

В.В.Масленников

Сборник задач по курсу
"Основы электроники"
(Аналоговые схемы)

Москва 2005

Содержание

1. Пассивные RC-цепи	3
2. Транзисторные усилительные каскады (расчёт по постоянному току)	18
3. Транзисторные усилительные каскады (расчёт по переменному току)	24
4. Усилительные схемы, выполненные на основе интегральных операционных усилителей	30
5. Погрешности в усилителях на ОУ	36
6. Селективные усилители и генераторы синусоидальных напряжений	46
7. Импульсные устройства на основе микросхем ОУ	52
8. Логические элементы	59

Валерий Викторович Масленников
Сборник задач по курсу
«Основы электроники»
(Аналоговые схемы)
Редактор и технический редактор Т.В.Волвенкова
Компьютерная вёрстка В.В.Ивкина, В.П.Автушко

ЛР№020676 от 09.12.97
Подписано в печать 10.12.98. Формат 60×84 1/16.
Печ.л. 3,75. Уч.-изд.л. 3,5. Тиражом 300 экз. Изд.№ 0 -1
Заказ

Московский государственный инженерно-физический институт (технический университет).
Типография МИФИ.
115409, Москва, Каширское шоссе, 31.

Министерство образования и науки Российской Федерации

Московский инженерно-физический институт
(государственный университет)

В.В.Масленников

**Сборник задач по курсу
"Общая электротехника и электроника"**

Москва 2006

УДК 621.382(075)
ББК 32.85я7
М31

Масленников В. В. Сборник задач по курсу "Общая электротехника и электроника": Учебное пособие. - М.: МИФИ, 2006 - с.

В пособии приводятся задачи с решениями по расчету и анализу простейших электронных схем. Задачи предназначены для использования их на семинарских занятиях в группах студентов 6-го семестра факультетов «Т» и «С», изучающих курс «Общая электротехника и электроника». Некоторые задачи могут быть использованы для факультативного и более глубокого изучения курса.

Пособие может быть полезно студентам факультета «Ф», изучающих курс "Электротехника и электроника", а также другим студентам и аспирантам, желающим проверить свои знания в электротехнике и получить навыки расчёта электрических и электронных схем.

Рецензент Волков Ю.А.

*Рекомендовано
редсоветом МИФИ
в качестве учебного пособия*

ISBN 5-7262-0278-3

(С) В.В. Масленников, 2006 г.
(С) Московский инженерно-физический институт
(государственный университет), 2006 г.

1. Пассивные RC – цепи

Введение

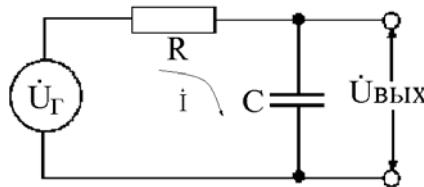
В задачах рассматриваются вопросы расчета амплитудно-частотных, фазочастотных и переходных характеристик в пассивных RC - цепях.

Для расчета названных характеристик необходимо знать и уметь использовать законы Ома и Кирхгофа. Для расчета частотных характеристик пассивных RC - цепей необходимо использовать символический метод и помнить, что сопротивление синусоидальному току конденсатора с ёмкостью C определяется формулой: $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$,

где ω - круговая частота, j - мнимая единица. Для расчета переходной характеристики необходимо использовать закон коммутации: напряжение на емкости скачком измениться не может, а также операторный метод учитывая, что сопротивление емкости в операторной форме имеет вид:

$$Z_c(p) = \frac{1}{pC}.$$

Задача. 1.1 Рассчитать и нарисовать амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики интегрирующей RC - цепочки,



приведенной на рис. 1.1.

Рис. 1.1 Схема интегрирующей RC – цепочки.

Решение. 1. Определим передаточную функцию цепи:

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_G}.$$

Для этого воспользуемся вторым законом Кирхгофа: сумма ЭДС в замкнутом контуре равна сумме падений напряжений на участках цепи; и законом Ома. Отсюда:

$$\dot{U}_G = iR + i \frac{1}{j\omega C}, \quad \dot{U}_{\text{ВЫХ}} = i \frac{1}{j\omega C},$$

$$K(j\omega) = \frac{i \frac{1}{j\omega C}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)i} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (1.1)$$

где i - ток в цепи, а $\tau=RC$ - постоянная времени RC - цепи.

2. Из полученного выражения (1.1) можно получить формулы для расчета амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик.

Для построения АЧХ необходимо найти модуль $K(j\omega)$. Из (1.1) получаем:

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}. \quad (1.2)$$

Из условия $\omega^2\tau^2 = 1$ определяем значение верхней граничной частоты, при котором модуль коэффициента усиления уменьшается по сравнению с коэффициентом передачи при $\omega=0$ в $\sqrt{2}$ раз:

$$\omega_B = \frac{1}{\tau} \text{ и } |K(j\omega_B)| = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

На рис. 1.2 приведен вид АЧХ интегрирующей RC - цепочки. При построении учитывалось, что $f = \frac{\omega}{2\pi}$; т.е. $f_B = \frac{1}{2\pi\tau}$.

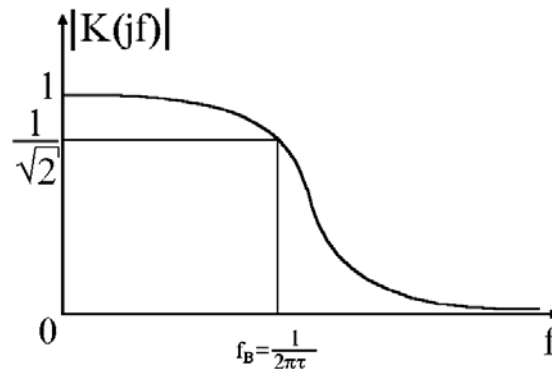


Рис. 1.2. АЧХ интегрирующей RC - цепочки.

Для построения ФЧХ умножим числитель и знаменатель передаточной функции (1.1) на комплексно - сопряженную величину $(1 - j\omega\tau)$. Получим

$$K(j\omega) = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}. \quad (1.3)$$

Из (1.3) следует: $\varphi(\omega) = \arctg(-\omega\tau) = -\arctg(\omega\tau)$, т.е. напряжение на выходе цепи отстаёт от напряжения на входе.

Отметим, что на верхней граничной частоте $f_B = \frac{1}{2\pi\tau}$ сдвиг по фазе между выходным сигналом и сигналом генератора составляет 45° .

На рис. 1.3 приведена фазочастотная характеристика интегрирующей RC - цепи.

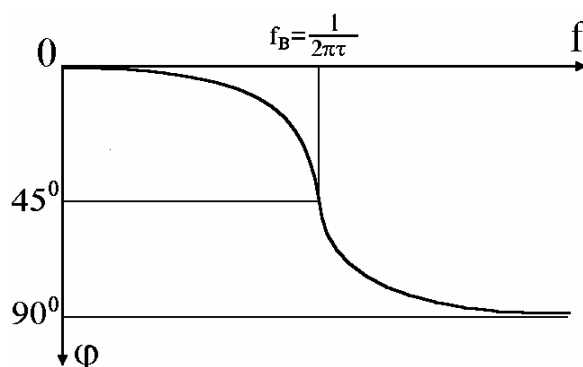


Рис. 1.3 Фазочастотная характеристика интегрирующей RC - цепи.

Задача 1.2. Найти такие значения емкости и сопротивления интегрирующей RC - цепочки, при которых изменения сопротивления генератора R_G и паразитной емкости нагрузки C_{Π} приводили бы к наименьшему изменению верхней граничной частоты. При этом $f_B = 16$ кГц, $R_G \leq 100$ Ом, $C_{\Pi} \leq 10$ пФ.

Решение. 1. С учетом R_G и C_{Π} схему на рис. 1.1 можно заменить схемой на рис. 1.4, а и преобразовать к виду, изображенному на рис. 1.4, б, где $R_{\text{ЭКВ}} = R_G + R$, а $C_{\text{ЭКВ}} = C + C_{\Pi}$.

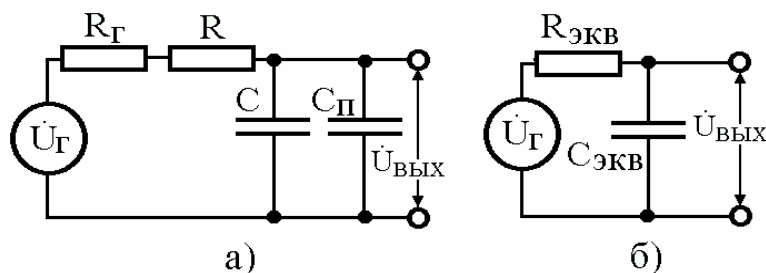


Рис. 1.4 Схема интегрирующей RC - цепочки с учетом сопротивления генератора и емкости нагрузки (а) и ее эквивалентная схема (б).

Схема на рис. 1.4, б аналогична схеме на рис. 1.1, поэтому

$$f_B = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ЭКВ}}}, \tau_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}}.$$

Полагая $f_B = 16$ кГц, получаем

$$\tau_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{2\pi \cdot 16 \cdot 10^3} = 0.995 \cdot 10^{-5} \approx 10^{-5} \text{ с}. \quad (1.4)$$

Очевидно, что обеспечить необходимое значение $\tau_{\text{ЭКВ}}$ можно при разных $R_{\text{ЭКВ}}$ и $C_{\text{ЭКВ}}$. Например, при $R_{\text{ЭКВ}} = 1$ кОм и $C_{\text{ЭКВ}} = 10$ нФ или $R_{\text{ЭКВ}} = 100$ кОм и $C_{\text{ЭКВ}} = 100$ пФ: $\tau_{\text{ЭКВ}} = 10^{-5}$ с.

При $R_{\text{ЭКВ}} = 1$ кОм изменение R_{Γ} может привести к сравнительно большому изменению $\tau_{\text{ЭКВ}}$, а при $C_{\text{ЭКВ}} = 100$ пФ изменение C_{Π} может привести к большому изменению $\tau_{\text{ЭКВ}}$.

2. Найдем оптимальное значение R и C . Для этого найдем производную $\frac{d\tau_{\text{ЭКВ}}}{dR}$. Выразим $\tau_{\text{ЭКВ}}$ через R и C :

$$\tau_{\text{ЭКВ}} = R(1 + \delta_R)C(1 + \delta_C) = \tau(1 + \delta_R + \delta_C + \delta_R\delta_C), \quad (1.5)$$

$$\text{где } \delta_R = \frac{R_{\Gamma}}{R}, \delta_C = \frac{C_{\Pi}}{C}, \tau = RC.$$

$$\text{Отсюда } \tau_{\text{ЭКВ}} = \tau + R_{\Gamma}C_{\Pi} + \tau \frac{R_{\Gamma}}{R} + RC_{\Pi}.$$

Пусть $\tau = \text{const}$, тогда

$$\frac{d\tau_{\text{ЭКВ}}}{dR} = -\frac{\tau R_{\Gamma}}{R^2} + C_{\Pi} = 0.$$

Приравниваем производную нулю, получаем

$$-\frac{\tau R_{\Gamma}}{R^2} + C_{\Pi} = 0.$$

Отсюда

$$RC_{\Pi} = R_{\Gamma}C \text{ или } \delta_R = \delta_C = \delta. \quad (1.6)$$

3. Найдем R и C из условия, что величины сопротивлений генератора и емкости нагрузки максимальны. Положим, что $\delta \ll 1$. Отсюда $\tau_{\text{ЭКВ}} \approx RC$ и

$$R = \frac{10^{-5}}{C}. \text{ Из (1.6) получаем } C^2 = \frac{C_{\Pi} \cdot 10^{-5}}{R_{\Gamma}} \text{ Ф}^2 \text{ или } C = 1 \text{ нФ, а } R = 10 \text{ кОм.}$$

В этом случае максимальные значения δ_R и δ_C будут равны 1%, а изменение верхней граничной частоты по сравнению со случаем, когда $R_{\Gamma} = 0$ и $C_{\Pi} = 0$, будет минимальным и составит 2%.

Задача 1.3. Рассчитать и нарисовать амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики дифференцирующей RC - цепи, приведенной на рис. 1.5.

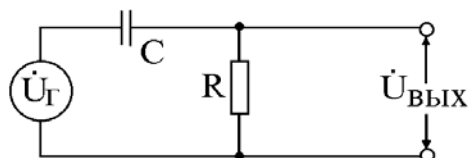


Рис. 1.5. Схема дифференцирующей RC - цепи.

Решение. Задача решается аналогично задаче 1.1. Результаты решения приведены ниже. Передаточная функция цепи:

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{Г}}} = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \text{ где } \tau = RC;$$

$$|K(j\omega)| = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}, \quad \varphi = \arctg \frac{1}{\omega\tau}.$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики цепи приведены на рис. 1.6,а и 1.6,б. При этом f_n - нижняя граничная частота цепи.

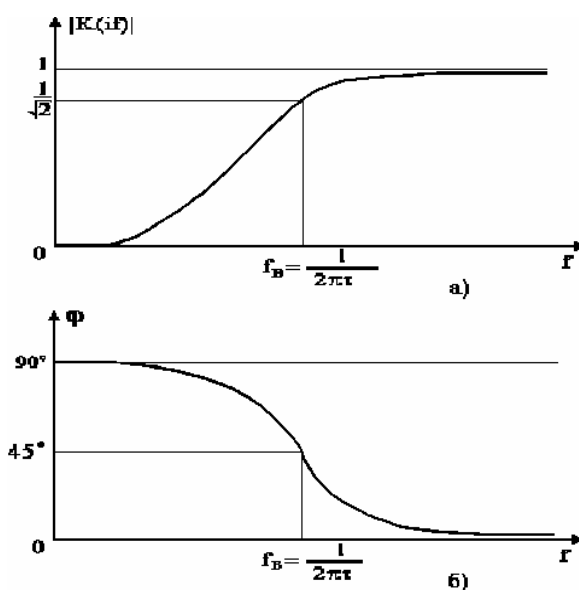


Рис. 1.6. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики дифференцирующей RC - цепи.

Задача 1.4. Рассчитать передаточную функцию дифференцирующей RC - цепи, учитывая влияние сопротивления генератора R_{Γ} и паразитной емкости нагрузки C_{Π} . Нарисовать АЧХ схемы.

Решение. 1. Передаточную функцию дифференцирующей RC - цепи с учетом R_{Γ} и C_{Π} можно рассчитать из схемы, представленной на рис. 1.7.

Учитывая, что параллельное сопротивление резистора R и емкости C_{Π} равно $\frac{R}{1+j\omega RC_{\Pi}}$, получаем:

$$K(j\omega) = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC_{\Pi}}}{R_{\Gamma} + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC_{\Pi}}} = \frac{j\omega RC}{1+j\omega RC \left(1 + \frac{R_{\Gamma}}{R} + \frac{C_{\Pi}}{C}\right) - \omega^2 R C R_{\Gamma} C_{\Pi}} \quad (1.7)$$

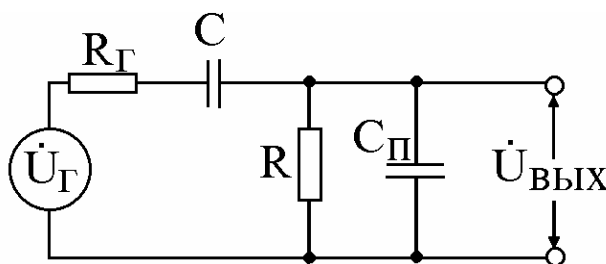


Рис. 1.7. Схема дифференцирующей RC - цепи с учетом сопротивления генератора R_{Γ} и паразитной емкости нагрузки C_{Π} .

2. Анализ (1.7) показывает, что $|K(j\omega)|$ имеет максимум при выполнении условия

$$\omega_0^2 R C R_{\Gamma} C_{\Pi} = 1. \quad (1.8)$$

Отсюда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R C R_{\Gamma} C_{\Pi}}}. \quad (1.9)$$

При $\omega = \omega_0$ получаем

$$|K(j\omega_0)| = \frac{1}{1 + \frac{R_{\Gamma}}{R} + \frac{C_{\Pi}}{C}}. \quad (1.10)$$

Вид АЧХ представлен на рис. 1.8.

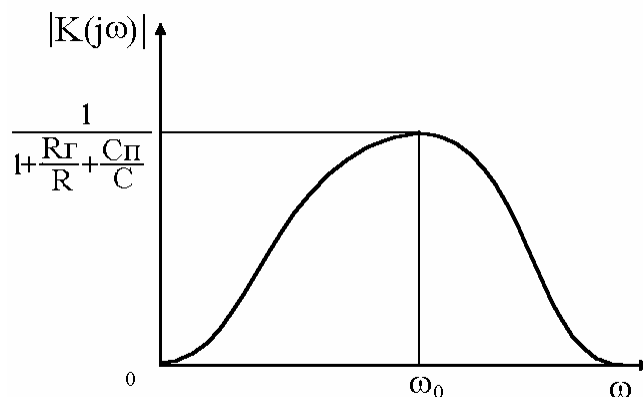


Рис. 1.8. АЧХ дифференцирующей цепочки с учетом R_Γ и C_Π .

Задача 1.5. Определить верхнюю и нижнюю граничные частоты в схеме, приведенной на рис. 1.7, при условии, что $R=100$ кОм, $C=0.1$ мкФ, $R_\Gamma=50$ Ом, $C_\Pi=50$ пФ.

Решение. 1. Из (1.10) определим модуль коэффициента передачи цепи на частоте ω_0 :

$$|K(j\omega_0)| = \frac{1}{1 + 0.0005 + 0.0005} = 0.999 \approx 1.$$

С учетом полученного результата представим передаточную функцию (1.7) в следующем виде:

$$K(j\omega) \approx \frac{j\omega RC}{(1 + j\omega RC)(1 + j\omega R_\Gamma C_\Pi)} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \times \frac{1}{1 + j\omega R_\Gamma C_\Pi}. \quad (1.11)$$

2. Из (1.11) можно сделать вывод, что передаточная функция цепи на низких частотах определяется передаточной функцией дифференцирующей RC – цепи с постоянной времени RC , а на высоких частотах – передаточной функцией интегрирующей RC – цепи с постоянной времени $R_\Gamma C_\Pi$.

$$\text{Отсюда получаем: } f_n = \frac{1}{2\pi RC} \approx 16 \text{ Гц, а } f_v = \frac{1}{2\pi R_\Gamma C_\Pi} \approx 63 \text{ МГц.}$$

Задача 1.6. При замыкании ключа рассчитать переходной процесс в интегрирующей RC – цепи, схема которой приведена на рис. 1.9, и нарисовать график изменения выходного напряжения.

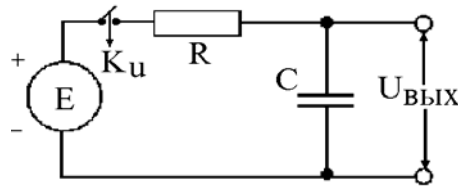


Рис. 1.9. Схема интегрирующей RC – цепи с источником постоянного напряжения и ключом.

Решение. 1. Заменяя $j\omega$ на оператор p в формуле (1.1) получаем передаточную функцию цепи в операторной форме:

$$K(p) = \frac{1}{1 + pCR} \quad (1.12)$$

Оригиналом данной передаточной функции является выражение

$$K(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ где } \tau = RC. \quad (1.13)$$

График зависимости $K=f(t)$ приведен на рис 1.10.

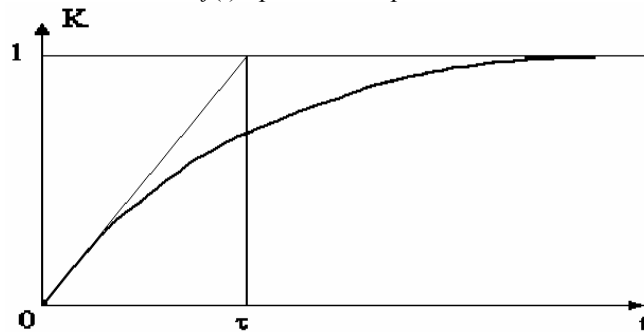


Рис. 1.10. Переходная характеристика интегрирующей RC – цепи.

2. Зная, что зависимость $K(t)$ представляет собой экспоненту, можно построить переходную характеристику без нахождения передаточной функции. Для этого нужно определить напряжение на выходе интегрирующей RC - цепи при $t=0$ и при $t=\infty$.

2.1. Полагая, что напряжение на конденсаторе не может измениться скачком, получаем:

$$U_C(0) = U_{\text{ВЫХ}}(0) = 0, \text{ а } I(0) = \frac{E}{R}, \text{ где } I(0) \text{ ток в цепи при } t=0.$$

2.2. При $t=\infty$ ток через резистор R протекать не должен $I(\infty)=0$, следовательно $U_{\text{ВЫХ}}(\infty) = U_C(\infty) = E - I(\infty)R = E$.

Задача 1.7. Нарисовать график изменения выходного напряжения при замыкании ключа в цепочке дифференцирующего типа, приведенной на рис 1.11.

Решение. 1. Полагая, что напряжение на емкости в первый момент должно равняться нулю, получаем $E = I(0)(R_{\Gamma} + R)$, $U_{\text{ВЫХ}}(0) = I(0)R$.

$$\text{Отсюда } U_{\text{ВЫХ}}(0) = E \frac{R}{R_{\Gamma} + R}.$$

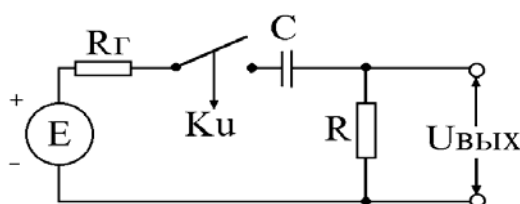


Рис. 1.11. Схема RC - цепи дифференцирующего типа с источником постоянного напряжения и ключом.

2. При $t = \infty$ ток в цепи будет равен нулю, поэтому $U_{\text{ВЫХ}}(\infty) = I(\infty)R = 0$.

Постоянная времени заряда конденсатора равна $\tau = C(R_{\Gamma} + R)$.

Следовательно, график зависимости $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ будет иметь вид, представленный на рис 1.12.

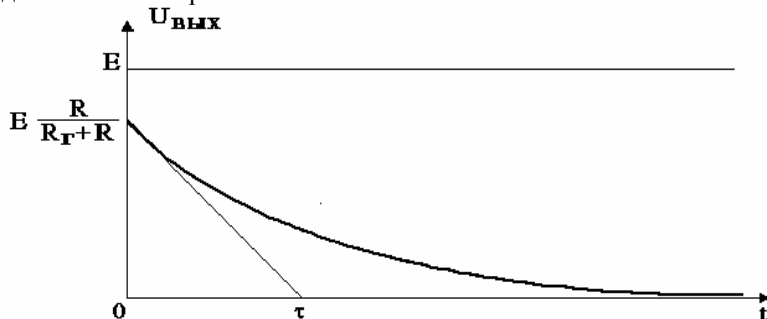


Рис. 1.12. Переходная характеристика цепи, приведённой на рис.1.11.

Задача 1.8. Нарисовать импульс напряжения на выходе RC - цепи при подаче на вход схемы, приведенной на рис. 1.13, прямоугольного импульса длительности $T_{\text{и}}$.

