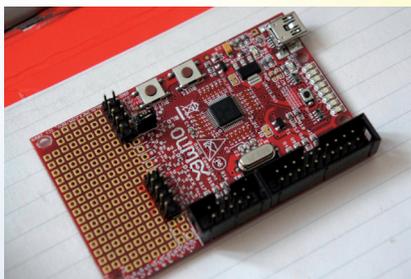
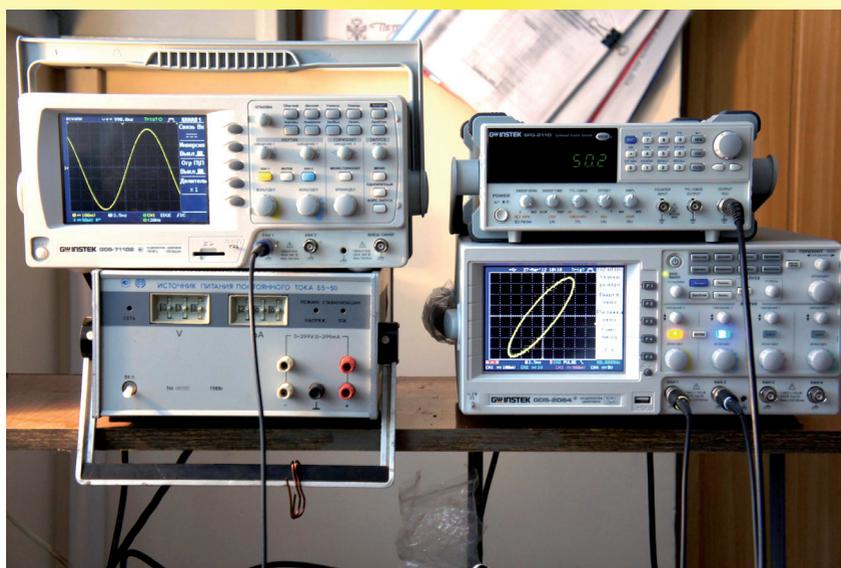


В.И. Чепелев, А.А. Шевцов, М.В. Позднов

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА



Министерство образования и науки Российской Федерации
Тольяттинский государственный университет
Институт энергетики и электротехники
Кафедра «Промышленная электроника»

В.И. Чепелев, А.А. Шевцов, М.В. Позднов

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Практикум
для проведения практических и расчетных работ
по дисциплине «Электронные цепи и микросхемотехника»

Тольятти
Издательство ТГУ
2012

УДК 621.317(075.8)
ББК 32.842
Ч44

Рецензенты:

к.т.н., администратор проекта Рено-Ниссан ЗАО «Полад» *Д.А. Яковлев*;
к.т.н., доцент Тольяттинского государственного университета *В.П. Певчев*.

Ч44 Чепелев, В.И. Импульсные устройства : практикум для проведения практических и расчетных работ по дисциплине «Электронные цепи и микросхемотехника» / В.И. Чепелев, А.А. Шевцов, М.В. Позднов. – Тольятти : Изд-во ТГУ, 2012. – 31 с. : обл.

В практикуме изложены основы расчета типовых импульсных транзисторных схем промышленной электроники, которые входят в раздел «Импульсные цепи» дисциплины «Электрические цепи и микросхемотехника». Каждая работа содержит методику расчета и рассчитанный пример схемы на параметры технического задания. Для закрепления навыков расчета в работе приведены варианты заданий для самостоятельного расчета схем. Предполагается использование практикума как самостоятельного в практических работах, так и вместе с лабораторным практикумом по данной дисциплине с целью исследования и отладки рассчитанных схем по настоящему изданию.

Предназначен для студентов, обучающихся по направлению подготовки 210100.62 «Электроника и микроэлектроника», 210100.62 «Электроника и наноэлектроника».

УДК 621.317(075.8)
ББК 32.842

Рекомендовано к изданию научно-методическим советом Тольяттинского государственного университета.

© ФГБОУ ВПО «Тольяттинский
государственный университет», 2012

ВВЕДЕНИЕ

Практикум «Импульсные устройства» для проведения практических и расчетных работ в цикле дисциплины «Электрические цепи и микросхемотехника» является дополнением к лабораторному практикуму. Он призван углубить знания теоретической части дисциплины и развить у студентов навыки расчета узлов электронной техники.

Каждое задание содержит теоретическую часть с расчетными соотношениями и примеры расчета на их основе. В ходе работ студентам по заданным вариантам предлагается выполнить расчет схем на элементах с номиналами, имеющимися в лаборатории, и затем в ходе лабораторных работ проверить на соответствие параметров работы реальных спроектированных устройств заданным при расчете. Таким образом, выполняется преемственность теоретического и практического подходов в обучении бакалавров по направлению кафедры.

1. РАСЧЕТ ТРИГГЕРА ШМИТТА

1.1. Основные расчетные соотношения

Расчет схемы (рис. 1.1) производится для двух статических состояний триггера: в исходном состоянии транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт. При изменении состояния VT1 открывается, VT2 закрывается. Состояние схемы зависит от величины и скорости нарастания (уменьшения) входного сигнала.

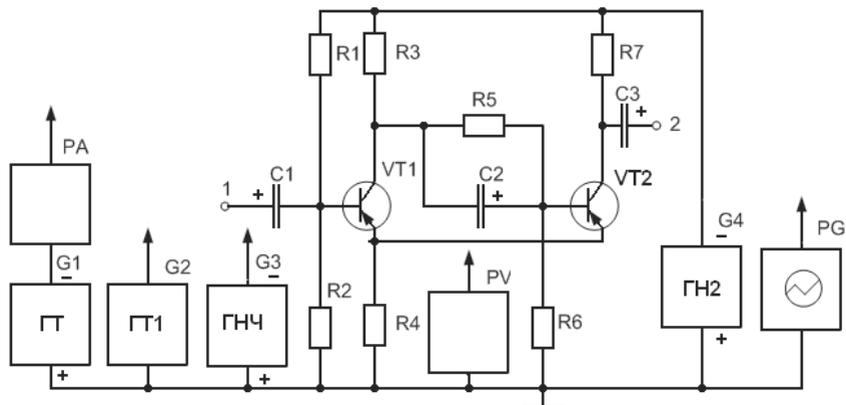


Рис. 1.1. Принципиальная схема триггера Шмитта

Для первого состояния производим подбор режима выходного транзистора VT2, находящегося в открытом состоянии. Задаем ток коллектора I_K , примерно (10–15)% от максимального тока коллектора данного транзистора, но не более 20 мА, что связано с ограничением рассеиваемой мощности в резисторах. Вычисляем номиналы сопротивлений в цепи R7, VT2, R4, задавшись величиной падения напряжения на R4 U_{R4} , меньшей порога $U_{вкл}$ на падение напряжения на открытом переходе база – эмиттер. Падение напряжения на открытом транзисторе принять равным 0,5 В. Вычисляем величину резисторов R4 и R7, зная величину напряжения питания E_{II} :

$$R4 = \frac{U_{вкл} - 0,5}{I_K} = \frac{U_{R4}}{I_K}; \quad R7 = \frac{E_{II} - U_{R4} - 0,5}{I_K}.$$

При выборе номинальных значений сопротивлений и емкостей конденсаторов следует придерживаться таблицы доступных элементов (прил. 1).

