

$$K_{\text{ст}} = \left(\frac{R_0}{R_{\text{до}}} + 1 \right) \frac{1}{n_{\text{ст}}} = \left(\frac{390}{18} + 1 \right) \frac{1}{16} = 13.$$

В приведенных выше примерах не учитывалось сопротивление нагрузки стабилизатора, что возможно при выполнении условия $R_{\text{н}} > (20 \div 50) R_{\text{до}}$. Если это условие не выполняется, то в выражении для $K_{\text{ст}}$ сопротивление резистора $R_{\text{до}}$ (или $R_{\text{д}}$ в стабилизаторе без термокомпенсации) необходимо заменить на эквивалентное сопротивление $R'_{\text{до}} = R_{\text{до}} R_{\text{н}} / (R_{\text{до}} + R_{\text{н}})$ или $R'_{\text{д}} = R_{\text{д}} R_{\text{н}} / (R_{\text{д}} + R_{\text{н}})$ (в стабилизаторе без термокомпенсации).

Если нет стабилитрона на требуемое напряжение, можно включить последовательно несколько стабилитронов (параллельное вклю-

чение стабилитронов не применяется), подобрав их так, чтобы суммарное напряжение стабилитронов равнялось заданному выходному напряжению. Если последовательно включаются стабилитроны разных типов, то минимальное и максимальное значения токов, протекающих через стабилитрон, должны лежать в допустимых пределах для каждого стабилитрона.

Расчет двухкаскадного стабилизатора (см. рис. 110, б, г) производится по формулам для однотактной схемы с учетом того, что выходное напряжение первого каскада является входным напряжением второго каскада, общий коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации каждого каскада $K_{ст} = K_{ст1} K_{ст2}$. Выходное сопротивление двухкаскадного стабилизатора равно общему динамическому сопротивлению второго каскада.

В двухкаскадном стабилизаторе можно получить сравнительно большой коэффициент стабилизации, но в нем возрастают потери напряжения на стабилизаторе. Потери напряжения на каждом каскаде возрастают с увеличением тока нагрузки. Параметрические стабилизаторы применяются при токах, не превышающих максимально допустимого тока стабилитрона, указанного в справочнике.

Более высокие показатели работы обеспечивают транзисторные компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения. На рис. 112 изображена одна из практических схем транзисторного стабилизатора. Схема содержит три основных элемента: регулирующий элемент на транзисторах T_1 и T_2 , усилительный элемент (усилитель постоянного тока) на транзисторе T_3 и источник опорного напряжения на стабилитронах. Собственно регулирующим элементом является транзистор T_1 , а транзистор T_2 является согласующим элементом между большим выходным сопротивлением усилителя постоянного тока и малым входным сопротивлением регулирующего транзистора T_1 .

Достоинством транзисторных стабилизаторов является возможность получения большого тока нагрузки и регулировки выходного напряжения, а также малое выходное сопротивление (не более 10 Ом). Выходное напряжение регулируется путем изменения сопротивления резистора R_7 .

Рассмотрим пример расчета транзисторного стабилизатора (рис. 112), если заданы: выходное напряжение $U_{вых} = 27$ В и пределы его регулировки $\Delta U_{вых} = \pm 2$ В; ток нагрузки $I_n = 0 \div 0,2$ А; допустимые относительные изменения входного напряжения $\Delta U_{вх}/U_{вх} = \pm 10\%$, коэффициент стабилизации $K_{ст} \geq 80$.

1. Выбор типа регулирующего транзистора и его режима. Минимальное входное напряжение

$$U_{вх.м.н} = U_{вых} + \Delta U_{вых} + |U_{КЭмин}| = 27 + 2 + 3 \approx 32 \text{ В},$$

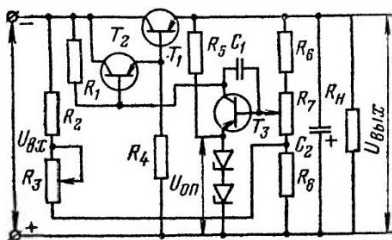


Рис. 112. Схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения.

где $|U_{KЭмин}|$ — минимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора T_1 , при котором его работа не заходит в область насыщения. Для мощных транзисторов, которые используются в качестве регулирующего элемента, $|U_{KЭмин}| = 1 \div 3$ В. При расчетах принимают $|U_{KЭмин}| = 3$ В.

Учитывая допустимые изменения входного напряжения на $\Delta U_{вх}/U_{вх} = \pm 0,1$, определяем номинальное и максимальные значения входного напряжения:

$$U_{вх} = 1,1 U_{вх, мин} = 1,1 \cdot 32 = 35,2 \text{ В};$$

$$U_{вх, макс} = 1,1 U_{вх} = 1,1 \cdot 35,2 = 38,9 \text{ В}.$$

Находим максимальное напряжение $U_{KЭ1 макс}$ и максимальную мощность, рассеиваемую на регулирующем транзисторе:

$$|U_{KЭ1 макс}| = U_{вх, макс} - U_{вых, мин} = 38,9 - 25 = 13,9 \text{ В};$$

$$P_{K макс} = |U_{KЭ1 макс}| I_H = 13,9 \cdot 0,2 \approx 2,8 \text{ Вт}.$$

Выбираем транзистор типа ПЧБ, для которого $P_{K макс} = 3$ Вт, $I_{K макс} = 5$ А; $h_{21э} = 30$; $|U_{KЭ макс}| = 60$ В.

