

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Н.КАРАЗИНА

ЧЕБОТАРЕВ В.И., ДУМИН А.Н., ХОЛОДОВ В.И.

ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Учебное пособие
для самостоятельной работы студентов
физических специальностей

ХАРЬКОВ – 2007

УДК 621.375
ББК 32.846.я73
Че34

Чеботарев В.И., Думин А.Н., Холодов В.И. Генераторы электрических колебаний / Под ред. В.И.Чеботарева. – Х.:ХНУ имени В.Н.Каразина, 2006. – с.

В пособии рассмотрены основные разновидности генераторов электрических колебаний, представлены распространенные методы их теоретического исследования. Показано, как эти методы применяются при исследовании автогенераторов, одновибраторов и триггеров. Приведены многочисленные примеры схем генераторов. Пособие предназначено для самостоятельной работы студентов физических специальностей при изучении курса «Основы радиоэлектроники»

У посібнику розглянуті основні різновиди генераторів електричних коливань, представлені поширені методи їх теоретичного дослідження. Показано, як ці методи застосовуються для дослідження автогенераторів, одновібраторів та тригерів. Наведені численні приклади схем генераторів. Посібник призначено для самостійної роботи студентів фізичних спеціальностей при вивченні курсу «Основы радіоелектроніки».

Рецензенты:

ст. науч. сотрудник ИРЭ НАН Украины имени О.Я.Усикова, доктор физ.-мат. наук проф. А.А. Булгаков;

зав. отд. космической радиофизики РИ НАН Украины, доктор физ.-мат. наук проф. А.А. Минаков.

Рекомендовано ученым советом радиофизического факультета Харьковского
национального университета имени В.Н. Каразина
(протокол № от 15.12.2006)

Генераторы электрических колебаний

1. Общие сведения

1.1. Автоколебательные системы. Общие сведения

Генераторами называют устройства, преобразующие энергию какого-либо источника в энергию колебаний. В радиотехнике генераторы используются с момента изобретения радио, свершившегося в конце 19-го века. В настоящее время различного рода генераторы находят широкое применение в аналоговой и цифровой технике современной радиоэлектроники.

Здесь рассматриваются генераторы, преобразующие энергию источников постоянного напряжения в электрические колебания напряжений и токов в системах, содержащих *электронные усилительные цепи* и *цепи обратной связи*.

Напомним, что **обратной связью** (ОС) называют явление обратного воздействия результатов процесса в системе на его протекание. Если при наличии обратной связи результаты процесса ослабляют его действие, то такая связь называется **отрицательной обратной связью** (ООС), а если усиливают – **положительной обратной связью** (ПОС). В последнем случае превышение некоторого порога ПОС приводит к тому, что поведение системы становится **неустойчивым**. Наличие у системы неустойчивого состояния равновесия является ее принципиальным свойством, обеспечивающим работу генераторов.

Если в системе другие состояния равновесия, кроме неустойчивого, отсутствуют, тогда в ней возникают **автоколебания**. Их форма, величина (амплитуда) и частота определяются свойствами самой системы. Подобные системы называют **автоколебательными**, а соответствующие им генераторы – **автогенераторами** (АГ). К их числу относятся автогенераторы гармонических колебаний и автогенераторы релаксационных (импульсных) колебаний.

Если в системе наряду с неустойчивым состоянием равновесия имеется одно длительное устойчивое состояние равновесия, тогда в ней может осуществляться генерирование импульсных колебаний, инициированных внешними – «запускающими» сигналами. Такие системы можно определить как **моностабильные генераторы**. К их числу относятся **ждущие импульсные генераторы**, называемые также **одновибраторами**.

Если в системе наряду с неустойчивым состоянием равновесия имеется два длительных устойчивых состояния равновесия, тогда в ней могут осуществляться скачкообразные переходы от одного состояния к другому, инициированные внешними сигналами. Эти системы, по сути, являются **бистабильными генераторами**. Такими импульсными генераторами являются **триггеры**.

Процессы, происходящие в рассматриваемых системах, описываются **нелинейными дифференциальными уравнениями**. Точных аналитических методов решения таких уравнений, за редким исключением, не существует. В связи с этим в теории колебаний было разработано большое количество разнообразных методов

приближенного анализа нелинейных цепей. Каждый метод обладает определенными преимуществами при решении некоторых задач, уступая другим в иных случаях. Даже при исследовании одной и той же схемы генератора в зависимости от режима его работы, интересующих вопросов, требуемой точности и наглядности решения приходится применять различные методы.

Далее при анализе генераторов будут использоваться *метод линеаризации* и *квазилинейный метод* (метод гармонической линеаризации). Каждый из них имеет ряд разновидностей.

Метод линеаризации заключается в замене нелинейных зависимостей линейными, что справедливо только для малых отклонений от состояния равновесия (покоя). Он применяется в основном при исследовании *условий устойчивости* и *условий самовозбуждения*.

Квазилинейный метод (метод гармонической линеаризации) применяется при исследовании систем, колебания в которых близки к гармоническим. Он основан на анализе соотношений между первыми гармониками напряжений и токов и замене нелинейного элемента эквивалентным линейным, характеризуемым средним по первой гармонике параметром. После такой замены нелинейная цепь описывается линейными уравнениями и может исследоваться методами линейной теории, например методом комплексных амплитуд. Нелинейность схемы проявляется в зависимости среднего параметра, характеризующего нелинейный элемент, от амплитуды колебаний. Метод применяется в основном при исследовании стационарных режимов работы, но может быть использован и при анализе переходных процессов в системах.

Схема простейшей системы с ОС, содержащая звенья прямой передачи и обратной связи, представлена на рис 1.1 а. Звеном прямой передачи (ЗПП) здесь служит усилительный каскад – нелинейная невзаимная цепь, передающая сигнал только в одном направлении. При использовании метода линеаризации это звено, в общем случае, характеризуется комплексной передаточной функцией $K(\omega)$ или коэффициентом передачи k для резистивного каскада.

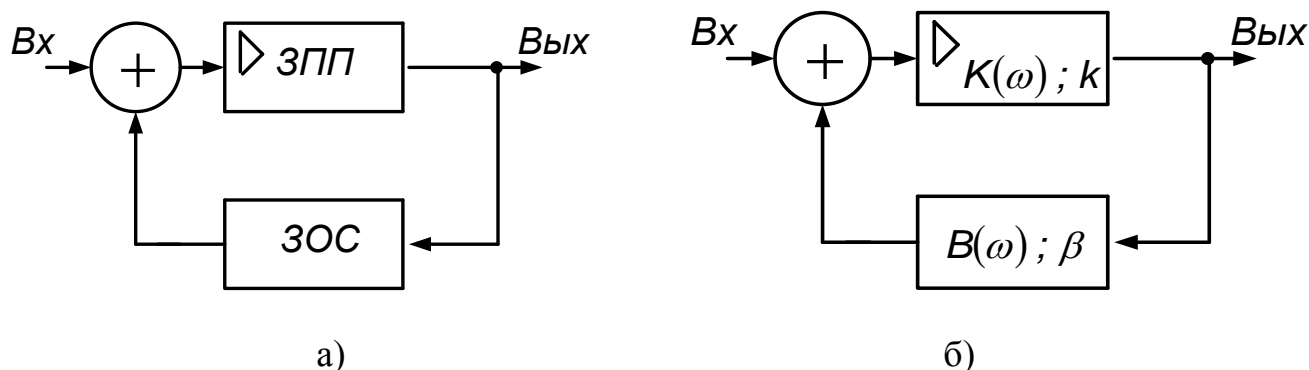


Рис. 1.1. Система с обратной связью:

- а) общий случай;
- б) линейная система с ОС

Звено обратной связи (ЗОС) передает колебание с выхода усилителя на его вход. Это звено может быть достаточно разнообразным, являясь как внешней

цепью – трансформатором, усилительным каскадом, LC-цепью, RC-цепью и др., так и частью внутреннего процесса, происходящего в звене прямой передачи, например, в автогенераторах на электронных приборах (ЭП) с внутренней ОС или в системах, моделируемых активной длинной линией. При использовании метода линеаризации это звено, в общем случае, характеризуется комплексной передаточной функцией $B(\omega)$ или коэффициентом передачи β для резистивной цепи.

В условиях линеаризации звеньев рассматриваемая система (рис. 1.1 б) характеризуется в общем случае *комплексной передаточной функцией системы с обратной связью*

$$K_{oc}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 - K(\omega)B(\omega)} \quad (1.1)$$

а для резистивной цепи – *коэффициентом передачи системы с обратной связью*

$$k_{oc} = \frac{k}{1 - k\beta}. \quad (1.2)$$

Ключевая роль в этих выражениях принадлежит произведениям $K(\omega)B(\omega)$ в (1.1) и $k\beta$ в (1.2), характеризующим циркуляцию (передачу) сигнала в замкнутом контуре системы (рис. 1.2 а). Анализ этого произведения позволяет ответить на вопрос, является ли состояние равновесия системы устойчивым или неустойчивым. В частности, чтобы генератор выполнял свои функции, состояние равновесия в нем должно быть неустойчивым и при том таким, чтобы нарушение устойчивости заключалось в возникновении колебаний и росте их величины, т.е. в самовозбуждении.

Вопросы устойчивости и самовозбуждения систем с ОС рассматриваются в теориях, анализирующих условия, при которых слабое отклонение или колебание, вызванное действием начального возмущения (флуктуации), затухает или нарастает. В силу малости величины возмущения при действии на нелинейный элемент последний заменяют линейным с характеристикой, совпадающей с касательной ВАХ нелинейного элемента в рабочей точке – точке равновесия (точке покоя). Такой подход, составляющий суть метода линеаризации, приводит к линейным теориям, обосновывающим ряд критериев устойчивости.

Один из них, **критерий устойчивости Найквиста**, рассматривает на комплексной плоскости годограф вектора $K(\omega)B(\omega)$, представляющего амплитудно-фазовую характеристику (АФХ) разомкнутой системы с ОС. Критерий утверждает: ***состояние равновесия замкнутой системы (рис. 1.2 а) является устойчивым, если АФХ разомкнутой системы (рис. 1.2б) не охватывает точку с координатами (1;0)***. Рис. 1.2 в, и рис. 1.2 г иллюстрируют АФХ систем с устойчивым и неустойчивым состояниями равновесия.

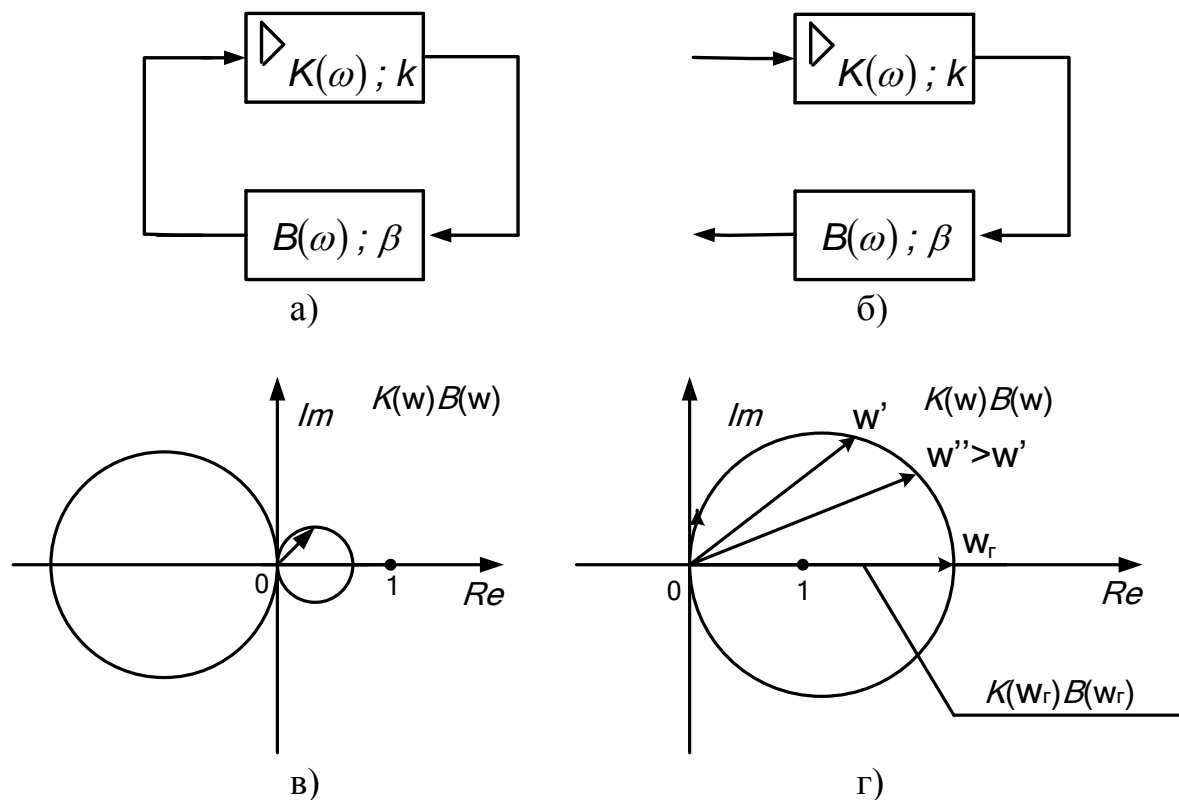


Рис. 1.2. Иллюстрация критерия Найквиста:

- а) замкнутая система с ОС;
- б) разомкнутая система с ОС;
- в) годограф устойчивой системы с ОС;
- г) годограф неустойчивой системы с ОС

В большинстве случаев АФХ системы является замкнутой кривой, проходящей через начало координат из-за того, что при $\omega = 0$ и $\omega \rightarrow \infty$ произведение $K(\omega)B(\omega)$ обращается в ноль. При $\omega = 0$ это имеет место, например, если одни части схемы отделены от других разделительными конденсаторами; а при $\omega \rightarrow \infty$ это является следствием наличия емкостей, шунтирующих колебания. Если при изменении частоты от нуля до бесконечности вектор, соответствующий произведению $K(\omega)B(\omega)$, расположится на комплексной плоскости вдоль вещественной положительной полуоси (аргумент произведения равен нулю), а его длина (модуль произведения) превысит единицу, тогда состояния равновесия системы неустойчиво. Такое условие пересечения годографом оси абсцисс на частоте ω_r можно записать в виде двух условий самовозбуждения:

условия баланса фаз

$$\arg K(\omega_r) + \arg B(\omega_r) = 2\pi n; n = 0; \pm 1; \pm 2, \dots, \quad (1.3)$$

определяющего частоту ω_r , на которой произведение $K(\omega)B(\omega)$ становится действительным, и

амплитудного условия

$$|K(\omega_r)B(\omega_r)| > 1. \quad (1.4)$$

Эти выражения поясняют физический смысл условий самовозбуждения – колебание с частотой ω на входе системы, обойдя контур, возвращается к входу с увеличившейся амплитудой, будучи синфазным. На каждом таком цикле происходит наращивание амплитуды колебания. Постепенно условие линеаризации перестает выполняться и процесс в системе принимает нелинейный характер.