Задаем величину напряжения $U_{\text{бз}}$ на базе VT2, достаточную для удержания его в насыщенном состоянии (по справочнику или входным характеристикам). Величина $U_{\text{бз}}$ должна быть равна напряжению на переходе база – эмиттер при токе базы примерно в два раза больше тока насыщения для заданного типа транзистора. Определяем напряжение на базе VT2 в открытом состоянии:

$$U_{\text{б}} = U_{R4} + U_{\text{бз}}.$$

Определяем ток базы при этом напряжении по тому же графику и умножаем его значение на 2 ($S \approx 2$), получаем значение $I_{\text{б}}$. Задаемся током через делитель R3, R5, R6, в 2...5 раз превышающим ток базы:

$$I_{\text{дел}} = 3I_{\text{б}}.$$

Зная напряжение на базе по отношению к «земле», определим величину R6:

$$R6 = \frac{U_{\text{б}}}{I_{\text{дел}}}.$$

Через все перечисленные выше резисторы протекает тот же ток. Ток базы при этом можно не учитывать. Теперь можно подсчитать величину суммарного сопротивления R3 + R5. Падение напряжения на этой цепочке будет равно

$$U_{R3+R5} = E_{\text{П}} - U_{\text{б}}.$$

Ток также известен, поэтому

$$R3 + R5 = \frac{U_{R3+R5}}{I_{\text{дел}}}.$$

Величины R3 и R5 определим позже.

Теперь просчитаем второе состояние схемы, когда VT1 открыт, а VT2 закрыт. Чтобы схема имела гистерезис, в этом состоянии напряжение на R4 должно быть меньше, чем в исходном состоянии. Для этого ток через него должен быть меньше, этого можно достичь, задавшись меньшей величиной тока через цепочку R3VT1R4, исходя из напряжения $U_{\text{выкл}}$, которое больше U'_{R4} на напряжение открытого перехода $U_{\text{бз}}$. Тогда напряжение на R4 примерно

$$U'_{R4} = U_{\text{выкл}} - (0,3...0,5).$$

Отсюда определяем значение тока в R4, а также в цепи R3VT1R4:

$$I'_{R4} = \frac{U_{\text{выкл}} - (0,3...0,5)}{R4}.$$

Ток I'_{R4} задается значением резистора R3 и величиной падения напряжения на переходе коллектор – эмиттер VT1 в открытом состоянии, принимаемой, как и для VT2, равной 0,5 В. Отсюда

$$R3 = \frac{E - U'_{R4} - 0,5}{I'_{R4}}.$$

Теперь осталось подсчитать величину резистора R5, вычтя R3 из суммарного значения R3 + R5.

Делитель R1R2 задает режим исходного состояния для VT1, величина резисторов подсчитывается исходя из правила расчета делителя, как в линейных схемах усилителей. Задаем ток $I_{\text{д}}$ делителя, в 2...5 раз превышающий ток базы транзистора VT1:

$$I_{\text{д}} = (2 \div 5)I_{\text{б}}.$$

Ток $I_{\text{б}}$ базы определяется, в свою очередь, через коэффициент усиления транзистора и протекающий ток коллектора транзистора VT1

$$I_{\text{б}} = \frac{I'_{R4}}{h_{21\beta}}.$$

Рассчитываем R2, исходя из падения напряжения на нем при включенном VT1 и тока через него:

$$R2 = \frac{U_{\text{выкл}}}{I_{\text{д}} - I_{\text{б}}}.$$

Аналогично рассчитываем R1:

$$R1 = \frac{E - U_{\text{выкл}}}{I_{\text{д}}}.$$

Величины емкостей C1 и C2 выбираются произвольно в пределах 0,1...1,0 мкФ, так как на режим работы при постоянном токе они не влияют. Значение C2 влияет лишь на скорость процесса переключения триггера из исходного состояния в опрокинутое, а C1 определяет минимальную скорость нарастания входного напряжения, при которой триггер срабатывает.

1.2. Пример расчета триггера Шмитта для транзисторов КТ315

По заданию $U_{\text{вкл}} = 1,5 \text{ В}$, $U_{\text{выкл}} = 1 \text{ В}$. Выбираем ток коллектора 10 мА .

$$R4 = \frac{U_{\text{вкл}} - 0,5}{I_K} = \frac{U_{R4}}{I_K} = \frac{1,5 - 0,5}{0,01} = 100 \text{ Ом};$$

$$R7 = \frac{E_{II} - U_{R4} - 0,5}{I_K} = \frac{15 - 1,0 - 0,5}{10 \cdot 10^{-3}} = 1,3 \text{ кОм}.$$

Задаемся $U_{\text{бэ}} = 0,7 \text{ В}$, тогда $U_{\text{б}} = U_{R4} + U_{\text{бэ}} = 1,0 + 0,7 = 1,7 \text{ В}$. Ток базы при таком напряжении $U_{\text{бэ}}$ равен $I_{\text{б}} = 1,5 \text{ мА}$. Ток делителя R3R5R6 выберем: $I_{\text{дел}} = 3I_{\text{б}} = 3 \times 1,5 = 4,5 \text{ мА}$.

$$R6 = \frac{U_{\text{б}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{1,7}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 378 \text{ Ом} = 380 \text{ Ом};$$

$$U_{R3+R5} = E_{II} - U_{\text{б}} = 15 - 1,7 = 13,3 \text{ В}.$$

Ток также известен, поэтому

$$R3 + R5 = \frac{U_{R3+R5}}{I_{\text{дел}}} = \frac{13,3}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 2,95 \cdot 10^3 \approx 3,0 \text{ кОм};$$

$$I'_{R4} = \frac{U_{\text{выкл}} - 0,5}{R4} = \frac{U'_{R4}}{R4} = \frac{1 - 0,5}{100} = 0,005 \text{ А} = 5 \text{ мА};$$

$$R3 = \frac{E_{II} - U'_{R4} - 0,5}{I'_{R4}} = \frac{15 - 1,0 - 0,5}{5 \cdot 10^{-3}} = 2,6 \cdot 10^3 = 2,6 \text{ кОм};$$

$$R5 = 400 \text{ Ом} \approx 380 \text{ Ом}.$$

Номиналы сопротивлений делителя R1, R2 рассчитаем по формулам:

$$I_{\text{д}} = 5 \frac{I'_{R4}}{h_{21\text{э}}} = 5 \frac{5 \cdot 10^{-3}}{100} = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0,25 \text{ мА};$$

$$R2 = \frac{U_{\text{выкл}}}{I_{\text{д}} - I_{\text{б}}} = \frac{1}{(0,25 - 0,05) \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ Ом} = 5 \text{ кОм};$$

$$R1 = \frac{E - U_{\text{выкл}}}{I_{\text{д}}} = \frac{15 - 1}{0,25 \cdot 10^{-3}} = 56000 \text{ Ом} = 56 \text{ кОм}.$$

Примем из имеющихся в рядах резисторов $R1 = 5,1 \text{ кОм}$, а $R2 = 56 \text{ кОм}$.

Расчитанная схема триггера приведена на рис. 1.2.

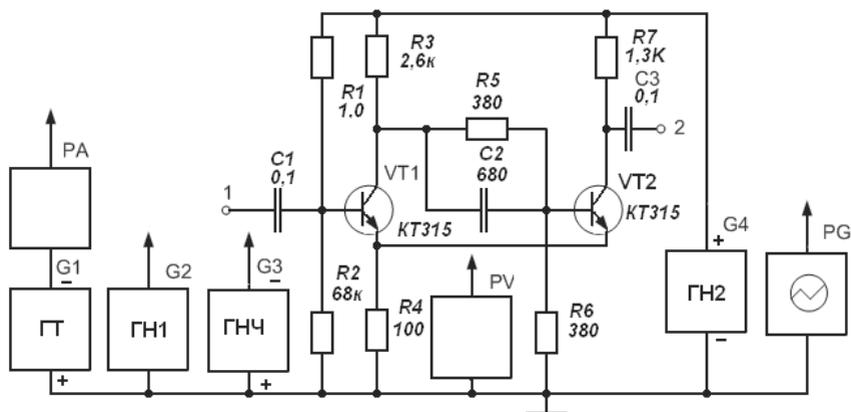


Рис. 1.2. Принципиальная расчетная схема триггера Шмитта для транзисторов KT315

Данная схема рассчитана для режима постоянного тока. При переключении триггера конденсатор $C2$ является ускоряющим.