2. Выбор типа согласующего транзистора и его режима. Коллекторный ток транзистора T_2

$$I_{K2} \approx I_{Э2} = I_{Б1} + I_{R4} = \frac{I_{K1}}{h_{21э}} + I_{R4} = \frac{I_H}{h_{21э}} + I_{R4},$$

где I_{R4} — дополнительный ток, протекающий через резистор R_4 . Для маломощных транзисторов, используемых в качестве согласующего элемента, дополнительный ток выбирают в пределах 1—2 мА. Приняв $I_{R4} = 1,5$ мА, получим $I_{K2} = 0,25/30 + 1,5 = 9,8$ мА.

Определяем максимальные значения напряжения $U_{KЭ2}$ и мощности P_{K2} согласующего транзистора:

$$|U_{KЭ2 макс}'| \approx |U_{KЭ1 макс}| = 13,9 \text{ В};$$

$$P_K = I_{K2} |U_{KЭ2 макс}| = 9,8 \cdot 10^{-3} \cdot 13,9 \approx 138 \text{ мВт}.$$

Выбираем транзистор типа МП40 со следующими параметрами: $I_{K макс} = 40 \text{ мА} > 9,8 \text{ мА}$; $|U_{KЭ макс}| = 15 \text{ В} > 13,9 \text{ В}$; $P_K = 150 \text{ мВт} > 138 \text{ мВт}$; $h_{21э} = 20$.

Сопротивление резистора

$$R_4 = \frac{U_{вх}}{I_{R4}} = \frac{27}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 18 \text{ кОм}.$$

3. Выбор усилительного транзистора T_3 и его режима. В качестве усилительного транзистора используют маломощные транзисторы. Выберем в нашем примере транзистор типа МП40.

Задаваясь напряжением $|U_{KЭ3}| = 12 \text{ В} \leq |U_{KЭ макс}| = 15 \text{ В}$, определяем опорное напряжение

$$U_{оп} = U_{вых} - |U_{KЭ3}| = 27 - 12 = 15 \text{ В}.$$

Для получения такого опорного напряжения используем два стабилитрона типа Д808, у которого $U_{с1}=7\div 8,5$ В; $I_{с1}=5\div 38$ мА.

Принимаем ток стабилитронов $I_{с1}=8$ мА и определяем ограничивающее сопротивление

$$R_5 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}}{I_{с1} - I_{\text{Э3}}} = \frac{27 - 15}{(8 - 1,3) \cdot 10^{-3}} = 1,8 \text{ кОм.}$$

Коллекторный ток усилительного транзистора $I_{К3}$ выбирают в пределах 1—1,5 мА. Из уравнения Кирхгофа $U_{\text{ЭБ1}} + U_{\text{ЭБ2}} + U_{R3} - U_{KЭ1} = 0$. С учетом того, что $U_{\text{ЭБ1}}, U_{\text{ЭБ2}} \approx 0$, получаем $U_{R3} \approx |U_{KЭ1}|$. Отсюда находим сопротивление резистора:

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{R3}} \approx \frac{|U_{KЭ1}|}{I_{К3} + I_{Б2}} = \frac{11,9}{1,3 + 0,49} = 6,65 \text{ кОм (6,8 кОм)},$$

где $I_{К3} \approx I_{\text{Э3}} = 1,3$ мА, а $I_{Б2} = I_{К2}/h_{21э} = 9,8/20 = 0,49$ мА.

4. Расчет делителей напряжения. Из выражения $(R_8 + 0,5R_7)I_{\text{дел}} \approx U_{\text{оп}}$, где $I_{\text{дел}}$ — ток, протекающий через делитель R_8, R_7 , получаем:

$$R_7 = \frac{U_{\text{оп}} - I_{\text{дел}} R_8}{0,5I_{\text{дел}}}$$

Ток делителя $I_{\text{дел}}$ выбирают при $I_{\text{дел}} > (5\div 10)I_{Б3}$. Принимая $I_{\text{дел}} = 50I_{Б3} = 50I_{К3}/h_{21э} = 50 \cdot 1,3/20 = 3,3$ мА и задаваясь $R_8 = 1,5$ кОм, получаем $R_7 = 3$ кОм.

По выражению $I_{\text{дел}}(R_8 + 0,5R_7) \approx U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}$ находим:

$$R_8 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}} - 0,5I_{\text{дел}} R_7}{I_{\text{дел}}} = \frac{27 - 15 - 0,5 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3}{3,3 \cdot 10^{-3}} = 2,1 \text{ кОм.}$$

5. Выбор конденсаторов. Емкость конденсатора C_1 , включаемого для предотвращения возбуждения стабилизатора, подбирают экспериментально. Обычно берут $C_1 \leq 0,5\div 1$ мкФ. Емкость конденсатора C_2 , включение которого приводит к незначительному уменьшению пульсации выходного напряжения и заметному уменьшению выходного сопротивления стабилизатора переменному току, выбирают в пределах 1000—2000 мкФ. Выбираем $C_1 = 0,5$ мкФ, $C_2 = 1000$ мкФ.

6. Коэффициент стабилизации напряжения

$$K_{с1} = K_{\text{дел}} K_3 \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 0,55 \cdot 220 \cdot \frac{27}{35,2} = 93,$$

где $K_{\text{дел}} = U_{\text{оп}}/U_{\text{вых}} = 15/28 = 0,55$ — коэффициент деления напряжения делителя R_6, R_7, R_8 ;

$$K_3 = S_3 R_3 = (h_{21э3}/h_{11э3}) R_3 = (20/600) \cdot 6,8 \cdot 10^3 = 220.$$

Если значение $K_{с1}$ окажется недостаточным, то следует выбрать транзисторы T_2 и T_3 с большим коэффициентом усиления тока $h_{21э}$.