Условие самовозбуждения системы с резистивными звеньями определяется неравенством:

$$k\beta > 1, \quad (1.5)$$

имеющего смысл условия лавинообразного развития процесса в начальной стадии.

Критерий Найквиста широко используется при оценке устойчивости усилителей и других устройств. Его достоинством является то, что он не требует составления подчас весьма сложных дифференциальных уравнений исследуемых устройств, а оперирует передаточными функциями отдельных звеньев. Именно поэтому он будет использоваться в последующих частях, представляющих схемотехнику автогенераторов и импульсных устройств.

Контрольные вопросы и задания

1. Какие устройства называют генераторами?
2. В чем заключается явление обратной связи? Определите ее разновидности.
3. Поясните принцип генерирования колебаний. Укажите разновидности генераторов, классифицируя их по количеству и характеру состояний равновесия в системах с ОС.
4. Укажите представленные здесь основные методы, используемые при теоретическом исследовании генераторов. Определите их суть.
5. Рассматривая выражения (1.1) и (1.2), определяющие передаточные характеристики систем с ОС, укажите роль произведений $K(\omega)B(\omega)$ и $k\beta$.
6. Сформулируйте критерий устойчивости Найквиста.
7. На основе этого критерия определите условия неустойчивого состояния равновесия системы с ОС.
8. Сформулируйте условия, которым должны удовлетворять автоколебательные системы (автогенераторы).

1.2. Иллюстрация методов исследования автогенераторов

В качестве примера, иллюстрирующего некоторые методы теоретического исследования автогенераторов, рассмотрим LC-автогенератор гармонических колебаний с индуктивной (трансформаторной) связью. Его обобщенная схема представлена на рис. 1.3 а. Подобный автогенератор, изобретенный в 1913 г. А. Мейсснером (Германия), стал первым источником высокочастотных электрических колебаний, выполненном на электронной лампе. В состав исследуемого АГ входят: электронный прибор (ЭП); колебательный контур, составленный из элементов L и C ; источник питания E_n ; индуктивность $L_{св}$,

связанная взаимной индуктивностью M с LC-контуром, источник напряжения смещения E_{CM} , определяющий положение исходной рабочей точки (точки покоя, равновесия) на вольт-амперной характеристике (ВАХ) электронного прибора (рис. 1.3 г) и сопротивление R_H нагрузки АГ. Электронный прибор, LC-контур и источник E_{CM} образуют резонансный усилительный каскад звена прямой передачи. Взаимная индуктивность M и индуктивность L_{CB} служат звеном обратной связи. В связанных индуктивностях L и L_{CB} выбрано их встречное включение, обеспечивающее именно положительную обратную связь в схеме АГ. Рис. 1.3 б представляет АГ в виде системы с ОС. На рис. 1.3 в приведена эквивалентная схема АГ. Общие омические потери на ней представлены эквивалентной проводимостью G_3 , учитывающей в т.ч. энергию, потребляемую нагрузкой АГ.

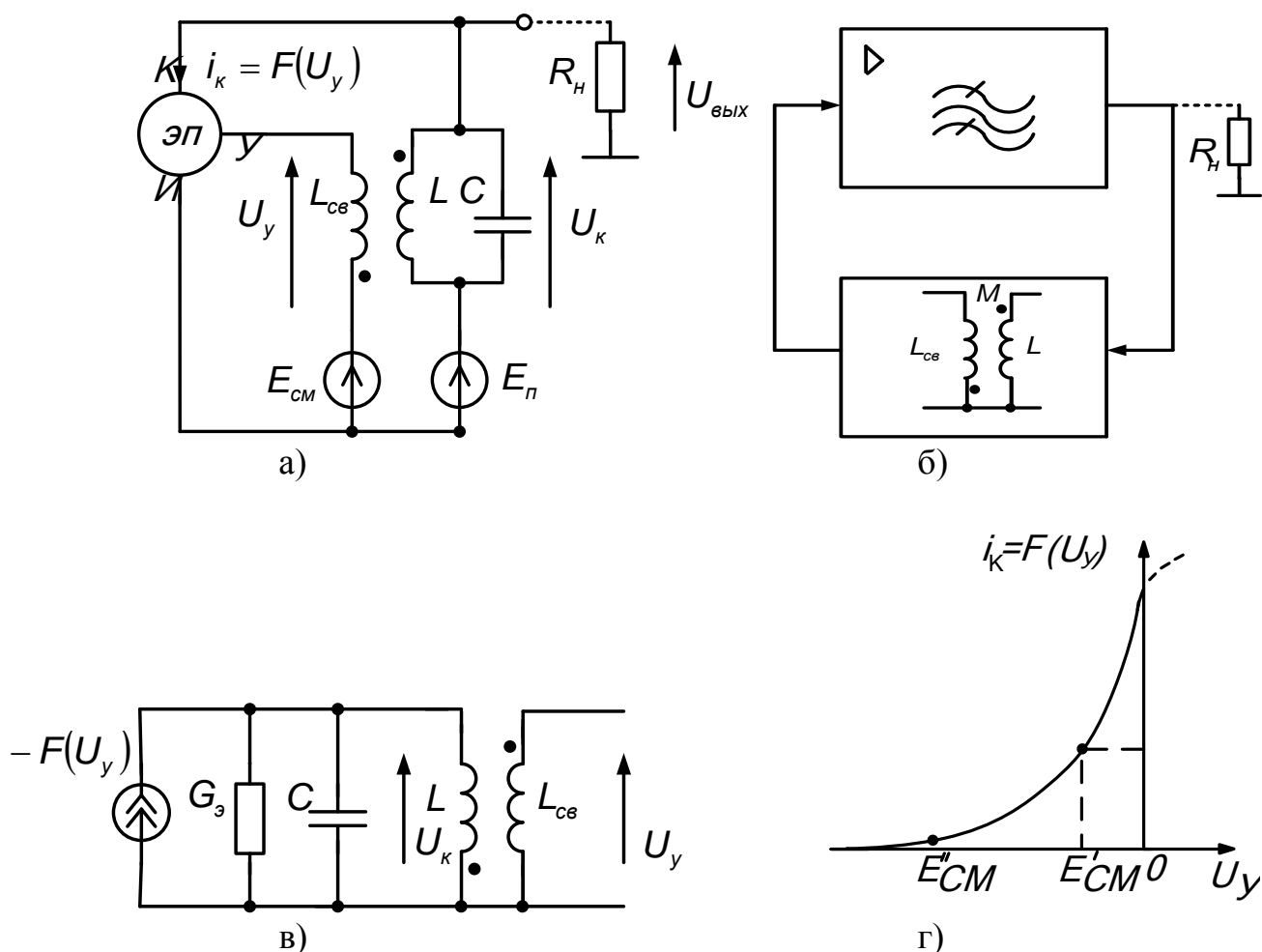


Рис. 1.3. LC-автогенератор с индуктивной (трансформаторной) связью:

- а) обобщенная принципиальная схема;
- б) представление АГ системой с ОС;
- в) эквивалентная схема АГ;
- г) вольт-амперная характеристика ЭП

В дальнейшем, составляя уравнения для анализа схем, будем учитывать только переменные составляющие напряжений и токов в схеме (их отклонения от состояния покоя), а в целях упрощения анализа используем два допущения: во-первых, ток управляющего электрода ЭП полагаем равным нулю; во-вторых,

пренебрегаем влиянием напряжения на коллекторе u_K на коллекторный ток i_K , считая его зависящим только от напряжения на управляющем электроде u_y . Таким образом, на эквивалентных схемах АГ электронный прибор будем представлять зависимым источником тока с задающим током $i_K = F(u_y)$.

1.2.1. Исследование условий самовозбуждения АГ посредством критерия Найквиста

Линеаризуем рассматриваемую систему, заменяя нелинейную зависимость ВАХ ЭП $i_K = F(u_y)$ (рис. 1.3 г) линейной $i_K = Su_y$, где $S = \frac{dF(u_y)}{du_y}$ – крутизна характеристики в исходной рабочей точке, т.е. при $u_y = E_{CM}$.

Полагая, что для малых колебаний процесс усиления является линейным, представим АГ эквивалентной схемой – линейной цепью, приведенной на рис. 1.4 а. Для анализа схемы используем метод комплексных амплитуд.

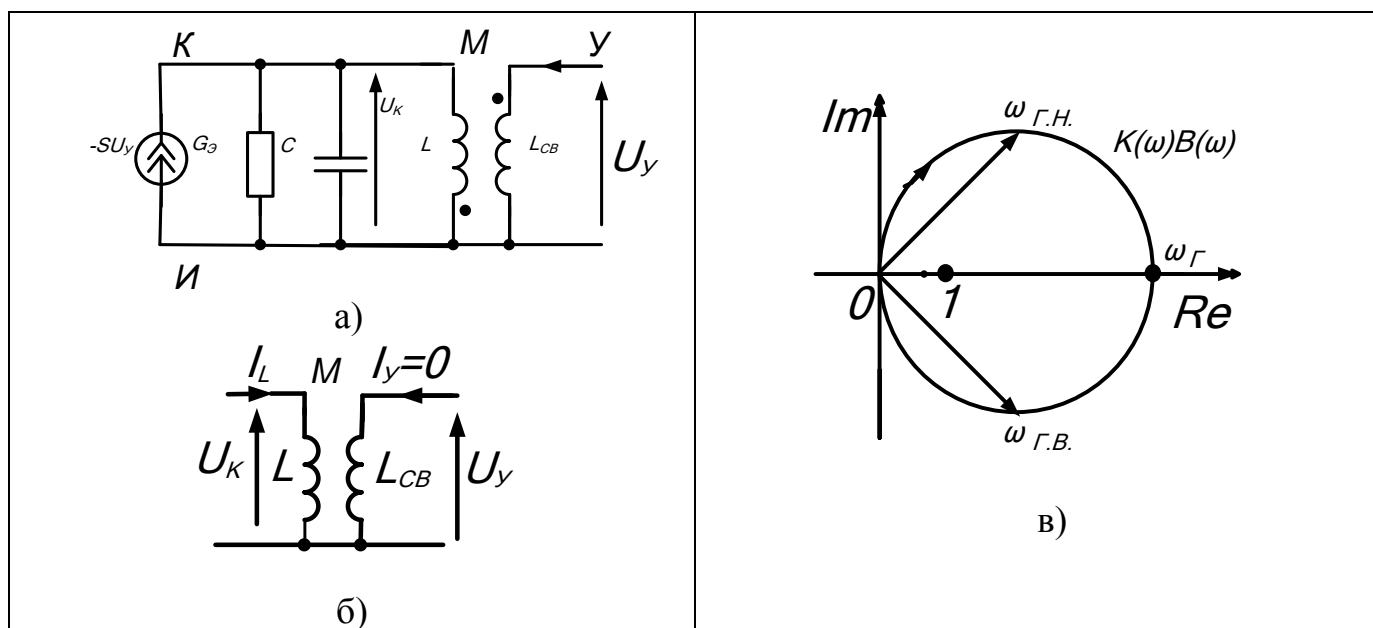


Рис. 1.4. Эквивалентные схемы линеаризованных звеньев системы:

а) звено прямой передачи;

б) звено обратной связи;

в) АФХ системы в разомкнутом состоянии

Звено прямой передачи – резонансный усилитель с общим инжекторным электродом (рис. 1.4 а). Его комплексная передаточная функция $K(\omega)$ связывает напряжения на управляющем \dot{U}_y и коллекторном \dot{U}_K электродах, $\dot{U}_K = K(\omega)\dot{U}_y$. Эта связь представляется узловым уравнением

$$\left(G_{\text{э}} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right) \dot{U}_K = -S\dot{U}_y. \quad (1.6)$$

Из него следует

$$K(\omega) = -SR_{\Sigma}N(\omega).$$

Здесь

$$N(\omega) = \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

– множитель, характеризующий резонанс с параметрами колебательной системы: $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$ – резонансная частота; $Q = \omega_0 CR_{\Sigma}$ – добротность.