В исходном состоянии напряжение на нем определяется падением напряжения на $R5 = 380 \text{ Ом}$:

$$U_{R5} = I_{ДЕЛ} \cdot R5 = 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 380 = 1,71 \text{ В},$$

которое несколько ускоряет процесс закрывания транзистора $VT2$, участвуя в регенеративном процессе переключения схемы. Величина $C2$ задается из общих соображений.

2. РАСЧЕТ МУЛЬТИВИБРАТОРА

2.1. Основные расчетные соотношения

Объектом расчета является симметричный мультивибратор с коллекторно-базовыми связями, выполненный на транзисторах VT1 и VT2 типа p-n-p или n-p-n, заданных преподавателем.

Схема мультивибратора содержит времязадающие емкости C2 и C3, сопротивления коллекторной нагрузки R1 и R4 и сопротивления R2 и R3 в цепях баз транзисторов.

Выходные сигналы снимаются с коллекторов транзисторов через разделительные емкости C1 и C4 (выходы 1 и 2).

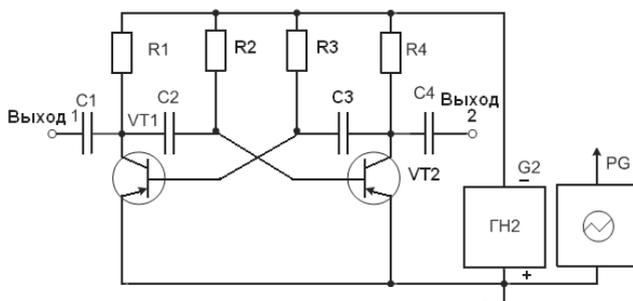


Рис. 2.1. Исходная схема мультивибратора

Последовательность расчета мультивибратора

1. Выбираем величину коллекторного сопротивления из следующих соображений:

– величина R_K должна быть ограничена значением максимально допустимого тока для данного транзистора, но не более 20 мА:

$$R_K > E_K / I_{K, \max};$$

– падение напряжения на транзисторе R_K от обратного тока коллектора $I_{K0, \max}$ не должно превышать $(0,05 \dots 0,1)E_K$, т. е.

$$R_K < (0,05 \dots 0,1)E_K / I_{K0, \max}.$$

Отсюда значение R_K :

$$\frac{E_K}{I_{K, \max}} < R_K < \frac{(0,05 \dots 0,1)E_K}{I_{K0, \max}},$$

где $I_{K0, \max}$ – обратный ток при максимальной рабочей температуре. При выполнении этого условия потенциал коллектора запертого транзистора (и, следовательно, амплитуда выходного импульса) мало отличается от E_K .

2. Сопротивление резистора R_B следует выбирать с таким расчетом, чтобы обеспечить неглубокое насыщение транзистора ($S \approx 2$):

$$\frac{E_K}{R_K} \frac{S}{\beta} = \frac{E_K}{R_B},$$

откуда

$$R_B = \beta \frac{R_K}{S}.$$

3. Емкость конденсаторов $C2$ и $C3$ выбирают в соответствии с заданной длительностью импульсов:

$$C2 = \frac{t_{И2}}{0,7R_{B2}}, \quad C3 = \frac{t_{И1}}{0,7R_{B1}}.$$

4. Проверяем правильность величин постоянной времени заряда и разряда. Известно, что постоянная времени разряда должна быть на порядок больше постоянной времени заряда:

$$\tau_{разр} = 10 \cdot \tau_{зар}.$$

5. Подсчитываем период колебаний:

$$T \approx 1,4\tau_{разр}.$$

2.2. Пример расчета мультивибратора на транзисторах КТ361

Длительность, заданная для расчета, $t_{И1} = t_{И2} = 15$ мс, $E_K = +15$ В, ток в нагрузке 1 мА.

1. Величина коллекторного сопротивления:

$$\frac{E_K}{I_{K.\max}} < R_K < \frac{(0,05 \dots 0,1)E_K}{I_{K0.\max}}; \quad \frac{15 \text{ В}}{50 \text{ мА}} < R_K < \frac{0,08 \cdot 15 \text{ В}}{1 \text{ мкА}};$$

т. е. $300 \text{ Ом} < R_K < 1,2 \text{ МОм}$. Так как в нагрузку планируется отдавать 1 мА, ток коллектора задаем на порядок больше тока нагрузки из соображений отсутствия влияния нагрузки на частоту генерируемых импульсов $I_K = 10$ мА. Тогда $R_K = \frac{15 \text{ В}}{10 \text{ мА}} = 1,5 \text{ кОм}$ (выбирается из таблиц прил. 1).

2. Сопротивление базы $R_B = \beta \frac{R_K}{S}$. Из справочника находим $\beta = 50 \dots 350$. Задаемся $\beta = 100$. S – глубина насыщения транзистора, принимаем $S = 2$. Тогда $R_B = 100 \frac{1,5 \text{ кОм}}{2} = 750 \text{ кОм}$.

3. Емкости конденсаторов $C_2 = \frac{t_{И2}}{0,7R_{B2}}$, $C_3 = \frac{t_{И1}}{0,7R_{B1}}$. Так как $t_{И1} = t_{И2} = 15 \text{ мс}$ по заданию, то $C_2 = C_3 = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 750 \cdot 10^3} = 0,029 \cdot 10^{-6} = 29 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$, т. е. 30 нФ .

4. Проверяем выполнение условия $\tau_{разр} = 10 \cdot \tau_{зар}$:

$$\tau_{разр} = R_2 \cdot C_2 = 750 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-9} = 22 \cdot 10^{-3} \text{ сек};$$

$$\tau_{зар} = R_1 \cdot C_2 = 1,5 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-9} = 45 \cdot 10^{-6} \text{ сек};$$

$$\frac{\tau_{разр}}{\tau_{зар}} \approx 0,5 \cdot 10^3,$$

т. е. условие выполняется.

5. Период колебаний

$$T \approx 1,4\tau_{разр} = 1,4 \cdot 22 \cdot 10^{-3} = 30,8 \cdot 10^{-3} \text{ сек}, \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{30,8 \cdot 10^{-3}} = 0,032 \cdot 10^3 = 32 \text{ Гц},$$

что соответствует заданию.

Расчетанная схема приведена ниже.

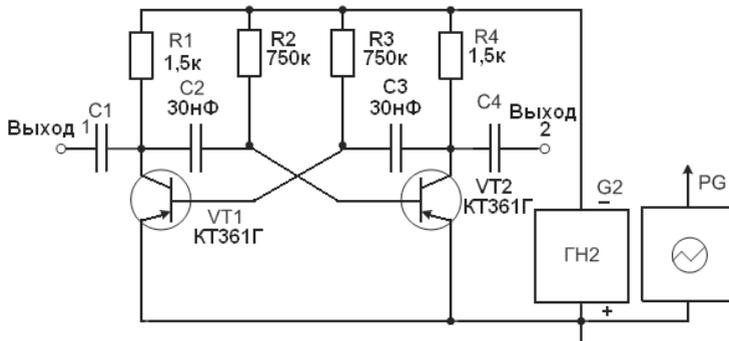


Рис. 2.2. Расчетная схема мультивибратора

Величины емкостей C_1 и C_4 на процесс формирования импульса не влияют, могут задаваться произвольно в пределах $1,0 \dots 50,0 \text{ мкФ}$ в зависимости от тока нагрузки и частоты генерации.