Расчет преобразователей постоянного напряжения. Для питания различных радиотехнических устройств бывает необходимо иметь высокие постоянные напряжения. Получение их от низковольтных

источников возможно при использовании преобразователей постоянного напряжения на транзисторах, которые обладают большим сроком службы, высокой надежностью, хорошей вибростойкостью и высоким к. п. д. (до 70—90%).

Функциональная схема источника питания с преобразователем напряжения изображена на рис. 113. Низковольтное напряжение источника постоянного напряжения с помощью преобразователя преобразуется в переменное напряжение со сравнительно большой амплитудой. После выпрямления этого напряжения получаем более высокое постоянное напряжение, чем напряжение источника.



Рис. 113. Функциональная схема источника питания с преобразователем напряжения.

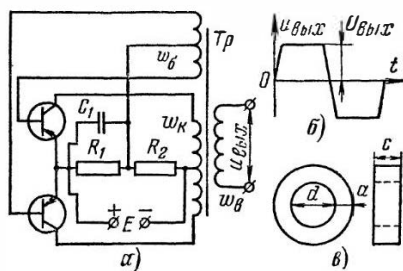


Рис. 114. Схемы двухтактного преобразователя напряжения с самовозбуждением (а), форма выходного напряжения преобразователя (б), тороидального сердечника (в).

Преобразователи напряжения на транзисторах можно разделить на два типа: преобразователи с самовозбуждением (автогенераторы) и преобразователи с усилением мощности. Преобразователи с самовозбуждением применяются для питания устройств, потребляющих небольшую мощность (не более 50 Вт). Для получения большей мощности применяются преобразователи с усилителем мощности, включенным после автогенератора.

На рис. 114, а изображена одна из распространенных схем транзисторного преобразователя напряжения, представляющего собой автогенератор с трансформаторной обратной связью. Для обеспечения надежного возбуждения колебаний служит делитель напряжения R_1, R_2 . На резисторе R_1 создается отрицательное напряжение смещения, поступающее на базы транзисторов (около 0,5—1 В), необходимое для их открывания.

В процессе работы преобразователя транзисторы поочередно открываются и закрываются, вследствие чего ток каждого транзистора и выходное напряжение имеют форму импульсов, близкую к прямоугольной (рис. 114, б). Наиболее крутые фронты импульсов полу-

чаются в том случае, когда преобразователь работает на выпрямитель с емкостной нагрузкой.

После преобразователей включают двухполупериодные выпрямители, которые не вызывают постоянного подмагничивания сердечника.

Частота колебаний преобразователя зависит от его параметров. При выборе частоты колебаний следует иметь в виду, что с увеличением ее легче осуществить сглаживание пульсаций в фильтре выпрямителя, но потери в сердечнике трансформатора возрастают. На практике выбирают рабочую частоту в пределах 0,5—20 кГц.

Рассмотрим пример расчета преобразователя постоянного напряжения (рис. 114, а) при следующих исходных данных: напряжение источника питания (аккумулятора) $E=10$ В; выходное напряжение преобразователя $U_{\text{вых}}=200$ В и выходной ток $I_{\text{вых}}=100$ мА; максимальная температура окружающей среды $t_{\text{окр}}=50^{\circ}\text{C}$; рабочая частота $f=1000$ Гц.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Максимальные значения коллекторного тока каждого транзистора

$$I_{\text{Кмакс}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta E} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{\eta E} = \frac{200 \cdot 100 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 10} \approx 2,5 \text{ А},$$

где принят к. п. д. преобразователя $\eta=0,8$, и максимальное напряжение между коллектором и эмиттером каждого транзистора в двухтактной схеме $|U_{\text{КЭмакс}}|=1,2 \cdot 2E=1,2 \cdot 2 \cdot 10=24$ В. Коэффициент 1,2 обеспечивает запас по допустимому напряжению.

2. По значению $I_{\text{Кмакс}}$ и $U_{\text{КЭмакс}}$ выбираем тип транзисторов. Выбираем транзисторы типа П4А со следующими параметрами: $I_{\text{Кмакс}}=5$ А; $U_{\text{КЭмакс}}=-50$ В; $P_{\text{Кмакс}}=2$ Вт без дополнительного теплоотвода и $P_{\text{Кмакс}}=20$ Вт с дополнительным теплоотводом при температуре 40°C ; $t_{\text{к.макс}}=85^{\circ}\text{C}$; $h_{21э}=20$; обратный коллекторный ток $I_{\text{КБО}} \leq 5$ мА; напряжение насыщения $|U_{\text{Кнас}}|=0,5$ В; предельная частота $f_{h_{21э}}=125$ кГц.

4. Вычисляем сопротивления делителя напряжения R_1 и R_2 . Ориентировочное сопротивление резистора R_1 определяется по формуле

$$R_1 = \frac{3 \div 4}{I_{\text{Бмакс}}} = \frac{(3 \div 4) h_{21э}}{I_{\text{Кмакс}} K_{\text{нас}}} = \frac{(3 \div 4) 20}{2,5 \cdot 2} = 12 \div 16 \text{ Ом (15 Ом)},$$

где коэффициент насыщения $K_{\text{нас}}=1,5 \div 3$.

Задаваясь падением напряжения на резисторе R_1 $U_{R1}=1$ В, находим:

$$R_2 = \frac{E - U_{R1}}{I_{\text{дел}}} = \frac{E - U_{R1}}{U_{R1}/R_1} = \frac{10 - 1}{1/15} = 135 \text{ Ом (130 Ом)};$$

Емкость блокировочного конденсатора C_1 выбирается в пределах 0,5—1 мкФ.