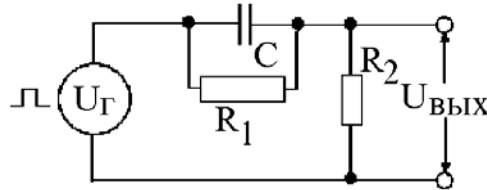


Рис. 1.13. Схема RC - цепи дифференцирующего типа с источником импульсного напряжения.

Решение. 1. Прямоугольный импульс напряжения можно рассматривать как две ступеньки напряжения, смещенные во времени на время $T_{\text{и}}$ (рис. 1.14).

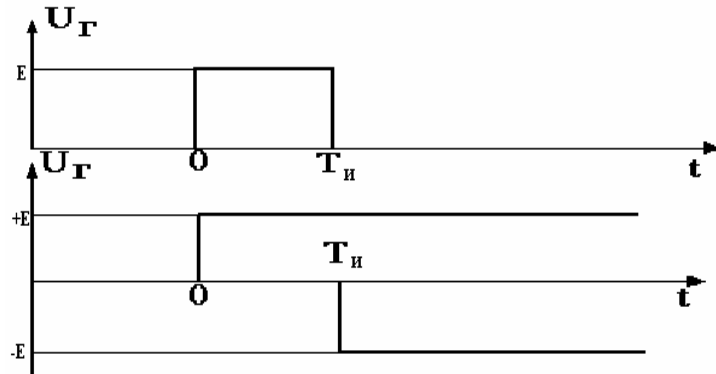


Рис. 1.14. Представление прямоугольного импульса как суммы двух ступенек напряжения.

Таким образом, задача сводится к нахождению реакции RC - цепи на каждую ступеньку напряжения.

2. Аналогично предыдущим задачам получаем:

$$U_{\text{ВЫХ1}}(0)=E, \quad U_{\text{ВЫХ1}}(\infty)=E \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad U_{\text{ВЫХ2}}(T_{\text{и}})=-E, \quad U_{\text{ВЫХ2}}(\infty)=-E \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$$\tau = E \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad \text{где } U_{\text{ВЫХ1}} - \text{выходное напряжение от воздействия первой}$$

ступеньки напряжения, а $U_{\text{ВЫХ2}}$ - выходное напряжение от воздействия второй ступеньки.

3. Используя метод наложений принцип (суперпозиций), находим результирующее напряжение: $U_{\text{ВЫХ}}(0)=E, \Delta U_{\text{ВЫХ}}(T_{\text{и}})=-E, U_{\text{ВЫХ}}(\infty)=0$.

График выходного напряжения представлен на рис. 1.15.

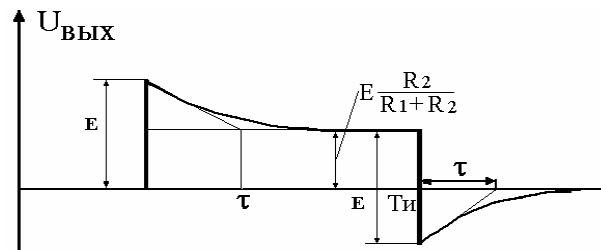


Рис. 1.15. График зависимости $U_{\text{вых}}=f(t)$ для RC - цепи дифференцирующего типа (рис. 1.13), при подаче на ее вход прямоугольного импульса

Задача 1.9. Нарисовать как изменится напряжение на выходе цепи, приведённой на рис.1.16, при замыкании ключа, если считать, что источник напряжения E – идеальный.

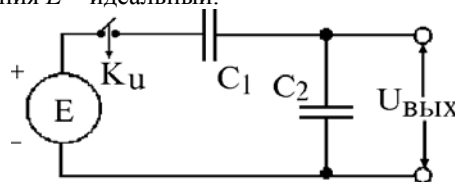


Рис.1.16. Цепь состоящая из двух конденсаторов с ключом и источником напряжения E .

До замыкания ключа напряжение на выходе равно 0. После замыкания ключа в момент t_0 , поскольку источник E идеальный, произойдёт мгновенный заряд конденсаторов C_1 и C_2 . При этом нужно учесть, что заряды на конденсаторах будут равны: $Q_1=Q_2=Q$. Учитывая, что $Q_1=C_1U_1$, $Q_2=C_2U_2$, а $E=U_1+U_2$ и $U_{\text{вых}}=U_2$, получаем $U_{\text{вых}} = \frac{EC_1}{C_1 + C_2}$. На рис.1.17 приведена зависимость $U_{\text{вых}}=f(t)$.

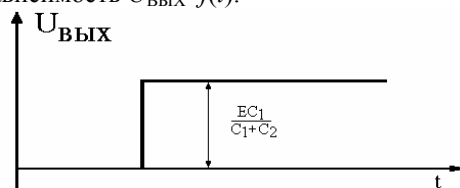
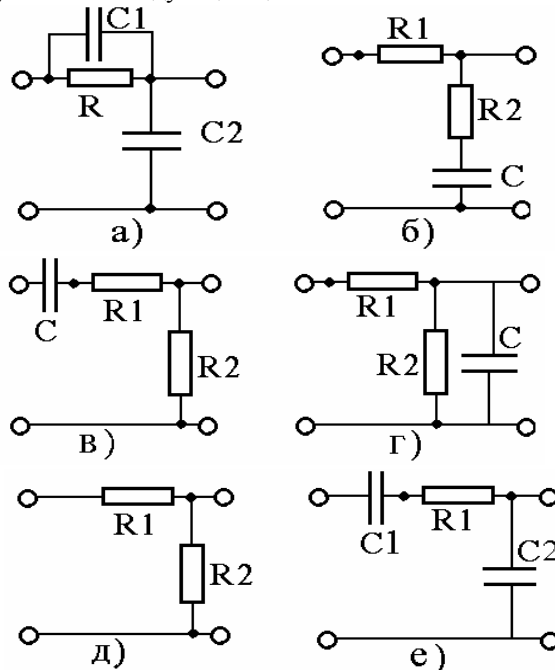


Рис. 1.17. Зависимость $U_{\text{вых}}=f(t)$ для схемы на рис. 1.16.

Контрольные вопросы

1. Как определить ток, протекающий через конденсатор, если известно приложенное к нему синусоидальное напряжение?
2. Как определить ток, протекающий через конденсатор, если приложенное к нему напряжение переменное, но не синусоидальное?
3. Как определяются верхняя и нижняя граничные частоты в RC - цепях?
4. Чему может быть равен максимальный фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями в интегрирующих и дифференцирующих цепях?
5. Как влияют на АЧХ интегрирующей RC - цепи сопротивление генератора и паразитная емкость нагрузки?
6. Может ли протекать постоянный ток через конденсатор?
7. Как изменится АЧХ дифференцирующей цепочки из-за влияния сопротивления генератора?
8. Как изменится АЧХ дифференцирующей цепочки из-за влияния паразитной емкости нагрузки?
9. Нарисуйте АЧХ следующих цепочек:



10. Рассчитайте постоянные времени дифференцирующей и интегрирующей цепей, соединённых последовательно и пропускающих сигналы звукового диапазона частот 20Гц-20кГц, полагая при этом, что $f_H=20\text{Гц}$, а $f_B=20\text{кГц}$. Как выбрать значение сопротивлений резисторов и емкости конденсаторов?

11. Рассчитайте постоянную времени интегрирующей RC-цепи, чтобы амплитуда сетевого синусоидального сигнала с частотой 50Гц уменьшилась в 100 раз.

12. Сформулируйте закон коммутации для конденсатора.

13. По какому закону происходит заряд конденсатора, осуществляемый от источника постоянного напряжения через резистор?

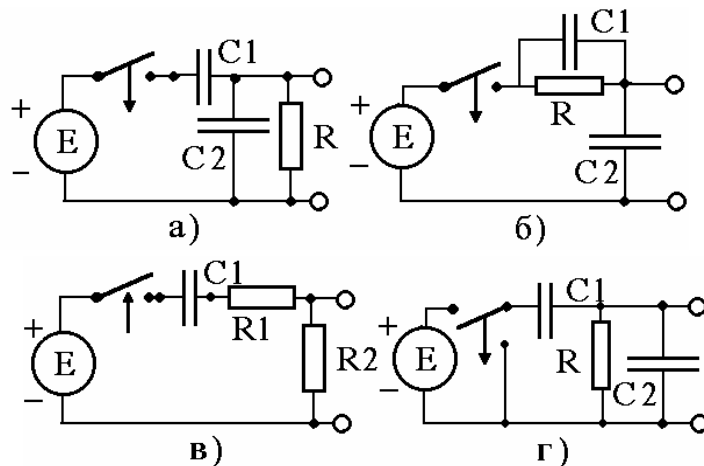
14. Может ли напряжение на конденсаторе измениться мгновенно? Почему?

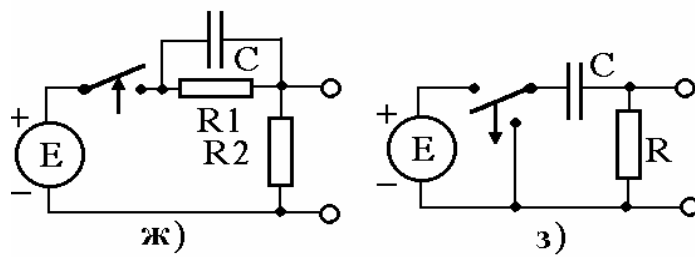
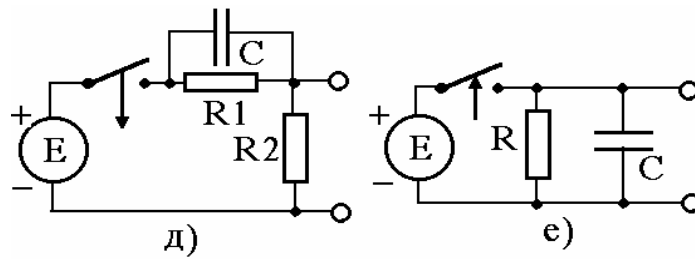
15. Как рассчитываются переходные процессы в RC - цепях при воздействии прямоугольного импульса?

16. Как зарядятся два последовательно соединенных конденсатора, присоединенных к источнику постоянного напряжения?

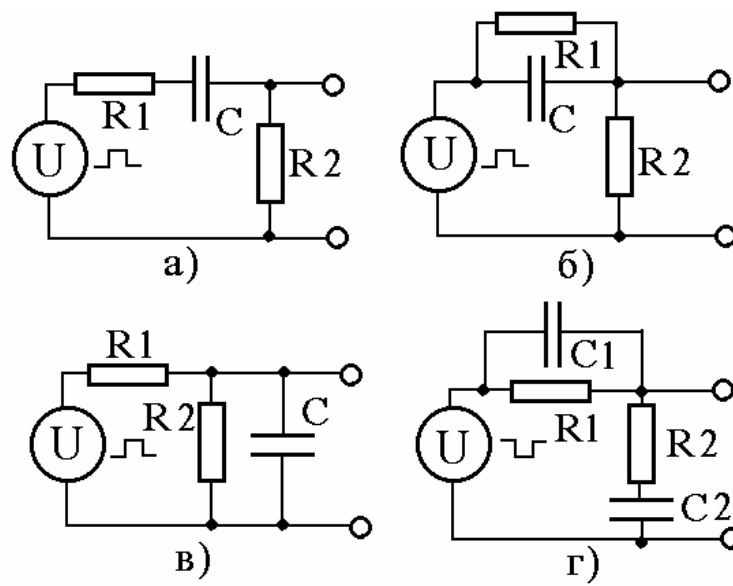
17. Может ли какое-либо напряжение в цепи, содержащей конденсатор, измениться мгновенно?

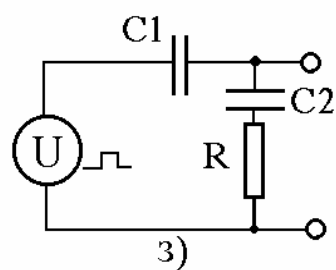
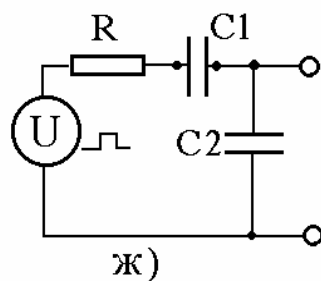
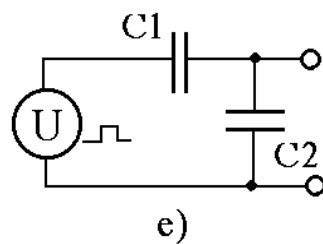
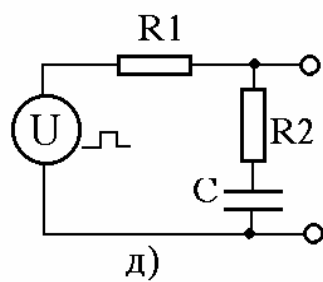
18. Нарисуйте зависимость напряжения $U_{\text{вых}}$ после замыкания и размыкания ключей в следующих схемах (считать, что ключи в исходном состоянии были бесконечно долго):





19. Нарисуйте выходные импульсы, которые получатся при подаче на вход следующих RC - цепочек прямоугольных импульсов.





При ответе на вопросы, воспользуйтесь литературой, рекомендованной в конце учебного пособия [1,2,9,12,13].

2. Транзисторные усилительные каскады (расчет по постоянному току)

Введение

Приведенные ниже задачи связаны с расчетами простейших усилительных каскадов по постоянному току. Для их успешного решения необходимо знать следующее.

Транзисторы в усилительных каскадах работают в активном режиме, который характеризуется тем, что эмиттерный переход транзисторов открыт, а коллекторный - закрыт. На открытом эмиттерном переходе кремниевого транзистора падает напряжение, равное примерно 0,6 В, а величина запирающего напряжения коллекторного перехода выбирается из условия получения необходимого выходного напряжения.

Если в условиях задачи не сформулированы требования к постоянному току, протекающему через транзистор, и напряжению на его коллекторном переходе, то величина эмиттерного тока $I_э$ и напряжения на коллекторном переходе выбираются номинальными, т. е. такими, которые рекомендуются в справочнике.

Следует также учитывать, что токи в транзисторе, работающем в активном режиме, связаны следующим соотношением:

$$I_э = I_к + I_б, I_к = \beta I_б, I_э = (1 + \beta) I_б,$$

где $I_э, I_к, I_б$ - соответственно эмиттерный, коллекторный и базовый токи, а β - коэффициент усиления базового тока, причем, как правило, $\beta \gg 1$.

Задача 2.1. Рассчитать режим простейшего усилительного каскада с общим эмиттером, схема которого приведена на рис. 2.1. При расчете учесть, что $R_б = 910$ кОм, $R_к = 5,1$ кОм, $E = 10$ В, а $\beta = 100$ и при изменении температуры β возрастает до 150 (что вполне вероятно).

Решение. 1. Для определения базового тока можно составить следующее уравнение $E - U_{бэ} = I_б R_б$.

Поскольку эмиттерный переход транзистора открыт и $U_{бэ} \approx 0,6$ В, получим

$$I_б = \frac{E - U_{бэ}}{R_б} \approx 10 \text{ мкА}.$$

2. Определим коллекторный ток

$$I_к = \beta I_б = 1 \text{ мА}.$$

3. Определим напряжение на коллекторе

$$U_к = E - I_к R_к = 5 \text{ В}.$$

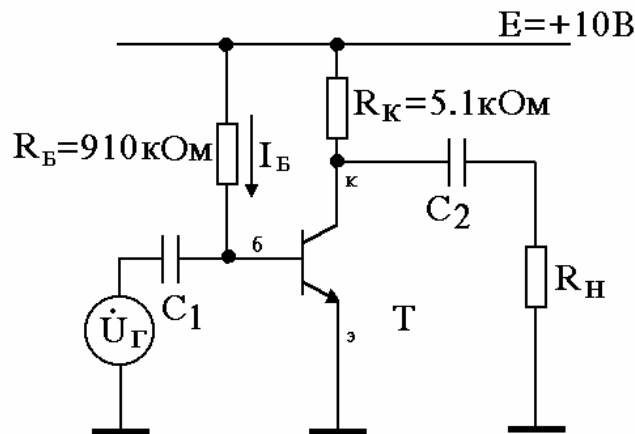


Рис. 2.1. Простейший усилительный каскад с общим эмиттером.

Заметим, что генератор напряжения $\dot{U}_Г$ и R_H не влияют на режим каскада по постоянному току, т.к. постоянный ток через конденсаторы C_1 и C_2 не протекает.

4. Таким же образом можно определить, как изменится режим, если при изменении температуры β увеличится до 150. Получим:

$$I_K = 1,5 \text{ мА}, \text{ а } U_K = 2,5 \text{ В.}$$

На основании приведенных расчетов можно сделать вывод, что режим усилительного каскада при изменении температуры может существенно измениться. Нестабильность режима является основным недостатком приведенной на рис. 2.1 схемы.

Задача 2.2. Рассчитать по постоянному току транзисторный каскад с общим эмиттером, схема которого приведена на рис. 2.2. Значения сопротивлений следующие: $R_1 = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 51 \text{ кОм}$, $R_3 = 4,3 \text{ кОм}$, $R_K = 5,1 \text{ кОм}$.

При решении учесть также, что транзистор имеет $\beta = 100$.

Решение. 1. Для токов, протекающих в базовой цепи, выполняется следующее условие: $I_1 = I_2 + I_B$. Для приближённого расчёта U_B пренебрежём током I_B , т.е. положим, что $I_B = 0$. При этом $I_1 \approx I_2$.

$$\text{Отсюда найдем напряжение на базе: } U_B = \frac{ER_2}{R_1 + R_2} \approx 5 \text{ В.}$$

2. Учитывая, что на эмиттерном переходе транзистора падает напряжение 0,6 В, получаем напряжение на эмиттере:

$$U_э = U_B - 0,6 \approx 4,4 \text{ В.}$$

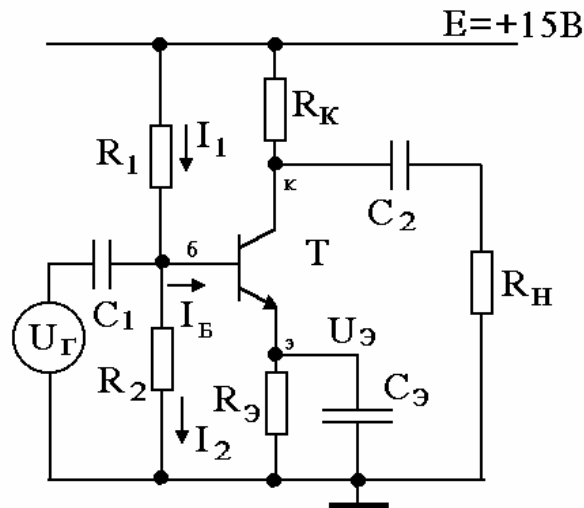


Рис. 2.2. Усилительный каскад с общим эмиттером.

3. Определим ток эмиттера $I_э = U_э / R_э \approx 1 \text{ мА}$.

4. Найдем напряжение на коллекторе транзистора $U_к = E - I_к R_к$.
Учитывая, что $I_э \approx I_к$, получаем $U_к \approx E - I_э R_к \approx 10 \text{ В}$.

5. Учтем влияние тока базы на величину напряжения на базе. Для этого определим ток базы $I_Б \approx \frac{I_э}{\beta} = 10 \text{ мкА}$.

6. Выразим токи I_1 и I_2 через уточнённое значение $U_Б$. Получим

$$I_1 = \frac{E - U'_Б}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U'_Б}{R_2}.$$

$$\text{Отсюда } \frac{E - U'_Б}{R_1} = \frac{U'_Б}{R_2} + I_Б \text{ и } U'_Б = 4,7 \text{ В}, \Delta U_Б = U_Б + U'_Б = 0,3 \text{ В}.$$

По сравнению с разбросом значений сопротивлений величиной 0,33 В по сравнению с $U_Б = 5 \text{ В}$ можно пренебречь.

Можно убедиться также в том, что при данных R_1 и R_2 изменение β не приведет к существенному изменению режима усилительного каскада по постоянному току. При больших значениях R_1 и R_2 влияние β на режимный ток увеличивается.

Задача 2.3. Рассчитать по постоянному току эмиттерный повторитель (каскад с общим коллектором), схема которого приведена на рис. 2.3, при

условии, что $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50 \text{ кОм}$, $\beta=100$, $E=15 \text{ В}$. Транзистор при этом должен работать в номинальном режиме: $I_3=1 \text{ мА}$, $U_{кб}=5 \text{ В}$.

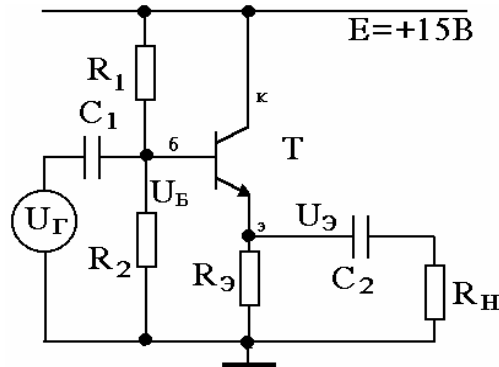


Рис. 2.3. Схема эмиттерного повторителя.

Решение. 1. Определим напряжение на базе U_b из уравнения $U_b = E - U_{кб}$: $U_b = 10 \text{ В}$.

2. Из условия $U_b = \frac{ER_2}{R_1 + R_2}$ определим коэффициент передачи

базового делителя

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2}{3} \quad (2.1)$$

3. Учитывая, что $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50 \text{ кОм}$ и (2.1), получим

$R_1 = 75 \text{ кОм}$.

4. Из (2.1) найдем R_2 : $R_2 = 150 \text{ кОм}$.

5. Зная U_b , определим U_3 : $U_3 \approx U_b - 0,6 = 9,4 \text{ В}$.

6. Полагая, что $I_3 = 1 \text{ мА}$, найдем сопротивление R_3 :

$$R_3 = \frac{U_3}{I_3} \approx 9,1 \text{ кОм}.$$

Задача 2.4. Рассчитать по постоянному току дифференциальный усилительный каскад, схема которого приведена на рис 2.4. При расчете учесть, что $R_{к1}=R_{к2}=10 \text{ кОм}$, $R_3=4,7 \text{ кОм}$, $R_1=20 \text{ кОм}$, $R_2=10 \text{ кОм}$, $\beta=100$, $E_1=-E_2=E=15 \text{ В}$, а параметры транзисторов Т1 и Т2 идентичны.

Определить также режимы работы всех транзисторов, полагая, что $U_{Г1}=U_{Г2}=0$.

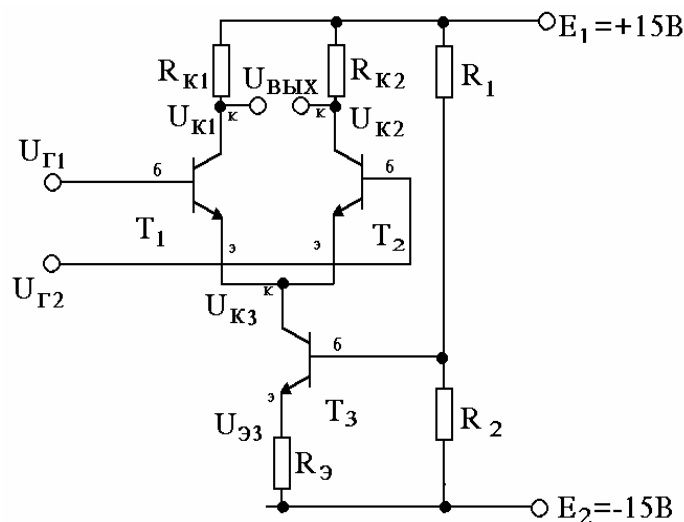


Рисунок 2.4. Схема простейшего дифференциального усилительного каскада.