3. РАСЧЕТ ОДНОВИБРАТОРА НА ТРАНЗИСТОРАХ

3.1. Основные расчетные соотношения

Объектом расчета является несимметричный мультивибратор (одновибратор) с положительной обратной связью, выполненный на транзисторах VT1 и VT2. Схема имеет одно устойчивое состояние, в нем транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт.

Исходная схема для транзисторов p-n-p показана на рис. 3.1.

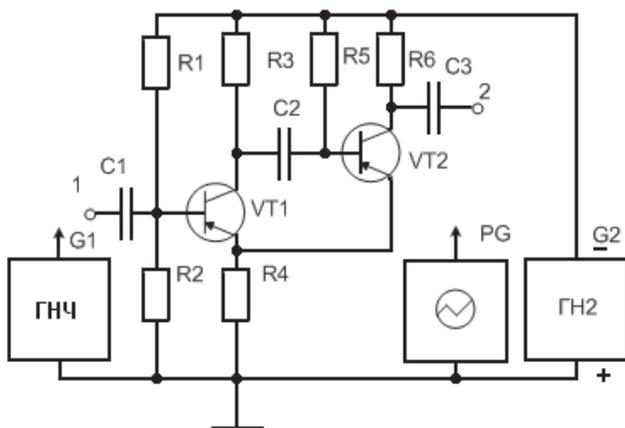


Рис. 3.1. Исходная схема одновибратора

Последовательность расчета полностью аналогична расчету триггера Шмита, за исключением цепи смещения для VT2.

Для исходного состояния производим подбор режима выходного транзистора VT2, находящегося в открытом состоянии. Задаем ток коллектора I_K , примерно (10–15)% от максимального тока коллектора данного транзистора, но не более 20 мА, что связано с ограничением рассеиваемой мощности в резисторах. Вычисляем номиналы сопротивлений в цепи R6, VT2, R4, задавшись величиной падения напряжения на R4 U_{R4} . Падение напряжения на открытом транзисторе принимаем равным 0,5 В. Вычисляем величину резисторов R4 и R6, зная величину напряжения питания E_{Π} :

$$R4 = \frac{U_{R4}}{I_K}; R6 = \frac{E_{\Pi} - U_{R4} - 0,5}{I_K}.$$

Ток в базу транзистора VT2 должен задаваться примерно в два раза больше номинального тока насыщения $S \approx 2$ (по справочнику или входным характеристикам). Ограничение достигается применением такой величины сопротивления R5, которая определяла бы нужную длительность импульса, рассчитываемую ниже, и не вводила бы переход база – эмиттер в глубокое насыщение. Определяем допустимый ток по справочнику и умножаем его на 2 ($S \approx 2$), определяем I_6 . Минимальное сопротивление R5 может быть подсчитано из следующей формулы:

$$R5 = \frac{E_K - U_{БVT2}}{2I_{Б.НАС}}. \quad (1)$$

Теперь просчитаем второе состояние схемы, когда VT1 открыт, а VT2 закрыт. Чтобы схема имела гистерезис, в этом состоянии напряжение на R4 должно быть меньше, чем в исходном состоянии. Для этого ток через него должен быть меньше, этого можно достичь, задавшись меньшей величиной тока через цепочку R3VT1R4. Выбираем желаемую величину гистерезиса ΔU_φ (обычно 0,1...1,5 В). На эту величину напряжение U'_{R4} должно быть меньше, чем в исходном состоянии. Отсюда определяем значение тока в R4, а также в цепи R3VT1R4:

$$I'_{R4} = \frac{U'_{R4}}{R4} = \frac{U_{R4} - (0,1...1,5)}{R4}.$$

Ток I'_{R4} задается значением резистора R3 и величиной падения напряжения на переходе коллектор – эмиттер VT1 в открытом состоянии, принимаемом, как и для VT2, равным 0,5 В. Отсюда

$$R3 = \frac{E_K - U'_{R4} - 0,5}{I'_{R4}}.$$

Делитель R1R2 задает режим исходного состояния для VT1, величина резисторов подсчитывается исходя из правила расчета делителя, как в линейных схемах усилителей. Задаем ток $I_д$ делителя, в 2...5 раз превышающий ток базы транзистора VT1 в открытом состоянии

$$I_д = (2 \div 5)I_6.$$

Ток I_6 базы определяется, в свою очередь, через коэффициент усиления транзистора и протекающий ток коллектора транзистора VT1

$$I_6 = \frac{I'_{R4}}{h_{21\beta}}.$$

Рассчитываем $R2$, исходя из падения напряжения на нем при включенном $VT1$ и тока через него

$$R2 = \frac{U'_{R4} + (0,3 \dots 0,5)}{I_D - I_{\sigma}}$$

Аналогично рассчитываем $R1$

$$R1 = \frac{E - U'_{R4} - (0,3 \dots 0,5)}{I_D}$$

Величины емкостей $C1$ и $C3$ выбираются произвольно в пределах $0,1 \dots 10$ мкФ, так как на режим работы при постоянном токе они не влияют. Значение $C2$ совместно с резисторами $R3$ и $R5$ определяют длительность формируемого импульса и длительность переднего и заднего фронтов.

Величины $C2$ и резисторов определяются исходя из знания физических процессов, протекающих при формировании импульса.

В исходном состоянии на левой обкладке $C2$ потенциал, примерно равный E_K , на правой – значительно меньший и примерно равный сумме падений напряжения на $R4 + U_{BЭ}$ открытого $VT2$. При открывании $VT1$ левая обкладка $C2$ оказывается на потенциале U_{R4} , и так как он не успевает заметно разрядиться, положительный потенциал правой обкладки закрывает $VT2$. Время закрытого состояния определяется постоянной времени перезаряда $C2$ через $R5$. Когда напряжение на базе оказывается выше напряжения $U_{R4} + 0,5$ В, транзистор вновь открывается, цикл формирования закончен. Однако еще некоторое время происходит дозаряд $C2$ до исходного состояния. Подача импульса до окончания дозаряда изменит длительность формируемого импульса. Таким образом, следующий импульс не должен подаваться до полного окончания переходного процесса.

Постоянная времени цепи формирования импульса:

$$\tau = C2 \cdot R5.$$

Принимая во внимание вышесказанное, можно утверждать, что транзистор $VT2$ откроется, когда напряжение на его базе превысит величину $U_{R4} + 0,5$ В. Так как нарастание напряжения происходит по экспоненте, из практических соображений вычисляют длительность импульса с помощью следующего выражения:

$$t_{II} \approx 0,7 \cdot C2 \cdot R5.$$

R5 из этого выражения:

$$R5 = \frac{t_H}{0,7 \cdot C2}. \quad (2)$$

Из двух вычисленных по (1) и (2) значений R5 необходимо взять большее.

3.2. Пример расчета одновибратора на транзисторах КТ363

Рассчитаем номиналы элементов; требуемая длительность импульса равна 1 мс.

Допускаемое напряжение коллектор – эмиттер и коллектор – база равны 15 В для КТ363А, т. е. транзистор подходит для применения при напряжении $U_{ЭК} = 15$ В.

Постоянный ток коллектора не должен превышать 20 мА. Задаем-ся величиной рабочего тока коллектора $I_K = 5$ мА, $U_{R4} = 1,5$ В. Тогда

$$R4 = \frac{1,5 \text{ В}}{5 \text{ мА}} = 300 \text{ Ом}; \quad R6 = \frac{15 - 1,5 - 0,5}{5 \text{ мА}} = 2,6 \text{ кОм};$$

$$U_{BVT2} = U_{R4} + U_{БЭ} = 1,5 + 0,7 = 2,2 \text{ В}.$$

Здесь $U_{БЭ}$ принято 0,7 В для получения неглубокого насыщения VT2.