5. Производим расчет трансформатора. Определяем габаритную мощность трансформатора по формуле $P_{\Gamma} \approx 1,3 U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}$, если нагрузкой преобразователя является выпрямитель, собранный по мо-

Таблица 7

Материал	Толщина, мм	Конструкция и тип сердечника	Среднее значение $B_s, \text{ Тл}$
Э42	0,35	Броневого Ш-9	0,85
Э44	0,2	То же	0,9
Э310	0,08	Ленточный разрезной Ш-9	1,0
50НП	0,05	Тороидальный неразрезной	1,5
65НП	0,05	То же	1,3
34НКМП	0,05	» »	1,5

стовой схеме или схеме удвоения напряжения, и по формуле $P_r \approx 2,1 U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}$, если нагрузкой преобразователя является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой.

Принимаем $P_r = 1,3 U_{\text{вых}} I_{\text{вых}} = 1,3 \cdot 200 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 26 \text{ В} \cdot \text{А}$.

При мощности преобразования до 1 кВт применяются трансформаторы с броневыми, ленточными или лучше тороидальными сердечниками с малыми потерями на гистерезис и рассеяние мощности. В качестве материала сердечника обычно используют электротехническую сталь (Э42, Э44, Э310) или пермаллой (50НП, 65НП, 34НКМП) с высокой индукцией насыщения. Для уменьшения потерь на рассеивание первичная (коллекторная) обмотка трансформатора наматывается первой на сердечнике, причем ее обе половины наматываются одновременно двумя проводами, располагая их равномерно по всему сердечнику.

В табл. 7 приведены основные данные для некоторых магнитных материалов.

Для выбора размеров сердечника трансформатора пользуются формулой

$$Q_c Q_o = \frac{P_r \cdot 10^2}{2f B_s j_{\text{тр}} K_c K_o S}, \quad (152)$$

где Q_c и Q_o — соответственно сечение стержня и окна сердечника, см^2 ; f — рабочая частота преобразователя; B_s — индукция насыщения сердечника, Тл; j — плотность тока в обмотке, А/мм^2 ; K_c — коэффициент заполнения сердечника сталью; K_o — коэффициент заполнения окна обмоткой; S — количество стержней сердечника.

Для обмоток, выполненных проводом марки ПЭЛ или ПЭВ на тороидальном сердечнике, принимают $j = 3 \div 4 \text{ А/мм}^2$; $K_c = 0,8$; $K_o = 0,2 \div 0,3$; обмотки обычно размещаются на одном стержне ($S = 1$); $\eta_{\text{тр}} = 0,8 \div 0,9$.

Выбрав тороидальный витой сердечник из материала 50НП, найдем:

$$Q_c Q_o = \frac{26 \cdot 10^2}{2 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 0,85 \cdot 0,8 \cdot 0,25 \cdot 1} \approx 1,46 \text{ см}^4.$$

Ориентировочные значения ширины стержня (толщины намотки ленты) a , внутреннего диаметра сердечника d и ширины ленты c

(рис. 114, в) определяются по формулам:

$$a \approx 0,7 \sqrt[4]{Q_c Q_o} = 0,7 \sqrt[4]{1,46} \approx 0,62 \text{ см};$$

$$d \approx 2a = 2 \cdot 0,62 = 1,24 \text{ см}; \quad c \approx 1,5 a = 1,5 \cdot 0,62 = 0,93 \text{ см}.$$

Выбрав ленту со значением $c=1$ см (близким к расчетному), найдем площадь сечения сердечника

$$Q_c = ac = 0,62 \cdot 1 = 0,62 \text{ см}^2.$$

Определяем число витков половины коллекторной обмотки трансформатора:

$$0,5w_k = \frac{(E - |U_{K_{\text{нас}}}|) 10^4}{4f B_s Q_c K_c} = \frac{(10 - 0,5) 10^4}{4 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 0,62 \cdot 0,8} \approx 31 \text{ виток};$$

половины базовой обмотки

$$0,5w_b = 0,5w_k \frac{3 - 4}{E - |U_{K_{\text{нас}}}|} = 31 \cdot \frac{3 - 4}{10 - 0,5} \approx 10 \div 13 \text{ витков}$$

и выходной обмотки

$$w_b = 0,5w_k \frac{U_{\text{вых}}}{E - |U_{K_{\text{нас}}}|} = 31 \frac{200}{10 - 0,5} \approx 660 \text{ витков}.$$

Действующее значение коллекторного тока

$$I_K = \frac{I_{K_{\text{макс}}}}{\sqrt{2}} = \frac{2,5}{\sqrt{2}} = 1,77 \text{ А};$$

базового тока транзистора

$$I_B = \frac{I_K K_{\text{нас}}}{h_{21э}} \frac{1,77 \cdot 2}{20} = 0,177 \text{ А};$$

Находим толщину проводов обмоток:
коллекторный

$$d_K = 1,13 \sqrt{I_K / j} = 1,13 \sqrt{1,77 / 3,5} \approx 0,81 \text{ мм};$$

базовой

$$d_B = 1,13 \sqrt{I_B / j} = 1,13 \sqrt{0,177 / 3,5} \approx 0,26 \text{ мм};$$

выходной

$$d_v = 1,13 \sqrt{I_{\text{вых}} / 3,5} = 1,13 \sqrt{0,1 / 3,5} \approx 0,17 \text{ мм}.$$

6. Проверяем выбранный транзистор по допустимой мощности, рассеиваемой на коллекторе $P_{K_{\text{макс}}}$. Для этого определяем максимально допустимую мощность при максимальной температуре $t_{\text{окр}}^\circ = 50^\circ\text{C}$ по формуле

$$P_{K_{\text{макс}}} = P_{K_{\text{макс}}40^\circ} \frac{t_{K_{\text{макс}}}^\circ - t_{\text{окр}}^\circ}{t_{K_{\text{макс}}}^\circ - 40^\circ}$$

и сравниваем ее со средней мощностью, рассеиваемой на коллекторе каждого транзистора P_{Kcp} . Получаем $P_{Kmax} = 1,5$ Вт без дополнительного теплоотвода и $P_{Kmax} = 15$ Вт с дополнительным теплоотводом.