Решение. 1. Определим $U_{Б3}$, используя метод наложений (суперпозиций) и пренебрегая током $I_{Б3}$,

$$U_{Б3} = \frac{E_1 R_2}{R_1 + R_2} - \frac{E_2 R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E(R_2 - R_1)}{R_1 + R_2} = -5 \text{ В.}$$

2. Определим $U_{Э3}$: $U_{Э3} = U_{Б3} - 0,6 = -5,6 \text{ В.}$

3. Определим $I_{Э3}$: $I_{Э3} = \frac{U_{Э3} - E_2}{R_3} \approx 2 \text{ мА.}$

4. Из условия симметрии схемы определим токи $I_{Э1}$ и $I_{Э2}$:

$$I_{Э1} = I_{Э2} = \frac{I_{Э3}}{2} = 1 \text{ мА.}$$

5. Определим $U_{К1}$ и $U_{К2}$. Из условия симметрии, полагая, что

$$I_{К1} = I_{К2}, I_{К1} \approx I_{Э1}, I_{К2} \approx I_{Э2},$$

получаем: $U_{К1} = E - I_{К1} R_{К1} = U_{К2} = E - I_{К2} R_{К2} = 5 \text{ В.}$

6. При условии $U_{Г1} = U_{Г2} = 0$ получаем, что $U_{КБ1} = U_{КБ2} = 5 \text{ В.}$

7. Напряжение $U_{К3} = -0,6 \text{ В.}$ Отсюда $U_{КБ3} = U_{Б3} - U_{К3} = -4,4 \text{ В.}$

Заметим, что, как показывает анализ, если $|U_{Г1} - U_{Г2}| > 50 \text{ мВ}$ один из транзисторов T_1 или T_2 закрывается и весь ток $I_{К3}$ протекает через другой транзистор. Например, если $U_{Г1} > U_{Г2} + 50 \text{ мВ}$ весь ток $I_{К3}$ будет протекать через транзистор T_1 . К тому же эффекту может привести неидентичность транзисторов.

Контрольные вопросы

1. Какие напряжения должны быть на коллекторном и эмиттерном переходах транзистора, чтобы он работал в активном режиме?
 2. Нарисуйте зависимость тока эмиттера от напряжения на переходе база - эмиттер для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, при различных напряжениях между коллектором и базой.
 3. Нарисуйте зависимости тока коллектора от напряжения на переходе коллектор - база для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, при различных токах базы.
 4. Какие соотношения между токами в транзисторе, работающем в активной области, Вам известны?
 5. К каким последствиям может привести неправильно рассчитанный режим транзистора по постоянному току?
 6. Какие параметры, характеризующие номинальный режим транзистора по постоянному току, указываются в справочнике?
 7. К каким последствиям может привести использование транзистора с режимным током много больше или много меньше номинального?
 8. К каким последствиям может привести использование транзистора с режимным напряжением коллектор - база много больше или много меньше номинального?
 9. К каким последствиям приводит изменение β транзистора в усилительном каскаде с общим эмиттером?
 10. С какой целью в цепь эмиттера транзистора вводят резистор R_3 ?
 11. Для того, чтобы обеспечить необходимое напряжение на базе транзистора, сопротивления R_1 и R_2 могут быть выбраны порядка десятка Ом, десятка кОм и единиц МОм. Какими соображениями следует при выборе руководствоваться?
 12. Чем принципиально отличается каскад с общим эмиттером от каскада с общим коллектором с точки зрения постоянного тока?
 13. Как будет меняться режим работы транзисторов в дифференциальном усилительном каскаде при изменении $U_{Г1}$ и $U_{Г2}$ в случае, если $U_{Г1}=U_{Г2}$ и $U_{Г1}\neq U_{Г2}$?
 14. От чего зависят режимные токи пары транзисторов в дифференциальном усилительном каскаде?
 15. Какими соображениями следует руководствоваться, выбирая R_1 , R_2 и R_3 в дифференциальном усилительном каскаде?
- При ответе на вопросы воспользуйтесь литературой, рекомендованной в конце учебного пособия [1-4,7,10-13].

3.Транзисторные усилительные каскады (расчет по переменному току)

Введение

Приведенные ниже задачи связаны с расчетом параметров усилительных каскадов, схемы которых рассчитаны по постоянному току в предыдущей теме.

При расчетах полагается, что все транзисторы работают в активной области, т. е. эмиттерный переход транзистора открыт, а коллекторный - смещен в обратном направлении. При этом в области небольших переменных напряжений, действующих на входе каскада, транзистор можно заменить Т-образной эквивалентной схемой, приведенной на рис. 3.1.

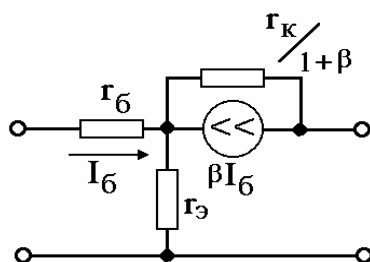


Рис. 3.1. Эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером в режиме малого входного сигнала.

В данной схеме: r_b - объемное сопротивление базового слоя, $r_e = \Delta U_e / \Delta I_e$ - дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, βI_b - генератор тока, зависящий от тока базы, β - коэффициент усиления базового тока, r_k - сопротивление коллекторного перехода в схеме с общей базой.

Сопротивление коллекторного перехода достаточно велико (~МОм), поэтому этим сопротивлением во многих случаях приближённых расчётов можно пренебречь. Тогда эквивалентная схема упрощается (рис. 3.2).

Все последующие расчеты в приведенных ниже задачах будут выполняться с использованием упрощенной схемы.

Задача 3.1. Рассчитать коэффициент усиления по напряжению K_U , входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления для схемы усилительного каскада с общим эмиттером, рассчитанного в задаче 2.1 (рис. 2.1). При расчете учесть, что $R_{г1}=1$ кОм, $R_{г2}=5,1$ кОм, $R_{б}=910$ кОм, $R_{к}=5,1$ кОм, $\beta=100$, $r_{б}=250$ Ом. Схема работает в области средних частот.

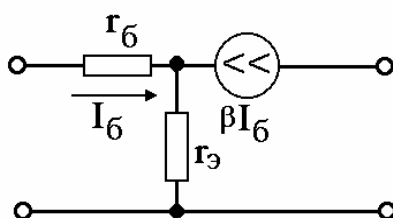


Рис. 3.2. Упрощенная эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером.

Решение. 1. Поскольку указанные параметры рассчитываются для области средних частот, то сопротивлениями конденсаторов C_1 и C_2 можно пренебречь. Исходя из этого, для расчёта параметров усилительного каскада по переменному току получаем эквивалентную схему для расчета, представленную на рис.3.3. В приведенной схеме учтено, что сопротивления $R_{б}$ и $R_{к}$ через малое сопротивление источника постоянного напряжения E присоединены к общей шине (земле).

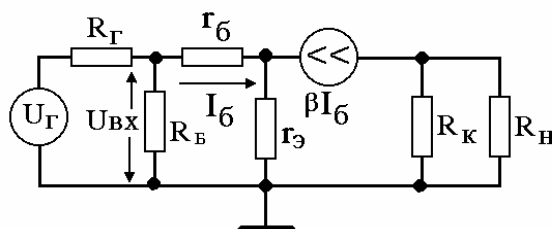


Рис. 3.3. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером.

2. Приведенную схему можно упростить, преобразовав источник напряжения $U_{г1}$ с внутренним сопротивлением $R_{г1}$ и сопротивление $R_{б}$ по теореме об эквивалентном генераторе. Кроме того, учтём, что сопротивления $R_{к}$ и $R_{н}$ включены параллельно. Получим упрощенную эквивалентную схему, представленную на рис. 3.4, где:

$$R'_{г1} = \frac{R_{г1} R_{б}}{R_{г1} + R_{б}}, \quad U'_{г1} = \frac{U_{г1} R_{б}}{R_{г1} + R_{б}}, \quad R_{кн} = \frac{R_{к} R_{н}}{R_{к} + R_{н}}.$$

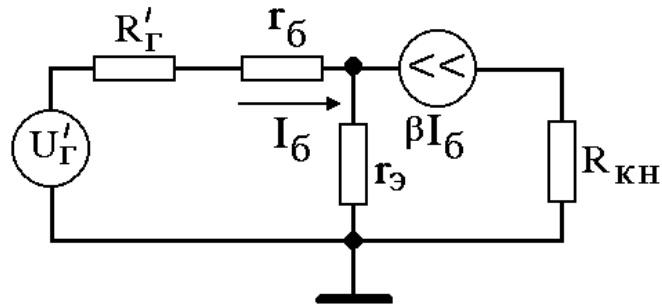


Рис. 3.4. Упрощенная эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером

3. Из приведенной упрощенной схемы, используя законы Ома и Кирхгофа, нетрудно вычислить параметры усилителя:

$$U'_Г = I_б [R'_Г + r_б + (1 + \beta)r_э], \quad U_Г = \frac{R_Г + R_Б}{R_Б} \cdot U'_Г, \quad U_{\text{ВЫХ}} = \beta I_б R_{\text{КН}}.$$

Отсюда: $K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_Г} = \frac{R_Б}{R_Г + R_Б} \cdot \frac{\beta R_{\text{КН}}}{R'_Г + r_б + (1 + \beta)r_э}.$

4. Входное сопротивление определяется по формуле:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_б} = R_Б \parallel R'_{\text{ВХ}},$$

где $R'_{\text{ВХ}} = r_б + (1 + \beta)r_э$ – входное сопротивление усилительного каскада без $R_Б$ (формула получена аналогично формуле для коэффициента усиления).

5. Выходное сопротивление схемы равно $R_К$, поскольку в упрощенной эквивалентной схеме входная цепь не связана с выходной, т.е. $R_{\text{ВЫХ}} = R_К = 5,1 \text{ кОм}$.

6. Для расчета K_U и $R_{\text{ВХ}}$ необходимо знать параметры транзистора. Сопротивление $r_э$ зависит от эмиттерного тока и определяется по известной формуле: $r_э = \frac{\phi_T}{I_э}$, где $\phi_T = \frac{kT}{q}$ – температурный потенциал, k

- постоянная Больцмана, T - абсолютная температура, q - заряд электрона.

При температуре $t = 20^\circ \text{C}$: $\phi_T = 25 \text{ мВ}$.

Ток эмиттера, рассчитанный в задаче 2.1, равен 1 мА . Отсюда получаем: $r_э = 25 \text{ Ом}$.

Подставляя полученные значения в формулы для K_U и $R_{\text{ВХ}}$, получаем: $K_U = 68$, $R_{\text{ВХ}} = 2,7 \text{ кОм}$.

Задача 3.2. Определить коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления для схемы с общим эмиттером, режим которой по постоянному току рассчитан в задаче 2.2 (рис. 2.2). При решении учесть, что $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$, $R_3 = 51 \text{ кОм}$, $R_4 = 4,3 \text{ кОм}$, $R_5 = 5,1 \text{ кОм}$, $\beta = 100$, $R_H = 10 \text{ кОм}$ (схема работает в области средних частот).

Решение. Основная задача - составить эквивалентную схему. Нетрудно показать, что эта схема будет иметь вид, приведенный на рис. 3.3, для схемы, рассчитанной в предыдущей задаче. В нашем случае $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Эмиттер транзистора можно считать соединенным с общей шиной, поскольку конденсатор C_3 имеет на средних частотах очень малое сопротивление.

Таким образом, дальнейший расчет схемы аналогичен расчету схемы в предыдущей задаче.

Результаты расчета: $K_U = 117$, $R_{вх} \approx 2,5 \text{ кОм}$, $R_{вых} = 5,1 \text{ кОм}$.

Отличие усилителя с резистором и конденсатором в цепи эмиттера состоит в том, что она обеспечивает более стабильный режим по постоянному току.

Задача 3.3. Рассчитать коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления схемы эмиттерного повторителя, рассчитанной в задаче 2.3 (рис. 2.3), при условии, что $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_H = 10 \text{ кОм}$, $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50$

кОм , $R_3 = 9,1 \text{ кОм}$, $\beta = 100$. Схема работает в области средних частот.

Решение. 1. Снова основная задача - составить эквивалентную схему. При ее составлении нужно учесть, что коллектор транзистора присоединен к шине питания, т. е. по переменному току через малое выходное сопротивление источника постоянного напряжения E коллектор присоединен к общей шине (рис. 3.5). В схеме учтено также, что сопротивление R_3 и R_H соединены параллельно и их общее сопротивление равно $R_{ЭН} = \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}$.

2. Используя теорему об эквивалентном генераторе, можно считать, что $R'_Г = \frac{R_Г R_B}{R_Г + R_B}$, $U'_Г = \frac{U_Г R_B}{R_Г + R_B}$.

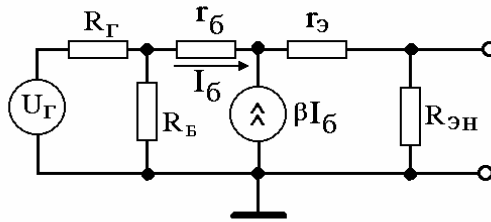


Рис. 3.5. Эквивалентная схема эмиттерного повторителя.

3. Из приведенной эквивалентной схемы нетрудно вычислить параметры усилителя: $R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_Б} = R_Б \parallel R'_{ВХ}$, где $R'_{ВХ} = r_Б + (r_Э + R_{ЭН})(1 + \beta)$,

$$R_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_Э} = \left(r_Э + \frac{R'_Г + r_Б}{1 + \beta} \right) \parallel R_Э, K_U = \frac{R_{ВХ}}{R_Г + R_{ВХ}} \cdot \frac{R_{ЭН}}{R_{ЭН} + r_Э + \frac{r_Б}{1 + \beta}}.$$

Подставляя в полученные формулы параметры транзистора, найденные в задаче 3.1, получаем следующие значения:

$$R_{ВХ} = 45,3 \text{ кОм}, R_{ВЫХ} = 37 \text{ Ом}, K_U = 0,97.$$

Задача 3.4. Определить нижнюю граничную частоту эмиттерного повторителя, приведенного на рис. 2.3, при условии, что $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкФ}$.

Решение. 1. Составим эквивалентную схему эмиттерного повторителя с учетом конденсаторов C_1 и C_2 , входного $R_{ВХ}$ и выходного $R_{ВЫХ}$ сопротивлений, рассчитанных в предыдущей задаче.

2. Определим отдельно τ для входной и выходной цепей:

$$\tau_{ВХ} = C_1(R_Г + R_{ВХ}) = 46 \text{ мс},$$

$$\tau_{ВЫХ} = C_2(R_Н + R_{ВЫХ}) = 10 \text{ мс}.$$

3. Зная $\tau_{ВХ}$ и $\tau_{ВЫХ}$, можно найти $\tau_{ЭКВ}$ по следующей формуле:

$$\frac{1}{\tau_{ЭКВ}} = \frac{1}{\tau_{ВХ}} + \frac{1}{\tau_{ВЫХ}} : \tau_{ЭКВ} = 8 \text{ мс}.$$

4. Нижняя граничная частота определяется по формуле:

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_{ЭКВ}} \approx 20 \text{ Гц}.$$

Контрольные вопросы

1. Чем расчет усилительного каскада по переменному току отличается от расчета по постоянному току?
 2. С какой целью в схемы транзисторных усилительных каскадов вводятся разделительные конденсаторы?
 3. С какой целью резистор в эмиттерной цепи транзисторного усилительного каскада шунтируется конденсатором?
 4. Что такое коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление усилительных каскадов?
 5. Какими элементами и параметрами транзистора определяются K_U , $R_{вх}$ и $R_{вых}$ в каскаде с общим эмиттером?
 6. Какой эквивалентной схемой можно заменить транзистор при малом входном сигнале? Как составить эквивалентные схемы транзисторных усилительных каскадов?
 7. Как изменится коэффициент усиления каскада с ОЭ, если сопротивления базового делителя увеличить? Почему этого нельзя делать в определенных условиях?
 8. Как изменится коэффициент усиления усилительного каскада с ОЭ и с сопротивлением в цепи эмиттера, если отключить конденсатор C_3 ?
 9. Какими элементами определяется нижняя граничная частота транзисторных усилительных каскадов?
 10. Как будут меняться параметры каскада с ОЭ, если сопротивления R_1 , R_2 , R_k и R_3 поочередно увеличивать или уменьшать?
 11. Какими элементами и параметрами транзистора определяются K_U , $R_{вх}$ и $R_{вых}$ эмиттерного повторителя?
 12. Как параметры эмиттерного повторителя отличаются от параметров каскада с ОЭ?
 13. Почему в эквивалентных схемах усилительных каскадов сопротивление в цепи базы R_1 и R_2 считаются включёнными параллельно?
 14. Какие причины приводят к спаду амплитудно-частотных характеристик усилительных каскадов на высоких частотах?
 15. С какой целью может быть использован эмиттерный повторитель, учитывая, что его коэффициент усиления по напряжению меньше единицы?
 16. Как влияет ёмкость конденсатора C_3 на амплитудно-частотную характеристику усилительного каскада с общим эмиттером?
 17. Как изменится АЧХ усилительного каскада с ОЭ, если отключить конденсатор C_3 ?
- При ответе на вопросы, воспользуйтесь литературой, рекомендованной в конце учебного пособия [1-4,7,10-13].

4. Усилительные схемы, выполненные на основе микросхем операционных усилителей (ОУ)

Введение

При расчете усилителей на микросхемах ОУ целесообразно использовать известные при расчете линейных электрических цепей метод наложений (суперпозиции) и принцип “мнимой земли”.

Принцип “мнимой земли” состоит в следующем. Положим, что ОУ идеален и его коэффициент усиления равен бесконечности. При этом, если ОУ охвачен отрицательной обратной связью и работает в линейном режиме, напряжение между его входами будет равно нулю. Действительно в схеме инвертирующего усилителя на ОУ (рис. 4.1) выполняются следующие соотношения:

$$-E_2 < U_{\text{ВЫХ}} < E_1,$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ - напряжение на выходе ОУ, работающего в линейном режиме, $E=E_1=E_2$ - напряжение питания.

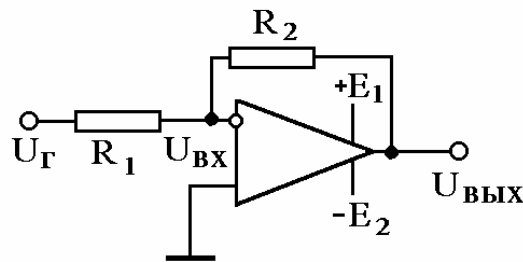


Рис. 4.1. Схема инвертирующего усилителя на ОУ.

По определению $U_{\text{ВЫХ}} = KU_{\text{ВХ}}$, где K - коэффициент усиления ОУ. Отсюда при $K = \infty$ $U_{\text{ВХ}} = 0$. Поскольку напряжение на инвертирующем входе равно нулю, в названии принципа используется слово “земля”. Но “земля” эта “мнимая” (виртуальная), т.к. ток от источника U_{Γ} , подключенного к инвертирующему входу ОУ через сопротивление R_1 , в эту “мнимую землю” не течет, поскольку для идеального ОУ $R_{\text{ВХ}} = \infty$, а течет по резистивной цепи обратной связи. В итоге получаем:

$$I = \frac{U_{\Gamma}}{R_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} \text{ или } U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1} U_{\Gamma}.$$

Задача 4.1. Рассчитать напряжение на выходе усилителя-сумматора, приведенного на рис. 4.2, полагая, что ОУ идеален. Значения элементов схемы следующие: $R_1=R_2=R_5=5\text{кОм}$, $R_3=R_4=10\text{кОм}$, а $U_{Г1}=+1\text{В}$, $U_{Г2}=-2\text{В}$, $U_{Г3}=-3\text{В}$.

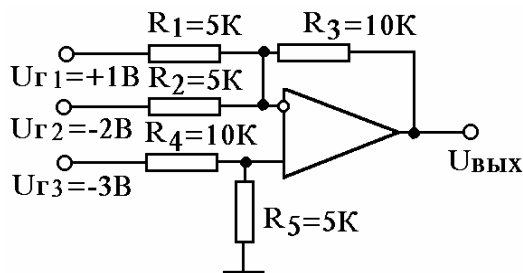


Рис. 4.2. Схема усилителя-сумматора.

Решение: 1. При расчете воспользуемся методом наложений. Полагаем, что $U_{Г2}=U_{Г3}=0$. При этом получим схему, представленную на рис. 4.3,а. Поскольку для идеального ОУ входные токи равны нулю, по сопротивлениям, находящимся между общей шиной и неинвертирующим входом, ток протекать не будет. При этом можно считать, что неинвертирующий вход заземлен. Исходя из принципа “мнимой земли”, ток по сопротивлению R_2 , присоединенному между инвертирующим входом и землей, не течет, т.к. в противном случае $U_{ВХ}>0$ и $U_{ВЫХ}=KU_{ВХ}=-\infty$, что невозможно. Отсюда получаем окончательно упрощенную схему для расчета (рис. 4.3,б).

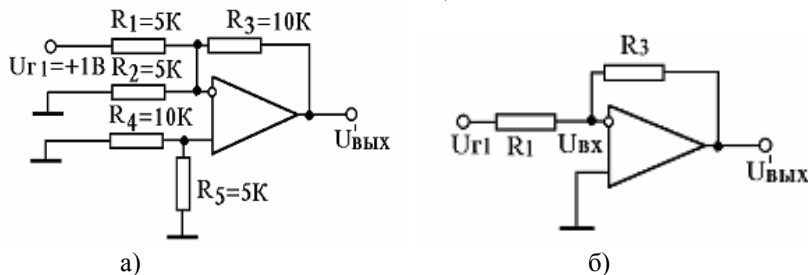


Рис. 4.3. Упрощенные схемы усилителя-сумматора для случая $U_{Г2}=U_{Г3}=0$.

$$\text{Отсюда } U'_{\text{ВЫХ}} = -U_{Г1} \frac{R_3}{R_1} = -2\text{В}.$$

2. Аналогично можно провести расчет для случая $U_{Г1}=U_{Г3}=0$:

$$U''_{\text{ВЫХ}} = -U_{Г2} \frac{R_3}{R_2} = 4\text{В}.$$

3. Для расчета выходного напряжения от источника $U_{Г3}$, воспользуемся упрощенной схемой, приведенной на рис. 4.4,а.

3.1. Определим напряжение U_0 : $U_0 = U_{Г3} \frac{R_5}{R_4 + R_5} = -1\text{В}.$

Учитывая, что сопротивления R_1 и R_2 включены параллельно, получаем эквивалентную схему для расчета представленную на рис. 4.4,б.