Минимальная величина R5:

$$R5 = \frac{E_K - U_{BVT2}}{2I_{Б,НАС}} = \frac{15 - 2,2}{2 \cdot 1 \text{ мА}} = 6,4 \text{ кОм};$$

$$I'_{R4} = \frac{U'_{R4}}{R4} = \frac{U_{R4} - (0,1 \dots 1,5)}{R4} = \frac{1,5 - 0,5}{300} = 3 \text{ мА};$$

$$R3 = \frac{E_K - U_{R4} - 0,5}{I'_{R4}} = \frac{15 - 1,5 - 0,5}{3 \cdot 10^{-3}} = 4,5 \text{ кОм}.$$

Длительность импульса, заданная в начале расчета, равна 1 мс. Рассчитанная ранее минимальная величина резистора R5 равна 6,4 кОм. Из ряда резисторов с 10%-ной точностью выбираем резистор $R5 = 6,8$ кОм. Из выражения $t_H = 0,7 \cdot C2 \cdot R5$ определим значение емкости:

$$C2 = \frac{t_{II}}{0,7 \cdot R5} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 0,21 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 0,21 \text{ мкФ}.$$

Выбираем величину $C2 = 0,22 \text{ мкФ}$.

Рассчитаем номиналы сопротивлений делителя $R1, R2$.

Ток I_{σ} базы при открытом $VT1$

$$I_{\sigma} = \frac{I'_{R4}}{h_{21\beta}} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{20} = 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Задаем ток I_{Δ} делителя, в 2...5 раз превышающий ток базы транзистора $VT1$ в открытом состоянии:

$$I_{\Delta} = (2 \div 5) I_{\sigma} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Рассчитываем $R2$, исходя из падения напряжения на нем при включенном $VT1$ и тока через него:

$$R2 = \frac{U'_{R4} + (0,3 \dots 0,5)}{I_{\Delta} - I_{\sigma}} = \frac{1 + 0,5}{3 \cdot 10^{-4} - 1,5 \cdot 10^{-4}} = 10^4 \text{ Ом} = 10 \text{ кОм}.$$

Аналогично рассчитываем $R1$:

$$R1 = \frac{E - U'_{R4} - (0,3 \dots 0,5)}{I_{\Delta}} = \frac{15 - 1 - 0,5}{1,5 \cdot 10^{-4}} = 90 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 90 \text{ кОм}.$$

Примем из имеющихся в рядах резисторов $R1 = 100 \text{ кОм}$, а $R2 = 10 \text{ кОм}$.

Итак, расчетная схема одновибратора на транзисторах р-п-р выглядит следующим образом (рис. 3.2).

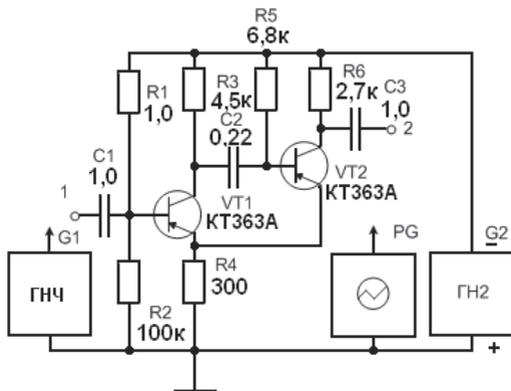


Рис. 3.2. Расчетная схема одновибратора

4. РАСЧЕТ RC-ГЕНЕРАТОРА СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

4.1. Основные расчетные соотношения

Данная группа генераторов предназначена для получения колебаний синусоидальной формы требуемой частоты. Их работа основана на принципе самовозбуждения усилителя, охваченного положительной обратной связью (рис. 4.1). Коэффициент усиления и коэффициент передачи звена обратной связи приняты комплексными, т. е. учитывается их зависимость от частоты. При этом входным сигналом для усилителя в схеме рис. 4.1 является часть его выходного напряжения, передаваемого звеном обратной связи $|\gamma| < 1$.

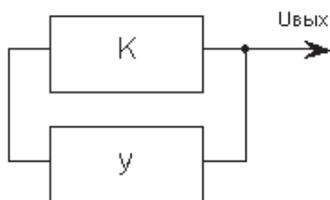


Рис. 4.1. Структурная схема генератора

Для возбуждения колебаний в генераторе необходимо выполнение двух условий. Первое состоит в обеспечении баланса фаз, при котором фазовые сдвиги, создаваемые усилителем (φ_{γ}) и звеном обратной связи ($\varphi\gamma$), в сумме кратны 2π :

$$\varphi_{\gamma} + \varphi\gamma = 2\pi n.$$

Второе условие, необходимое для возникновения генерации, это баланс амплитуд $|K|\gamma| \geq 1$, выводимый из общей формулы для усилителя, охваченного положительной обратной связью:

$$K_c = \frac{K}{1 - K\gamma}.$$

При выполнении баланса амплитуд усилитель компенсирует ослабление сигнала, создаваемое звеном обратной связи, и в схеме возникают устойчивые автоколебания. Для получения синусоидальной формы выходного сигнала используют несколько способов построения схем, в которых фазочастотная характеристика имеет в точке перехода через ноль большую крутизну. Таким свойством обладает мост Вина. Для установки в схемы генераторов мост Вина несколько

расстраивают, как показано в схеме на рис. 4.2. Величина ε определяет разбаланс плеч моста, т. е. необходимую расстройку. В левом плече, куда включен мост Вина, на резонансной частоте $U_a = U_{вх} / 3$. Сбалансированный мост Вина–Робинсона имеет $\varepsilon = 0$, он должен иметь отношение $R8/R7 = 2$. Расстройка моста достигается заданием ε , обычно оно значительно меньше единицы. Это нужно для получения устойчивой генерации и линейности колебаний. Однако не следует забывать, что с уменьшением ε необходимо обеспечивать все больший коэффициент усиления с входа на выход схемы генератора.

Фазовый сдвиг на высоких и низких частотах составляет $\pm 180^\circ$ относительно резонансной. На резонансной частоте разница напряжений в диагонали моста составляет

$$U = \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3 + \varepsilon} \right) U_{вх} \approx \frac{\varepsilon}{9} U_{вх}.$$

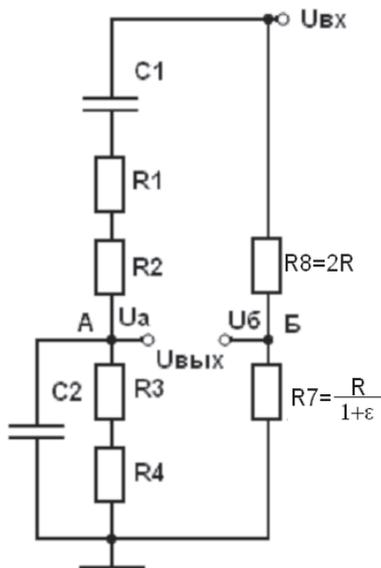


Рис. 4.2. Расстроенный мост Вина

Таким образом, на резонансной частоте выходное напряжение $U_{ввых}$ синфазно входному $U_{вх}$.

Формула, определяющая ход фазочастотной характеристики (рис. 4.3), выглядит следующим образом:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{3\omega(\omega^2 - 1)(3 + 2\varepsilon)}{(\omega^2 - 1)^2(3 + \varepsilon) - 9\varepsilon\omega^2}$$

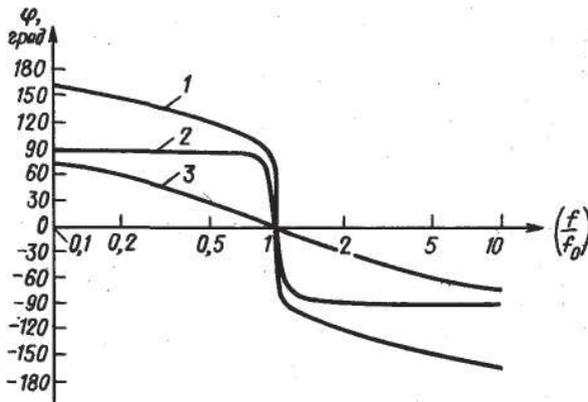


Рис. 4.3. Зависимость фазового сдвига от частоты:
 1 – мост Вина с $\varepsilon = 0,01$; 2 – колебательный контур с $Q = 10$;
 3 – пассивный полосовой фильтр с $Q = 1/3$

Как видно из графика этой функции, фаза выходного напряжения расстроенного моста Вина в очень малом частотном диапазоне изменяется от $+90^\circ$ до -90° . Этот диапазон тем уже, чем меньше выбрана величина ε , поэтому мост Вина сравним с колебательным контуром с высокой добротностью.

Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления на резонансной частоте имеет минимум. Графики зависимости $|A|$ и φ от частоты представлены на рис. 4.4.

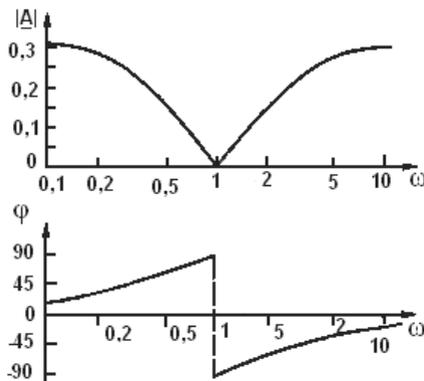


Рис. 4.4. Диаграмма Бode моста Вина–Робинсона

Преимуществом этой схемы является также и то, что фазовый сдвиг не ограничивается величиной $\pm 90^\circ$, а увеличивается при большой расстройке частоты вплоть до $\pm 180^\circ$. Это обуславливает хорошее подавление высших гармонических составляющих выходного сигнала. Недостатком схемы моста Вина является то, что ослабление сигнала на резонансной частоте тем сильнее, чем меньше значение ϵ . Величина затухания на резонансной частоте составляет $\epsilon/9$, т. е. в нашем случае $1/900$, при $\epsilon = 0,1 - 1/90$.

Чтобы обеспечить выполнение условия баланса амплитуд, необходимо скомпенсировать это затухание за счет применения усилителя. При $\epsilon = 0,1$ коэффициент усиления должен быть не меньше 90, при $\epsilon = 0,01$ не менее 900.

Если ϵ окажется несколько больше расчетного, амплитуда колебаний начнет нарастать до тех пор, пока усилитель не выйдет в область насыщения. Если величина ϵ окажется малой, генератор не возбудится. Однако невозможно подобрать величины сопротивлений R_7 и R_8 и ϵ с такой точностью, чтобы обеспечить стабильность амплитуды сигнала, поэтому их необходимо регулировать в зависимости от амплитуды сигнала.

В предлагаемой для изучения схеме для стабилизации амплитуды в схему введена петля отрицательной обратной связи (ООС) включением транзистора VT_1 между точками А и Б (рис. 4.2).

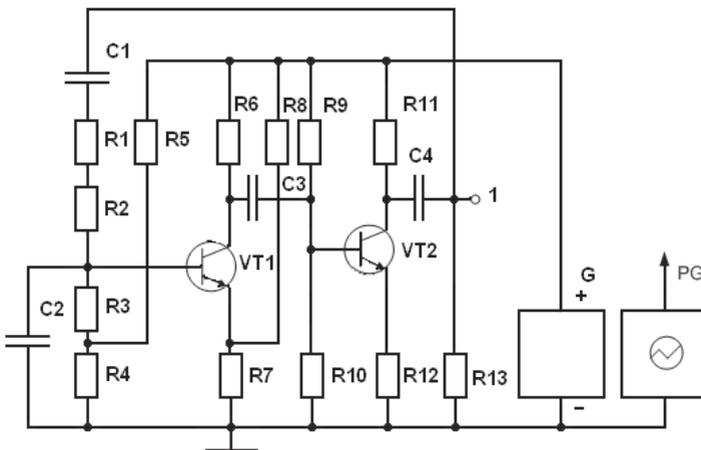


Рис. 4.5. Принципиальная схема RC-генератора

В схему вместо R_8 часто включают термистор – резистор, сопротивление которого определяется проходящим через него током. При увеличении амплитуды сигнала ток увеличивается, поэтому резистор

нагревается, сопротивление уменьшается. Следовательно, глубина обратной связи увеличивается и снижает усиление, так как величина коэффициента передачи ООС $\beta = R7/R8 + R8$. Таким образом, нелинейная ООС способствует стабилизации сигнала и одновременно уменьшает коэффициент нелинейных искажений.

Существует единственная частота, на которой балансируется мост Вина. Эту частоту определяют по формуле

$$f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1C2(R1 + R2)(R3 + R4)}}.$$

Расчет начинают с определения номиналов элементов моста Вина для заданной частоты. По таблице заданий (прил. 2) задается частота (или значения нескольких частот) генерируемых колебаний. Значение емкостей $C1 = C2$ выбирается самостоятельно из имеющихся номиналов, далее необходимо рассчитать номиналы резисторов $R1$, $R2$, $R3$ и $R4$ моста.

4.2. Пример расчета генератора синусоидальных колебаний на транзисторах КТ630

Пусть задана частота 3,0 кГц, номиналы $C1 = C2 = 0,01$ мкФ. Известно, что минимальные искажения сигнала получают, исходя из следующего:

$$R1 + R2 = R3 + \frac{R4R5}{R4 + R5} = R;$$

$$C1 = C2 = C.$$

Тогда генератор возбуждается на частоте

$$f_k = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Величину R определим из данного соотношения:

$$R = \frac{1}{2\pi C f_k} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} \cdot 3000} = \frac{1}{188,4 \cdot 10^{-6}} = 5,3 \cdot 10^3 = 5,3 \text{ кОм}.$$

Элементы резисторной ветви моста Вина выбирают, исходя из заданного коэффициента разбаланса моста (см. рис. 4.2): $0,5 R8 = (1 + \varepsilon) R7$. Зададимся величиной $\varepsilon = 0,01$, $R7 = 1,2$ кОм. Тогда

$$R8 = \frac{(1 + \varepsilon)R7}{0,5} = \frac{(1 + 0,01) \cdot 1,2}{0,5} = 2,424 \text{ кОм}. \text{ Так как глубину ООС необ-}$$

ходимо регулировать из-за разброса номиналов элементов и установки сигнала с наименьшими искажениями, выберем R8 переменным, R8 = 10 кОм.

Примем величину R1 = 2 кОм. Тогда R2 = R3 = 5,3 – 2,0 = 3,3 кОм. Величина R4 определяется из приведенного выше выражения из-за наличия резистора R5, включенного параллельно R4 на эквивалентной схеме первого каскада генератора:

$$R3 + \frac{R4 \cdot R5}{R4 + R5} = R.$$

Отсюда R4 = 2,2 кОм. Схема моста Вина с номиналами элементов приведена на рис. 4.6.

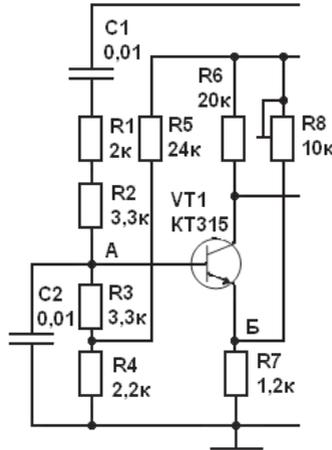


Рис. 4.6. Рассчитанная схема моста Вина

Величина резистора R6 = 20 кОм задана произвольно из имеющегося набора резисторов с целью ограничить ток коллектора величиной 1 мА.