Среднее значение мощности P_{Kcp} транзисторов, работающих в ключевом режиме, определяется суммой мощностей, рассеиваемых в областях отсечки, насыщения и активной области во время переключения.

$$P_{Kcp} = P_{Kотс} + P_{Kнас} + P_{Ka} \approx P_{Kнас} + P_{Ka} = \\ = 0,625 + 0,7 \approx 1,35 \text{ Вт},$$

где

$$P_{Kнас} = 0,5 I_{Kmax} |U_{Kнас}| = 0,5 \cdot 2,5 \cdot 0,5 = 0,625 \text{ Вт}; \\ P_{Ka} = \frac{1,2 E^2 f \tau_{h21э}}{R'_H} = \frac{1,2 \cdot 10^2 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{4,4} \approx 0,7 \text{ Вт}; \\ R'_H = \frac{U_{вых}}{I_{вых}} \left(\frac{\omega_K}{\omega_B} \right)^2 = \frac{200}{100 \cdot 10^{-3}} \left(\frac{31}{660} \right)^2 \approx 4,4 \text{ Ом}; \\ \tau_{h21э} = h_{21э} / 2\pi f_{h21б} = 20 / 6,28 \cdot 125 \cdot 10^3 \approx 25 \text{ мкс}.$$

Необходимо, чтобы полученное значение P_{Kcp} не превышало допустимого значения P_{Kmax} . В нашем примере это условие выполняется без дополнительного теплопровода.

Преобразователи напряжения с самовозбуждением используют для получения небольших мощностей при постоянной нагрузке. При изменении нагрузки изменяются режим работы преобразователя, частота колебаний, форма и амплитуда напряжения.

При больших мощностях и изменяющейся нагрузке применяются преобразователи напряжения с усилением мощности, состоящие из маломощного задающего генератора (преобразователя с самовозбуждением) и усилителя мощности. В таких преобразователях изменение тока нагрузки не влияет на работу задающего генератора.

На рис. 115 изображена схема преобразователя с двухтактным усилителем мощности, выполненным на транзисторах T_3 , T_4 , T_5 и T_6 . Задающий генератор собран на транзисторах T_1 и T_2 .

Резисторы R_6 , включенные в базовые цепи транзисторов усилителя мощности, служат для выравнивания режимов транзисторов с учетом разброса их параметров и стабилизации режимов при изменении нагрузки. Сопротивления R_6 выбирают в несколько раз больше входных сопротивлений транзисторов.

Рассмотрим пример расчета схемы преобразователя с усилением мощности, если максимальное значение выходного тока $I_{вых} = 0,4$ А, а остальные исходные данные такие, как в предыдущем примере.

Рассчитаем усилитель мощности. 1. Принимая к. п. д. усилителя $\eta = 0,85$, определяем максимальные значения тока и напряжения, необходимые для получения заданной выходной мощности $P_{вых}$:

$$I'_{Kmax} \geq \frac{P_{вых}}{\eta E} = \frac{U_{вых} I_{вых}}{0,85 \cdot 10} = 9,4 \text{ А}; \\ |U_{Kэmax}| = 2,4 E = 2,4 \cdot 10 = 24 \text{ В}.$$

2. Выбираем для усилителя мощности транзисторы типа ПЧА. Поскольку максимально допустимый ток транзистора $I_{\text{Кмакс}}$ меньше требуемого тока $I'_{\text{Кмакс}}$, необходимо применить параллельное включение транзисторов.

Количество транзисторов для параллельного включения определяем по формуле

$$n = \frac{I'_{\text{Кмакс}}}{I_{\text{Кмакс}}} = \frac{9,4}{5} \approx 2.$$

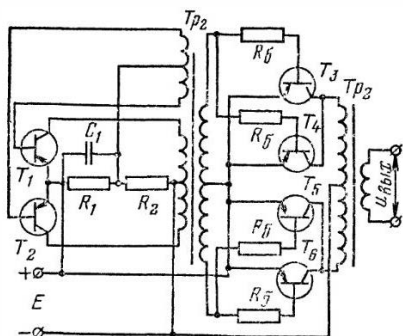


Рис. 115. Схема преобразователя напряжения с усилителем мощности.

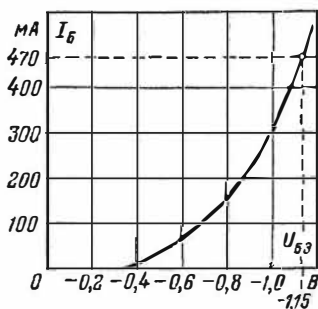


Рис. 116. Входная характеристика транзистора типа ПЧА.

Принимая $n=2$, находим коллекторный и базовый токи одного транзистора

$$I_{\text{Кмакс1}} = \frac{I'_{\text{Кмакс}}}{n} = \frac{9,4}{2} = 4,7 \text{ А};$$

$$I_{\text{Бмакс1}} = \frac{I_{\text{Кмакс1}} K_{\text{нас}}}{h_{21э}} = \frac{4,7 \cdot 2}{20} = 0,47 \text{ А}.$$

При этом суммарный базовый ток с учетом параллельного включения транзисторов $I_{\text{БΣ}} = n I_{\text{Бмакс1}} = 2 \cdot 0,47 = 0,94 \text{ А}$.