Таким образом, для звена прямой передачи имеем

$$K(\omega) = \frac{SR_{\Sigma}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} e^{j \left(\pi - \arctg Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)}. \quad (1.7)$$

Звено обратной связи – связанные индуктивности (рис. 1.4 б). С учетом того, что ток управляющего электрода ЭП равен нулю и индуктивности включены встречно, имеем:

$$\begin{aligned} \dot{U}_K &= j\omega L \dot{I}_L; \\ \dot{U}_Y &= -j\omega M \dot{I}_L. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Откуда следует формула, определяющая коэффициент передачи звена обратной связи $\dot{U}_Y = B \dot{U}_K$:

$$B = -\frac{M}{L} = \frac{M}{L} e^{j\pi}. \quad (1.9)$$

Используем условия самовозбуждения, следующие из критерия устойчивости Найквиста. Условие баланса фаз (1.3) приводит к уравнению, определяющему частоту ω_{Γ} возникающих автоколебаний:

$$\pi - \arctg Q \left(\frac{\omega_{\Gamma}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{\Gamma}} \right) + \pi = 2\pi n. \quad (1.10)$$

Из (1.10) следует

$$\omega_{\Gamma} = \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (1.11)$$

Амплитудное условие (1.4) определяет соотношение параметров элементов схемы, при которых автоколебания возникают и нарастают:

$$\frac{SMR_{\Sigma}}{L} > 1. \quad (1.12)$$

Из выполненного анализа следует, что при выполнении условия (1.12) в рассматриваемой системе самопроизвольно возникнут автоколебания с частотой ω_{Γ} . Их форма близка к гармонической, поскольку условие (1.10) выполняется только на одной частоте. АФХ системы в разомкнутом состоянии

является окружностью диаметром SMR_3 / L на комплексной плоскости, охватывающей точку с координатами (1;0) (рис. 1.4 в).

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните принцип работы автогенератора, представленного схемой рис. 1.3 а. Укажите части схемы, составляющие звенья прямой передачи и обратной связи.
2. При каких условиях рассматриваемая система представима схемами, приведенными на рис. 1.4?
3. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий, использованных при анализе автогенератора посредством критерия Найквиста.
4. Дайте определение таким параметрам колебательной системы как «резонансная частота» и «добротность».
5. Почему частота возникающих автоколебаний ω_r совпадает с резонансной частотой ω_0 колебательной системы звена прямой передачи?
6. Каков физический смысл неравенства (1.12)?

1.2.2. Исследование самовозбуждения автогенератора методом линеаризации дифференциального уравнения

Рассмотрим исходную эквивалентную схему АГ, приведенную на рис. 1.3 в. Запишем узловое уравнение для звена прямой передачи:

$$C \frac{du_k}{dt} + G_3 u_k + \frac{1}{L} \int u_k d\tau = -F(u_y). \quad (1.13)$$

Из соотношений, определяющих связанные индуктивности L и $L_{св}$ при оговоренных выше условиях (встречное включение, $i_y = 0$):

$$u_k = L \frac{di_L}{dt};$$

$$u_y = -M \frac{di_L}{dt};$$

имеем

$$u_k = -\frac{L}{M} u_y. \quad (1.14)$$

После подстановки (1.14) в (1.13) и последующего дифференцирования получим

$$\frac{LC}{M} \frac{d^2 u_y}{dt^2} + \frac{G_3 L}{M} \frac{du_y}{dt} + \frac{1}{M} u_y = \frac{dF(u_y)}{du_y} \frac{du_y}{dt}. \quad (1.15)$$

Здесь

$$\frac{dF(u_y)}{du_y} = S(u_y)$$

– функция, определяющая зависимость крутизны ВАХ от напряжения на управляющем электроде.

После перестановок в (1.15) получим нелинейное дифференциальное уравнение, справедливое для любой из искоемых переменных и для U_y , и для U_k :

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{1}{R_3 C} - \frac{M}{LC} S(u_y) \right) \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0. \quad (1.16)$$

Линеаризуем уравнение (1.16), заменяя функцию $S(u_y)$ значением крутизны S в исходной рабочей точке, и приведем его к виду:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\alpha \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0, \quad (1.17)$$

где

$$2\alpha = \frac{1}{R_3 C} - \frac{M}{LC} S$$

– величина, принимающая положительное или отрицательное значение в зависимости от параметров элементов схемы.

Характеристическое уравнение линейного дифференциального уравнения (1.17) имеет вид

$$V(p) = p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2 = 0. \quad (1.18)$$

В демонстрируемом методе в общем случае именно расположение на комплексной плоскости корней характеристического уравнения $V(p) = 0$ линеаризованного дифференциального уравнения в окрестности рабочей точки (точки покоя, равновесия) определяет устойчивость или неустойчивость системы в этой точке. Критерием здесь является утверждение – «система устойчива, если все корни характеристического уравнения располагаются в левой полуплоскости». Если хоть один из корней лежит в правой полуплоскости – система неустойчива. В общем случае нахождение корней характеристического уравнения, когда его степень выше второй, представляет сложную задачу. Однако, в рассматриваемом примере степень характеристического уравнения равна двум. В этом случае корни определяются известными выражениями и являются комплексно-сопряженной парой

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_C, \quad (1.19)$$

где $\omega_C = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ – частота свободных колебаний.

Соответствующее решение дифференциального уравнения (1.17) определяет свободные колебания в системе:

$$u = U_0 e^{-\alpha t} \cos(\omega_C t + \varphi_0). \quad (1.20)$$

Здесь U_0 и φ_0 определяются начальными условиями.

При $\alpha > 0$ корни (1.19) располагаются в левой полуплоскости, свободные колебания затухают – система в рабочей точке устойчива. При $\alpha < 0$ корни (1.19) располагаются в правой полуплоскости, свободные колебания нарастают – система

Figure 10.10 consists of two parts, (a) and (b), each showing a pole-zero diagram in the complex plane and a corresponding time-domain plot of voltage U versus time t .

Part (a) shows the overdamped case where $V(p) = 0$. The pole-zero diagram has two real poles at $-a$ and $-b$ on the real axis, with $b > a$. The time-domain plot shows a non-oscillatory response that decays exponentially, with the envelope labeled $e^{-a t}$.

Part (b) shows the underdamped case where $V(p) = 0$. The pole-zero diagram has two complex conjugate poles at $\pm j\omega C \pm a$ on the imaginary axis, with $a < \omega C$. The time-domain plot shows an oscillatory response that decays exponentially, with the envelope labeled $e^{-a t}$.

Таким образом, условием самовозбуждения колебаний в АГ является выполнение неравенства

совпадающее с полученным ранее соотношением (1.12).

$$u = U_0 e^{|\alpha|t} \cos(\omega_C t + \varphi_0), \quad (1.22)$$

13

Контрольные вопросы и задания

1. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторить последовательность действий, использованных при анализе автогенератора методом линеаризации дифференциального уравнения.
2. Как с помощью характеристического уравнения можно судить об устойчивости системы?
3. При каком расположении корней характеристического уравнения рассматриваемая система неустойчива?
4. В чем отличие результатов, полученных данным методом и предыдущим?

1.2.3. Исследование стационарного режима автогенератора квазилинейным методом

Пусть условия самовозбуждения АГ (1.12) выполняются. Тогда возникшие в результате флуктуации автоколебания нарастают, причем пока они малы, их амплитуда увеличивается по экспоненциальному закону (1.22), (рис. 1.5 б). С ростом амплитуды начинает сказываться нелинейный характер ВАХ $i_k = F(u_y)$, ограничивающий рост колебаний за счет отсечки и насыщения коллекторного тока. Монотонно нарастая, амплитуда автоколебаний приближается к стационарному значению.

Если добротность используемой в АГ колебательной системы является высокой ($Q \gg 10$), то форма колебаний напряжений u_y и u_k не может существенно отличаться от гармонической.

Пусть

$$u_y = U_y \cos \omega t. \quad (1.23)$$

Тогда коллекторный ток является периодической функцией ωt . Представим ее рядом Фурье:

$$i_k = F(U_y \cos \omega t) = \sum_{(n)} I_{kn} \cos n \omega t. \quad (1.24)$$

Из-за резонанса существенной здесь является первая гармоника тока

$$i_k \cong I_{k1} \cos \omega t. \quad (1.25)$$

Ее амплитуда определяется формулой коэффициентов разложения в ряд Фурье:

$$I_{k1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F(U_y \cos \omega t) \cos \omega t d\omega t. \quad (1.26)$$

Зависимость $I_{k1}(U_y)$, называемая **колебательной характеристикой** АГ, используется при анализе режимов автоколебаний.

Отношение $I_{k1}(U_y)/U_y$ определяет **среднее значение крутизны** ВАХ, также зависящее от U_y .

$$S_{CP}(U_y) = \frac{1}{\pi U_y} \int_{-\pi}^{\pi} F(U_y \cos \omega t) \cos \omega t d\omega t. \quad (1.27)$$

Излагаемый подход, основанный на предположении, что при высоких значениях добротности колебательной системы ($Q \gg 10$) достаточно при анализе учитывать только первые гармоники в нелинейной цепи, составляет суть квазилинейного метода (метода гармонической линеаризации).

Возвращаясь к полученному выше нелинейному уравнению (1.16) заменим напряжение U его первой гармоникой. Предположим также, что первая гармоника тока может быть определена как $i_k = S_{CP}(U_y)u_y$. Тогда получим уравнение

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \left(\frac{1}{R_3 C} - \frac{MS_{CP}(U_y)}{LC} \right) \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0, \quad (1.28)$$

являющееся линейным, если амплитуда U_y постоянна.

Условием стационарности колебаний является равенство нулю коэффициента при первой производной, т.е. когда,

$$S_{CP}(U_y) = \frac{L}{R_3 M}. \quad (1.29)$$

Решение этого уравнения позволяет определить амплитуду стационарных колебаний $U_{y,CT}$ и, следовательно, $U_{k,CT} = \frac{L}{M} U_{y,CT} = U_{Вых}$.

Из анализа уравнения (1.28) следует, что режим стационарных колебаний является устойчивым. Действительно, положительное приращение U_y приводит к уменьшению среднего значения крутизны $S_{CP}(U_y)$ и, следовательно, к затуханию колебаний, а отрицательное – к увеличению среднего значения крутизны $S_{CP}(U_y)$ и, следовательно, к нарастанию колебаний. Таким образом, режим автоколебаний является устойчивым, если

$$\frac{dS_{CP}}{dU_y} < 0. \quad (1.30)$$

Из уравнения (1.28) следует и то, что частота автоколебаний ($\omega_r = \omega_0$) равна резонансной частоте колебательной системы. И чем выше ее добротность, тем круче у нее фазочастотная характеристика в окрестности частоты ω_0 и, следовательно, тем выше стабильность частоты автоколебаний.

Продолжим анализ стационарного режима АГ, используя полиномиальную аппроксимацию ВАХ ЭП относительно исходной рабочей точки:

$$i_k = F(U_y) = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + a_4 u_y^4 + a_5 u_y^5 + \dots \quad (1.31)$$

После подстановки (1.31) в (1.26) и использования тригонометрических формул получим аналитическое выражение для колебательной характеристики:

$$I_{k1} = a_1 U_y + \frac{3}{4} a_3 U_y^3 + \frac{5}{8} a_5 U_y^5 + \dots \quad (1.32)$$

Поделив I_{k1} на U_y получим аналитическое выражение для характеристики средней крутизны:

$$S_{CP} = a_1 + \frac{3}{4} a_3 U_y^2 + \frac{5}{8} a_5 U_y^4 + \dots \quad (1.33)$$

Здесь $a_1 = S$ – значение крутизны в ВАХ в исходной рабочей точке. Заметим также, что члены полинома (1.31) с четными степенями не создают вклада в I_{K1} .

Следует отметить, что в зависимости от выбранного положения исходной рабочей точки на ВАХ, определяемого величиной напряжения смещения E_{CM} (рис. 1.3 г), в АГ рассматриваемого типа различают два режима возбуждения автоколебаний: *мягкий*, когда колебания в системе возникают в результате флуктуаций и *жесткий*, при котором для возбуждения автоколебаний необходимо выполнение дополнительных условий.

Мягкий режим самовозбуждения АГ осуществляется, когда исходная рабочая точка выбрана на участке с наиболее высоким значением крутизны ($E_{CM} = E'_{CM}$). В этом случае с ростом амплитуды U_y средняя крутизна S_{CP} убывает, поскольку при усреднении учитываются области с меньшим значением крутизны. Чтобы аппроксимирующий полином (1.31) качественно правильно передавал эту особенность характеристики $S_{CP}(U_y)$, его наименьшая степень должна быть равна трем, и коэффициент при третьей степени a_3 должен быть отрицательным. Таким образом, мягкий режим может быть представлен укороченным полиномом третьей степени:

$$i_K = F(U_y) = Su_y - ku_y^3, \quad (1.34)$$

где $k = |a_3|$.