Расчет элементов второго каскада заключается в необходимости получить термостабилизированный каскад с максимальным усилением.

В каскаде с эмиттерным и коллекторным резисторами коэффициент усиления при достаточно большом коэффициенте усиления по току равен

$$K_{yc} = \frac{R_k}{R_э}$$

Подсчитаем коэффициент усиления первого каскада:

$$K_{yc} = \frac{R_k}{R_3} = \frac{20}{1,2} \approx 17.$$

Общий коэффициент усиления двух каскадов должен быть не меньше 900 (см. выше). Следовательно, $K_2 = K_{об} / K_1 = 900 / 17 = 53$. Задавшись величиной $R_7 = 1,2$ кОм, получаем значение $R_{11} = K_2 \cdot R_{12} = 53 \cdot 1,2 = 64$ кОм. При этом входное сопротивление второго каскада примерно $R_{вх} = R_3 \cdot h_{21э}$, а выходное сопротивление примерно равно $R_{вых} = R_k$.

Емкости C_3 и C_4 являются разделительными, величина их должна быть достаточно большой, чтобы не ограничивать амплитуду сигнала на данной частоте. Выберем $C_3 = C_4 = 20$ мкФ.

Соотношение сопротивлений в делителе R_9, R_{10} выбираем так, чтобы на базе VT_2 напряжение оказалось около 1 В, для того чтобы он был открыт. Ток делителя задаем много большим, чем постоянный ток базы, который составляет примерно с заданным сопротивлением коллекторной цепи $R_k = 68$ кОм

$$I_{\sigma} = \frac{I_k}{h_{21э}} = \frac{E}{2 \cdot R_k \cdot h_{21э}} = \frac{15}{2 \cdot 68000 \cdot 100} \approx 1 \text{ мкА}.$$

Отсюда сопротивления $R_9 = 15$ кОм, $R_{10} = 1,5$ кОм.

Схема рассчитанного генератора с номиналами элементов показана на рис. 4.7.

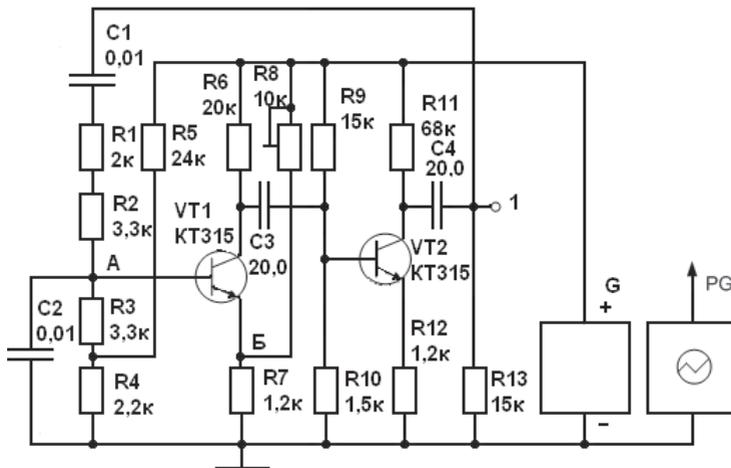


Рис. 4.7. Рассчитанная схема RC-генератора

5. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ (ГЛИН)

5.1. Основные расчетные соотношения

Объектом расчета является ждущий генератор линейно нарастающего напряжения, выполненный на транзисторах VT1 и VT2 типа р-п-р или п-р-п, и заданной длительностью линейно изменяющегося импульса и его амплитудой. Задается также длительность импульса.

Схема имеет одно устойчивое состояние, в нем транзистор VT1 закрыт, а VT2, являющийся эмиттерным повторителем, повторяет напряжение на конденсаторе C2.

Исходная схема для транзисторов р-п-р показана на рис. 5.1.

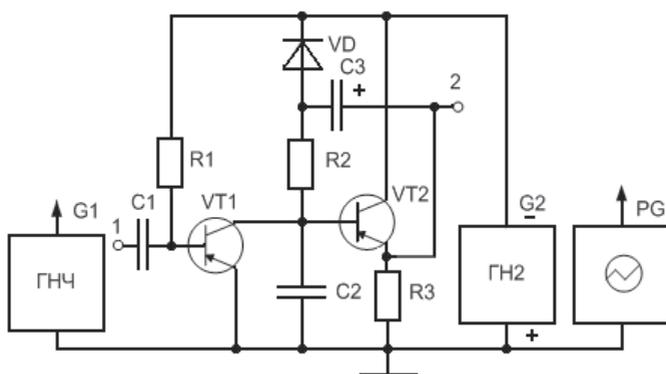


Рис. 5.1. Исходная схема генератора линейных напряжений

В исходном состоянии при отсутствии импульсов управления транзисторный ключ VT1 открыт, поэтому C2 разряжен практически до нуля. Если подать внешнее запирающее напряжение на базу VT1, то напряжение на конденсаторе начнет увеличиваться до напряжения питания (в данной схеме – до $-E_{\text{п}}$).

Скорость разряда цепочки простейшего ГЛИН без компенсационной ЭДС (VD закорочен, а C3 снят) определяется величиной напряжения источника питания ГН2 и постоянной времени разряда $C2R2VD$. Разряд происходит по экспоненте через транзистор, поэтому условно линейная часть напряжения конденсатора находится на начальном участке, который имеет малую амплитуду (5...10% от $E_{\text{п}}$). Эмиттерный повторитель VT2 предназначен для развязки цепи R2C2 от нагрузки.

Для получения линейного напряжения с большей амплитудой (близкой к напряжению питания) при неизменном источнике питания используется схема с компенсирующей ЭДС, включенным диодом VD и установленным конденсатором C3.

До прихода управляющего импульса транзистор VT1 открыт и насыщен, благодаря чему конденсатор C2 разряжен, а C3 заряжен по цепи: «земля» – резистор R3 – C3 – диод VD – (E_{π}) до напряжения $U_{C3} \approx E_{\pi}$.

С приходом управляющего импульса транзистор VT1 запирается и конденсатор C2 начинает заряжаться через резистор R2. Благодаря этому напряжение на выходе 2 эмиттерного повторителя возрастает по абсолютному значению. Теперь сумма напряжений $u_{C2} = u_{R3}$ и напряжения на конденсаторе C3 превышает E_{π} , диод VD запирается, схема отключается от источника ГН2 и начинает питаться от заряженного C3. Так как коэффициент передачи эмиттерного повторителя $K \approx 1$, то напряжение на выходе эмиттерного повторителя «следит» за напряжением на конденсаторе C2. В результате с увеличением напряжения на заряжающемся конденсаторе C2 напряжение на цепочке C3R2 остается практически постоянным. Если разряд емкости C3 за время импульса незначителен, то на протяжении этого импульса через C3R2C2 течет постоянный ток, равный $E_{\pi}/R2$. В результате практически линейно нарастает напряжение на C2. Условие незначительности разряда C3 выполняется довольно точно при $C3 \gg C2$.

С окончанием действия на входе схемы управляющего импульса транзистор VT1 открывается и входит в насыщение, конденсатор C2 через него быстро разряжается и схема возвращается в исходное состояние.

5.2. Пример расчета ГЛИН на транзисторах КТ630

Произведем расчет схемы с компенсирующей ЭДС с параметрами времени t_u нарастания выходного напряжения от 0 до -15 В, равного 10 мс, на транзисторах КТ630А типа n-p-n.