В данной схеме учтено, что $R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$

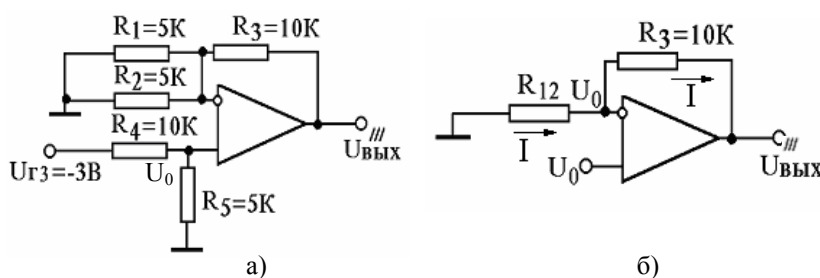


Рис. 4.4 Упрощенные схемы для расчета усилителя-сумматора для случая $U_{Г1}=U_{Г2}=0$.

3.2. На основании принципа “мнимой земли” напряжение на инвертирующем входе равно напряжению на неинвертирующем входе, т.к. напряжение между входами ОУ равно нулю. Отсюда можно получить формулу для тока, протекающего по цепи обратной связи:

$$I = \frac{U'''_{\text{ВЫХ}}}{R_3 + R_{12}} = \frac{U_0}{R_{12}} \text{ или } U'''_{\text{ВЫХ}} = U_0 \left(1 + \frac{R_3}{R_{12}} \right) = 5U_0 = -5\text{В}.$$

4. Суммируя все полученные выходные напряжения, получаем результирующее выходное напряжение на выходе усилителя от воздействия всех источников напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U'_{\text{ВЫХ}} + U''_{\text{ВЫХ}} + U'''_{\text{ВЫХ}} = -2\text{В} + 4\text{В} - 5\text{В} = -3\text{В}.$$

Задача 4.2. Рассчитать ток в сопротивлении R_2 в схеме преобразователя напряжения в ток, приведенной на рис. 4.5. Определить условия, при которых ток не зависит от величины сопротивления R_2 . При расчете учесть, что $R_1=1 \text{ кОм}$, $R_2=2 \text{ кОм}$, $U_1=+1 \text{ В}$.

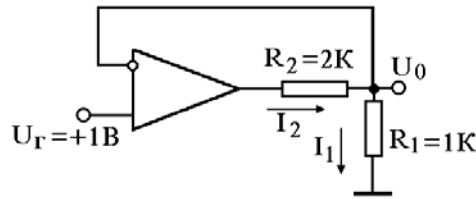


Рис. 4.5. Схема преобразователя напряжения в ток, выполненная на ОУ.

Решение. 1. Из принципа “мнимой земли” разность потенциалов между входами ОУ равна нулю. Отсюда $U_0 = U_Г$.

2. По сопротивлению R_1 протекает ток I_1 :

$$I_1 = \frac{U_0}{R_1} = \frac{U_Г}{R_1} = 1 \text{ мА}.$$

3. Поскольку ОУ идеален и его входные токи равны нулю, ток I_1 протекает по сопротивлению R_2 и при небольших значениях R_2 от него не зависит, т. е. $I_2 = I_1 = 1 \text{ мА}$.

4. Для определения ограничений тока I_2 найдем значения напряжения на выходе ОУ: $U_{\text{ВЫХ}} = I_1(R_1 + R_2)$.

5. Положим, что напряжение питания ОУ равно +15 В и –15 В, а также, что максимальное выходное напряжение ОУ равно $\pm 12 \text{ В}$. Отсюда получаем максимальное значение сопротивления R_2 , при котором ток I_2 не зависит от R_2 :

$$R_{2\text{ МАКС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ, МАКС}} - IR_1}{I} \approx 11 \text{ кОм}.$$

Таким образом, ток в сопротивлении R_2 не зависит от его величины, пока выполняется следующее условие $0 < R_2 < 11 \text{ кОм}$.

Задача 4.3. Рассчитать коэффициент передачи инвертирующего усилителя, полагая, что ОУ идеален (схема приведена на рис.4.6).

Решение. 1. ОУ охвачен отрицательной обратной связью, поэтому можно использовать принцип “мнимой земли”.

$$\text{Отсюда } I_1 = \frac{U_Г}{R_1}, \quad I_1 = I_4, \quad U_0 = -I_1 R_4 = -U_Г \frac{R_4}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_0}{R_2}.$$

2. Ток I_3 является суммой токов I_1 и I_2 и равен:

$$I_3 = \frac{U_Г}{R_1} + U_Г \frac{R_4}{R_2 R_1} = \frac{U_Г}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right).$$

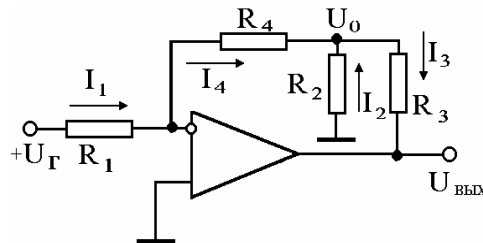


Рис. 4.6. Схема инвертирующего усилителя.

3. Учитывая это, можно выразить $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 - I_3 R_3 = -\frac{U_{\Gamma}}{R_1} (R_4 + R_3) \left(1 + \frac{R_4 R_3}{(R_4 + R_3) R_2} \right).$$

4. Отсюда коэффициент передачи инвертирующего усилителя равен:

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}} = -\frac{(R_4 + R_3)}{R_1} \left(1 + \frac{R_4 R_3}{(R_4 + R_3) R_2} \right).$$

Замечание: Данная схема используется в случае, если сопротивление R_2 в простейшей схеме усилителя-инвертора на ОУ получается чрезмерно большой величины, что может привести к большим погрешностям из-за входных токов ОУ, шума резистора R_2 и влияния шумовых токов ОУ.

Задача 4.4. Найти коэффициент усиления $K(j\omega)$ схемы, приведённой на рис. 4.7, при подаче на вход синусоидального напряжения.

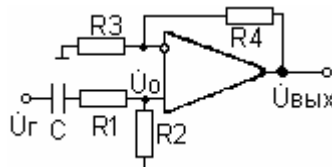


Рис. 4.7. Схема неинвертирующего усилителя переменного тока

Решение. 1. Определим передачу входного напряжения на неинвертирующий вход ОУ. Поскольку ОУ идеален, в данном случае требуется рассчитать коэффициент передачи пассивной цепи, состоящей из резисторов R_1 , R_2 и конденсатора C . Используя материал раздела «Пассивные RC-цепи», получаем:

$$\dot{U}_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_{\tilde{A}} = \frac{j\omega C R_2}{1 + j\omega C (R_1 + R_2)} \dot{U}_{\tilde{A}}.$$

Учитывая, что напряжение U_0 усиливается неинвертирующим усилителем в $\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$ раз, получаем:

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{j\omega CR_2}{1 + j\omega C(R_1 + R_2)}.$$

Контрольные вопросы

1. В чем заключается метод наложений?
 2. Для каких электрических цепей справедлив этот метод?
 3. Чем ограничено напряжение на выходе ОУ?
 4. Что такое идеальный ОУ?
 5. В чем заключается принцип “мнимой земли”?
 6. Какие ограничения использования принципа “мнимой земли” Вам известны?
 7. Какие усилительные каскады используют на входе интегральных ОУ?
 8. Какие усилительные каскады используют на выходе ОУ?
 9. Почему для питания ОУ используют напряжение двух полярностей?
 10. Какое напряжение будет на выходе ОУ без обратной связи, если на инвертирующий вход подать напряжение +1В, а неинвертирующий вход заземлить?
 11. Какое напряжение будет на выходе ОУ без обратной связи, если на инвертирующий вход подать напряжение -1В, а на неинвертирующий вход подать напряжение -2В?
 12. В чем отличие реального ОУ от идеального?
 13. Какой вид будет иметь АЧХ усилителя, выполненного на идеальном ОУ?
 14. Какое напряжение будет на выходе ОУ, если включить питание, а оба входа ОУ заземлить?
 15. Какими должны быть входные и выходные сопротивления у идеального ОУ?
 16. Что такое напряжение смещения?
 17. Почему входные токи в микросхемах ОУ не равны?
- Для ответа на вопросы, воспользуйтесь литературой, рекомендованной в конце учебного пособия [1-7, 10, 11].

5. Погрешности в усилителях на микросхемах ОУ

Введение

Реальные микросхемы операционных усилителей характеризуются большим количеством параметров. Часть этих параметров можно использовать для определения аддитивных погрешностей, т.е. таких погрешностей, которые не связаны с наличием входного сигнала, а часть - для определения мультипликативных погрешностей, т.е. таких, которые проявляются лишь при наличии входного сигнала. К числу параметров, используемых для расчета аддитивных погрешностей, относятся: напряжение смещения $U_{см}$, входные токи ОУ $I_{ВХ1}$, $I_{ВХ2}$ и их разность $\Delta I_{ВХ} = (I_{ВХ1} - I_{ВХ2})$, напряжение входных шумов $E_{шОУ}$, шумовые токи $I_{шОУ1}$ и $I_{шОУ2}$ и т. д. К числу параметров, используемых для расчета мультипликативных погрешностей, относятся: коэффициент усиления K , входные и выходные сопротивления $R_{ВХ}$ и $R_{ВЫХ}$, частота единичного усиления f_i , скорость нарастания ОУ ρ и т.д.

Для расчета аддитивных погрешностей используется метод, при котором ОУ считается идеальным за исключением того параметра, погрешность от которого мы хотим учесть при расчетах. При этом можно использовать принцип “мнимой земли”. При расчете мультипликативных погрешностей целесообразно учитывать конечное значение одного параметра, полагая, что другие параметры такие, как у идеального ОУ, исключая конечное значение коэффициента усиления. В этом случае принцип “мнимой земли” использовать нельзя.

Задача 5.1. Рассчитать максимальное напряжение на выходе инвертирующего усилителя, выполненного на ОУ при $U_i = 0$, если известно, что $U_{см} = 5$ мВ, $I_{ВХ1} = I_{ВХ2} = 0,1$ мкА. Найти максимальную относительную погрешность при $U_i = 1$ В.

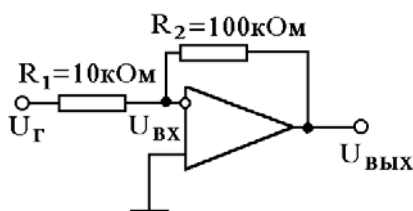


Рис. 5.1 Усилитель-инвертор на ОУ.

Решение. 1. Используя метод наложений найдем последовательно выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, вызванное $U_{\text{СМ}}$ и входными токами. Схема для расчета $U'_{\text{ВЫХ}}$, обусловленного влиянием $U_{\text{СМ}}$, приведена на рис. 5.2.

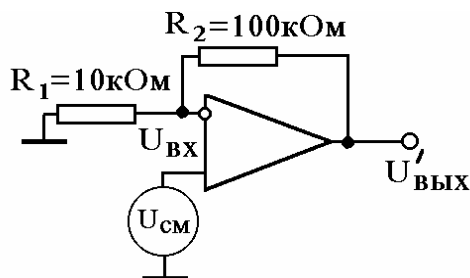


Рис. 5.2 Схема для расчета погрешности от $U_{\text{СМ}}$ усилителя.

Данную схему можно рассматривать как неинвертирующий усилитель.

Отсюда $U'_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СМ}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \pm 55 \text{ мВ}$. (Знаки \pm означают, что

напряжение $U_{\text{СМ}}$ неопределенно по знаку, т.е. для получения напряжения на выходе равного нулю, ко входу ОУ, согласно определению $U_{\text{СМ}}$, нужно приложить либо положительное, либо отрицательное напряжение.

2. Схема для расчета $U''_{\text{ВЫХ}}$, обусловленного влиянием $I_{\text{ВХ1}}$, приведена на рис. 5.3 (ток $I_{\text{ВХ2}}$ не вызывает погрешности, т.к. неинвертирующий вход ОУ закорочен).

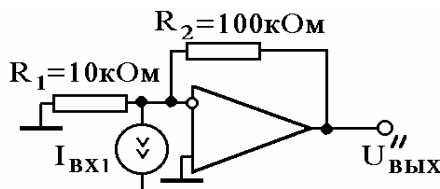


Рис. 5.3 Схема для расчета погрешности от $I_{\text{ВХ1}}$.

Полагая, что ОУ идеален, используем принцип “мнимой земли”. Отсюда весь входной ток ОУ будет протекать лишь по сопротивлению R_2 . Следовательно:

$$U''_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВХ1}} R_2 = 0.1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 = 10 \text{ мВ}.$$

(В полученном выражении учтено, что ток в ОУ, входной каскад которого выполнен на биполярных транзисторах, втекает в него. Следовательно, напряжение $U''_{\text{ВЫХ}}$ положительное.)

3. Зная $U'_{\text{ВЫХ}}$ и $U''_{\text{ВЫХ}}$, можно определить максимальное напряжение на выходе: $U_{\text{ВЫХ. МАКС}} = |U'_{\text{ВЫХ}}| + |U''_{\text{ВЫХ}}| = 65 \text{ мВ}$.

4. Максимальная относительная погрешность при $U_1 = 1 \text{ В}$ будет составлять

$\delta = \frac{U_{\text{ВЫХ. МАКС}}}{K_{\text{ОС}} U_1} = 0,65\%$, где $K_{\text{ОС}}$ – коэффициент усиления с обратной связью.

Задача 5.2. Рассчитать максимальное напряжение на выходе схемы, приведенной на рис. 5.4, при условиях $U_1 = 0$, $U_{\text{СМ}} = 0$, входные токи ОУ равны $0,1 \text{ мкА}$ ($I_{\text{ВХ1}} \approx I_{\text{ВХ2}} \approx 0,1 \text{ мкА}$), а их разность равна $0,2 \text{ мкА}$.

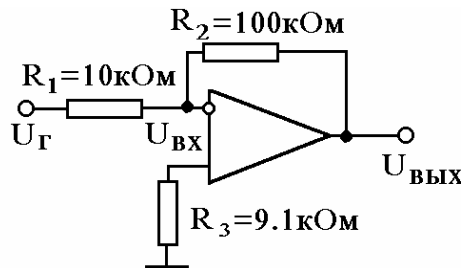


Рис. 5.4. Схема усилителя-инвертора на ОУ.

Решение. 1. Убедимся в том, что включение сопротивления $R_3 = 9,1 \text{ кОм}$ между инвертирующим входом и землей приводит к исчезновению погрешности, обусловленной одинаковыми входными токами.

Как было рассчитано в задаче 5.1, напряжение на выходе $U'_{\text{ВЫХ}}$, обусловленное $I_{\text{ВХ1}}$ равно 10 мВ .

Схема для расчета напряжения на выходе ОУ, обусловленного $I_{\text{ВХ2}}$, приведена на рис. 5.5.

Для определения $U''_{\text{ВЫХ}}$ найдем напряжение U_0 :

$$U_0 = I_{\text{ВХ2}} R_3 = -0,182 \text{ мВ}.$$

Далее расчет $U''_{\text{ВЫХ}}$ можно выполнить аналогично расчету напряжения на выходе неинвертирующего усилителя:

$$U''_{\text{ВЫХ}} = U_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = -10 \text{ мВ}.$$

Отсюда $U_{\text{ВЫХ}} = U'_{\text{ВЫХ}} + U''_{\text{ВЫХ}} \approx 0$.

Таким образом, включение в схему инвертирующего усилителя на ОУ сопротивления R_3 компенсирует действие входных токов ОУ.

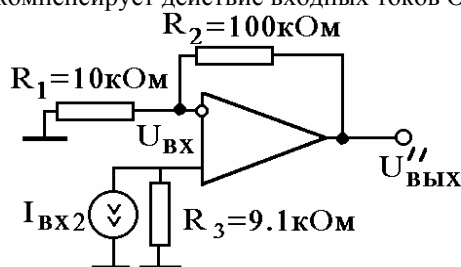


Рис. 5.5. Схема для расчета напряжения $U''_{ВЫХ}$, вызываемого током $I_{ВХ2}$.

2. Для определения влияния разности входных токов можно использовать либо схему на рис. 5.5, либо, что существенно проще, схему, приведенную на рис. 5.3, полагая, что входной ток равен $\Delta I_{ВХ}$. Из схемы на рис. 5.3 получаем $U_{ВЫХ} = \Delta I_{ВХ} R_2 = \pm 2$ мВ. (Знаки \pm означают, что мы не можем знать какой из входных токов больше)

Таким образом, включение на неинвертирующий вход компенсирующего сопротивления $R_3 = R_1 // R_2$ уменьшает погрешность, обусловленную входными токами ОУ. При этом погрешность будет вызываться лишь разностью входных токов.

Задача 5.3. Рассчитать спектральное напряжение шума на выходе схемы инвертирующего усилителя на ОУ (рис. 5.6) при условии, что спектральное напряжение шума равно $25 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, а спектральный шумовой ток ОУ равен $0,25 \text{ нА}/\sqrt{\text{Гц}}$. (Приведенные цифры соответствуют значениям шумовых параметров стандартных ОУ.)

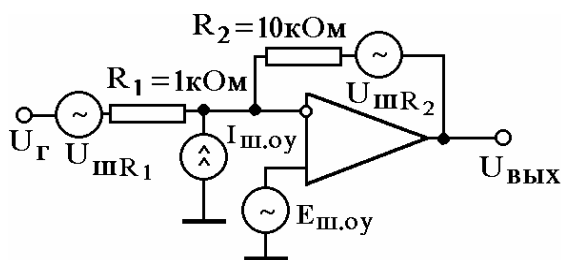


Рис. 5.6. Схема инвертирующего усилителя на ОУ с источниками шумов.

Решение. 1. Источниками шумов в схеме являются шумовые токи и напряжения ОУ, а также шумы сопротивлений R_1 и R_2 . (В ряде случаев шумами резисторов необоснованно пренебрегают, что, как будет показано ниже, делать нельзя). Выходное напряжение шума от указанных источников можно определить по формуле:

$$U_{\text{ВЫХ.Ш}} = \sqrt{(U_{\text{ВЫХ.Е}})^2 + (U_{\text{ВЫХ.И}})^2 + (U_{\text{ВЫХ.}R_1})^2 + (U_{\text{ВЫХ.}R_2})^2},$$

где $U_{\text{ВЫХ.Е}}$ - выходное напряжение, обусловленное шумовым напряжением ОУ $E_{\text{ш.ОУ}}$, $U_{\text{ВЫХ.И}}$ - выходное напряжение, обусловленное шумовым током ОУ $I_{\text{ш.ОУ}}$ (шумовой ток неинвертирующего входа ОУ можно не учитывать, так как этот вход ОУ заземлен), $U_{\text{ВЫХ.}R_1}$ и $U_{\text{ВЫХ.}R_2}$ - выходные напряжения, обусловленные шумами резисторов R_1 и R_2 соответственно.

2. Спектральное напряжение шума, вызываемое $E_{\text{ш.ОУ}}$ и $I_{\text{ш.ОУ}}$ можно рассчитать по формулам, полученным для $U_{\text{см}}$ и $I_{\text{вх}}$ в задаче 5.1. Для вычислений используем схемы, представленные на рис. 5.2 и 5.3:

$$U_{\text{ВЫХ.Е}} = E_{\text{ш.ОУ}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 275 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}},$$

$$U_{\text{ВЫХ.И}} = I_{\text{ш.ОУ}} R_2 = 2.5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

3. Спектральное напряжение шума одного сопротивления R можно определить по формуле:

$$U_{\text{ш.}R} = 0,13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}} \times \sqrt{R}, \text{ где } R \text{ измеряется в омах.}$$

$$\text{Отсюда } U_{\text{ш.}R_1} = 4,1 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}} \text{ и } U_{\text{ш.}R_2} = 13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

4. Определим $U_{\text{ВЫХ.}R_1}$ и $U_{\text{ВЫХ.}R_2}$. Действие напряжения $U_{\text{ш.}R_1}$ эквивалентно действию напряжения входного генератора.

$$\text{Отсюда: } U_{\text{ВЫХ.}R_1} = U_{\text{ш.}R_1} \frac{R_2}{R_1} = 41 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

Действие напряжения $U_{\text{ш.}R_2}$ можно найти из принципа “мнимой земли”. Поскольку должно выполняться условие $U_{\text{вх}}=0$, то ток от $U_{\text{ш.}R_2}$ по цепи обратной связи протекать не должен.

$$\text{Отсюда: } U_{\text{ВЫХ.}R_2} = U_{\text{ш.}R_2} = 13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

$$5. \text{ Таким образом, } U_{\text{ВЫХ.Ш}} = \sqrt{(275)^2 + (2.5)^2 + (41)^2 + (13)^2} \approx 278 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

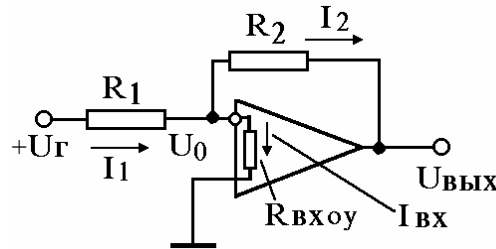
6. Приведенное решение позволяет сделать следующие выводы:

а) основное влияние на шумы усилителя, выполненного на стандартных микросхемах ОУ, оказывает $E_{\text{ш.ОУ}}$;

б) влияние шумов резисторов получается больше, чем влияние шумовых токов ОУ;

в) при использовании малошумящих ОУ ($E_{ш.ОУ} = 1...3 \frac{nB}{\sqrt{Гц}}$) влиянием шумов резисторов пренебрегать нельзя.

Задача 5.4 Определить относительную погрешность коэффициента усиления инвертирующего усилителя на ОУ, обусловленную влиянием входного сопротивления ОУ, при условии $K=10^5$, $R_{вх}=1\text{МОм}$, $R_2=1\text{МОм}$,



$R_1=1\text{кОм}$ (рис. 5.7).

Рис. 5.7. Схема инвертирующего усилителя с учетом $R_{вх}$.

Решение. 1. Прежде всего следует заметить, что при $K=\infty$ сопротивление $R_{вх.ОУ}$ не влияет на коэффициент передачи, т. к. при $K=\infty$ $U_0=0$. Следовательно, для определения влияния $R_{вх}$ на коэффициент усиления необходимо одновременно учесть $R_{вх.ОУ}$ и K .

2. Выразим токи, протекающие в схеме, через U_{Γ} и U_0 :

$$I_1 = \frac{U_{\Gamma} - U_0}{R_1}, \quad I_{вх} = \frac{U_0}{R_{вх}}, \quad I_2 = \frac{U_0 - U_{ВЫХ}}{R_2} = \frac{U_0 + KU_0}{R_2}.$$

Из условия $I_1 = I_{вх} + I_2$ получаем

$$\frac{U_{\Gamma} - U_0}{R_1} = \frac{U_0}{R_{вх}} + \frac{U_0 + KU_0}{R_2}.$$

$$\text{Отсюда } U_0 = \frac{R_2 U_{\Gamma}}{R_2 + (1 + K)R_1 + R_1 R_2 R_{вх}^{-1}}.$$

Поскольку $U_{ВЫХ} = -KU_0$ получаем

$$K_{ОС} = \frac{-KR_2}{R_2 + R_1(1 + K) + R_1 R_2 R_{вх}^{-1}}.$$

3. Очевидно, что последнее слагаемое в знаменателе приведенной формулы определяет влияние входного сопротивления ОУ. Таким

образом, относительную погрешность от влияния $R_{\text{ВХ}}$ можно определить по формуле: $\delta = \frac{R_1 R_2}{R_{\text{ВХ}} [R_2 + R_1 (1 + K)]} \cdot 100\% \approx \frac{R_2}{R_{\text{ВХ}} K} \cdot 100\% \approx 0,001\%$.