Тогда выражения (1.32) и (1.33), определяющие основные характеристики процесса в АГ, принимают вид:

$$I_{K1}(U_y) = SU_y - \frac{3}{4}kU_y^3; \quad (1.35)$$

$$S_{CP}(U_y) = S - \frac{3}{4}kU_y^2. \quad (1.36)$$

Подставляя (1.36) в (1.29) получаем конкретное уравнение для определения амплитуды стационарных колебаний

$$S - \frac{3}{4}kU_{y,CT}^2 = \frac{L}{R_3 M}. \quad (1.37)$$

Его решение определяет связь $U_{y,CT}$ с параметрами элементов схемы:

$$U_{y,CT} = \frac{2}{\sqrt{3k}} \sqrt{S - \frac{L}{MR_3}}. \quad (1.38)$$

В соответствии с (1.14)

$$U_{K,CT} = \frac{L}{M} U_{y,CT} = \frac{2L}{M\sqrt{3k}} \sqrt{S - \frac{L}{MR_3}}. \quad (1.39)$$

Учитывая связь средней крутизны и колебательной характеристики $I_{K1} = S_{CP}U_y$, решение, определяющее $U_{y,CT}$ можно находить посредством колебательной характеристики и уравнения (1.29)

$$I_{K1}(U_{y,CT}) = \frac{L}{MR_3} U_{y,CT}. \quad (1.40)$$

Графики, иллюстрирующие зависимости (1.35), (1.36) и (1.37), (1.40) представлены на рис. 1.6. Из графиков видно, что в мягком режиме самовозбуждения колебаний их амплитуда плавно нарастает с увеличением обратной связи.

Жесткий режим возбуждения АГ осуществляется, когда исходная рабочая точка выбрана вблизи отсечки коллекторного тока ($E_{CM} = E_{CM}''$). С ростом амплитуды U_y средняя крутизна сначала нарастает до некоторого максимального значения (при усреднении учитываются области ВАХ с большим значением крутизны), а затем убывает. Минимальная степень аппроксимирующего полинома (1.31), качественно правильно передающая особенность характеристик процесса, равна пяти:

$$i_k = F(U_y) = Su_y + a_3u_y^3 + a_5u_y^5, \quad (1.41)$$

причем $a_3 > 0$, $a_5 < 0$. Тогда основные характеристики принимают вид:

$$I_{K1}(U_y) = SU_y + \frac{3}{4}k_1U_y^3 - \frac{5}{8}k_2U_y^5; \quad (1.42)$$

где $k_1 = a_3$; $k_2 = |a_5|$;

$$S_{CP}(U_y) = S + \frac{3}{4}k_1U_y^2 - \frac{5}{8}k_2U_y^4. \quad (1.43)$$

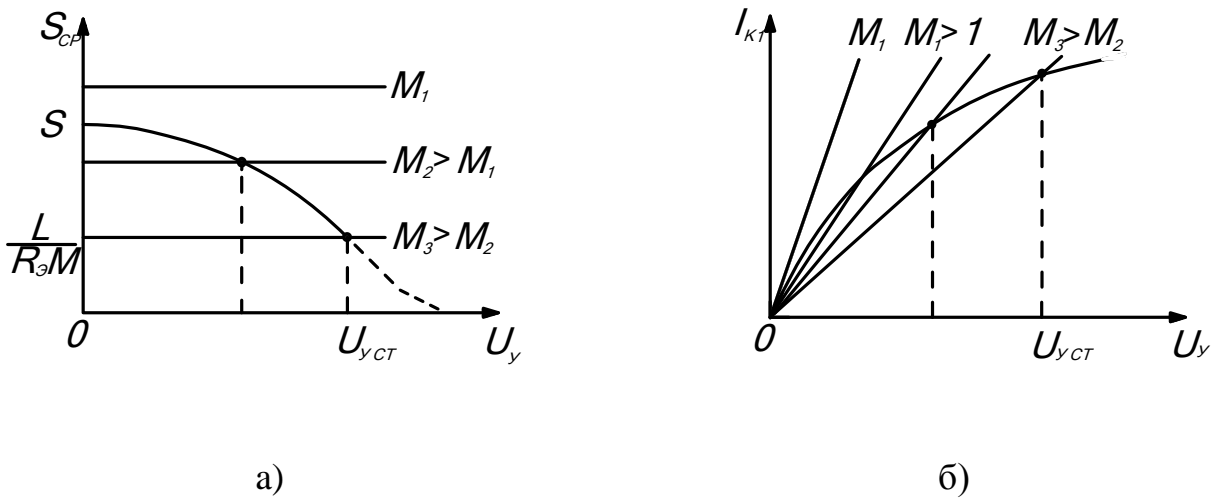


Рис. 1.6. Графики, иллюстрирующие мягкий режим возбуждения АГ:

а) характеристика средней крутизны;

б) колебательная характеристика

Графики, иллюстрирующие жесткий режим возбуждения автоколебаний, приведены на рис. 1.7. Точкам на графике рис. 1.7 а, расположенным левее максимума, соответствует условие $\frac{dS_{CP}}{dU_y} > 0$, обеспечивающее устойчивость состояния равновесия системы. Точкам на этом графике, расположенным правее

максимума, соответствует условие $\frac{dS_{CP}}{dU_y} < 0$, обеспечивающее существование автоколебаний.

Жесткий режим самовозбуждения автоколебаний характеризуется скачкообразным возникновением колебаний большой амплитуды при плавном увеличении обратной связи и скачкообразным срывом колебаний при уменьшении обратной связи. Этому режиму свойственны меньшая по сравнению с мягким режимом величина постоянной составляющей коллекторного тока и, как следствие, более высокий КПД.

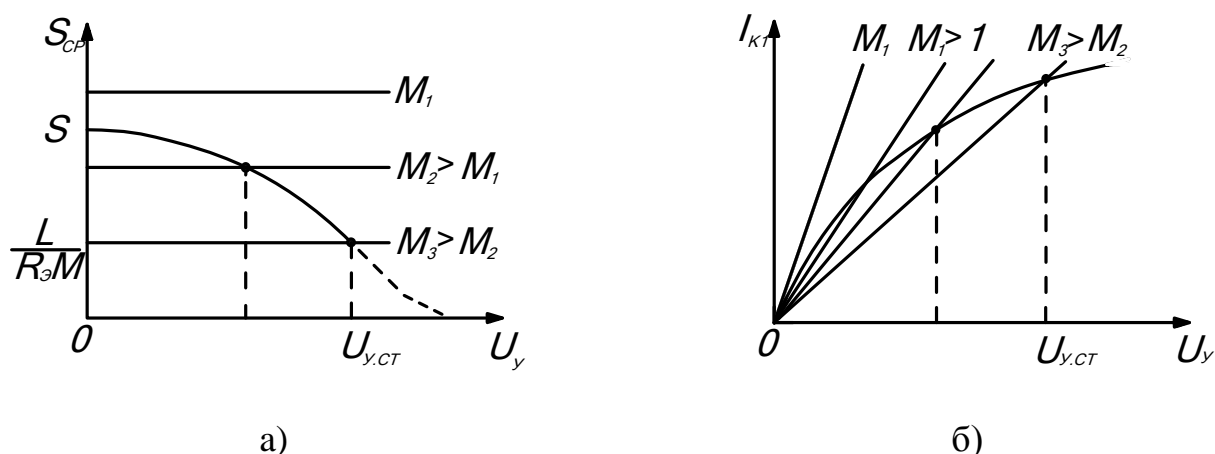


Рис. 1.7. Графики, иллюстрирующие жесткий режим возбуждения АГ:
а) характеристика средней крутизны;
б) колебательная характеристика

Дальнейший анализ АГ, заключающийся в исследовании переходного процесса, завершающегося установлением стационарных колебаний, также может быть выполнен квазилинейным методом. В качестве объекта анализа выберем уравнение (1.28). Используем аппроксимацию ВАХ ЭП укороченным полиномом (1.34) и соответствующую характеристику средней крутизны (1.36). Опуская промежуточные выкладки, приведем окончательное, определяющее изменение амплитуды в мягком режиме установления колебаний

$$U(t) = \frac{U_{CT}}{\sqrt{1 + e^{-|2\alpha|t} \left(\frac{U_{CT}^2}{U_0^2} - 1 \right)}}. \quad (1.44)$$

Здесь U_0 и α определены выше в п. 1.2.2. На начальном этапе, когда амплитуда нарастает, начиная с очень малой величины U_0 , обязанной наличию флуктуаций, т.е. при $U_0 \ll U_{CT}$, пренебрегая единицами в знаменателе (1.44), имеем:

$$U(t) = U_0 e^{|\alpha|t} \quad (1.45)$$

– выражение, совпадающее с законом изменения амплитуды в (1.22). При $t \rightarrow \infty$, имеем $U = U_{CT}$. Рис 1.8 иллюстрирует установление стационарных колебаний в АГ с мягким режимом самовозбуждения.

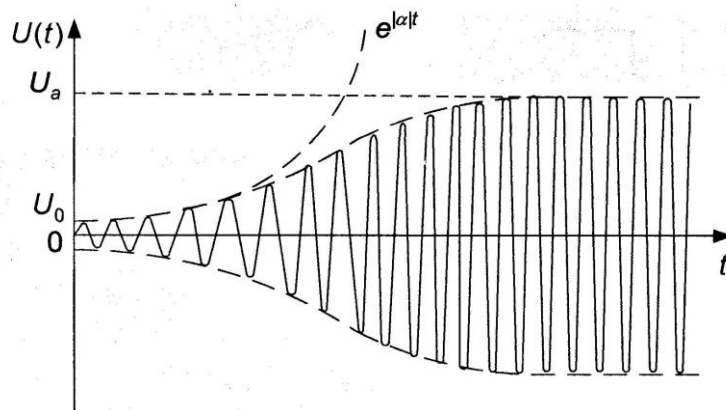


Рис. 1.8 Установление стационарных колебаний в АГ

Контрольные вопросы и задания

1. На каком основании в квазилинейном методе учитываются только первые гармоники периодических колебаний напряжений и токов?
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий, использованных при анализе автогенератора квазилинейным методом.
3. Какая зависимость называется колебательной характеристикой?
4. Как определяется среднее значение крутизны ВАХ ЭП?
5. От чего зависит характер (мягкий или жесткий) режима возбуждения автоколебаний в АГ?
6. Чем отличаются мягкий и жесткий режимы возбуждения автоколебаний? При каких условиях они осуществляется?

1.2.4. Стабилизация частоты автогенераторов с помощью кварца

Одной из важнейших характеристик АГ является **стабильность частоты**, определяющая надежность, точность и бесперебойность радиоэлектронных систем. **Нестабильность частоты** определяется возможным относительным изменением частоты $\delta = \Delta f / f_0$, где f_0 – установленная частота генератора, Δf – ее возможное изменение. В различных случаях требования к стабильности частоты могут существенно отличаться. Так допустимая нестабильность частоты в связных радиостанциях составляет $10^{-4} - 10^{-5}$, в космических радиоэлектронных системах $10^{-10} - 10^{-12}$.

Частота колебаний АГ определяется из условия баланса фаз (1.3) и любое изменение фаз, входящих в это выражение, приводит к изменению частоты автоколебаний. Поэтому в первую очередь стремятся повысить добротность колебательной системы. Чем она выше, тем круче фазовая характеристика в окрестности резонанса, тем меньшее отклонение частоты генерации от резонансной частоты колебательной системы восстанавливает условие баланса фаз.

Другими причинами ухода частоты являются: изменения величин L катушек индуктивности и C конденсаторов, обусловленные колебаниями температуры воздуха; изменения емкостей p - n переходов в транзисторах; колебания напряжения

питания. Уменьшение ухода частоты, вызванного этими обстоятельствами, достигают: выбирая специализированные радиодетали; стабилизируя напряжение питания АГ; помещая его колебательную систему в термостат и др. Такими приемами достигают значений нестабильности порядка $10^{-4} - 10^{-5}$. Более высокая стабильность частоты ($\delta = 10^{-6} - 10^{-10}$) достигается при использовании в колебательной системе *кварцевых резонаторов*.

Их выполняют из монокристаллов кварца, делая срезы под определенными углами к осям кристалла. Размеры получаемых пластин кварца и их кристаллографическая ориентация определяют частоту электромеханического резонанса, основанного на прямом и обратном пьезоэффектах. Вырезанную пластинку помещают в кварцедержатель и сокращенно называют кварцем. Его условное обозначение на схемах приведено на рис. 1.9 а.