Расчету подлежит зарядная цепь C2R2. Если заряжать конденсатор с емкостью C2 постоянным током $I = U_{\pi} / R2$, то по известному соотношению для конденсатора напряжение на нем будет изменяться линейно

$$C2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I \Rightarrow U_{C2}(t) = \frac{I}{C2} t = \frac{Un}{R2 \cdot C2} t.$$

При использовании данных задания

$$U_{C2}(t_u) = Un = \frac{Un}{R2 \cdot C2} t_u \Rightarrow t_u = R2 \cdot C2.$$

Отсюда, задаваясь значением $R2 = 10 \text{ кОм}$, получаем величину емкости

$$C2 = \frac{t_u}{R2} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ}.$$

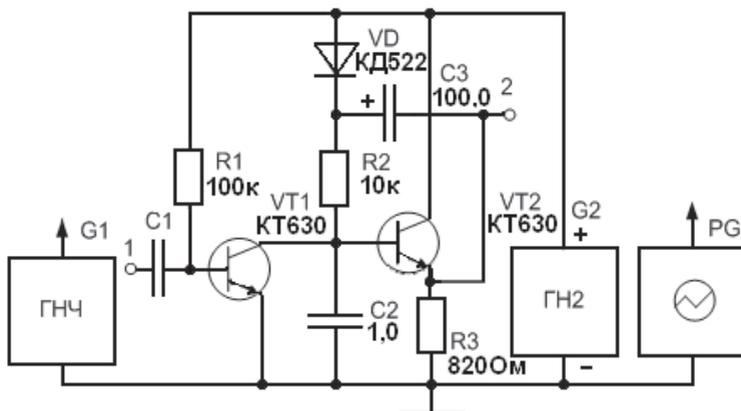


Рис. 5.2. Расчетная схема ГЛИН

В данной схеме транзистор VT1 работает в ключевом режиме и его параметры практически не имеют значения. Для надежного открывания VT1 его базовый ток $I_B = I_K / h_{21э} = 1,5 \cdot 10^{-3} / 40 = 0,038 \text{ мА}$, для обеспечения такого тока необходим резистор

$$R1 = \frac{E_n}{I_B} = \frac{15}{0,038 \cdot 10^{-3}} = 3,9 \cdot 10^5 \text{ Ом}.$$

Резистор может быть и меньшей величины. Это значение определяет границу линейного режима. Принимаем $R1 = 100 \text{ кОм}$. Эмиттерный повторитель рассчитывается так, чтобы ток нагрузки, подключаемый параллельно с R3, не вызывал заметного уменьшения амплитуды выходного импульса. Ток нагрузки не задан, условно прием его равным 1 мА, ток эмиттера при этом должен быть на порядок больше, т. е. не меньше 10 мА при полном напряжении на эмиттере, $I_э = 15 \text{ В} / 820 \text{ Ом} = 18 \text{ мА}$, что вполне удовлетворяет условию.

Ёмкость C3 должна на 1...2 порядка быть больше C2. Выбрав $C2 = 100,0 \text{ мкФ}$, мы обеспечиваем выполнение данного условия: ее рабочее напряжение не должно быть меньше 15 В.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М. : Высш. шк., 1982. – 496 с.
2. Гусев, В.Г. Электроника : учеб. пособие для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1991. – 622 с.
3. Цикина, А.В. Электронные усилители / А.В. Цикина. – М. : Радио и связь, 1982. – 288 с.
4. Быстров, Ю.А. Электронные цепи и устройства : учеб. пособие для вузов по спец. «Электронные приборы и устройства», «Промышленная электроника» / Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. – М. : Высш. шк., 1989. – 287 с.
5. Белов, А.Г. Электроника и микроэлектроника : учеб. пособие для вузов / Г.А. Белов. – 2-е изд., испр. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. – 377 с.
6. Воробьев, Н.И. Проектирование электронных устройств : учеб. пособие / Н.И. Воробьев. – М. : Высш. шк., 1989. – 223 с.
7. Гусев, В.Г. Электроника и микропроцессорная техника : учеб. для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 4-е изд., доп. – М. : Высш. шк., 2006. – 798 с.

Приложение 1

Номинальные величины элементов стенда

Номинальные величины резисторов, имеющихся в наборе

10 Ом	51 Ом	100 Ом	120 Ом	200 Ом	300 Ом	330 Ом	510 Ом	620 Ом
820 Ом	1,0 кОм	1,2 кОм	1,6 кОм	2,0 кОм	2,4 кОм	3,0 кОм	3,3 кОм	3,9 кОм
4,3 кОм	5,1 кОм	6,8 кОм	7,5 кОм	8,2 кОм	10 кОм	12 кОм	15 кОм	20 кОм
33 кОм	39 кОм	51 кОм	82 кОм					

Номинальные величины конденсаторов, имеющихся в наборе

10 пФ	24 пФ	39 пФ	47 пФ	100 пФ	510 пФ	680 пФ	1000 пФ	
1,0 нФ	10 нФ	22 нФ	33 нФ	100 нФ	5 мкФ*	10 мкФ*	20 мкФ*	50 мкФ*

* – конденсатор полярного типа

Приложение 2

Варианты заданий для расчета схем

Вариант	Тип транзистора	Лабораторная 1		Лабораторная 2		Лабораторная 3	Лабораторная 4		Лабораторная 5
		$U_{вкл}, В$	$U_{выкл}, В$	$t_{и}, мс$	$T, мс$	$t_{и}, мс$	ε	$f, кГц$	$t_{и}, мс$
1	КТ315	7	5	25	50	40	0,08	2	700
2	КТ361	6	4	20	40	20	0,2	1	100
3	КТ363	5	4	10	20	10	0,3	7	50
4	КТ325	3	2	5	10	5	0,15	10	10
5	КТ3107	2	1	2,5	5	2	0,05	3	2
6	КТ630	4	2	1	2	1	0,3	0,8	1
7	КТ3102	8	6	0,5	1	0,5	0,01	1	0,5
8	КТ315	6	5	30	60	50	0,08	2	500
9	КТ361	5	4	35	70	30	0,1	1	200
10	КТ363	7	4	25	50	20	0,2	7	30
11	КТ325	5	2	7	14	15	0,2	10	40
12	КТ3107	3	1	2	4	5	0,08	3	5
13	КТ630	5	2	3	5	10	0,2	0,8	2
14	КТ3102	7	6	2	4	1	0,04	1	0,2

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	3
1. РАСЧЕТ ТРИГГЕРА ШМИТТА	4
1.1. Основные расчетные соотношения	4
1.2. Пример расчета триггера Шмитта для транзисторов КТ315	7
2. РАСЧЕТ МУЛЬТИВИБРАТОРА	9
2.1. Основные расчетные соотношения	9
2.2. Пример расчета мультивибратора на транзисторах КТ361	10
3. РАСЧЕТ ОДНОВИБРАТОРА НА ТРАНЗИСТОРАХ	12
3.1. Основные расчетные соотношения	12
3.2. Пример расчета одновибратора на транзисторах КТ363	15
4. РАСЧЕТ РС-ГЕНЕРАТОРА СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ	17
4.1. Основные расчетные соотношения	17
4.2. Пример расчета генератора синусоидальных колебаний на транзисторах КТ630	21
5. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ (ГЛИН)	24
5.1. Основные расчетные соотношения	24
5.2. Пример расчета ГЛИН на транзисторах КТ630	25
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	27
ПРИЛОЖЕНИЯ	28

Учебное издание

Чепелев Владимир Иванович
Шевцов Александр Александрович
Позднов Максим Владимирович

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Практикум

для проведения практических и расчетных работ
по дисциплине «Электронные цепи и микросхемотехника»

Редактор *Т.Д. Савенкова*
Технический редактор *З.М. Малявина*
Компьютерная верстка: *И.И. Шишкина*
Дизайн обложки: *И.И. Шишкина*

Подписано в печать 04.05.2012. Формат 60×84/16.

Печать оперативная. Усл. п. л. 1,80.

Тираж 50 экз. Заказ № 1-64-11.

Издательство Тольяттинского государственного университета
445667, г. Тольятти, ул. Белорусская, 14