4. Учесть влияние $R_{\text{ВХ}}$ на коэффициент усиления схемы с обратной связью можно с помощью приближенных расчетов.

Первоначально положим, что $K = \infty$.

$$\text{Отсюда } |U_{\text{ВЫХ}}| = \frac{R_2}{R_1} U_{\Gamma} = 1000 U_{\Gamma}, \text{ а } I_1 = \frac{U_{\text{А}}}{R_1} = 10^{-3} U_{\text{А}} \frac{1}{\text{Ом}}.$$

$$\text{Затем положим, что } K = 10^5. \text{ Отсюда } U_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K} = 0,01 U_{\Gamma}.$$

Напряжение U_0 вызывает ток через сопротивление $R_{\text{ВХ}}$: $I_{\text{ВХ}} = \frac{U_0}{R_{\text{ВХ}}} = 10^{-8} U_{\Gamma} \frac{1}{\text{Ом}}$. Этот входной ток ОУ составляет часть от тока I_1 ,

$$\text{следовательно: } \delta = \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_1} \cdot 100\% = 0,001\%.$$

Нетрудно установить, что уменьшение тока I_2 на величину $I_{\text{ВХ}}$ вызывает такое же относительное уменьшение выходного напряжения, т.е. искомое δ равно 0,001%.

Задача 5.5. Рассчитать максимальную погрешность, возникающую из-за изменения коэффициента усиления неинвертирующего усилителя на ОУ (рис. 5.8). При этом учесть, что $K = 10^5$ ($t = 20^\circ\text{C}$) и в диапазоне температур $-60^\circ - +60^\circ\text{C}$ он изменяется на $\pm 40\%$, т.е. $\delta_K = \pm 40\%$.

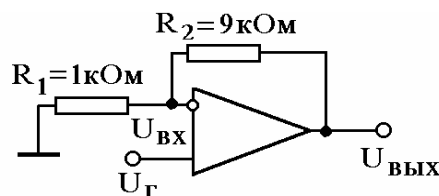


Рис. 5.8. Неинвертирующий усилитель на ОУ.

Решение: 1. Известно, что коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью равен $K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 + \beta K}$, где $1 + \beta K = F$ – фактор обратной связи.

В данном случае усилитель охвачен последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. При этом $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ и

$$K_{oc} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10, \quad \text{а фактор обратной связи } F = 1 + \beta K \text{ равняется}$$

$$F = \frac{K}{K_{oc}} = \frac{10^5}{10} = 10^4.$$

2. Известно также, что нестабильность, обусловленная нестабильностью коэффициента усиления усилителя с обратной связью, уменьшается в фактор обратной связи раз. Отсюда

$$\delta K_{oc} = \frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\delta K}{F} = \frac{40\%}{10^4} = 0.04\%.$$

Таким образом, введение отрицательной обратной связи увеличивает стабильность усилителя в 10^4 раз. (Без учёта нестабильности резисторов обратной связи.)

Задача 5.6. Рассчитать верхнюю граничную частоту и погрешность усиления на частоте 20 кГц усилителя, выполненного по схеме на рис.5.8 на микросхеме ОУ с внутренней цепью коррекции, учитывая, что $K=10^5$, а частота единичного усиления f_1 равна 1 МГц.

Решение. 1. Для ОУ с внутренней цепью коррекции можно считать, что $K(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega T}$ и $|K(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$, где T – постоянная времени,

обусловленная внутренней цепью коррекции. При этом верхняя граничная частота $f_{в.гр}$ без обратной связи равна: $f_{в.гр} = 1/2\pi T$. С учётом этого модуль коэффициента усиления можно выразить следующей

формулой $|K(j\Omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$, где $\Omega = f/f_{в.гр}$ – нормированная частота без

обратной связи. При частоте, близкой к частоте единичного усиления

$|K(j\Omega)| = 1$ можно считать, что $\Omega \gg 1$, т.е. $|K(j\Omega)| = \frac{K}{\Omega}$. При $f_1 = 1$ МГц

получаем $\frac{K}{\Omega_1} = 1$ или $K f_{в.гр} / f_1 = 1$. Таким образом верхняя граничная

частота ОУ без обратной связи равна $f_{в.гр} = \frac{10^6}{10^5}$ Гц = 10 Гц.

2. Учитывая увеличение верхней граничной частоты при охвате усилителя отрицательной обратной связью, получаем: $f_{в.гр.ос} = f_{в.гр} F$, где $F = K/K_{ос} = 10^4$.

Таким образом верхняя граничная частота усилителя с обратной связью равна $f_{в.гр.ос} = 10 \cdot 10^4 \text{ Гц} = 100 \text{ кГц}$.

3. С учётом обратной связи модуль $K_{ос}(j\omega)$ можно представить следующей формулой $|K(j\Omega_{ос})| = \frac{K_{ос}}{\sqrt{1 + \Omega_{ос}^2}}$, где $\Omega_{ос} = f/f_{в.гр.ос}$ – нормированная частота усиления с обратной связью. Поскольку $f = 20 \text{ кГц}$, а $f_{в.гр.ос} = 100 \text{ кГц}$ получаем $|K(j\Omega_{ос})| = \frac{K_{ос}}{\sqrt{1 + 0,04}} \approx 0,98 K_{ос}$.

Таким образом погрешность коэффициента усиления на частоте 20 кГц составляет $\delta_K = 2\%$.

Контрольные вопросы

1. Что такое аддитивные и мультипликативные погрешности?
2. Какие параметры ОУ позволяют определить аддитивные погрешности?
3. Какие параметры ОУ позволяют определить мультипликативные погрешности?
4. Можно ли использовать принцип “мнимой земли” при определении аддитивных погрешностей?
5. Можно ли использовать принцип “мнимой земли” при определении мультипликативных погрешностей?
6. Какой метод можно использовать при определении погрешностей в схемах на ОУ, обусловленных разными причинами?
7. Из каких соображений необходимо определять сопротивления цепи обратной связи усилителя, чтобы уменьшить величину погрешностей, обусловленных входными токами ОУ?
8. С какой целью в инвертирующем усилителе между неинвертирующим входом и землей включается резистор?
9. Какими причинами обусловлены шумы на выходе усилителей на ОУ?
10. Какой источник шумов является доминирующим при использовании микросхем стандартных ОУ?
11. Можно ли пренебречь шумами резисторов обратной связи в схемах, выполненных на ОУ?

12. Как влияет отрицательная обратная связь на нестабильность коэффициента усиления?

13. Как выбрать тип микросхемы ОУ, чтобы его входное и выходное сопротивления мало влияли на коэффициент усиления?

14. Почему в схемах усилителей на ОУ не используют положительную обратную связь?

15. Можно ли ОУ использовать без обратной связи?

16. Как рассчитать верхнюю граничную частоту усилителя, выполненного на микросхеме ОУ с внутренней цепью коррекции?

Для ответа на вопросы, воспользуйтесь литературой, рекомендованной в конце пособия [1-8,11].

6. Селективные усилители и генераторы синусоидальных напряжений

Введение

Большинство используемых в настоящее время селективных усилителей (усилителей, предназначенных для усиления сигналов одной частоты) и генераторов синусоидальных напряжений, работающих в режиме звуковых частот, выполняются на основе микросхем ОУ с RC-цепями в обратной связи.

Для определения параметров селективных усилителей и условия возбуждения генераторов синусоидальных напряжений целесообразно найти характеристический многочлен системы. Для этого следует определить передаточную функцию системы в операторной форме, полагая, что сопротивление емкости равно $Z_C = \frac{1}{\rho C}$, где ρ - оператор Лапласа.

Предположим, что передаточная функция системы имеет вид: $H(\rho) = \frac{B(\rho)}{A(\rho)}$, здесь $A(\rho)$ - характеристический многочлен.

Для активных RC-цепей, содержащих два конденсатора, характеристический многочлен можно представить в виде: $A(\rho) = a_0 + a_1\rho + a_2\rho^2$.

В теории активных фильтров показано, что резонансная частота ω_r селективного усилителя, т. е. частота на которой он имеет максимальное усиление, определяется формулой: $\omega_r = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$.

Добротность селективного усилителя, определяемую как отношение резонансной частоты ω_r к полосе пропускания $\Delta\omega$, вычисляемой по уровню уменьшения коэффициента передачи в $\sqrt{2}$ раз, можно рассчитать по формуле:

$$Q = \frac{\omega_D}{\Delta\omega} = \frac{\sqrt{a_0 a_2}}{a_1}.$$

В некоторых случаях формулу для добротности можно представить в виде $Q = \frac{\sqrt{a_0 a_2}}{a_1' - a_1''}$. При условии $a_1' = a_1''$: $Q = \infty$. Это означает,

что селективный усилитель превращается в генератор синусоидальных колебаний.

Таким образом, чтобы найти резонансную частоту селективного усилителя, его добротность и условие его превращения в генератор синусоидальных колебаний необходимо прежде всего найти характеристический многочлен системы.

Задача 6.1. Определить резонансную частоту, добротность и коэффициент усиления на резонансной частоте селективного усилителя, выполненного по схеме Рауха (см. рис. 6.1). Значения емкостей конденсаторов в схеме одинаковы.

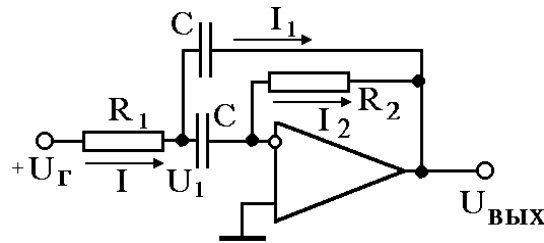


Рис. 6.1. Схема Рауха селективного RC-усилителя.

Решение. 1. Для решения задачи воспользуемся принципом "мнимой земли", обозначив токи, протекающие в цепи обратной связи I_1 и I_2 . Сопротивление конденсатора в операторной форме обозначим как Z .

Учитывая, что напряжение на инвертирующем входе равно нулю, можно записать: $U_{\text{ВЫХ}} = -I_2 R_2$ или $I_2 = \frac{-U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}$.

$$\text{Отсюда } U_1 = I_2 Z = -\frac{Z}{R_2} U_{\text{ВЫХ}}.$$

2. Токи I_1 и I можно выразить следующим образом:

$$I_1 = \frac{-U_{\text{ВЫХ}} + U_1}{Z} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}} + Z \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}}{Z},$$

$$I = \frac{U_{\Gamma} - U_1}{R_1} = \frac{U_{\Gamma} + Z \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}}{R_1}.$$

Учитывая, что $I = I_1 + I_2$, получаем уравнение

$$\frac{U_{\Gamma} + Z \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}}{R_1} = - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} - \frac{U_{\text{ВЫХ}} + Z \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}}{Z}.$$

3. Решая это уравнение, т. е. выражая $U_{\text{ВЫХ}}$ через U_{Γ} , получим:

$$H(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}} = \frac{-pCR_2}{1 + 2pCR_1 + p^2C^2R_1R_2}.$$

4. Из приведенных во введении формул получаем:

$$\omega_p = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}, \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}.$$

5. Определим коэффициент усиления схемы на резонансной частоте. Для этого произведем замену оператора $p=j\omega$. Получим:

$$H(j\omega) = \frac{j\omega CR_2}{1 + 2j\omega CR_1 - \omega^2 C^2 R_1 R_2}.$$

При $\omega=\omega_p$ получаем: $|H(j\omega_p)| = \frac{R_2}{2R_1} = 2Q^2.$

Можно заметить, что $|H(j\omega)|=0$ при $\omega=0$ и $|H(j\omega)|=0$ при $\omega=\infty$.

Задача 6.2. Рассчитать значения емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов для селективного усилителя, выполненного по схеме Рауха (рис. 6.1), при условии, что $f_p=1$ кГц, $Q=5$, $|H(j\omega)_p|=10$. Обеспечить при этом максимальный динамический диапазон.

Решение. 1. Как показано в [8], максимальный динамический диапазон достигается при условии, что модуль сопротивления обратной связи на резонансной частоте $|Z(j\omega_p)|$ равен минимально допустимому сопротивлению нагрузки ОУ. Пусть $R_{н,мин}=2$ кОм. Учитывая, что для схемы Рауха $|Z(j\omega_p)|=2QR_1$ [8], получаем $2QR_1=R_{н,мин}$. Отсюда $R_1=200$ Ом.

2. Учитывая, что $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$, получаем $R_2=4Q^2R_1=20$ кОм.

3. При этих значениях R_1 и R_2 для схемы, приведенной на рис.6.1, получаем $|K_{oc}(j\omega_p)| = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} = 25$, т. е. коэффициент усиления получается в

2.5 раза больше, чем нужно. Чтобы его уменьшить, необходимо на входе ввести резистивный делитель. В этом случае вместо сопротивления R_1 в схеме на рис. 6.1 нужно учесть делитель, состоящий из сопротивлений R_{11} и R_{12} (рис. 6.2). При этом должно выполняться условие

$$R_1 = \frac{R_{11}R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \quad (6.1)$$

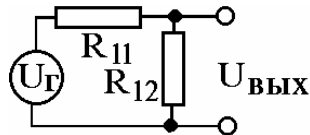


Рис. 6.2. Делитель напряжения на входе схемы Рауха

4. Коэффициент усиления на резонансной частоте в этом случае равен $|H(j\omega_p)| = \frac{R_2}{R_{11}}$. Отсюда $R_{11} = \frac{R_2}{2|H(j\omega_p)|} = 1 \text{ кОм}$.

5. Для обеспечения необходимого R_1 следует выбрать R_{12} из условия (6.1). Отсюда $R_{12} = 250 \text{ Ом}$.

6. Значения емкостей следует определить из формулы

$$f_p = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}$$

$$\text{Отсюда } C = \frac{1}{2\pi f_p \sqrt{R_1 R_2}} \approx 82 \text{ нФ}.$$

Задача 6.3. Рассчитать основные параметры селективного усилителя, выполненного по схеме с мостом Вина (рис. 6.3). Найти условия самовозбуждения, т. е. условия превращения селективного RC-усилителя в генератор синусоидальных колебаний.

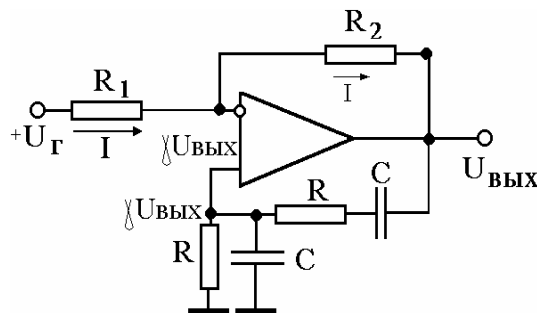


Рис. 6.3. Схема усилителя на ОУ с использованием моста Вина

Решение. 1. Для решения задачи воспользуемся принципом "мнимой земли". Предположим, что коэффициент передачи цепи положительной обратной связи, осуществляемой RC-цепями с выхода ОУ на его

неинвертирующий вход, равен $\gamma(p)$. В этом случае справедливы следующие соотношения:

$$I = \frac{\gamma(p)U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} = \frac{U_{\Gamma} - \gamma(p)U_{\text{ВЫХ}}}{R_1} . \quad (6.2)$$

В этой формуле учтено, что напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах равны между собой и равны $\gamma(p)U_{\text{ВЫХ}}$.

2. Из формулы (6.2) следует, что

$$H(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 - \gamma(p) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} . \quad (6.3)$$

3. Коэффициент передачи $\gamma(p)$, определяемый как отношение напряжения на неинвертирующем входе к напряжению на выходе, нетрудно найти, учитывая, что реактивные сопротивления емкостей равны

$$Z_C = \frac{1}{pC} ,$$

$$\gamma(p) = \frac{p\tau}{1 + 3p\tau + p^2\tau^2} , \quad (6.4)$$

где $\tau = RC$.

4. Подставляя (6.3) в (6.4), получаем

$$H(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + 3p\tau + p^2\tau^2}{1 + \left(2 - \frac{R_2}{R_1} \right) p\tau + p^2\tau^2} . \quad (6.5)$$

5. Из полученного характеристического многочлена

$$A(p) = 1 + \left(2 - \frac{R_2}{R_1} \right) p\tau + p^2\tau^2 \text{ следует, что } \omega_p = \frac{1}{\tau} , \text{ а}$$

$$Q = \frac{1}{2 - \frac{R_2}{R_1}} . \quad (6.6)$$

6. Если в $H(p)$ вместо оператора p подставить $j\omega$, то при $\omega = \omega_p$ получим коэффициент усиления на резонансной частоте:

$$|H(j\omega_p)| = - \frac{R_2}{R_1} \frac{3}{2 - \frac{R_2}{R_1}} . \quad (6.7)$$

7. Из выражений (6.6) и (6.7) следует, что при условии $R_2=2R_1$, $Q=\infty$, т.е. селективный усилитель превращается в генератор.

Задача 6.4. Рассчитать значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов генератора синусоидальных напряжений, выполненного на ОУ с мостом Вина (рис. 6.3), при условии, что $f_p=1$ кГц.

Решение. 1. Выберем приемлемые значения емкостей конденсаторов.

Пусть $C=10$ нФ. Отсюда $R = \frac{1}{2\pi f_p C} \approx 16$ кОм.

2. Выберем для удобства $R_1=R=16$ кОм. Отсюда $R_2=32$ кОм. Для надёжного выполнения условия самовозбуждения следует вместо R_2 использовать два резистора: один с постоянным значением сопротивления \bar{R} , а второй с переменным \tilde{R} . Например: $\bar{R} = 27$ кОм, а $\tilde{R} = 10$ кОм.

Контрольные вопросы

1. Что называется селективным усилителем?
 2. Что такое характеристический многочлен?
 3. Как можно найти резонансную частоту и добротность схемы, зная ее характеристический многочлен?
 4. Может ли возбуждаться селективный усилитель, выполненный по схеме Рауха?
 5. При каком условии возбуждается схема селективного усилителя с мостом Вина в цепи обратной связи?
 6. Что нужно сделать, чтобы обеспечить нужный коэффициент усиления в схеме Рауха?
 7. Как выбрать значения сопротивлений, чтобы обеспечить максимальный динамический диапазон в схеме Рауха?
 8. Что такое добротность селективного усилителя?
 9. Что изменится в работе генератора с мостом Вина при условии, если $R_2 \gg R_1$?
 10. Какие причины ограничивают выбор максимальных и минимальных значений емкостей в схеме Рауха?
 11. Какие причины ограничивают выбор максимальных и минимальных значений сопротивлений в схеме с мостом Вина?
 12. Почему для уменьшения коэффициента усиления в схеме Рауха целесообразно вводить делитель на входе схемы, а не на выходе?
- Для ответа на вопросы, воспользуйтесь литературой, список которой приведен в конце учебного пособия [6-8].

7. Импульсные устройства на основе микросхем ОУ

Введение

В импульсных устройствах операционные усилители часто выполняют функции переключателей цепей с одного напряжения на другое.

Простейшим таким устройством является компаратор на ОУ, который сравнивает два напряжения и в результате этого сравнения формирует на выходе положительное или отрицательное напряжение (рис. 7.1). Для этого устройства справедливы следующие соотношения:

$$U_1 > U_2: U_{\text{вых}} \cong -U_{\text{вых.мин}},$$

$$U_2 > U_1: U_{\text{вых}} \cong +U_{\text{вых.макс}},$$

где $-U_{\text{вых.мин}}$ и $+U_{\text{вых.макс}}$ по модулю на два-три вольта меньше напряжений $-E_2$ и $+E_1$ соответственно.

При выполнении условия $U_1 \approx U_2$ компаратор находится в режиме перехода из одного состояния в другое.

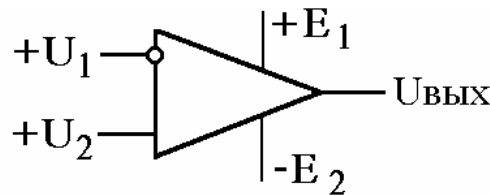


Рис. 7.1. Схема простейшего компаратора на ОУ.

Для обеспечения быстрого переключения и создания условий устойчивых и временно устойчивых состояний в импульсных устройствах на компараторах используют положительную обратную связь.

Задача 7.1. Определить максимальную разность входных напряжений ΔU , при которой простейший компаратор на ОУ всегда переходит из одного состояния к другому. Определить время перехода из одного состояния в другое Δt , если выполняется условие $|U_1 - U_2| \gg \Delta U$.

Известны параметры ОУ: $K=10^5$ В, $U_{\text{см}}=5$ мВ, $U_{\text{вых.макс}} = -U_{\text{вых.мин}} = 12$ В, скорость нарастания напряжения на выходе ОУ ρ равна 10 В/мкс.

Решение. 1. Напряжение ΔU определяется двумя причинами:

- действием напряжения $U_{\text{см}} - \Delta U_1$;

· конечным коэффициентом усиления ОУ - ΔU_2 .

Поскольку знак $U_{см}$ может быть как положительным, так и отрицательным, получаем $\Delta U_1 = 2U_{см} = 10$ мВ.

Для напряжения ΔU_2 справедливо следующее соотношение $\Delta U_{вых} = K\Delta U_2$. Определим $\Delta U_{вых} = U_{вых.макс} - (-U_{вых.мин}) = 24$ В.

Отсюда $\Delta U_2 = 0.24$ мВ.

Таким образом, $\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2 = 10.24$ мВ.

Полученный результат дает основание сделать вывод о том, что переходная область в основном определяется напряжением смещения и его нестабильностью.

2. При подаче на вход ОУ разности напряжений, удовлетворяющих условию $|U_1 - U_2| \gg \Delta U$, переходной процесс будет определяться перезарядом корректирующей емкости ОУ от внутренних источников тока. Этот процесс в ОУ характеризуется скоростью нарастания выходного напряжения ρ .

$$\text{Отсюда } \Delta t = \frac{\Delta U_{\text{н\ddot{u}}\text{д}}}{\rho} = 2.4 \text{ мкс.}$$

Задача 7.2. Определить пороги срабатывания триггера Шмидта, выполненного по схеме, приведенной на рис. 7.2. Считать операционный усилитель идеальным, т.е., в частности, $U_{см} = 0$, а $U_{вых.макс} = |-U_{вых.мин}| = 12$ В.

В схеме использована положительная обратная связь, обеспечивающая два устойчивых состояния триггера, при которых $U_{вых} = +U_{вых.макс}$ и $U_{вых} = -U_{вых.мин}$.

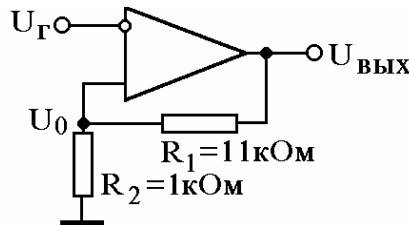


Рис. 7.2. Схема триггера Шмидта на ОУ.

Решение: 1. Пусть напряжение на выходе $U_{вых.макс} = 12$ В. Отсюда $U_{п1} = \gamma U_{вых.макс}$, где $\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Следовательно $U_{п1} = 1$ В.

2. При $U_{Г} \geq +1$ В происходит переброс триггера в состояние, при котором $U_{вых} = U_{вых.мин} = -12$ В. При этом $U_{п2} = \gamma U_{вых.мин} = -1$ В.