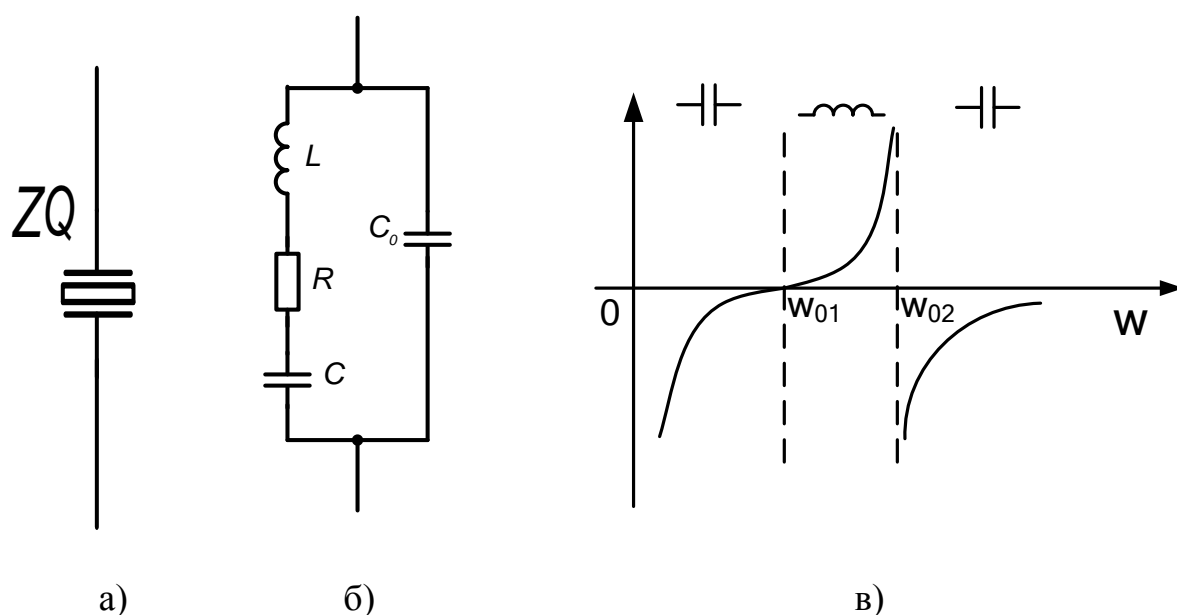


Рис. 2.15. Кварцевый резонатор:

а) условное обозначение на схемах;

б) схема замещения;

в) частотная зависимость реактивной составляющей сопротивления резонатора;

Электрические параметры кварцевого резонатора хорошо описываются схемой замещения, представленной на рис. 1.9 б. Величины L и C определяются механическими свойствами кварцевой пластины. R – небольшое сопротивление резистивности, характеризующей затухание механических колебаний. Величина емкости C_0 определяется электродами кварца и кварцедержателем. Приведенной схеме резонатора свойственны два резонанса: последовательный на частоте

$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ и параллельный на частоте $\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{LCC_0/(C + C_0)}}$ (рис. 1.9 в). Частоты

ω_{01} и ω_{02} близки и отличаются на доли при больших отношениях емкостей C_0/C . В интервале частот от ω_{01} до ω_{02} реактивное сопротивление кварца имеет индуктивный характер, а за его пределами – емкостной. Применение кварцевых

резонаторов в АГ существенно улучшает их стабильность, достигая значений нестабильности $10^{-6} - 10^{-10}$.

Примеры схем автогенераторов, стабилизированных кварцем, будут приведены в следующем разделе пособия.

Контрольные вопросы и задания

1. Как определяется нестабильность частоты автогенераторов?
2. Какова допустимая нестабильность частоты в связных радиостанциях, в космических радиоэлектронных системах?
3. От чего зависит стабильность частоты LC-автогенераторов?
4. Для чего в колебательных системах используют кварцевые резонаторы?

2. Автогенераторы гармонических колебаний

2.1. LC-автогенераторы с индуктивной (трансформаторной) связью

Эта разновидность АГ, рассмотренная в предыдущем разделе (п. 1.2), представлена там обобщенной принципиальной схемой рис. 1.2 а и теоретически исследована различными методами. В частности показано, что условием самовозбуждения является выполнение неравенства (1.12), содержащего параметры элементов схемы: $\frac{SR_{\Sigma}M}{L} > 1$. При выполнении этого условия в системе

возникают автоколебания с частотой $\omega_r = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. В режиме стационарных колебаний их амплитуда примерно соответствует напряжению источника питания. При этом, чем выше добротность колебательной системы Q , тем выше стабильность частоты генерируемых колебаний, тем меньше проявляется влияние высших гармоник. Принципиальные схемы LC-автогенераторов гармонических колебаний с индуктивной связью приведены на рис. 2.1.

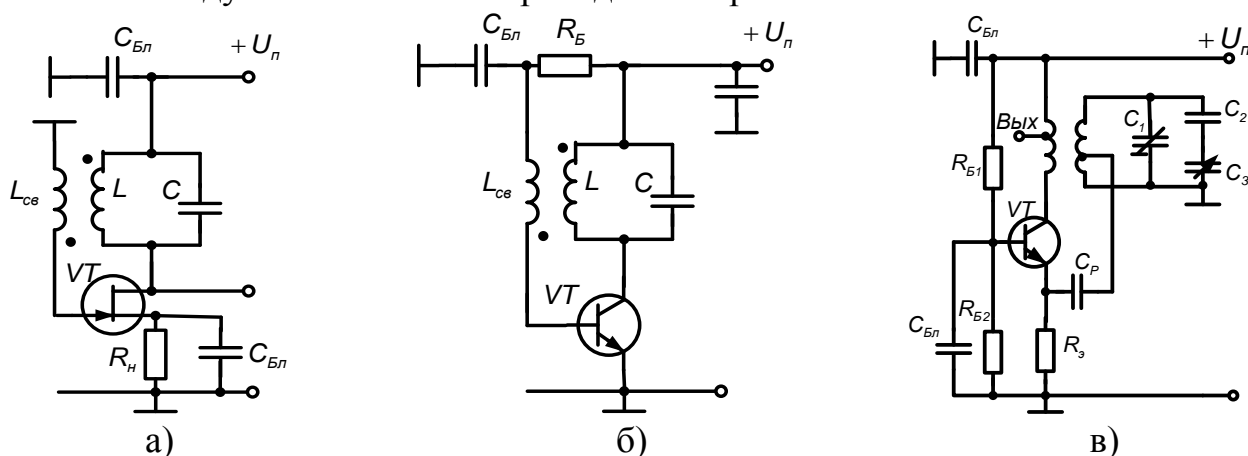


Рис. 2.1. Схемы LC-автогенераторов с индуктивной связью:

- а) на основе резонансного усилителя с общим истоком;
- б) на основе резонансного усилителя с общим эмиттером;
- в) на основе резонансного усилителя с общей базой

В усилителях мощности используются *двухтактные схемы*, когда два ЭП попеременно работают в активном режиме, обеспечивают заданную выходную мощность в нагрузке и обладают существенно более высоким КПД по сравнению со схемами на одном ЭП, работающими в режиме линейного усиления. Это обусловлено тем, что ток покоя в двухтактных схемах мал и вообще может равняться нулю. Для тех же целей двухтактные схемы используются и при построении схем АГ. Примеры принципиальных схем двухтактных АГ приведены на рис. 2.2.

На рис. 2.2 а представлена схема, построенная на основе двух АГ с индуктивной связью. Транзисторы VT_1 и VT_2 в ней открываются попеременно. Диод VD используется в качестве резистивности, имеющей небольшое сопротивление, образующей вместе с резистором R_B делитель напряжения в цепи баз транзисторов.

Так как в двухтактной схеме напряжение на управляющем электроде одного из ЭП синфазно напряжению на коллекторном электроде другого, то нет необходимости инвертировать фазу колебания с помощью вторичной обмотки трансформатора. Можно обойтись без нее, используя емкостные связи, как это представлено в схеме, приведенной на рис. 2.2 б. Звено обратной связи здесь – делитель напряжения, составленный из RC-цепочек.

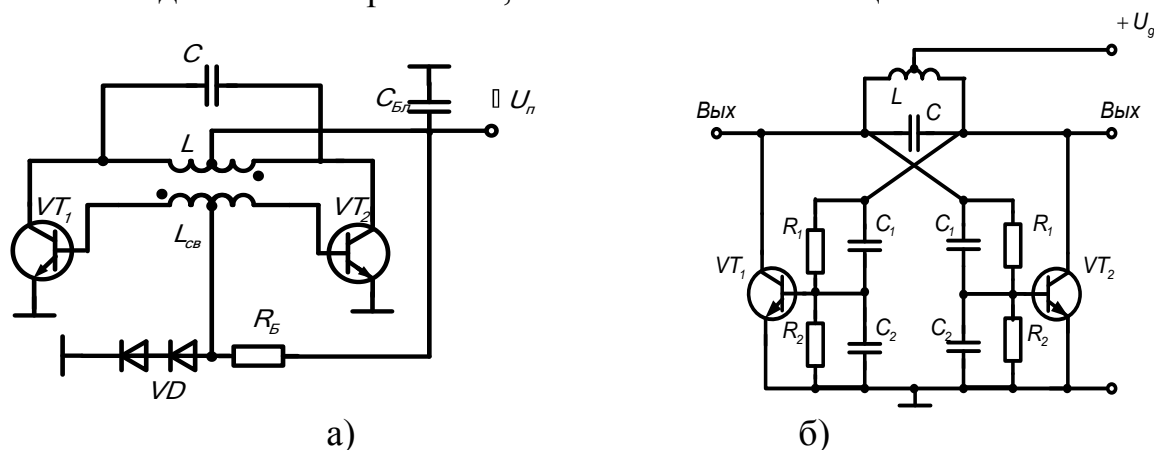


Рис. 2.2 Схемы двухтактных LC-автогенераторов:

а) автогенератор с индуктивной связью;

б) автогенератор с емкостной связью

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу LC-автогенераторов, представленных схемами на рис. 2.1. Укажите, элементы, определяющие частоту и стабильность автоколебаний генераторов.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы: начертите схемы LC-автогенераторов с индуктивной связью на всех разновидностях транзисторов, запишите условие их самовозбуждения, определите частоту автоколебаний и добротность колебательной системы.

3. Поясните работу LC-автогенераторов, представленных схемами на рис. 2.2. Укажите преимущества двухтактных схем автогенераторов с индуктивной связью. Начертите схему такого генератора.

2.2. LC-автогенератор на операционном усилителе

На рис. 2.3 представлена схема LC-автогенератора гармонических колебаний, основой которого является операционный усилитель (ОУ), включенный по неинвертирующей схеме. Для упрощения анализа этого АГ будем пользоваться моделью идеального ОУ с параметрами: $k_0 \rightarrow \infty$; $R_{ВХ} \rightarrow \infty$; $R_{ВЫХ} \rightarrow 0$. Поэтому полагаем, что токи входных клемм равны нулю, а глубокая ООС, образуемая в схеме при $k_0 \rightarrow \infty$, приводит к виртуальному (негальваническому) уравниванию напряжений u^+ и u^- на входных клеммах ОУ.

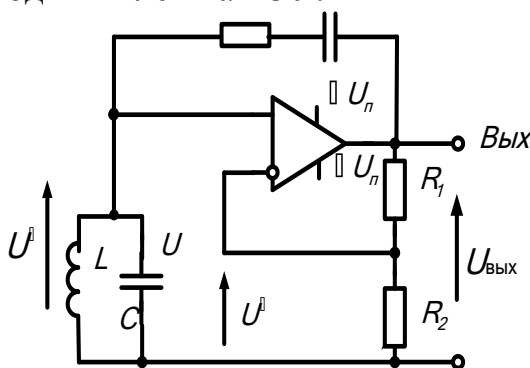


Рис. 2.3. Схема LC-автогенератора на операционном усилителе

Для определения условий самовозбуждения АГ воспользуемся критерием Найквиста. Считая, что для малых колебаний система является линейной цепью, используем для анализа метод комплексных амплитуд. Звено прямой передачи – неинвертирующая схема усилителя на ОУ. Его коэффициент передачи k , связывающий напряжения на неинвертирующем входе u^+ и выходе ОУ $u_{ВЫХ}$, представляется формулой:

$$k = \frac{u_{ВЫХ}}{u^+} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (2.1)$$

Отметим, что в этом выражении $|k| > 1$, а $\arg k = 0$.

Звеном обратной связи здесь служит делитель напряжения, составленный из сопротивления R и комплексного сопротивления Z LC-цепи, (сопротивлением емкости $1/\omega C$ пренебрегаем). С учетом того, что входной ток ОУ равен нулю, имеем:

$$B(\omega) = \frac{\dot{U}^+}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \frac{Z}{R+Z} = \frac{1}{1+jR\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{1}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} e^{j\arctg Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}. \quad (2.2)$$

Здесь: $Q = \omega_0 CR$ – добротность колебательной системы звена ОС; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – ее резонансная частота.

Условие баланса фаз (1.3) приводит к уравнению, определяющему частоту ω_r возникающих автоколебаний

$$\arg(kB(\omega_r)) = \arctg Q\left(\frac{\omega_r}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_r}\right) = 0. \quad (2.3)$$

Откуда следует

$$\omega_r = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (2.4)$$

Амплитудное условие критерия Найквиста (1.4), определяющее соотношение параметров элементов схемы, при которых автоколебания возникают и нарастают, в рассматриваем АГ определяется выражением:

$$kB(\omega_r) = \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1, \quad (2.5)$$

которое выполняется при любых значениях R_1 и R_2 .

Поскольку условия (2.5) выполнены, в системе возникают автоколебания с частотой $\omega_r = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. В режиме стационарных колебаний их амплитуда примерно соответствует напряжению источника питания. При этом, чем выше добротность колебательной системы Q , тем выше стабильность частоты генерируемых колебаний, тем меньше проявляется влияние высших гармоник.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу LC-автогенератора на операционном усилителе (рис. 2.1.) Укажите элементы, определяющие частоту и стабильность автоколебаний автогенератора.
2. В рабочей тетради: начертите схему автогенератора на ОУ. Запишите условие самовозбуждения генератора, определите частоту автоколебаний и добротность колебательной системы.

2.3. Трехточечные LC-автогенераторы

На рис. 2.4 представлены обобщенная и эквивалентная схемы LC-автогенераторов гармонических колебаний, названных трехточечными. Основа рассматриваемой схемы – усилительный каскад с коллекторной нагрузкой $L_{др}$. К трем электродам ЭП подключен трехполюсник (отсюда название «трехточечный»), составленный из элементов Z_1 , Z_2 и Z_3 , обеспечивающих возбуждение автоколебаний на заданной частоте ω . Общие омические потери на рис. 2.4 б представлены эквивалентной проводимостью G_3 , учитывающей в том числе энергию, потребляемую нагрузкой АГ.