3. По входной характеристике транзистора (рис. 116) находим напряжение на базе $U_{\text{БЭ}} = -1,15 \text{ В}$, необходимое для создания тока $I_{\text{Бмакс1}} = 0,47 \text{ А}$, и входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вх.т}} = \frac{|U_{\text{БЭ}}|}{I_{\text{Бмакс1}}} = \frac{1,15}{0,47} \approx 2,5 \text{ Ом}.$$

Принимая $R_6 = 4R_{\text{вх.т}} = 10 \text{ Ом}$, рассчитываем входное напряжение усилителя мощности

$$U_{\text{вх}} = |U_{\text{БЭ}}| + I_{\text{Бмакс1}} R_6 = 1,15 + 0,47 \cdot 10 = 4,85 \text{ В}.$$

При этом мощность, потребляемая входной цепью усилителя, $P_{вх} = U_{вх} I_{БЭ} = 4,85 \cdot 0,94 = 4,5$ Вт является выходной мощностью задающего генератора.

4. Расчет выходного трансформатора усилителя мощности производится подобно расчету трансформатора в преобразователе напряжения с самовозбуждением. Отличие состоит в том, что в выражении (152) вместо индукции насыщения сердечника B_s подставляется значение индукции $B = (0,7 \div 0,8) B_s$. Это обусловлено тем, что сердечник выходного трансформатора работает в линейном режиме (без насыщения).

5. Средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора в усилителе мощности, приближенно определяется по формуле

$$P_{Kcp} \approx I_{Kmax} \left(\frac{1}{2} \left| U_{Kнас} \right| + \frac{1}{3} \left| U_{KЭmax} \right| \tau_{h21э} f \right) = \\ = 4,7 (0,5 \cdot 0,5 + 0,34 \cdot 24 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3) \approx 2,2 \text{ Вт.}$$

Так как эта мощность оказалась больше мощности $P_{Kmax} = 1,5$ Вт, то необходимо предусмотреть дополнительно отвод тепла от корпуса транзистора при помощи специального радиатора или использовать в качестве теплоотвода металлический корпус преобразователя.

Необходимая поверхность охлаждения радиатора приближенно определяется по формуле

$$S_{рад} \approx \frac{(1,2 \div 1,5) 10^3 P_{Kcp}}{t_{к, макс}^{\circ} - t_{окр}^{\circ} - P_{Kcp} R_{п.к}},$$

где $R_{п.к}$ — тепловое сопротивление транзистора (между коллекторным переходом и корпусом транзистора), значение которого приводится в справочнике. Для транзистора типа ПЧА $R_{п.к} = 2 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}}$. При этом

$$S_{рад} \approx \frac{(1,2 \div 1,5) 10^3 \cdot 2,2}{85 - 50 - 2 \cdot 2} \approx 85 \div 105 \text{ мм}^2.$$

Радиатор выполняется из металла с высокой теплопроводностью (обычно из алюминия).

№ п/п.	Тип транзистора	t_{h210} , мГц	h_{210} , мин—макс	Максимально допустимые данные			$t_{окр}$, °C	C_K , пФ	r'_b , Ом	$I_{КБ0}$, мкА
				$U_{КБ макс}$, В	$U_{КЭ макс}$, В	$P_{К макс}$, мВт				
1	МП13	$\geq 0,5$	7—12	30	15	150	—60—+70	50	150	≤ 30
2	МП13Б	$\geq 1,0$	20—60	30	15	150	—60—+70	50	150	≤ 10
3	МП14	1,0	20—40	30	15	150	—60—+70	50	150	≤ 10
4	МП14А	1,0	20—40	30	15	150	—60—+70	50	150	≤ 30
5	МП14Б	1,0	30—60	30	15	150	—60—+70	50	150	≤ 50
6	МП20	$\geq 1,0$	50—100	30	30	150	—55—+85	15—30	—	2—5
7	МП20А	2,0	50—150	30	20	150	—55—+85	15—30	—	0,5—5
8	МП20Б	1,5	80—200	30	20	150	—55—+85	15—30	—	0,2—5
9	МП21В	1,5	20—100	40	30	150	—55—+85	15—30	—	0,2—5
10	МП21Г	1,0	20—80	60	35	150	—55—+85	15—30	—	0,2—5
11	МП21Д	1,0	60—200	50	30	150	—55—+85	15—30	—	0,2—5
12	МП21Е	0,7	30—150	70	35	150	—55—+85	15—30	—	0,2—5
13	МП25	0,2	> 13	40	40	200	—55—+75	20—70	≤ 160	2—50
14	МП25А	0,2	20—40	40	40	200	—55—+75	20—70	≤ 160	2—50
15	МП25Б	0,5	30—30	40	40	200	—55—+75	20—70	≤ 160	2—50
16	МП26	0,2	13—25	70	70	200	—55—+75	15—50	≤ 160	2—60
17	МП26А	0,2	20—40	70	70	200	—55—+75	15—50	≤ 160	2—60
18	МП26Б	0,5	30—80	70	70	200	—55—+75	15—50	≤ 160	2—60
19	МП25	0,5	10—125	15	15	150	—55—+85	30—50	≤ 220	≤ 250
20	МП36А	1,0	15—40	15	15	150	—55—+85	30—50	≤ 220	≤ 250