При $U_T \leq -1$ В происходит переброс триггера в состояние, при котором $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ.МАКС}} = +12$ В.

Таким образом $U_{\text{П1}}$ и $U_{\text{П2}}$ - пороги срабатывания триггера Шмидта на ОУ, а зависимость $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_T)$ имеет гистерезисный характер.

Задача 7.3. Рассчитать частоту мультивибратора на ОУ, схема которого приведена на рисунке 7.3, полагая, что напряжения питания равны +18В и -18В, а $U_{\text{ВЫХ.МАКС}} = |U_{\text{ВЫХ.МИН}}| = 15$ В.

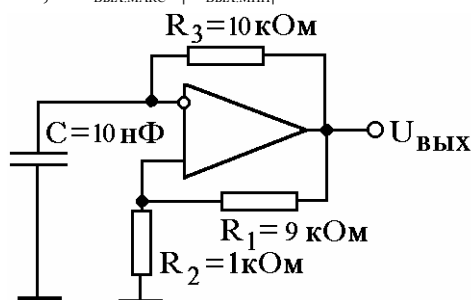


Рис. 7.3. Схема мультивибратора на ОУ.

Решение. 1. Операционный усилитель с положительной обратной связью, выполненной на сопротивлениях R_1 , R_2 , представляет собой триггер Шмидта. Как было определено в предыдущей задаче, его пороги срабатывания равны: $U_{\text{П1}} = \gamma U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, $U_{\text{П2}} = \gamma U_{\text{ВЫХ.МИН}}$, где $\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. После

вычисления получаем $\gamma = 0,1$ и $U_{\text{П1}} = 1,5$ В, $U_{\text{П2}} = -1,5$ В.

2. Конденсатор C заряжается от источников напряжения $U_{\text{ВЫХ.МАКС1}}$ и $U_{\text{ВЫХ.МИН}}$. При этом переброс мультивибратора в другое состояние происходит при достижении напряжения на конденсаторе пороговых значений.

Пусть конденсатор C заряжается от уровня напряжения -1,5 В. При этом напряжение на нем стремится к уровню +15 В. При достижении порога +1,5 В напряжение на выходе ОУ устанавливается -15 В, а напряжение на неинвертирующем входе -1,5 В. Во время второго полупериода напряжение на конденсаторе C изменяется от +1,5 В до -1,5 В.

Эпюра напряжения на конденсаторе в первый полупериод приведена на рис. 7.4.

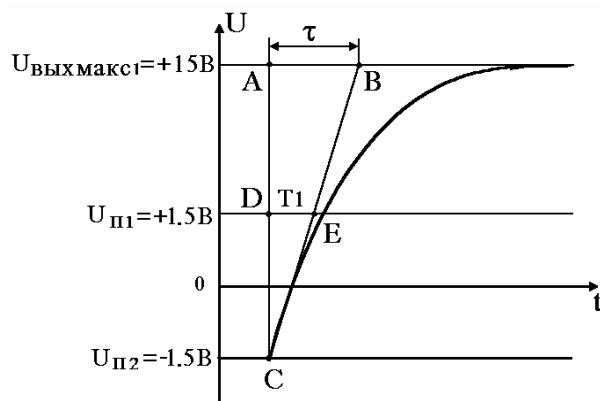


Рис. 7.4. Эпюра изменения напряжения на конденсаторе C в первый полупериод.

3. Полагая, что заряд конденсатора происходит по линейному закону, полупериод T_1 можно определить из подобия треугольников ABC и DCE (рис.7.4)

$$\frac{DE}{AB} = \frac{DC}{AC} \text{ или } \frac{T_1}{\tau} = \frac{U_{п1} - U_{п2}}{U_{\text{вых.макс1}} - U_{п2}},$$

$$T_1 = \frac{3}{16.5} \tau = \frac{\tau}{5.5}.$$

4. Заряд конденсатора во второй полупериод аналогичен заряду конденсатора в первый. Следовательно, полный период T равен

$$T = 2T_1 = \frac{2\tau}{5.5}.$$

5. Частота сигнала на выходе мультивибратора получается равной $f = \frac{1}{T} = \frac{5.5}{2\tau}$, где $\tau = RC$. Отсюда $f = 27.5$ кГц.

6. Если учесть нелинейный характер изменения напряжения на конденсаторе, получим $T = 2\tau \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$ и, следовательно, $f = 24.9$ кГц.

Задача 7.4. Рассчитать максимальную амплитуду сигнала $U_{\text{макс}}$, получаемого на выходе генератора линейно-изменяющегося напряжения (рис.7.5). Максимальные по модулю напряжения на выходах ОУ равны $U_{\text{вых.макс}} = |U_{\text{вых.мин}}| = 15$ В.

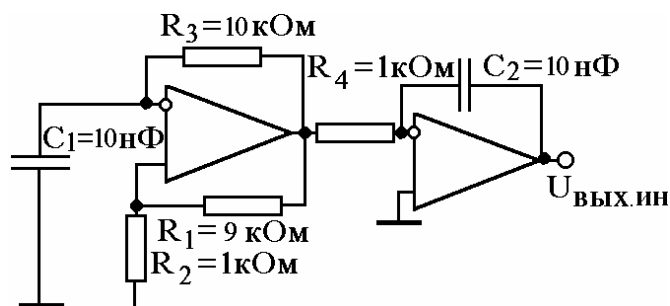


Рис. 7.5 Схема генератора линейно-изменяющегося напряжения.

Решение. 1. На первом ОУ выполнен мультивибратор, рассчитанный в предыдущей задаче. Напряжение с выхода мультивибратора $U_{\text{вых.м}}$ поступает на вход интегратора, собранного на втором ОУ. На выходе интегратора напряжение $U_{\text{вых.ин}}$ попеременно то линейно возрастает, то линейно уменьшается (рис. 7.6).

Напряжение на выходе мультивибратора, т.е. напряжение на выходе первого ОУ, изменяется попеременно от $U_{\text{вых.макс1}}$ до $U_{\text{вых.мин1}}$. Напряжение на выходе интегратора, т.е. напряжение на выходе второго ОУ, изменяется линейно от $U_{\text{вых.макс2}}$ до $U_{\text{вых.мин2}}$ и наоборот.

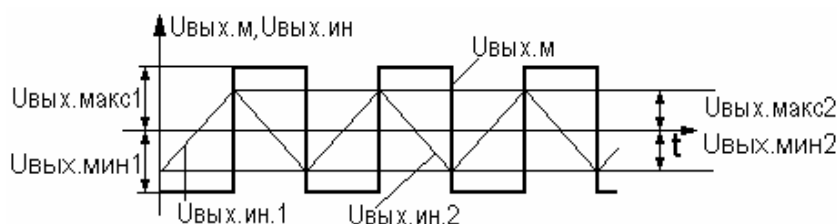


Рис. 7.6. Эпюры изменения напряжения на выходах мультивибратора $U_{\text{вых.м}}$ и интегратора $U_{\text{вых.ин}}$.

2. Можно записать следующие уравнения для линейно-растущего и линейно-падающего напряжений на выходе интегратора

$$U_{\text{А00.Е1}}(t) = U_{\text{А00.Е1Е2}} - \frac{1}{\tau_2} \int_0^t U_{\text{А00.Е1}} dt \text{ и}$$

$$U_{\text{А00.Е2}}(t) = U_{\text{А00.Е1Е2}} - \frac{1}{\tau_2} \int_0^t U_{\text{А00.Е1Е2}} dt, \text{ где } \tau_2 = R_4 C_2 - \text{ постоянная}$$

времени интегратора. Поскольку $U_{\text{вых.мин1}} = -15\text{В}$, а $U_{\text{вых.макс1}} = 15\text{В}$ получаем

$$U_{\text{ВЫХ.ИН1}}(t) = U_{\text{ВЫХ.ИН2}} + 15 \frac{t}{\tau_2}, \quad U_{\text{ВЫХ.ИН2}}(t) = U_{\text{ВЫХ.МАКС2}} - 15 \frac{t}{\tau_2},$$

где $\tau_2 = R_4 C_2$ - постоянная времени интегратора.

3. Поскольку схема симметричная, то при $t = \frac{T}{2}$, где T - период следования импульсов с выхода мультивибратора.

$$U_{\text{ВЫХ.ИН1}}\left(\frac{T}{2}\right) = U_{\text{ВЫХ.МАКС2}}, \quad U_{\text{ВЫХ.ИН2}}\left(\frac{T}{2}\right) = -U_{\text{ВЫХ.МИН2}},$$

где $U_{\text{ВЫХ.МАКС2}} = |U_{\text{ВЫХ.МИН2}}|$.

$$\text{Отсюда } U_{\text{ВЫХ.МАКС2}} = \frac{15T}{4\tau_2} = 13,3\text{В}.$$

Контрольные вопросы

1. Что такое компаратор?
2. Чем определяется разность напряжений, при которой напряжение на выходе компаратора на ОУ не определено?
3. Чем определяется время переключения компаратора на ОУ из одного состояния в другое?
4. С какой целью в импульсных устройствах используют положительную обратную связь?
5. Какое напряжение будет на выходе триггера Шмидта на ОУ, если его входное напряжение равно нулю?
6. Чем определяются пороги срабатывания триггера Шмидта на ОУ?
7. Всегда ли пороги срабатывания триггера Шмидта на ОУ совпадают по абсолютной величине?
8. Что называется мультивибратором?
9. Какие основные параметры мультивибратора?
10. Чем определяется амплитуда импульсов на выходе мультивибратора?
11. Чем ограничены максимальная и минимальная частоты импульсов на выходе мультивибратора?
12. Из каких соображений необходимо выбрать коэффициент положительной обратной связи в мультивибраторе?
13. Как изменяется напряжение на выходе интегратора при подаче на его вход постоянного напряжения?
14. От чего зависит линейность напряжения на выходе генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН)?

15. Чем ограничена амплитуда напряжения на выходе ГЛИН?

Для ответа на вопросы, воспользуйтесь литературой [3,6,7,11] из списка, который приведён в конце книги.

8. Логические элементы

Введение

В логических элементах биполярные транзисторы могут использоваться в трёх режимах:

режим отсечки – оба р-п перехода транзистора закрыты,

режим насыщения – оба р-п перехода транзистора открыты,

активный режим, часто используемый в усилительных каскадах, - эмиттерный переход открыт, а коллекторный – закрыт.

Следует учитывать, что падение напряжения на открытых р-п переходах составляет примерно 0,7В, поскольку в отличие от усилительных каскадов транзисторы в данном случае используются при сравнительно больших токах.

При всех расчётах будем полагать, что β транзистора равно 100.

Задача 1: Рассчитать сопротивление R_B в инверторе (логическом элементе, выполняющем функцию “НЕ”), схема которого приведена на рис 8.1.

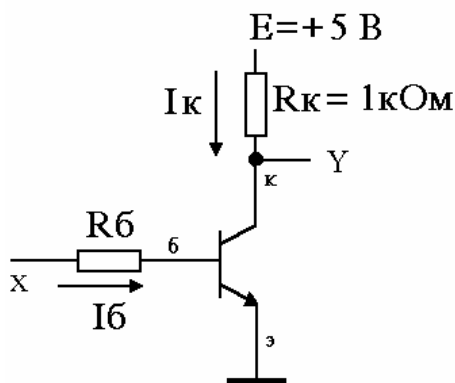


Рис 8.1 Схема инвертора, выполняющего логическую функцию “НЕ”.

Найти сопротивление R_B , при котором биполярный транзистор переходит в режим насыщения и сопротивление, при котором степень насыщения становится равной 5.

Решение: 1. Логическая схема “НЕ” выполняющая функцию $Y = \overline{X}$, должна обеспечивать при подаче на вход X напряжения, равного 0, что соответствует логическому “0”, напряжение на выходе Y , близкого к $+E$,

что соответствует логической “1”. Нетрудно установить, что если на входе X напряжение будет равно 0, практически при любом сопротивлении R_B транзистор будет находиться в области отсечки. Действительно, коллекторный переход транзистора будет закрыт напряжением $+E$, а на эмиттерном переходе напряжение будет равно 0, т.е. он также будет закрыт. При закрытых переходах транзистора токи транзистора практически равны нулю. Поскольку напряжение на коллекторе транзистора U_K есть напряжение на выходе U_Y , то $U_Y = E - I_K R_K$, а $I_K = 0$, получаем $U_Y = E$, что соответствует логической “1”.

2. При подаче на вход логической “1”, т.е. напряжения, равного $+5В$, в зависимости от значения R_B возможны два режима транзистора:

- активный режим,
- режим насыщения.

Расчет схемы на рис 8.1 при работе транзистора в активном режиме полностью эквивалентен расчёту по постоянному току усилительного каскада, приведенного на рис 2.1. (Данный расчёт приведён в задаче 1 на стр. 18-19.) Заметим, однако, что активный режим транзистора не может надежно обеспечить на выходе напряжение, близкое к нулю, что соответствует логическому “0”. Это связано с изменением параметров транзистора при изменении температуры (см. решение задачи 1 на стр. 18-19). Для надёжного получения напряжения, близкого к нулю, необходимо использовать режим насыщения.

Переход в режим насыщения при уменьшении R_B происходит следующим образом. Ток базы транзистора I_B увеличивается (поскольку

$$I_B = \frac{E - U_{БЭ}}{R_B}, \text{ увеличивается ток коллектора } I_K \text{ (поскольку } I_K = \beta I_B),$$

уменьшается напряжения на коллекторе (поскольку $U_K = E - I_K R_K$) и при определенном R_B напряжение на коллекторе становится меньше, чем напряжение на базе, т.е. $+0,7В$. Это означает, что коллекторный переход транзистора начинает приоткрываться. При дальнейшем уменьшении R_B коллекторный переход открывается полностью, и транзистор попадает в режим насыщения, поскольку оба перехода транзистора оказываются открытыми. При этом напряжение на коллекторе становится близким к нулю, а коллекторный ток максимально возможным и равным току

$$\text{коллектора насыщения } I_{KH}: I_{KH} = \frac{E}{R_K} \approx \frac{5}{10^3} А = 5мА.$$

При переходе в режим насыщения нарушается соотношение между базовым и коллекторным током, свойственному активному режиму: $I_K = \beta I_B$. Таким образом, условие $I_{KH} = \beta I_{BH}$ является условием перехода

транзистора в режим насыщения: $I_{\text{БН}} = \frac{I_{\text{КН}}}{\beta} = 50 \text{ мкА}$. Отсюда можно

получить максимальное значение $R_{\text{Б}}$, при котором наступает режим насыщения: $R_{\text{Б}} = \frac{E - U_{\text{БЭ}}}{I_{\text{БН}}} = \frac{5 - 0,7 \text{ В}}{5 \cdot 10^{-5} \text{ А}} = 86 \text{ кОм}$.

3. Степень насыщения транзистора определяется формулой: $N = \frac{\beta I_{\text{Б}} - I_{\text{КН}}}{I_{\text{КН}}}$, т.е. при $I_{\text{Б}} = I_{\text{БН}}$ получаем $N=0$. Из приведённой формулы

при $N=5$ получаем $I_{\text{Б}} = \frac{(N+1)I_{\text{КН}}}{\beta} = \frac{6 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{100} \text{ А} = 300 \text{ мкА}$. Отсюда

$$R_{\text{Б}} = \frac{E - U_{\text{БЭ}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{5 - 0,7}{300 \cdot 10^{-6}} = 14,3 \text{ кОм}.$$

Заметим, что чем больше степень насыщения транзистора, тем меньше напряжение $U_{\text{КЭ}}$ (и это положительный факт), но и больше накапливается неосновных носителей в базе транзистора, для удаления которых требуется определённое время при переключении логического элемента из состояния «0» в состояние «1», т.е. меньше быстродействие элемента (и это отрицательный факт).

Задача 2. Для двух положений ключа Кл. (положение 1 и 2) определить напряжения $U_{\text{Б1}}$, $U_{\text{Б2}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ в упрощенном варианте логического элемента ТТЛ и убедиться, что элемент выполняет логическую функцию «И-НЕ» (схема приведена на рис 8.2).

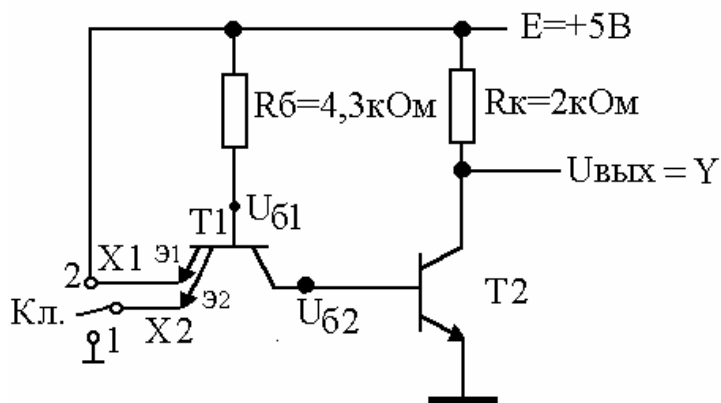


Рис 8.2 Упрощённая схема логического элемента.

Прежде чем приступать к расчётам, необходимо дать пояснение к структуре многоэмиттерного транзистора. (В данном случае на рис 8.2 изображен двухэмиттерный транзистор, т.е. транзистор который кроме выводов коллектора и базы имеет два эмиттерных вывода из двух эмиттерных областей транзистора.)

Многоэмиттерный транзистор, так же как и обычный интегральный биполярный транзистор, изготавливается в приповерхностном слое кремния в так называемом n -кармане, представляющем собой n -область, окружённую со всех сторон полупроводником p -типа. Внутренняя структура транзистора в разрезе, реализованного в n -кармане, приведена на рис 8.3. (Более подробно о реализации n -кармана можно найти сведения в [4].)

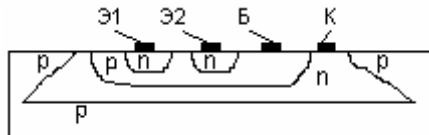


Рис 8.3 Внутренняя структура двухэмиттерного биполярного p - r - n транзистора в разрезе (n -карман выделен жирной линией).

Для создания p - n переходов, необходимых для реализации биполярного транзистора, в n -карман через специально сформированные окна [3] последовательно проводят ряд диффузий. Сначала через сформированное широкое окно в n -кармане производят диффузию акцепторной примеси. При этом добиваются, чтобы концентрация акцепторной примеси в кремнии была много больше, чем концентрация донорной примеси в n -кармане. Тем самым внутри n -кармана формируется p -область. Затем через два сформированных узких окна в область p производится диффузия донорной примеси. При этом опять же добиваются, чтобы концентрация донорной примеси была больше концентрации акцепторной примеси. Таким образом, внутри p -области формируют две области n . С помощью специально напыляемых на поверхность кремния металлических проводников формируются выводы транзистора. При этом область n -кармана образует коллекторную область, область p является базовой областью, а находящиеся в ней области n являются областями двух эмиттеров. Заметим, что внутренняя структура обычного интегрального биполярного транзистора отличается от приведенной на рис 8.3 лишь тем, что в базовой p -области формируется лишь одна область эмиттера.

С учетом приведённой внутренней структуры, очевидно, что эмиттерные р-п переходы транзистора могут независимо друг от друга быть открыты или закрыты в зависимости от приложенного к ним напряжения.

Решение: 1. В схеме, приведённой на рис 8.2, первый эмиттер транзистора T_1 , присоединен к напряжению питания $+E$. База транзистора также присоединена к $+E$, но через сопротивление R_B . Таким образом, первый эмиттерный переход транзистора всегда закрыт, поскольку $U_{Э1} = E$, а $U_{Б1} = E - I_B R_B$ и $U_{Э1} \geq U_{Б1}$ при любом токе I_B .

2. Пусть ключ Кл. находится в положении 1. В этом случае второй эмиттерный переход транзистора будет открыт напряжением $+E$, приложенным к базе транзистора. Падение напряжения на р-п переходе будет равно 0,7В, а через сопротивление R_B будет протекать ток $I_{Б1}$

$$I_{Б1} = \frac{E - U_{БЭ2}}{R_B} = \frac{5 - 0,7}{4,3 \cdot 10^3} \text{ А} \approx 1 \text{ мА}.$$

3. Напряжение $U_{Б1} = +0,7\text{В}$ приложено к двум р-п переходам: коллекторному транзистора T_1 и эмиттерному транзистора T_2 . Оба перехода будут приоткрыты, но из-за малого приложенного к ним напряжения через них будут протекать небольшой ток. Определим его приблизительное значение, полагая, что напряжение $U_{Б1}$ разделится пополам, т.е. напряжение 0,35В будет приложено к коллекторному переходу транзистора T_1 , а другое напряжение 0,35В будет приложено к эмиттерному переходу транзистора T_2 .

Рассчитаем ток по формуле тока через открытый диод $I_d = I_0 e^{\frac{U}{m\phi_T}}$.
Положим, что $I_0 = 10 \text{ пА}$, $\phi_T = 25 \text{ мВ}$, $m = 1,2$ [6]. Отсюда

$$I_{Б2} = I_d = I_0 e^{\frac{350}{30}} = 10 \cdot 10^{-12} \cdot 117 \cdot 10^3 \cdot \text{А} = 1,17 \text{ мкА}.$$

Определим ток $I_{К2}$, полагая $\beta = 100$: $I_{К2} = \beta I_{Б2} = 117 \text{ мкА}$.

При этом выходное напряжение, равное напряжению на коллекторе второго транзистора, можно определить по ранее использованной формуле: $U_{ВЫХ} = U_{К2} = E - I_{К2} R_K = (5 - 117 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3) \text{ В} = 4,766 \text{ В}$, что близко к $+E$ и соответствует логической “1”.

(В реальном логическом элементе, выполненном на типовых интегральных транзисторах, напряжение на коллекторе транзистора T_2 будет больше, чем 4,766 В, поскольку при коллекторном токе, равном 1,17 мкА, β транзистора уменьшается по сравнению с режимным током 1 мА,

т.е., при токе базы равным 1,17 мкА, коллекторный ток получается меньше.)

4. Пусть ключ Кл. находится в положении 2. В этом случае оба эмиттерных перехода транзистора T_1 будут закрыты, а коллекторный переход транзистора T_1 и эмиттерный переход транзистора T_2 будут открыты, поскольку через сопротивление R_B они подключены к напряжению +5 В. Полагая, что на каждом из открытых переходов падает напряжение 0,7 В, получаем $U_{B2} = 0,7$ В, а $U_{B1} = 1,4$ В. Отсюда находим ток

$$I_{B2} : I_{B2} = \frac{E - U_{B1}}{R_B} = \frac{5 - 1,4}{4,3 \cdot 10^3} A = 0,84 \text{ мА}.$$

5. Найдем напряжение на выходе элемента. Для этого проверим выполняется ли условие насыщения транзистора T_2 . Для этого должно выполняться условие $\beta I_B \geq I_{KH}$, где $I_{KH} = \frac{E}{R_K} = \frac{5}{2 \cdot 10^3} A = 2,5 \text{ мА}$. Из условия

насыщения получаем: $100 \cdot 0,84 \cdot 10^{-3} \geq 2,5 \cdot 10^{-3}$ или $84 > 2,5$, что означает, что транзистор T_2 при нахождении ключа в положении “2” будет находиться в режиме глубокого насыщения. При этом можно считать, что $U_{ВЫХ} = 0$, что соответствует логическому “0”.