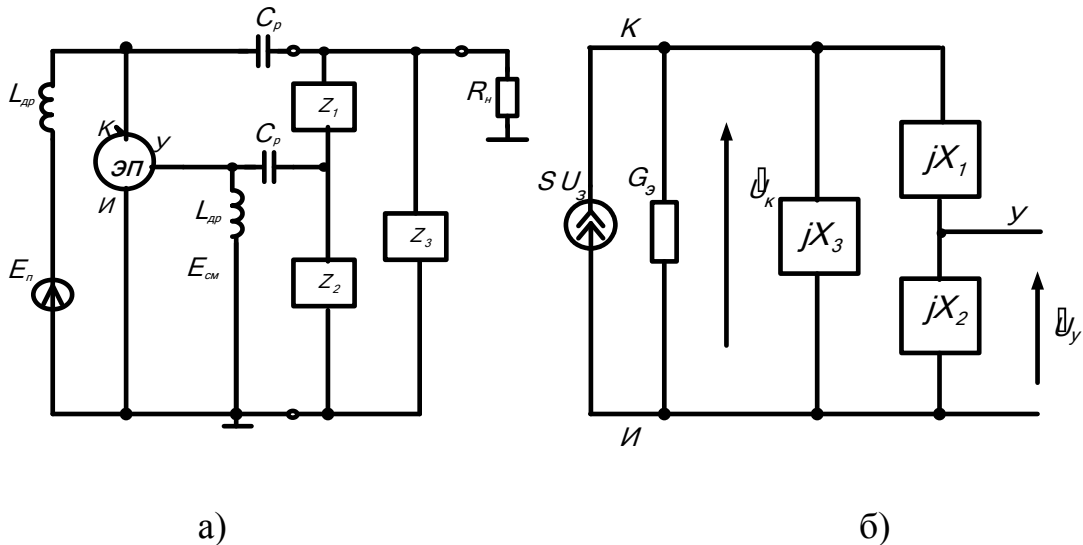


Рис. 2.4. Схемы трехточечных автогенераторов:

- а) обобщенная схема;
- б) эквивалентная схема

Для определения условий самовозбуждения АГ воспользуемся критерием Найквиста. Полагая, что для малых колебаний система линейна, используем для ее анализа метод комплексных амплитуд. Звеном прямой передачи здесь служит усилитель с общим инжекторным электродом. Его комплексная передаточная функция $K(\omega)$ связывает напряжения на управляющем \dot{U}_y и коллекторном \dot{U}_K электродах, $\dot{U}_K = K(\omega)\dot{U}_y$. Эта связь представляется узловым уравнением

$$\left(G_3 + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_1 + Z_2} \right) \dot{U}_K = -S \dot{U}_y. \quad (2.6)$$

Из него следует

$$K(\omega) = \frac{-S}{G_3 + \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{(Z_1 + Z_2)Z_3}}. \quad (2.7)$$

Звеном обратной связи здесь является делитель напряжения, составленный из комплексных сопротивлений Z_1 и Z_2 . С учетом того, что ток управляющего электрода ЭП равен нулю, имеем:

$$B(\omega) = \frac{\dot{U}_y}{\dot{U}_K} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (2.8)$$

Полагая в дальнейшем, что комплексные сопротивления элементов трехполюсника являются реактивными $Z_{1,2,3} = jX_{1,2,3}$, получим:

$$K(\omega) = \frac{-S}{G_3 - j \frac{X_1 + X_2 + X_3}{(X_1 + X_2) X_3}}; \quad (2.9)$$

$$B(\omega) = \frac{X_2}{X_1 + X_2}. \quad (2.10)$$

Из формулы (2.9) следует, что при условии

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0, \quad (2.11)$$

передаточная функция определяется выражением:

$$K(\omega) = -SR_3 = SR_3 e^{j\pi}, \quad (2.12)$$

модуль которого $|K(\omega)| = SR_3$ максимален, а аргумент равен π . Чтобы выполнить условия баланса фаз критерия Найквиста (1.3) аргумент коэффициента $B(\omega)$ в формуле (2.10) также должен равняться π то есть X_1 и X_2 должны отличаться знаками и при этом необходимо, чтобы $|X_1| > |X_2|$.

Таким образом, для самовозбуждения АГ должны выполняться, во-первых, условия баланса фаз:

$$X_1(\omega_r) + X_2(\omega_r) + X_3(\omega_r) = 0; \quad (2.13)$$

$$X_1(\omega_r) X_2(\omega_r) < 0; |X_1(\omega_r)| > |X_2(\omega_r)|; \quad (2.14)$$

и, во-вторых, амплитудное условие:

$$\frac{SR_3 |X_2(\omega_r)|}{|X_1(\omega_r) + X_2(\omega_r)|} > 1. \quad (2.15)$$

В самом простом случае в качестве элементов $Z_{1,2,3}$ можно использовать индуктивности, для которых $Z_L = j\omega L$, и емкости, для которых $Z_C = -j \frac{1}{\omega C}$. Схемы таких простых трехполюсников представлены на рис 2.5, а на рис. 2.6 приведены принципиальные схемы трехточечных LC-автогенераторов

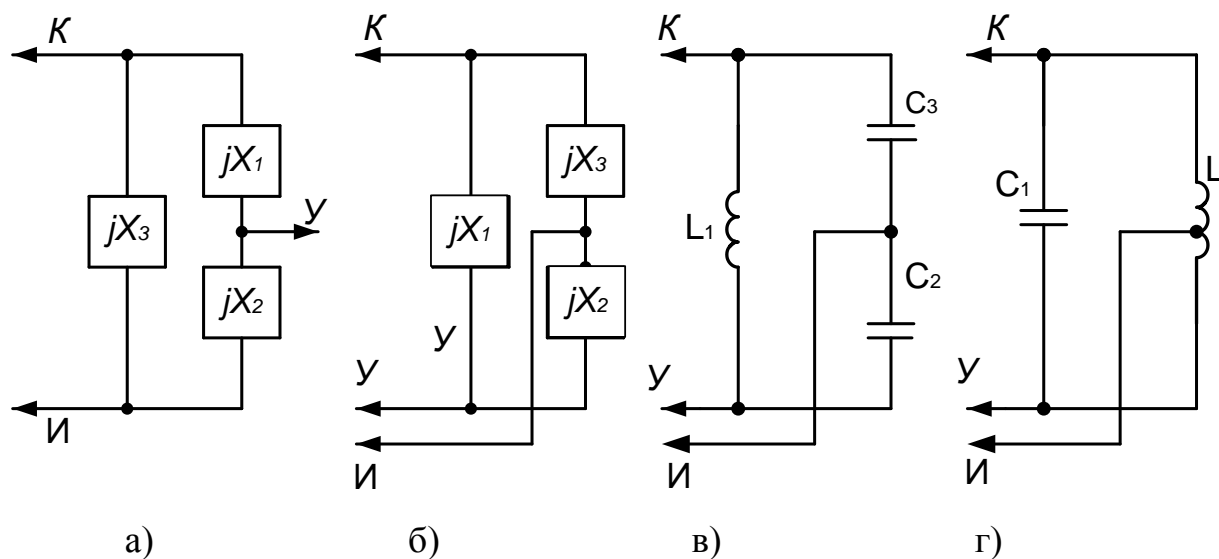


Рис. 2.5. Схемы трехполюсников:
а), б) обобщенные трехполюсники;
в), г) LC-трехполюсники

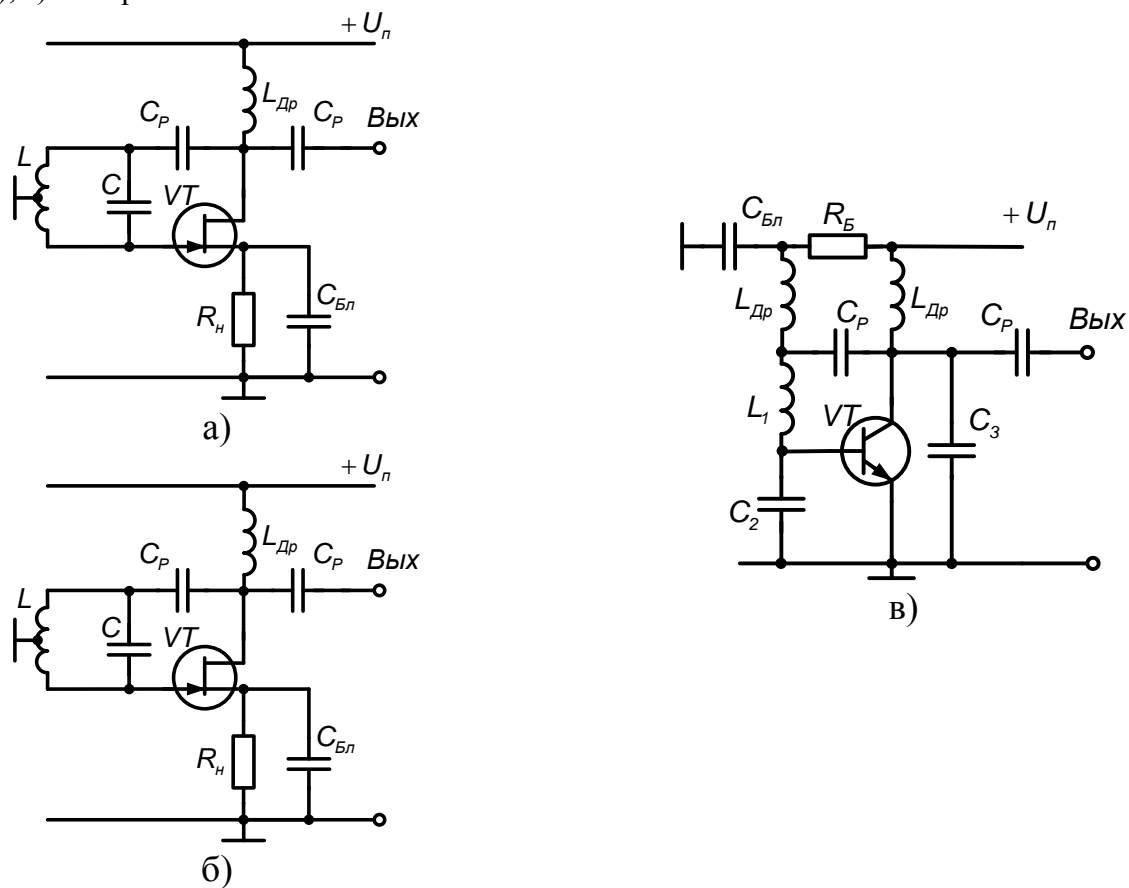


Рис. 2.6. Принципиальные схемы трехточечных LC-автогенераторов:
а) схема с индуктивной ОС;
б) и в) схемы с емкостной ОС

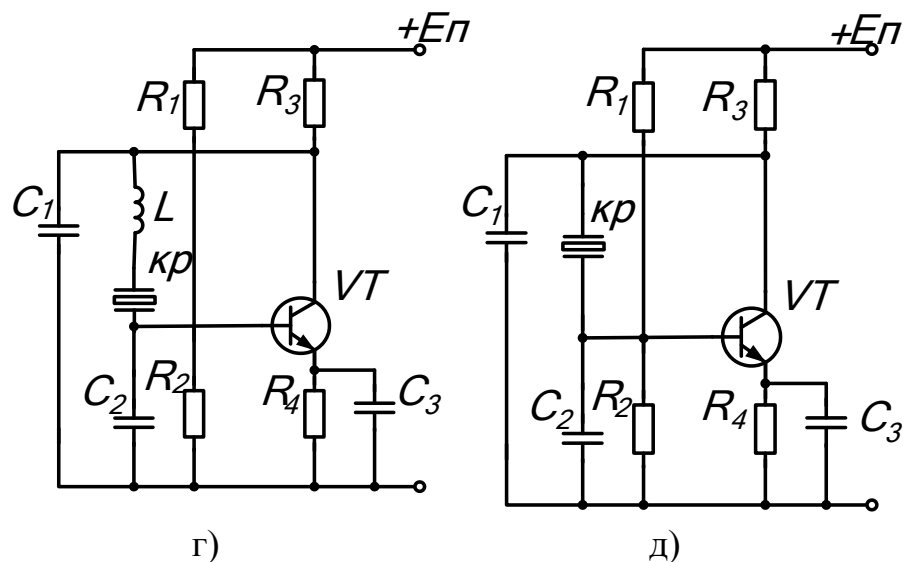


Рис. 2.6. Принципиальные схемы трехточечных LC-автогенераторов (продолжение):
г) и д) схемы стабилизированные кварцем

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните принцип работы трехточечных LC-автогенераторов. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий для определения условий самовозбуждения АГ.
2. Поясните принцип работы автогенераторов, представленных схемами на рис. 2.6. Укажите элементы, определяющие частоту и стабильность автоколебаний автогенератора.
3. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите принципиальные схемы трехточечных LC-автогенераторов.