№ п.п.	Тип транзистора	f_{h216} , МГц	$h_{21э}$, мин—макс	Максимально допустимые данные			$t_{окр}$, °С	C_K , пФ	r_b , Ом	$I_{КБ0}$, мкА
				$U_{КБ макс.}$ В	$U_{КЭ макс.}$ В	$P_{К макс.}$ мВт				
21	МП37А	1,0	15—45	15	15	150	—55—+85	30—50	≤ 220	≤ 250
22	МП37Б	1,0	25—30	15	15	150	—55—+85	30—50	≤ 220	≤ 250
23	МП38	2,0	25—55	15	15	150	—55—+85	30—50	≤ 220	≤ 250
24	МП38А	2,0	45—100	15	15	150	—55—+85	30—50	≤ 220	≤ 250
25	МП39	0,5	> 12	10	10	150	—20—+60	20—60	100—220	15
26	МП39Б	1,0	10—60	10	10	150	—20—+60	20—60	100—220	15
27	МП40	1,0	20—40	10	10	150	—20—+60	20—60	100—220	15
28	МП40А	1,0	20—40	30	30	150	—20—+60	20—60	100—220	15
29	МП41	1,0	10—60	30	30	150	—20—+60	20—60	100—220	15
30	МП41А	1,0	50—100	30	30	150	—20—+60	20—60	100—220	15
31	МП114	0,1	≥ 9,0	60	60	150	—55—+130	40—80	50—100	0,005—0,5
32	МП115	0,1	9—45	30	30	150	—55—+130	40—80	50—100	0,005—0,5
33	МП116	0,5	15—100	15	15	150	—55—+130	40—80	150	0,005—0,5
34	П201Э	0,1	10—100	30	30	10·10 ³	—55—+85	—	—	0,02—0,4
35	П201АЭ	0,2	10—100	45	30	10·10 ³	—55—+85	—	—	0,02—0,4
36	П202Э	0,1	20—90	70	55	10·10 ³	—55—+85	—	—	0,02—0,4
37	П203Э	0,2	20—90	70	55	10·10 ³	—55—+85	—	—	0,02—0,4
38	ГТ308А	90	15—75	20	12	150	—55—+85	2,5—8	40—50	0,1—2,0
39	ГТ308Б	120	50—120	20	12	150	—55—+85	2,5—8	40—50	0,1—2,0
40	ГТ308В	20—200	80—120	20	12	150	—55—+85	2,5—8	40—50	0,1—2,0

41	ГТ309А	120	20—70	10	10	50	—55—+70	3—10	33—50	0,1—5
42	ГТ309Б	120	60—180	10	10	50	—55—+70	3—10	33—50	0,1—5
43	ГТ309В	80	20—70	10	10	50	—55—+70	3—10	100	0,1—5
44	ГТ309Г	80	60—180	10	10	50	—55—+70	3—10	100	0,1—5
45	ГТ309Д	40	20—70	10	10	50	—55—+70	3—10	100	0,1—5
46	ПТ309Е	40	60—180	10	10	50	—55—+70	3—10	100	0,1—5
47	ПЗ10А	160	20—70	12	10	20	—20—+75	2—4	50—75	0,1—5
48	ГТ310Б	160	60—180	12	10	20	—20—+75	2—4	50—75	0,1—5
49	ГТ310В	120—200	20—70	12	10	20	—20—+75	3—5	50—75	0,1—5
50	ГТ310Г	120—200	60—180	12	10	20	—20—+75	3—5	50—75	0,1—5
51	ГТ310Г	80—140	20—70	12	10	20	—20—+75	3—5	65—100	0,1—5
52	ГТ310Е	80—140	60—180	12	10	20	—20—+75	3—5	65—100	0,1—5
53	ГТ311Е	≥ 250	15—80	12	12	150	—40—+75	1,5—2,5	20—30	0,5—10
54	ГТ311Ж	≥ 300	50—200	12	12	150	—40—+75	1,5—2,5	20—40	0,5—10
55	ГТ311И	450—1000	100—300	12	12	150	—40—+75	1,5—2,5	≤ 40	0,5—10
56	КТ312А	≥ 80	10—100	15	15	225	—20—+85	3—5	17—100	≤ 10
57	КТ312Б	≥ 120	25—100	30	30	225	—20—+85	3—5	17—80	≤ 10
58	КТ312В	≥ 120	50—280	30	30	225	—20—+85	3—5	17—80	≤ 10
59	ГТ313А	300—1000	20—250	15	15	100	—20—+55	1—2,5	30	0,1—3
60	ГТ313Б	450—1000	20—250	15	15	100	—20—+55	1—2	20	0,1—3
61	ГТ320А	80	20—80	20	15	200	—55—+70	—	—	10
62	ГТ321А	≥ 60	20—60	60	50	160	—55—+85	≤ 80	≤ 7,5	≤ 100
63	ГТ321Б	≥ 60	40—120	60	50	160	—55—+85	≤ 80	≤ 7,5	≤ 100
64	ГТ321В	≥ 60	80—200	60	50	160	—55—+85	≤ 80	≤ 7,5	≤ 100
65	ГТ321Г	≥ 60	20—60	45	40	160	—55—+85	≤ 80	≤ 7,5	≤ 100