6. Из приведённых расчётов мы установили, что при $X_1=1, X_2=0$: $Y=1$, а при $X_1=1, X_2=1$: $Y=0$. Нетрудно сообразить, что поскольку схема симметрична относительно входов X_1 и X_2 , то при $X_1=0, X_2=1$: $Y=1$. Если же на оба входа подать нулевое напряжение, то оба эмиттерных перехода транзистора T_1 будут открыты и напряжение на них будет равно 0,7 В, т.е. $U_{B1}=0,7$ В. В этом случае, как мы убедились в п.3, на выходе будет логическая “1”. Из приведённых рассуждений можно составить таблицу истинности логического элемента

X_1	0	0	1	1
X_2	0	1	0	1
Y	1	1	1	0

Эта таблица истинности соответствует логической функции “И-НЕ”.

Задача 3.

Определить уровни высокого и низкого напряжения, соответствующие логическим “1” и “0”, в логическом элементе эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) (рис.8.4). Убедиться, что логический элемент при подключении его входов к выходам аналогичного логического элемента выполняет функцию “ИЛИ” (выход Y_1) и “ИЛИ-НЕ” (выход Y_2).

Решение. 1. Определим уровень высокого потенциала, соответствующий логической “1”. Этот уровень обеспечивается на выходе Y_1 , если транзистор T_3 закрыт, и на выходе Y_2 , если закрыты транзисторы

T_1 и T_2 . В обоих случаях для расчёта можно использовать схему повторителя напряжения, приведенную на рис 8.5, полагая, что ток генератора $I_K=0$. Здесь $T_{4,5}$ транзистор T_4 или T_5 .

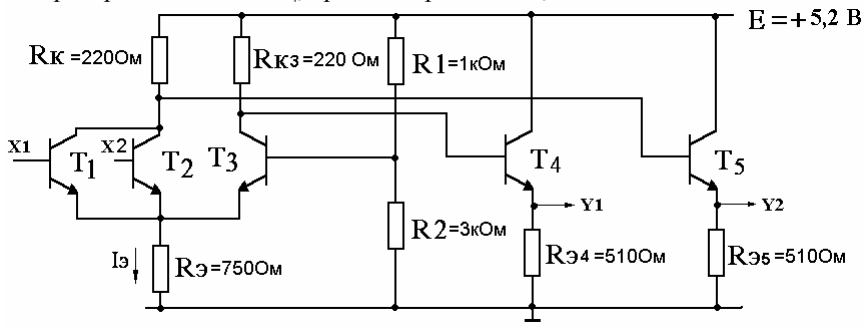


Рис 8.4. Схема логического элемента ЭСЛ, выполняющего функцию “ИЛИ” (выход Y_1) и “ИЛИ-НЕ” (Выход Y_2)

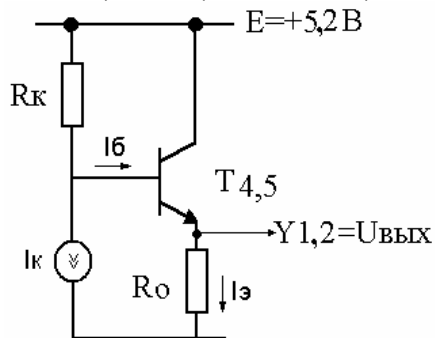


Рис 8.5 Схема повторителя напряжения, используемая для расчёта высокого уровня напряжения, соответствующего логической “1”.

Для расчёта режима транзистора $T_{4,5}$ в схеме можно записать следующее уравнение:

$$E = I_B R_K + U_{BE} + I_E R_0, \quad (8.1)$$

где $R_K = R_{K1} = R_{K3}$, U_{BE} - падение напряжения на открытом эмиттерном переходе транзистора T_4 или T_5 , $R_0 = R_{Э4} = R_{Э5}$. Учитывая, что $I_E = (\beta + 1)I_B \approx 100I_B$, $U_{BE} = 0,7$ В, получаем: $5,2 = I_B \cdot 220 + 0,7 + 100I_B \cdot 510$. Отсюда $I_B \approx \frac{4,5}{100 \cdot 510} \text{ А} \approx 90 \text{ мкА}$ и $U_{ВЫХ} = (E - I_B R_K - 0,7) \text{ В} = 4,48 \text{ В}$.

2. Определим уровень низкого напряжения, соответствующего логическому “0” для двух выходов Y_1 и Y_2 .

На выходе Y_1 низкое напряжение будет при условии, если транзисторы T_1 и T_2 закрыты, а транзистор T_3 открыт. В этом случае можно также использовать схему, приведённую на рис 8.5, полагая, что ток генератора I_k – это коллекторный ток открытого транзистора T_3 . Для того, чтобы его найти, определим напряжение на базе транзистора T_3 :

$$U_{B3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{3}{1 + 3} 5,2 \text{ В} = 3,9 \text{ В}.$$

Отсюда напряжение на его эмиттере $U_{Э3}$ равно: $U_{Э3} = U_{B3} - U_{БЭ3} = (3,9 - 0,7) \text{ В} = 3,2 \text{ В}$. Учитывая, что $I_{Э3} = U_{Э3}/R_3$, получаем $I_{Э3} = 4,27 \text{ мА}$.

Полагая, что коллекторный и эмиттерный токи транзистора примерно равны (при условии работы транзистора в активном режиме) получаем, что $I_k = 4,27 \text{ мА}$.

Для расчёта режима транзистора $T_{4,5}$ в данной схеме на рис.8.5 можно записать следующее уравнение:

$$E = I_{K3}R_K + I_B R_K + U_{БЭ} + I_3 R_3 \quad (8.2)$$

Уравнение (8.2) отличается от ранее приведённого уравнения (8.1) лишь членом $I_K R_K$. Решая его аналогично (8.1), получаем: $U_{Y1} = 3,55 \text{ В}$.

Как мы и предполагали, транзистор T_3 действительно работает в активном режиме, т.е. коллекторный переход закрыт. Напряжение на его базе равно $3,9 \text{ В}$, а напряжение на коллекторе $U_{K3} = U_{Y1} + U_{БЭ4} = 3,55 + 0,7 = 4,25 \text{ В}$, т.е. $U_{K3} > U_{B3}$, что и требовалось доказать.

3. Убедимся в том, что если данный элемент работает от аналогичных логических элементов, на выходе которых полученный нами выше низкий уровень напряжения $3,55 \text{ В}$, и эти выходы присоединены ко входам X_1 и X_2 рассчитываемого нами элемента, то транзисторы T_1 и T_2 будут закрыты, а транзистор T_3 открыт. Для этого сравним напряжения на базах транзисторов T_1 , T_2 , T_3 : $U_{B1} = U_{B2} = 3,55 \text{ В}$, $U_{B3} = 3,9 \text{ В}$. Соединение трех транзисторов T_1 , T_2 , T_3 можно рассматривать как дифференциальный усилительный каскад, который, как это было отмечено при решении задачи 2.4, переходит в нелинейный режим работы при условии, если напряжение на базе одного из них больше, чем напряжение на базе других на 50 мВ . Здесь же разница напряжений составляет $0,35 \text{ В}$. Таким образом транзистор T_3 будет открыт, а транзисторы T_1 и T_2 закрыты.

4. Положим, что транзисторы T_1 и T_2 открыты за счёт присоединения их баз к высокому уровню напряжения, соответствующему логической “1” и получаемому от аналогичных элементов. Как нами было отмечено в пункте 1, это напряжение равно $4,48 \text{ В}$. Поскольку напряжение на базах транзисторов T_1 и T_2 равно $4,48 \text{ В}$, а на базе транзистора T_3 оно равно $3,9 \text{ В}$, очевидно, что транзисторы T_1 и T_2 будут открыты, а транзистор T_3 закрыт. Учитывая, что $U_3 = U_B - U_{БЭ}$, получаем напряжение на эмиттерах

транзисторов T_1 и T_2 , равным $U_3=3,78\text{В}$. Поскольку $I_3=U_3/R_3$, находим $I_3 = \frac{3,78}{0,75 \cdot 10^3} \approx 5\text{мА}$. Для определения напряжения на выходе U_{Y2} можно воспользоваться схемой на рис 8.5 и уравнением (8.2), полагая, что $I_K=5\text{мА}$.

Решая это уравнение получаем $U_{Y2}=3,4\text{В}$, что меньше, чем $U_{Y1}=3,55\text{В}$.

Таким образом, полагая, что логической “1” соответствует напряжение 4,48В, а логическому “0” максимальное напряжение 3,41В, мы убедились, что логический элемент выполняет функцию “ИЛИ” (выход Y_1) и “ИЛИ-НЕ” (выход Y_2). Таблицу истинности для двух разных выходов составить несложно. (Таблица приведена ниже.)

X_1	0	1	0	1
X_2	0	0	1	1
Y_1	0	1	1	1
Y_2	1	0	0	0

Обратим внимание, что транзисторы T_1 и T_2 , как и транзистор T_3 , не будут находиться в режиме насыщения,

поскольку напряжение на их базах не будет достаточно для открывания коллекторного перехода. Действительно $U_{B1}=U_{B2}=4,48\text{В}$, а $U_K=U_{Y2}+U_{B3}=(3,4+0,7)\text{В}=4,1\text{В}$. Таким образом, напряжение на базах транзисторов лишь на $(4,48-4,1)\text{В}=0,38\text{В}$ больше напряжения на коллекторе, что недостаточно для насыщения транзисторов. Заметим, что работа транзисторов T_1 , T_2 и T_3 в активном ненасыщенном режиме позволяет увеличить быстродействие логического элемента.

Вместе с тем, следует отметить, что достаточное быстродействие логического элемента ЭСЛ достигается путём уменьшения его помехоустойчивости.

Контрольные вопросы

1. Почему человек считает в десятичной системе, а в компьютерах используется двоичная система счисления?
2. Что такое таблица истинности?
3. Таблицы истинности для логических элементов «НЕ», «И», «ИЛИ», «И-НЕ», «ИЛИ-НЕ».
4. В каких режимах (областях работы) используется транзистор в статическом состоянии простейшего логического элемента «НЕ»?
5. В каких режимах работает транзистор при переключении простейшего логического элемента «НЕ» из одного состояния в другое?
6. Условия работы транзистора в режимах насыщения, активном, отсечки.
7. От каких факторов зависит степень насыщения транзистора?

8. На что влияет степень насыщения транзистора?
9. Что такое многоэмиттерный транзистор? Как он устроен?
10. Какое напряжение необходимо приложить к р-п переходу кремниевого транзистора, чтобы он был открыт?
11. Какие достоинства и недостатки логических элементов серии ТТЛ?
12. Какие достоинства и недостатки логических элементов серии ЭСЛ?
13. В каких режимах работают транзисторы в основном логическом элементе серии ЭСЛ?
14. Как происходит переключение логического элемента серии ЭСЛ из одного состояния в другое?
15. Сравнить по быстродействию основные элементы серий ТТЛ и ЭСЛ.
16. Как можно увеличить быстродействие элементов ТТЛ?
17. От каких факторов зависит помехоустойчивость логических элементов?

При ответе на вопросы используйте источники, приведённые в списке литературы [2-4, 7, 11].

Генераторы прямоугольных импульсов на основе интегральных логических элементов.

Введение

Принцип действия генераторов прямоугольных импульсов основан на использовании усилителей, охваченных положительной обратной связью. В данном случае в качестве усилителей используются интегральные логические элементы, которые при переходе из состояния «1» в состояние «0» и обратно обязательно оказываются в усилительном режиме. Как известно, коэффициент усиления усилителя с положительной обратной связью $\dot{K}_{ос}$ определяется формулой

$$\dot{K}_{ос} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{\gamma}\dot{K}},$$

где \dot{K} – коэффициент усиления усилителя без обратной связи, $\dot{\gamma}$ – коэффициент обратной связи. Для возникновения генерации необходимо выполнение условия $\dot{\gamma}\dot{K} \geq 1$. Если это условие выполняется для постоянного тока, то такое электронное устройство, имеет два устойчивых состояния, и оно называется триггер. Если это условие выполняется для одной или нескольких близких частот, то возникает генерация синусоидальных колебаний. Если это условие выполняется для широкой полосы частот (в идеальном случае для бесконечно большой полосы частот), то возникает генерация прямоугольных импульсов.

Генераторы прямоугольных импульсов могут работать в автоколебательном или ждущем режиме. На практике часто используют мультивибратор – генераторы повторяющихся с постоянной частотой прямоугольных импульсов. Как правило, мультивибраторы работают в автоколебательном режиме. На выходе таких мультивибраторов возникают прямоугольные импульсы сразу при включении питания. Примером генераторов, работающих в ждущем режиме, является одновибратор – генератор одиночных прямоугольных импульсов, которые возникают на его выходе при подаче на вход сигналов, превышающих пороговый уровень.

Для расчёта генераторов прямоугольных импульсов на основе интегральных логических элементов необходимо знать и учитывать при расчётах основные параметры подобных микросхем:

E – напряжение питания микросхемы;

номинальное (типовое) напряжение на выходе логического элемента, находящегося в состоянии «0»;

$U_{\text{ВЫХ}}^0$ – номинальное (типовое) напряжение на выходе логического элемента, находящегося в состоянии «0»;

$U_{\text{ВЫХ}}^1$ – номинальное (типовое) напряжение на выходе логического элемента, находящегося в состоянии «1»;

$I_{\text{ВХ}}^0$ – номинальный (типовой) ток на входе логического элемента, находящегося в состоянии «0»;

$I_{\text{ВХ}}^1$ – номинальный (типовой) ток на входе логического элемента, находящегося в состоянии «1»;

$U_{\text{ВЫХ.МАХ}}^0$ – максимально допустимое напряжение на выходе логического элемента, находящегося в состоянии «0», при котором не нарушается нормальная работа цифрового устройства, состоящего из многих идентичных логических элементов;

$U_{\text{ВЫХ.МИН}}^1$ – минимально допустимое напряжение на выходе логического элемента, находящегося в состоянии «1», при котором не нарушается нормальная работа цифрового устройства, состоящего из многих идентичных логических элементов;

$R_{\text{ВЫХ}}^0$ – выходное сопротивление элемента, находящегося в состоянии «0»;

$R_{\text{ВЫХ}}^1$ – выходное сопротивление логического элемента, находящегося в состоянии «1»;

$t_{3,\text{CP}}$ – среднее время задержки при переключении логического элемента;

где
 t_{3}^{10} – типовое время задержки при переключении логического элемента из состояния «1» в состояние «0»;

t_{3}^{01} – типовое время задержки при переключении логического элемента из состояния «0» в состояние «1».

Кроме того, необходимо знать пороговое напряжение. Будем называть пороговым напряжением такое входное напряжение, при превышении которого в цепочке из бесконечно большого числа последовательно включённых инверторов (логических схем «НЕ») состояние выходного инвертора изменяется с «1» до «0» и наоборот. Пороговое напряжение определяется по передаточной (амплитудной) характеристике логических элементов.

Задача 9.1.: Определить пороговое напряжение для интегрального логического элемента, серии ТТЛ, работающего в режиме инвертора, передаточная характеристика которого приведена на рис 9.1.

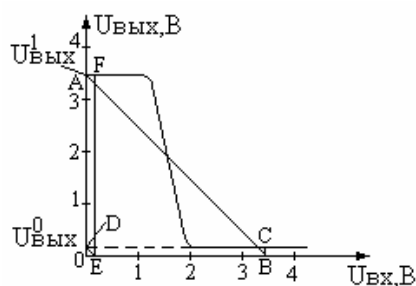


Рис.9.1. Передаточная характеристика логического элемента серии ТТЛ, работающего в режиме инвертора (логической схеме «НЕ»).

Пусть бесконечно большое количество логических элементов «И-НЕ», работающих в режиме инверторов, включены последовательно друг за другом (рис.2). Для упрощения решения задачи будем считать, что выходные сопротивления логических элементов в состояниях «1» и «0» пренебрежимо мало, т.е. $R_{\text{ВЫХ}}^0=0$ и $R_{\text{ВЫХ}}^1=0$.

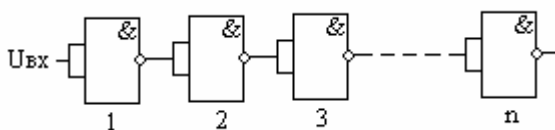


Рис.9.2. Последовательное включение n-го количества логических элементов «И-НЕ», работающих в режиме инвертора.

Предположим, что вход первого элемента подсоединён к «земле», т.е. подано напряжение равное нулю. Определим по передаточной характеристике, какие напряжения будут на выходах последующих элементов. Для этого, учитывая, что все логические элементы имеют идентичные передаточные функции, на рис.9.1 выполним следующие построения. Напряжению на входе первого инвертора, равного нулю соответствует напряжение равное $U_{\text{ВЫХ}}^1$ (точка А). Поскольку $R_{\text{ВЫХ}}=0$, всё это напряжение будет действовать на входе второго инвертора. Проведём под углом -45° к оси ординат прямую до пересечения с осью абсцисс. Получим точку В. Которая соответствует напряжению, действующему на входе второго инвертора. Восстановим перпендикуляр к оси абсцисс из точки В до пересечения с передаточной характеристикой получим точку С. Проведя прямую из этой точки параллельную оси абсцисс, на пересечении с осью ординат получим напряжение на выходе второго инвертора $U_{\text{ВЫХ}}^0$ (точка D). Это же напряжение будет действовать на входе третьего

инвертора. Проведём из точки D прямую с наклоном -45° к оси ординат, получим точку E. Восстановив перпендикуляр из точки E на пересечении с передаточной характеристикой получим точку F, которая соответствует напряжению, получившемуся на выходе третьего инвертора. Это напряжение практически равно напряжению на выходе первого инвертора. Таким же образом можно убедиться в том, что на выходе каждого нечётного инвертора будет действовать напряжение $U^1_{\text{ВЫХ}}$, а на выходе каждого четного – напряжение $U^0_{\text{ВЫХ}}$.

На рис.9.3(а, б) проведены аналогичные построения для разных напряжений на входе первого инвертора ($U_{\text{ВХ11}}=1,3\text{В}$ и $U_{\text{ВХ12}}=1,7\text{В}$).

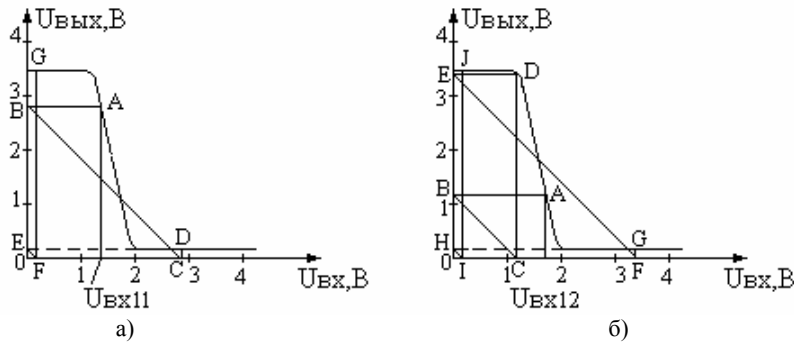


Рис.9.3. Передаточные характеристики инверторов и нахождение напряжений на выходах при их последовательном соединении
а) при $U_{\text{ВХ11}}=1,3\text{В}$, б) $U_{\text{ВХ12}}=1,7\text{В}$.

Заметим, что при данных входных напряжениях первый инвертор находится в активном усилительном режиме. Об этом свидетельствует то обстоятельство, что отношение $\left| \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \right|$ получается больше 1, т.е.

коэффициент усиления инвертора больше 1. (Анализ передаточной характеристики показывает, что в данном случае $K=9-10$)

Из приведённых построений видно, что при $U_{\text{ВХ11}}=1,3\text{В}$, хотя на выходе первого инвертора напряжение меньше $U^1_{\text{ВЫХ}}$, на выходе третьего инвертора устанавливается напряжение $U^0_{\text{ВЫХ}}$ (точка G), а на выходе четвёртого инвертора $U^1_{\text{ВЫХ}}$ (точка J), т.е. на выходах всех нечётных инверторов устанавливается напряжение $U^0_{\text{ВЫХ}}$, а на выходах всех чётных – $U^1_{\text{ВЫХ}}$. Это означает, что напряжение $U_{\text{ВХ12}}=1,7\text{В}$, больше порогового.

Для нахождения порогового напряжения проведём из начала координат прямую с наклоном $+45^\circ$ к оси абсцисс. В точке пересечения с передаточной характеристикой получим выполнение следующих условий:

$U_{ВХ1}=U_{ВЫХ1}=U_{ВХ2}=U_{ВЫХ2}=U_{ВХ3}=U_{ВЫХ3}=...=U_{ВХn}=U_{ВЫХn}$. Это означает, что все инверторы будут находиться в активном усилительном режиме.

Поскольку число последовательно соединённых инверторов равно бесконечности, мы получаем аналог идеального ОУ, для которого $K=\infty$. (если использовать инверторы с приведённой передаточной характеристикой, то для получения коэффициента усиления, соответствующего коэффициенту усиления микросхемы стандартного ОУ необходимо использовать всего 5 инверторов).

Для реальных логических элементов, также как и в случае реального ОУ, работа в линейном режиме, при котором коэффициент усиления очень большой, невозможна без введения отрицательной обратной связи. В реальном ОУ на выходе установится напряжение, близкое к $-E$ или $+E_{пит}$. В случае логических элементов, на выходе последнего инвертора получится либо $U^1_{ВЫХ}$, либо $U^0_{ВЫХ}$. Таким образом, для получения значения порогового напряжения, необходимо на графике передаточной характеристики инвертора провести из начала координат прямую с наклоном $+45^\circ$ к оси абсцисс. В точке пересечения с передаточной характеристикой получим $U_{ВХ1}=U_{ПОР}=U_{ВЫХ1}$.

Задача 9.2. Определить частоту генерации импульсов мультивибратора, выполненного на двух микросхемах логических элементов серии ТТЛ, выполняющих функцию инверторов. (схема приведена на рис.9.4) Пороговое напряжение считать равным 1,6В, определённым в предыдущей задаче. Параметры микросхем основных элементов серии ТТЛ К155 следующие:

$$\begin{aligned} I^0_{ВХ} &= -1,6\text{мА}, I^1_{ВХ} = 0,04\text{мА}, \\ U^0_{ВЫХ} &= 0,4\text{В}, U^1_{ВЫХ} = 2,4\text{В}, \\ U^0_{ВХ,МАХ} &= 0,8\text{В}, U^1_{ВХ,МИН} = 2,0\text{В} \\ R^0_{ВЫХ} &= 100\text{Ом}, R^1_{ВЫХ} = 300\text{Ом}. \end{aligned}$$

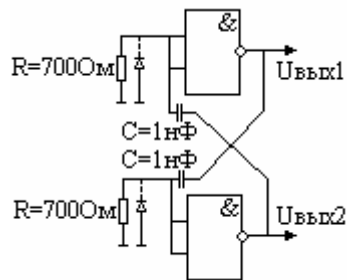


Рис. 9.4. Схема мультивибратора, выполненного на двух логических элементах «И-НЕ».

Решение: Мультивибратор представляет собой два инвертора, замкнутых в петлю положительной обратной связи через две дифференцирующие RC-цепи.