2.4. LC-автогенераторы гармонических колебаний с внутренней обратной связью

В рассмотренных типах АГ цепь обратной связи является внешней, отделенной от усилителя – звена прямой передачи. Однако существует большая группа генераторов, в которых внешние цепи ОС отсутствуют. В таких АГ используются различные нелинейные устройства, в том числе электронные приборы, у которых вольт-амперные характеристики (ВАХ) имеют падающие участки. На этих участках дифференциальное сопротивление (дифференциальная проводимость) принимает **отрицательное** значение. Формирование таких участков ВАХ обусловлено наличием **внутренней обратной связи**, присущей процессу протекания тока в ЭП.

В зависимости от формы ВАХ нелинейные элементы с «отрицательным» сопротивлением делятся на элементы *N*- и *S*-типа. Нелинейный элемент *N*-типа имеет ВАХ, изображенную на рис. 2.7 а и характеризуется многозначностью по напряжению (на некоторых ее участках одному значению тока соответствуют три

значения напряжения). Элементами N -типа являются туннельный диод, тетрод в динактронном режиме и другие устройства.

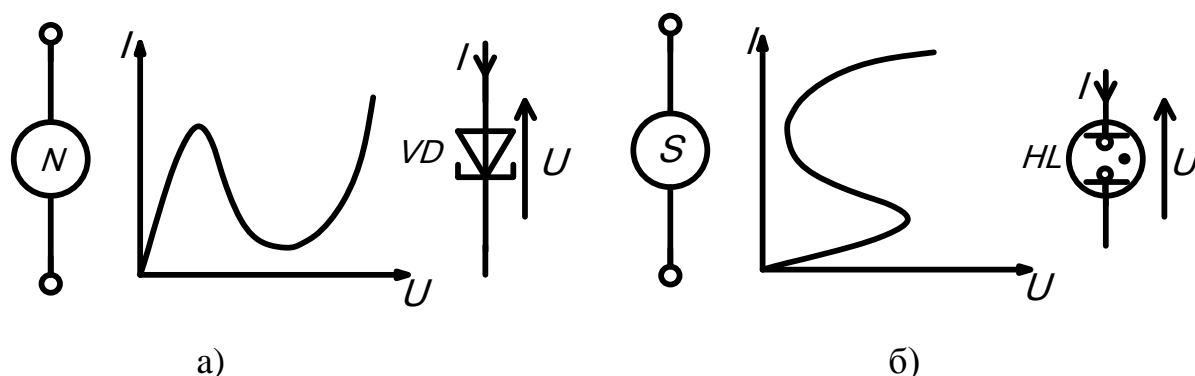


Рис. 2.7. Нелинейные элементы, имеющие падающие участки характеристик
а) элемент N -типа
б) элемент S -типа

Нелинейный элемент S -типа имеет ВАХ, представленную на рис. 2.7 б и характеризуется многозначностью по току. Элементами S -типа являются газоразрядные приборы, тиристоры, транзисторы в режиме лавинного пробоя и другие устройства.

На рис. 2.8 а изображена схема LC-генератора гармонических колебаний с внутренней обратной связью. Основа рассматриваемой схемы – нелинейный элемент N -типа – туннельный диод VD . Принцип действия туннельного диода основан на использовании туннельного эффекта в электронно-дырочном переходе, формирующего падающий участок на прямой ветви характеристики перехода. ВАХ туннельного диода $I = \varphi(U)$ представлена на рис. 2.8 б. Кроме него в состав схемы входят индуктивность L и емкость C , образующие колебательную систему генератора и источник питания E_n .

Напряжение источника питания E_n выбрано таким, чтобы рабочая точка в режиме покоя располагалась в середине падающего участка ВАХ диода (рис. 2.8 б). Нагрузка генератора – сопротивление R_n , подключено через разделительный конденсатор C_p .

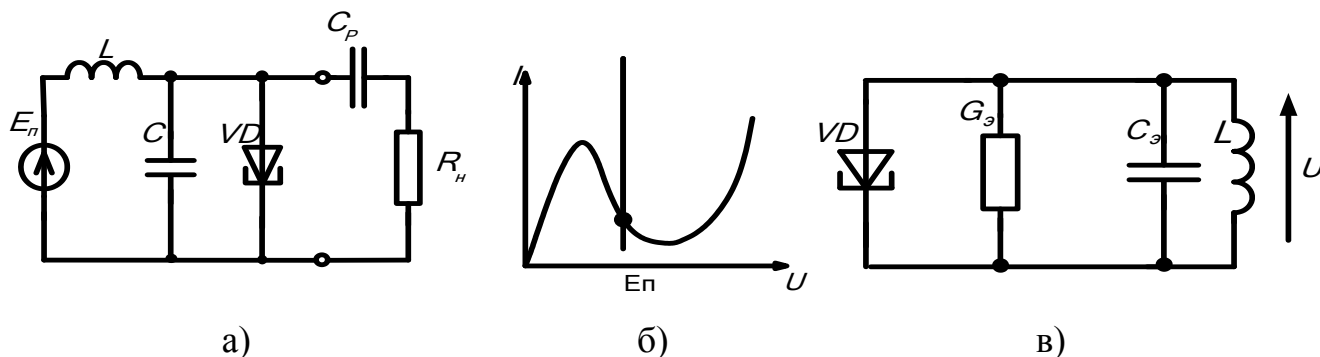


Рис. 2.8. LC-генератор гармонических колебаний с внутренней обратной связью:
а) принципиальная схема генератора;
б) ВАХ туннельного диода;
в) эквивалентная схема генератора

На рис. 2.8 в приведена эквивалентная схема АГ. На ней емкость $C_{\Sigma} = C_D + C$ учитывает емкость диода C_D , а общие омические потери представлены эквивалентной проводимостью G_{Σ} , учитывающей в т.ч. энергию, потребляемую нагрузкой АГ.

Для этой схемы запишем узловое уравнение для переменной составляющей напряжения u .

$$C_{\Sigma} \frac{du}{dt} + G_{\Sigma} u + \frac{1}{L} \int u dt + \varphi(u) = 0. \quad (2.16)$$

После его дифференцирования и деления на C_{Σ} получим

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{G_{\Sigma}}{C_{\Sigma}} \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC_{\Sigma}} u + \frac{1}{C_{\Sigma}} \frac{d\varphi(u)}{du} \frac{du}{dt} = 0. \quad (2.17)$$

Здесь

$$\frac{d\varphi(u)}{du} = S(u) \quad (2.18)$$

– функция, определяющая зависимость крутизны ВАХ от напряжения на диоде. После перестановок в (2.17) получим нелинейное дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{C_{\Sigma}} (G_{\Sigma} + S(u)) \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC_{\Sigma}} u = 0. \quad (2.19)$$

Линеаризуем это уравнение, заменяя для малых колебаний u нелинейную зависимость (2.18) значением крутизны в точке покоя, т.е. при $u = E_{\Pi}$:

$$\frac{d\varphi(u)}{du} = S_0 = -g. \quad (2.20)$$

В результате получим линейное дифференциальное уравнение вида (1.18)

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\alpha \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0,$$

где в данном случае: $\alpha = \frac{1}{2C_{\Sigma}} (G_{\Sigma} - g)$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}}$.

Условием самовозбуждения колебаний здесь служит критерий, рассмотренный выше в п. 1.2.2, из которого следует, что система неустойчива, если $\alpha < 0$, то есть при выполнении неравенства

$$G_{\Sigma} < g \quad (2.21)$$

Возникшие в результате флуктуаций малые колебания нарастают по экспоненциальному закону. С ростом их амплитуды начинает сказываться нелинейный характер ВАХ диода, ограничивающий рост колебаний. Монотонно нарастая, амплитуда автоколебаний приближается к стационарному значению.

Для анализа стационарного режима АГ используем квазилинейный метод, приемлемый при высокой добротности колебательной системы, когда форма колебаний напряжения u близка к гармонической.

Аппроксимируем ВАХ диода в окрестности точки покоя укороченным полином третьей степени, качественно правильно передающим особенность характеристики, представленной на рис. 2.9 б:

$$\varphi(u) = -gu + ku^3. \quad (2.22)$$

Используя найденное выше выражение (1.33), определяющее характеристику средней крутизны, с учетом (2.22) получим

$$S_{CP}(U) = -g + \frac{3}{4}kU^2. \quad (2.23)$$

Условием стационарности колебаний является равенство нулю коэффициента при первой производной в уравнении (2.19), т.е. когда,

$$G_{\Sigma} + S_{CP}(U_{CT}) = G_{\Sigma} - g + \frac{3}{4}kU_{CT}^2 = 0. \quad (2.29)$$

Решение этого уравнения определяет амплитуду стационарных колебаний

$$U_{CT} = \frac{2}{\sqrt{3k}} \sqrt{g - G_{\Sigma}}. \quad (2.30)$$

Таким образом, при выполнении условия (2.21) в рассматриваемой системе самопроизвольно возникают автоколебания с частотой $\omega_r = \omega_0$. В стационарном режиме форма колебаний близка к гармонической, амплитуда определяется приближенной формулой (2.30) а стабильность – добротностью колебательной системы АГ.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните принципиальное отличие автогенераторов, использующих электронные приборы, у которых ВАХ имеют падающие участки.
2. Поясните принцип работы автогенератора, представленного схемой на рис. 2.8. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий для определения условий самовозбуждения автогенератора с внутренней обратной связью. Укажите элементы, определяющие частоту и стабильность автоколебаний автогенератора.
3. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий при анализе стационарного режима автогенератора.

2.5. Автогенератор с распределенной колебательной системой

Важной разновидностью генераторов с внутренней обратной связью являются автоколебательные устройства, в которых использованы отрезки линий передачи с распределенными параметрами. Типичным примером служит *лазер* – автогенератор гармонических колебаний в оптическом и инфракрасном диапазонах.

Лазер обычно состоит из двух зеркал, образующих открытый резонатор. Одно из зеркал сделано частично прозрачным. Пространство между зеркалами заполнено активной средой, атомы которой возбуждены посредством системы накачки. Активная среда может усиливать падающее излучение, когда число атомов на возбужденном энергетическом уровне превышает число атомов на уровне, расположенном ниже. Возбужденные атомы переходят в более низкое энергетическое состояние под воздействием электромагнитного поля в резонаторе.

Это поле является результатом суммирования индуцированных излучений большого количества атомов. Сосредоточенное в резонаторе между зеркалами оно представляет собой интерференцию встречных волн многократно отражаемых зеркалами. Часть энергии поля излучается через полупрозрачное зеркало.

Рассмотрим модельную задачу о волновом процессе в активной длинной линии с погонными параметрами L, C, R, G . Действие активной среды здесь учитывается тем, что погонная поперечная проводимость G на частоте генерации ω является отрицательной величиной: $G = -g$. Длина линии l . Слева линия закорочена ($R_1 = 0$), чем обеспечено полное отражение волны. Справа к линии подключено активное сопротивление R_2 , обеспечивающее частичное отражение волны от этого конца и являющееся нагрузкой линии. При определенных условиях в такой линии возбуждаются автоколебания, и она становится автогенератором. Его схема представлена на рис. 2.10 а. На рис. 2.10 б тот же генератор представлен функциональной схемой, учитывающей распространение встречных волн в линии и их отражение от концов. Эту схему далее будем рассматривать как систему с обратной связью, в которой: звено прямой передачи представляет распространение волн от левого конца линии к правому; звено обратной связи – отражение волн от правого конца, распространение к левому концу и отражение от него.

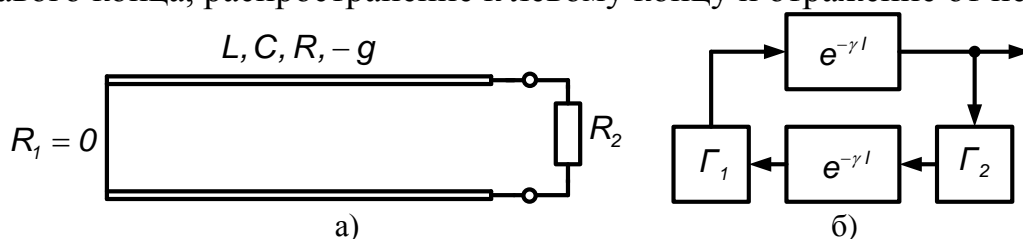


Рис. 2.10. Генератор на активной длинной линии:

а) схема автогенератора;

б) его функциональная схема;

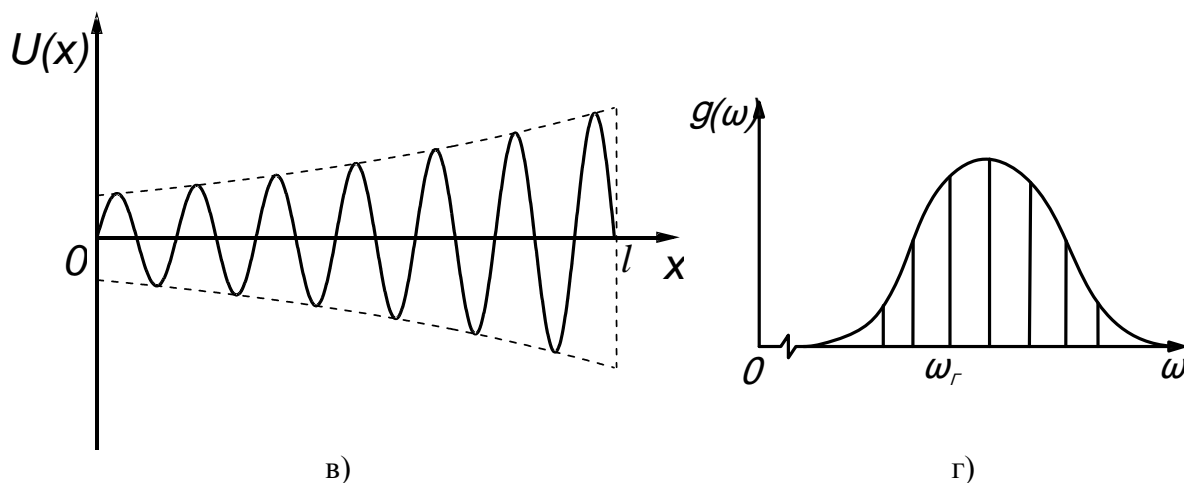


Рис. 2.10. Генератор на активной длинной линии (продолжение):

в) усиление волны при ее распространении в линии;

г) диаграмма, поясняющая генерирование мод колебаний

В режиме гармонических колебаний волновой процесс в однородной длинной линии описывается телеграфными уравнениями. Решение этих уравнений в комплексной форме приводит к следующим распределениям в линии комплексных амплитуд напряжения и тока:

$$\dot{U}(x) = \dot{A}_1 e^{-\gamma x} + \dot{A}_2 e^{\gamma x}; \quad (2.31)$$

$$\dot{i}(x) = \frac{1}{Z_B} (\dot{A}_1 e^{-\gamma x} - \dot{A}_2 e^{\gamma x}). \quad (2.32)$$

Здесь: \dot{A}_1 и \dot{A}_2 – константы, определяемые граничными условиями;

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)} = \alpha + j\beta \quad (2.33)$$

– постоянная (коэффициент) распространения (волны);

$$Z_B = \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}} \quad (2.34)$$

– волновое сопротивление.