№ п.п.	Тип транзистора	f_{h216} , МГц	$h_{21э}$, мин—макс	Максимально допустимые данные			$t_{окр}$, °C	C_K , пФ	r'_0 , Ом	$I_{КЕО}$, мкА
				$U_{КБ}$ макс, В	$U_{КЭ}$ макс, В	P_K макс, мВт				
66	ГТ321Д	≥ 60	40—120	45	40	160	—55—+85	≤ 80	$\leq 7,5$	≤ 100
67	ГТ321Е	≥ 60	80—200	45	40	160	—55—+85	≤ 80	$\leq 7,5$	≤ 100
68	П401	30	16—300	10	10	100	—50—+60	15	350	≤ 10
69	П402	60	16—250	10	10	100	—50—+60	10	220	≤ 5
70	П403	120	30—100	10	10	100	—50—+60	10	50	≤ 5
71	П403А	120	16—200	10	10	100	—50—+60	5	40	≤ 5
72	ГТ402А	$\geq 0,5$	30—80	25	25	300	—25—+55	—	—	25
73	ГТ403А	$\geq 8 \cdot 10^{-3}$	20—60	25	30	600	—60—+85	—	—	≤ 50
74	ГТ403Б	$\geq 8 \cdot 10^{-3}$	25—150	25	30	600	—60—+85	—	—	≤ 50
75	ГТ403В	$\geq 8 \cdot 10^{-3}$	20—60	60	45	5000	—60—+85	—	—	≤ 50
76	ГТ403Г	$\geq 6 \cdot 10^{-3}$	25—150	60	45	5000	—60—+85	—	—	≤ 50
77	ГТ403Д	$\geq 6 \cdot 10^{-3}$	85—150	60	45	5000	—60—+85	—	—	≤ 50
78	ГТ403Е	$\geq 0,24$	≥ 30	60	45	5000	—60—+85	—	—	≤ 50
79	ГТ403Ж	$\geq 8 \cdot 10^{-3}$	20—60	80	60	5000	—60—+85	—	—	≤ 40
80	ГТ403И	$4 \cdot 10^{-4}$ $1,2 \cdot 10^{-3}$	25—150	80	60	5000	—60—+85	—	—	≤ 70
81	ГТ404А	$\geq 0,5$	30—80	25	25	300	—25—+55	—	—	25
82	П416	40	20—80	25	25	100	—55—+85	2—8	—	0,1—3
83	П416А	60	60—125	25	25	100	—55—+85	2—8	—	0,1—3
84	П416Б	60	90—250	25	25	100	—55—+85	2—8	—	0,1—3
85	ПЧА	0,125	15—40	60	50	$20 \cdot 10^3$	—60—+70	—	—	≤ 500
86	ПЧБ	0,125	15—40	70	60	$25 \cdot 10^3$	—60—+70	—	—	≤ 500

Примечания: 1. К транзисторам типа *p-n-p* относятся: МП20—МП21Е; МП25—МП26Б, МП39—МП41А, МП114—МП116, П201—П203Э, ГТ308А—ГТ308В, ГТ309А—ГТ311И, КТ313А—ГТ313Б, ГТ320—ГТ321Е, П401—П403А, ГТ402А—ГТ403И, П416—П416Б, П4А—П4Б. К транзисторам типа *n-p-n* относятся: МП35—МП38, КТ312А—КТ312В, КТ404А.

2. Для мощных транзисторов указана мощность $P_{K\max}$ с дополнительным теплоотводом.

Список литературы

1. Бочаров Л. Н. Полевые транзисторы. М., «Энергия», 1976. 80 с. ил.
2. Козинцева Л. П. Усилители на полевых транзисторах. М., «Связь», 1975. 96 с. с ил.
3. Справочник по импульсной технике. Под ред. В. Н. Яковлева. Киев, «Техника», 1970. 654 с. с ил.
4. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. М., «Энергия», 1972. 568 с. и ил.
5. Справочник по радиоэлектронике. Под ред. А. А. Куликовского. М., «Энергия», 1968. т. 2. 536 с. с ил.
6. Свечников Г. М., Сергеев Р. М., Трегуб И. К. Импульсные схемы на полупроводниках и ферритах. М., «Военное издательство», 1972. 270 с. с ил.
7. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1973. 605 с. с ил.
8. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова и А. А. Куликовского. М., «Советское радио», 1968. 364 с. с ил.
9. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах (сборник примеров и задач). Под ред. Т. М. Агаханяна. М., «Советское радио», 1975. 344 с. с ил.
10. Расчет каскадов полупроводниковых передатчиков (пособие по курсовому проектированию). Под ред. И. А. Попова. М., 1964. 171 с. с ил.
11. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты. М., «Связь», 1968. 184 с. с ил.
12. Гольденберг Л. М. Импульсные и цифровые устройства. М., «Связь», 1973. 496 с. с ил.
13. Теория и расчет радиотехнических схем на транзисторах. М., «Связь», 1964. 256 с. с ил.
14. Гумеля Е. Б. Выбор схем транзисторных приемников. М., Госэнергоиздат, 1963. 64 с. с ил.
15. Бочаров Л. Н. Эквивалентные схемы и параметры полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 96 с. с ил.
16. Елкин Н. А., Тошаков Л. И. Детектирование на полупроводниковых приборах. М., Связьиздат, 1962. 56 с. с ил.

Оглавление

	Стр.
<i>Предисловие</i>	3
<i>Введение</i>	4
<i>Расчет усилителей мощности низкой частоты</i>	11
<i>Расчет усилителей напряжения низкой частоты</i>	31
<i>Расчет эмиттерного и истокового повторителей и фазоинверсных каскадов</i>	44
<i>Расчет амплитудных детекторов</i>	53
<i>Расчет транзисторных усилителей высокой и промежуточной частоты</i>	63
<i>Расчет преобразователей частоты</i>	78
<i>Расчет автогенераторов (гетеродинов)</i>	86
<i>Расчет импульсных усилителей</i>	95
<i>Расчет мультивибраторов</i>	107
<i>Расчет триггеров</i>	122
<i>Расчет блокинг-генератора</i>	132
<i>Расчет генераторов пилообразного напряжения</i>	139
<i>Расчет усилителей постоянного тока</i>	163
<i>Расчет источников питания</i>	178
<i>Приложение</i>	203
<i>Список литературы</i>	207