Если оба инвертора, как это случается в переходном режиме, оказываются в активном режиме, нетрудно показать, что такой режим оказывается неустойчивым в большой области частот. Это приводит к генерации устройством прямоугольных импульсов. При этом, при переходе из одного состояния в другое напряжение на выходе каждого из логических элементов изменяется от $U_{\text{ВЫХ}}^0$ до $U_{\text{ВЫХ}}^1$ или наоборот.

Поскольку схема мультивибратора полностью симметрична, для определения частоты генерации необходимо рассчитать время одного из полупериодов колебаний напряжения. Для этого нарисуем временную диаграмму напряжения на входе одного из логических элементов, например, первого. (Рис.9.5) (Полные эпюры напряжений на каждом из входов и выходов логических элементов приведены в описании лабораторного практикума по курсу [].)

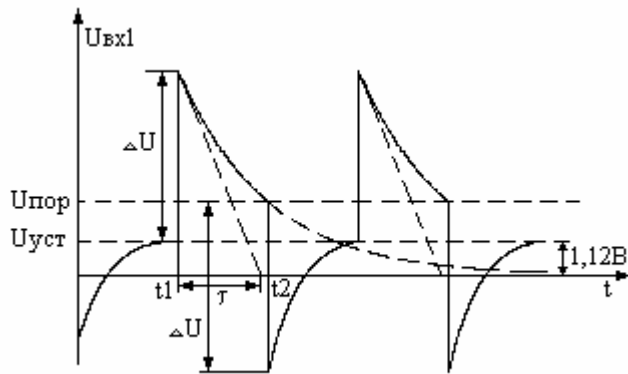


Рис.9.5. Временная диаграмма напряжения на входе одного из логических элементов.

До момента t_1 логический элемент находится в состоянии «1», т.е. на его входе было низкое напряжение, меньшее, чем $U_{\text{ВХ.МАХ}}^0$. При этом через открытые эмиттерные переходы входного многоэмиттерного транзистора, протекает ток, равный $I_{\text{ВХ}}^0 = -1,6 \text{ мА}$. (см. задачи темы №8) Этот ток создаёт напряжение на входе, равное установившемуся напряжению $U_{\text{УСТ}} = I_{\text{ВХ}}^0 R = 1,12 \text{ В}$.

В момент t_1 на выходе второго элемента происходит скачок напряжения от $U_{\text{ВЫХ}}^0$ до $U_{\text{ВЫХ}}^1$. (Причину этого скачка напряжения мы установим позже.) Для логического элемента ТТЛ серии К155 этот скачок напряжения ΔU при отсутствии нагрузки на выходе второго инвертора будет равен: $\Delta U = U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0 = (2,4 - 0,4)\text{В} = 2\text{В}$.

Определить скачок напряжения на входе первого инвертора можно по эквивалентной схеме, приведённой на рис.9.6. В приведённой эквивалентной схеме учтено, этот скачок напряжения закрывает эмиттерные переходы входного многоэмиттерного транзистора (см. задачи темы №8) и сопротивление логического элемента станет очень большим и его можно не учитывать.

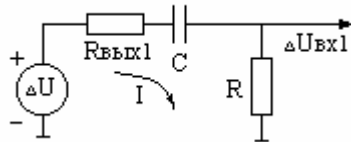


Рис.9.6. Эквивалентная схема для определения скачка напряжения на входе первого инвертора.

В эквивалентной схеме учтено так же, что напряжение ΔU в момент t_1 вызовет ток равный $I(t_1) = \frac{\Delta U}{R^1_{\text{ВЫХ}} + R}$, который уменьшит скачок напряжения на входе первого инвертора до величины $\Delta U_{\text{ВХ1}} = \Delta U \frac{R}{R^1_{\text{ВЫХ}} + R} = \Delta U \frac{700}{300 + 700} = 0,7\Delta U = 1,4\text{В}$ (см. задачи темы №1 данного сборника).

Таким образом, в момент t_1 на выходе первого инвертора установится напряжение равное: $U_{\text{ВХ1}}(t_2) = \Delta U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{УСТ}} = (1,4 + 1,12)\text{В} = 2,52\text{В}$.

Ток, протекающий через конденсатор, будем его заряжать, а напряжение на входе первого инвертора будет стремиться к нулю с постоянной времени τ равной $\tau = C(R^1_{\text{ВЫХ}} + R) = 1 \cdot 10^{-9}(300 + 700)\text{с} = 10^{-6}\text{с} = 1\text{мкс}$:

$$U_{\text{ВХ1}}(t) = (\Delta U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{УСТ}})e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}.$$

Этот процесс будет продолжаться до момента t_2 , при котором напряжение $U_{\text{ВХ1}}(t_2)$ достигнет порогового напряжения, при котором из-за возникновения положительной обратной связи произойдёт переброс логических элементов в новое состояние. Для определения времени

полупериода колебаний $t_2 - t_1 = T/2$ запишем уравнение:

$$U(t_2) = U_{\text{ПОР}} = (\Delta U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{УСТ}}) e^{-\frac{T}{2\tau}}.$$

Отсюда после логарифмирования получим

$$T = 2\tau \ln \frac{\Delta U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{УСТ}}}{U_{\text{ПОР}}} = 2 * 10^{-6} \ln \frac{2,52}{1,6} = , \text{ т.е. } f = 1/T = .$$

Заметим, что восстановление напряжения на входе первого логического элемента будет происходить достаточно быстро, т.к. в логических элементах ТТЛ на входах включены диоды, которые в статическом режиме, всегда закрыты (диоды обозначены пунктиром на рис.8.4), поскольку на входах в статическом режиме всегда положительное напряжение. При возникновении отрицательного перепада напряжения на входе первого логического элемента из-за перепада напряжения на выходе второго логического элемента с $U_{\text{ВЫХ}}^{10}$ до $U_{\text{ВЫХ}}^{01}$ диод на входе открывается, что способствует быстрому восстановлению напряжения на входе первого логического элемента до уровня $U_{\text{УСТ}}$.

Задача 9.3. Определить максимальную и минимальную частоту мультивибратора, рассчитанного в предыдущей задаче, полагая, что микросхема логического элемента имеет $t_{3\text{CP}} = 18 \text{ мкс}$, $f_{\text{МАКС.ЛЭ}} = 10 \text{ МГц}$, а максимально возможная ёмкость конденсаторов равна 1 мкФ . (Чем больше ёмкость конденсаторов, тем больше их размеры и меньше температурная стабильность.)

Решение. Максимальная и минимальная частоты мультивибратора могут быть рассчитаны из условий гарантированной надёжности работы и условий практической потери работоспособности.

Максимальную частоту $f_{\text{МАКС}}$, при которой мультивибратор практически теряет работоспособность можно определить по формуле:

$$f_{\text{МАКС}} = \frac{1}{4t_{3\text{CP}}}, \text{ где } t_{3\text{CP}} - \text{среднее время задержки логического}$$

элемента.

Отсюда $f'_{\text{МАКС}} = \frac{1}{4 * 18 * 10^{-9}} \approx 14 \text{ МГц}.$

Однако эта частота получается больше, чем максимальная частота работы логических элементов серии ТТЛ К155: $f_{\text{МАКС.ЛЭ}} = 10 \text{ МГц}$. Поэтому можно считать, что гарантированная максимальная частота надёжной работы мультивибратора $f''_{\text{МАКС.ЛЭ}}$ равна 10 МГц .

Для определения минимально возможной частоты надёжной работы мультивибратора необходимо определить максимально возможное сопротивление резисторов R .

При этом для надёжной работы логических элементов с необходимой помехоустойчивостью, т.е. гарантией от ложных перебросов логических элементов, необходимо, чтобы входные токи логических элементов $I_{ВХ}^0$, протекающие по этим резисторам не должны создавать напряжений больше, чем $U_{ВХ.МАКС}^0$. Отсюда $R' = \frac{U_{ВХ.МАКС}^0}{I_{ВХ}^0} = \frac{0,8В}{1,6мА} = 500Ом$.

Мультивибратор может потерять работоспособность, если входные токи логических элементов создадут на сопротивлениях R напряжения, равные пороговым, т.е. $R'' = \frac{U_{ПОР}}{I_{ВХ}^0} = \frac{1,6В}{1,6мА} = 1кОм$.

Отсюда $f'_{мин} = , f''_{мин} =$.

Замечание. Рассмотренная в задачах 9.2 и 9.3 схема мультивибратора имеет один принципиальный недостаток. При включении питания переходные процессы могут развиваться так, что выходах логических элементов может одновременно установиться высокое напряжение (состояние «1»), т.е. мультивибратор не будет генерировать импульсы, и потребуется внешнее воздействие, чтобы начался процесс генерации.

Задача 9.4. Определить возможность возникновения генерации импульсов в мультивибраторе в двух случаях: при перебросе ключа Кл из положения 1 в положение 2 и переброс ключа из положения 3 в положение 2 (рис.9.7).

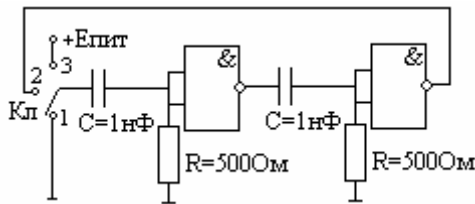


Рис.9.7. Схема мультивибратора с дополнительным ключом Кл.

Заметим, что при включении ключа в положении 2 образуемая схема полностью идентична схеме мультивибратора, приведённой на рис.9.4.

При включении ключа в положении 1 положительная обратная связь в схеме отсутствует и генерация импульсов не возможна. При этом на входах логических элементов действует напряжение, равное $U_{ВХ.МАКС}^0$, а

выходные напряжения элементов равны $U^1_{\text{ВЫХ}}$. Конденсатор C_1 заряжен до напряжения $U^0_{\text{ВХ.МАКС}}$. В момент переключения ключа в положение 2 напряжение на конденсаторе остаётся неизменным. Но левая его обкладка будет подключена к напряжению $U^1_{\text{ВЫХ}}$, что вызовет положительный скачок напряжения на входе первого инвертора. Это положительное напряжение, большее, чем $U_{\text{ПОР}}$ перебросит первый инвертор в состояние «0», что в свою очередь приведёт к отрицательному скачку напряжения на входе второго инвертора, который останется в состоянии «1». Далее будет происходить заряд конденсатора C_1 и уменьшение напряжения на входе первого инвертора. В момент достижения этого напряжения $U_{\text{ПОР}}$ произойдёт переход инверторов в противоположное состояние. Возникает генерация импульсов. Таким образом, при переключении ключа из положения 1 в положение 2 мультивибратор начинает нормально работать.

При включении ключа в положение 3 конденсатор заряжен до напряжения равного $E_{\text{ПИТ}} - U^0_{\text{ВХ.МАКС}}$. При переключении ключа в положение 2 напряжение на нём не изменится но на левой его обкладке возникнет отрицательный скачок напряжения равный $\Delta U = U^1_{\text{ВЫХ}} - E$ (для логического элемента «И-НЕ» серии ТТЛ 155 этот отрицательный скачок напряжения будет равен $\Delta U = 3,2 - 5 = -1,8\text{В}$). Отрицательный скачок напряжения на входе первого инвертора: $U_{\text{ВХ1}} = U^0_{\text{ВХ.МАКС}} - \Delta U = 0,8 - 1,8 = -1\text{В}$. Полученное отрицательное напряжение не изменит состояние «1» первого инвертора. Таким образом, при переключении ключа из положения 3 в положение 2 оба логических элемента остаются в состоянии «1», а мультивибратор не будет генерировать импульсы.

Приведённые соображения подтверждают сделанное выше замечание о ненадёжности самовозбуждения рассмотренной схемы мультивибратора при включении питания, т.к. при переходном процессе оба логических элемента могут попасть в состояние «1».

Задача 9.6. Рассчитать полупериоды мультивибратора, схема которого приведена на рис 9.8. Считать, что в качестве инвертора использованы логические элементы n-МОП серии 564 при напряжении питания $E = 5\text{В}$. При этом основные параметры инверторов, необходимые для расчётов следующие: $U^0_{\text{ВЫХ}} = 0,05\text{В}$, $U^1_{\text{ВЫХ}} = 4,95\text{В}$, $U_{\text{ПОР}} =$, $R^1_{\text{ВЫХ}} = 2\text{кОм}$, $R^0_{\text{ВЫХ}} = 0,2\text{кОм}$. Входные токи логических элементов можно считать равными нулю.

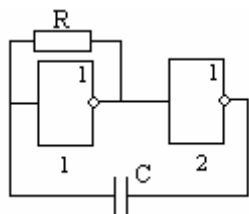


Рис. 9.8. Схема мультивибратора с одной времязадающей цепью.

Решение. Прежде всего отметим, что первый инвертор охвачен местной отрицательной обратной связью по постоянному току, поэтому при разрыве общей положительной связи (например, при отключении конденсатора C от выхода второго инвертора) первый инвертор будет работать в усилительном режиме и при этом $U_{ВХ1}=U_{ВЫХ1}=U_{ПОР}$, поскольку по сопротивлению R тока не притекает. Напряжение на выходе первого инвертора, равное $U_{ПОР}$, подаётся на вход второго инвертора и устанавливает его также в усилительный режим. Если при этом замкнуть цепь положительной обратной связи, подключив конденсатор C к выходу второго инвертора, поскольку $K\gamma > 1$, в схеме неизбежно должны возникнуть генерация колебаний. При этом временно устойчивые состояния в мультивибраторе возникают из-за передачи положительных и отрицательных скачков напряжения с выхода второго инвертора на вход первого – через конденсатор C .

Из приведённых соображений следует также, что переключение мультивибратора из одного состояния в другое происходит при достижении напряжения на входе первого инвертора равному $U_{ПОР}$.

Для решения задачи, необходимо знать какой перепад выходного напряжения возникает при переключении второго инвертора, какое при этом возникает напряжение на входе первого инвертора и к какому уровню стремится это напряжение.

Рассмотрим первый полупериод. Условимся считать первым тот, при котором напряжение на выходе второго инвертора изменяется от $U_{ВЫХ}^0$ до $U_{ВЫХ}^1$, т.е. в момент t_1 возникает положительный скачок напряжения, равный $\Delta U = U_{ВЫХ}^1 - U_{ВЫХ}^0 = 4,9\text{В}$. Напряжение на входе первого инвертора в момент переключения равнялось $U_{ПОР}$, а поскольку напряжение на конденсаторе при переключении не изменяется на входе первого инвертора возникает напряжение, равное $U_{ВХ}(t_1) = U_{ПОР} - \Delta U =$.

Это напряжение установит на выходе первого инвертора $U_{ВЫХ}^0$, которое будет поддерживать в первый полупериод напряжение на выходе второго инвертора, равное $U_{ВЫХ}^1$.

Для определения процесса перезарядки конденсатора используем эквивалентную схему, приведённую на рис. 9.9.

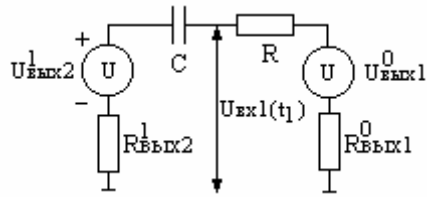


Рис. 9.9. Эквивалентная схема для расчёта изменения напряжения на входе первого инвертора в первый полупериод.

В приведённой эквивалентной схеме учтено, что, поскольку входной ток инверторов равен нулю, входное сопротивление первого инвертора можно не учитывать. Первый инвертор заменяется источником напряжения $U^0_{ВЫХ1}$ и его выходным сопротивлением $R^0_{ВЫХ1}$. Второй инвертор заменяется источником напряжения $U^1_{ВЫХ2}$ и его выходным сопротивлением $R^1_{ВЫХ2}$.

Из приведённой эквивалентной схемы следует, что напряжение $U_{ВХ1}$ будет уменьшаться от уровня $U_{ВХ1}(t_1)$ по экспоненте с постоянной времени $\tau_1 = (R^1_{ВЫХ2} + R + R^0_{ВЫХ1})C$ до уровня $U^0_{ВЫХ1}$. Эпюра входного напряжения первого инвертора в зависимости от времени имеет вид, представленный на рис. 9.10.

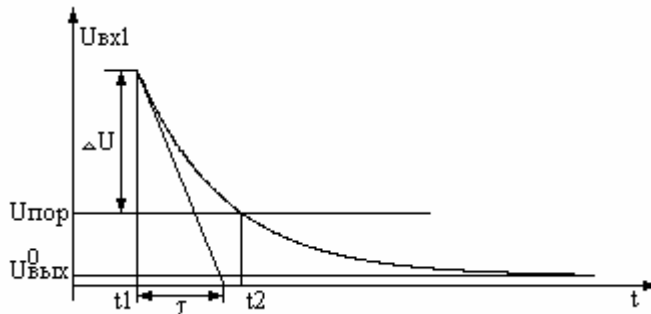


Рис.9.10. Изменения напряжения на входе первого инвертора в первый полупериод.

Можно записать следующее уравнение изменения напряжения на

входе первого инвертора $U_{ВХ}(t) - U^0_{ВЫХ1} = [U_{ВХ}(t_1) - U^0_{ВЫХ1}] e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}$.

Переброс во второе временно устойчивое состояние произойдёт в момент времени t_2 , когда $U_{ВХ}(t_2) = U_{ПОР}$. Полагая, что первый полупериод

T_1 равен $T_1 = t_2 - t_1$, получим уравнение $U_{ПОР} - U_{ВЫХ}^0 = (\Delta U + U_{ПОР} - U_{ВЫХ1}^0) e^{-\frac{T_1}{\tau}}$.

Отсюда $T_1 = \tau \ln \frac{\Delta U + U_{ПОР} - U_{ВЫХ1}^0}{U_{ПОР} - U_{ВЫХ}^0}$.

Для расчёта второго полупериода необходимо учесть, что при втором переключении инверторов на выходе второго инвертора возникает отрицательный перепад напряжения $\Delta U = U_{ВЫХ}^0 - U_{ВЫХ}^1$. Этот отрицательный скачок напряжения ΔU передается через конденсатор на вход первого инвертора. Таким образом, на входе первого инвертора возникнет отрицательное напряжение, равное $U_{ПОР} - \Delta U$.

Для определения закона изменения напряжения на входе первого инвертора воспользуемся эквивалентной схемой приведённой на рис.9.11.

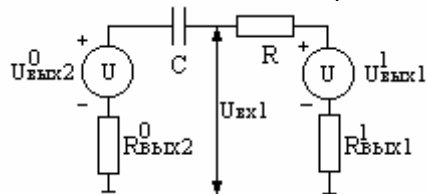


Рис.9.11. Эквивалентная схема для определения изменения напряжения на входе первого инвертора во второй полупериод.

Из приведённой эквивалентной схемы следует, что напряжение на входе первого инвертора будет стремиться к уровню $U_{ВЫХ1}^1$. Таким образом, изменение во времени напряжения на входе первого инвертора будет происходить от напряжения $U_{ПОР} - \Delta U$ до напряжения $U_{ПОР}$ по экспоненте с той же постоянной времени τ , что и в первом полупериоде (т.к. $R_{ВЫХ1}^1 = R_{ВЫХ2}^1$, $R_{ВЫХ1}^0 = R_{ВЫХ2}^0$). Эюра изменения напряжения на входе первого инвертора приведена на рис 9.12.

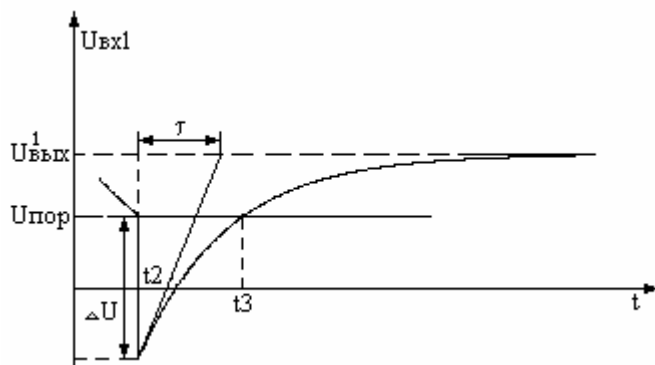


Рис.9.12. Изменение напряжения на входе первого инвертора во второй полупериод.

Изменение напряжения на входе первого инвертора можно выразить

следующей формулой $U_{BX1}(t) = (\Delta U + U_{ВЫХ}^1 - U_{ПОР})(1 - e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}) - (\Delta U - U_{ПОР})$.
 Переброс инверторов произойдёт в момент t_3 , т.е. при достижении напряжения $U_{ПОР}$. Полагая, что второй полупериод равен $T_2 = t_3 - t_2$, получаем $T_2 = \tau \ln \frac{\Delta U + U_{ВЫХ}^1 - U_{ПОР}}{U_{ВЫХ}^1 - U_{ПОР}}$.

Задача 9.6. Рассчитать время выдержки одновибратора, схема которого приведена на рис 9.13, и выполненного на логических элементах ТТЛ (серии 155).

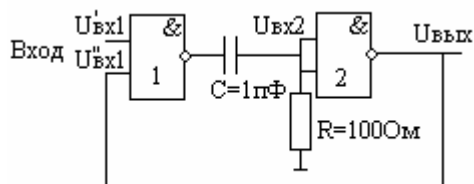


Рис.9.13. Схема одновибратора на логических элементах ТТЛ.

Считать, что в устойчивом состоянии на вход подано напряжение +5В, а запускающим импульсом является отрицательный скачок напряжения, понижающий напряжение на входе до нуля.

Решение. Определим положение логических элементов в устойчивом состоянии одновибратора. Прежде всего, заметим, что входы второго логического элемента «И-НЕ» подключены к «земле» через сопротивление $R=100\text{Ом}$. Входной ток логического элемента «И-НЕ» равный $1,6\text{мА}$ создаёт на этом сопротивлении напряжение $0,16\text{В}$, что меньше, чем $U_{\text{пор}}$. Таким образом, можно считать, что на вход второго логического элемента подан «0». Это означает, что на выходе этого логического элемента «И-НЕ» установится состояние «1». Следовательно, на оба входа первого логического элемента «И-НЕ» поданы «1» (напряжение $+5\text{В}$ соответствует состоянию «1») и логический элемент будет находиться в состоянии «0».

При приходе на вход первого логического элемента отрицательного скачка напряжения (напряжение на входе уменьшается до нуля) напряжение на его выходе увеличивается. Это увеличение напряжения через дифференцирующую цепочку передаётся на вход второго логического элемента. На какой-то момент оба логических элемента оказываются в усилительном режиме, возникает положительная обратная связь, ускоряющая переброс логических элементов во временно устойчивое состояние, при котором $U_{\text{ВЫХ1}}=U_{\text{ВЫХ}}^1$, а $U_{\text{ВЫХ2}}=U_{\text{ВЫХ}}^0$.

Время нахождения одновибратора во временно устойчивом состоянии будет определяться процессом перезарядки конденсатора C . Этот процесс будет полностью аналогичен процессу перезарядки конденсатора в схеме мультивибратора, приведённой на рис.9.4 (см. задачу 9.2). Следовательно, для расчёта времени выдержки одновибратора (времени нахождения его во временно устойчивом состоянии) можно воспользоваться полученной при решении задачи 9.2 формулой: $T=\tau \ln \frac{U_{\text{уст}} - \Delta U_{\text{ВХ1}}}{U_{\text{пор}}} =$.

Временные диаграммы работы одновибратора приведены в описании лабораторной работы [].