В выражении (2.33) коэффициент α характеризует изменение амплитуды волны по мере ее распространения: при $\alpha > 0$ – его называют коэффициентом затухания; при $\alpha < 0$ – коэффициентом усиления. Коэффициент β характеризует изменение фазы вдоль координаты x .

В формулах (2.31) и (2.32) первые слагаемые описывают волны, распространяющиеся в направлении возрастания координаты x , вторые – в обратном направлении. Переход от (2.31) и (2.32) к мгновенным значениям напряжения и тока приводит к выражениям, представляющим эти волны. Например, волна напряжения в линии описывается формулой:

$$u(t, x) = |\dot{A}_1| e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x + \arg \dot{A}_1) + |\dot{A}_2| e^{\alpha x} \cos(\omega t + \beta x + \arg \dot{A}_2). \quad (2.35)$$

Наличие неоднородностей на концах линии приводит к отражениям волн, характеризуемым коэффициентом отражения:

$$\Gamma = \frac{Z_H - Z_B}{Z_H + Z_B}, \quad (2.36)$$

где Z_H – комплексное сопротивление неоднородности.

В активной длинной линии при выполнении на рабочей частоте ω условий $R \rightarrow 0$ и $\omega C \gg G$ волновое сопротивление становится активным

$$Z_B = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho, \quad (2.37)$$

а коэффициенты α и β принимают вид:

$$\alpha = -\frac{g\rho}{2}; \quad (2.38)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (2.39)$$

где λ – длина волны в линии.

Коэффициент α в (2.38) является отрицательной величиной. Следовательно, слагаемые в формулах (2.31), (2.32) и (2.35) описывают волны, усиливаемые активной средой. Их амплитуды при их распространении вдоль линии нарастают по экспоненциальному закону (рис. 2.10 в).

Возвращаясь к функциональной схеме АГ, представленной на рис. 2.10 б, распишем комплексные передаточные функции звеньев системы. Для звена прямой передачи, представляющего распространение волны от левого конца линии ($x = 0$) к правому ($x = l$), имеем:

$$K(\omega) = e^{|\alpha|l - j\beta l} = e^{\frac{g\rho}{2}l - j\omega\sqrt{LC}l}. \quad (2.40)$$

Для звена обратной связи, представляющего распространение волны от правого конца линии ($x = l$) к левому ($x = 0$) и отражение волн от концов линии, с учетом формул (2.40) и (2.36), где $Z_B = \rho$, $Z_{H1,2} = R_{1,2}$, получим:

$$B(\omega) = \Gamma_1 \Gamma_2 e^{|\alpha|l - j\beta l} = (-1) \left(\frac{R_2 - \rho}{R_2 + \rho} \right) e^{\frac{g\rho}{2}l - j\omega\sqrt{LC}l}. \quad (2.41)$$

Заметим, что в рассматриваемой системе величина сопротивления R_2 должна быть меньше величины волнового сопротивления ρ , поэтому в (2.41) произведение $\Gamma_1 \Gamma_2 > 0$

Используем условия самовозбуждения, следующие из критерия Найквиста. Условие баланса фаз (1.3) приводит к уравнению, определяющему частоту ω возникающих автоколебаний. Для волновых процессов часто более удобным параметром служит длина волны генерируемых колебаний λ , связанная с частотой ω известным соотношением $\lambda = 2\pi v / \omega$, где v – скорость волны. Используя указанное выражение (1.3) имеем: $2\beta l = 2\pi n$, где $n = 1; 2; 3; \dots$. Учитывая, что $\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega/v = 2\pi/\lambda$, получим следующие эквивалентные соотношения, определяющие ω и λ :

$$\omega = n \frac{\pi}{l\sqrt{LC}}; \quad \lambda = \frac{2l}{n}; \quad l = n \frac{\lambda}{2}. \quad (2.42)$$

Очевидно, что n в (2.42) определяет число полуволн, укладывающихся на длине линии, фактически – количество пучностей интерференционного распределения напряжения и, следовательно, поля в линии.

Амплитудное условие (1.4), определяющее соотношение параметров системы, при которых автоколебания возникают и нарастают, принимает вид:

$$\left(\frac{\rho - R_2}{\rho + R_2} \right) e^{\frac{g\rho}{2}l} > 1. \quad (2.43)$$

Таким образом, при выполнении условия (2.43) в рассматриваемой системе первоначально в результате спонтанного излучения, переходящего затем в индуцированное, возникает волновой процесс. Генерируемая в системе мощность нарастает до тех пор, пока не начнут проявляться механизмы, приводящие к ее ограничению.

Следует отметить, что условие (2.42) выполняется при различных значениях n , поэтому в рассматриваемой линии существует набор резонансных частот, отделенных друг от друга интервалом $\Delta\omega = \pi v/l$. Как правило, ширина спектральной линии активной среды превышает этот интервал. Вследствие этого, при развитии генерации может реализоваться как один тип колебаний – мода, соответствующая резонансной частоте спектральной линии, так и несколько мод из интервала частот, определяющего контур спектральной линии активной среды. Рис. 2.10 г иллюстрирует частотную зависимость $g(\omega)$, определяющую усиление волн в активной среде и моды колебаний, соответствующие резонансам длинной линии.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните принцип работы лазера.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий при анализе автогенератора на активной длинной линии. Определите условия самовозбуждения в ней автоколебаний.
3. Укажите причину одновременного существования в автогенераторе колебаний ряда частот.

2.6. RC-автогенератор гармонических колебаний с мостом Вина

Рассмотренные выше LC-генераторы оказываются малоприспособленными для генерирования гармонических колебаний низкой частоты (ниже 10^2 Гц). Это обусловлено тем, что с понижением частоты увеличиваются габариты и снижается качество катушек индуктивности. В связи с этим в низкочастотных АГ в качестве частотных фильтров в звеньях обратной связи используют RC-цепи.

Структурная схема RC-автогенератора соответствует рис. 1.1. Она содержит усилитель и цепь положительной обратной связи, причем параметры схемы подбираются такими, чтобы необходимые для генерирования условия баланса фаз (1.3) и амплитуд (1.4) выполнялись на одной частоте.

Наиболее распространенным типом RC-автогенератора является изобретенный в 1939 году американским инженером В. Р. Хьюлеттом генератор с мостом Вина, основой которого являлся двухкаскадный ламповый усилитель. Схема подобного генератора, выполненного на операционном усилителе (ОУ), приведена на рис. 2.11 а. Сравнивая ее со схемой LC-автогенератора, приведенной на рис. 2.3, замечаем, что они отличаются только составом звена обратной связи. Основой обоих генераторов служит ОУ, включенный по неинвертирующей схеме. Для упрощения анализа, рассматриваемого здесь АГ, опять используем модель идеального ОУ с параметрами: $k_0 \rightarrow \infty$; $R_{вх} \rightarrow \infty$; $R_{вых} \rightarrow 0$ и свойство схемы, заключающееся в виртуальном (негальваническом) уравнивании напряжений u^+ и u^- на входных клеммах ОУ.

Для определения условий самовозбуждения АГ воспользуемся критерием Найквиста. Считая, что для малых колебаний система – линейная цепь используем для анализа метод комплексных амплитуд. Звеном прямой передачи здесь служит неинвертирующая схема усилителя на ОУ. Его коэффициент передачи k , связывающий напряжения на неинвертирующем входе u^+ и выходе ОУ $u_{ВЫХ}$, представляется приведенной выше в п. 2.2. формулой:

$$k = \frac{u_{ВЫХ}}{u^+} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (2.1)$$

Очевидно, что в этом выражении $|k| > 1$, а аргумент $\arg k = 0$.

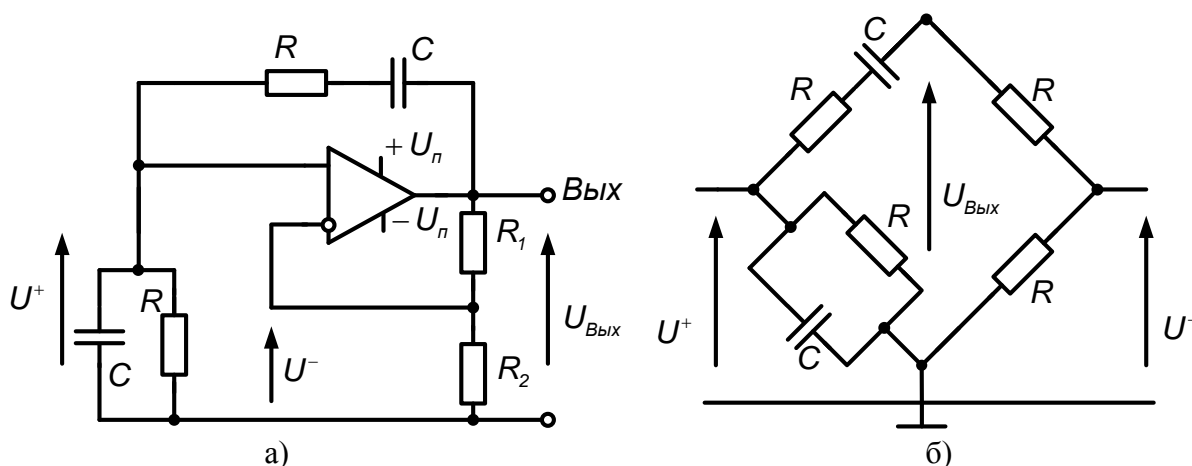


Рис. 2.11. RC-автогенератор на операционном усилителе:

а) схема генератора;

б) мост Вина

Звеном обратной связи здесь является делитель напряжения, составленный из двух RC-цепей: последовательной и параллельной. С учетом того, что входной ток ОУ равен нулю, имеем:

$$B(\omega) = \frac{\dot{U}^+}{\dot{U}_{ВЫХ}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{G + j\omega C}} = \frac{\frac{1}{3}}{1 + j\frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{1}{3} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{9}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} e^{j \arctg \frac{1}{3}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}, \quad (2.44)$$

где $\omega_0 = 1 / RC$.

Отметим, что полученная формула (2.44) сходна с зависимостью (2.2), полученной в п. 2.2. Однако, эквивалентная добротность Q колебательной цепи здесь равна $1/3$, и если в схеме генератора не предпринять никаких специальных мер, стабильность частоты его колебаний будет очень низкой, так как при $Q = 1/3$ фазо-частотная характеристика цепи оказывается очень полой.

Условие баланса фаз критерия Найквиста (1.3) приводит к уравнению, определяющему частоту ω_r возникающих автоколебаний $\arg(kB(\omega_r)) = 0$

$$\operatorname{arctg} \frac{1}{3} \left(\frac{\omega_r}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_r} \right) = 0. \quad (2.45)$$

Откуда следует

$$\omega_r = \omega_0 = 1 / RC. \quad (2.46)$$

Амплитудное условие критерия Найквиста (1.4), определяющее соотношение параметров элементов схемы, при которых автоколебания возникают и нарастают, в рассматриваемом АГ определяется выражением:

$$kB(\omega_r) = \frac{1}{3} \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1. \quad (2.47)$$

Таким образом, в системе возникают автоколебания с частотой $\omega_r = \omega_0 = 1 / RC$, если коэффициент усиления $k > 3$, т.е. когда $R_1 > 2R_2$.

Существенное повышение стабильности частоты RC-генераторов достигается посредством использования в их схемах отрицательной обратной связи. В рассматриваемой схеме такая связь формируется делителем напряжения, составленным из сопротивлений R_1 и R_2 на инвертирующем входе ОУ. Делитель из RC-цепей $Z_1 - Z_2$ совместно с резистивным делителем $R_1 - R_2$ образуют мост Вина, схема которого приведена на рис. 2.11 б. Применение моста Вина увеличивает крутизну фазо-частотной характеристики системы в окрестности частоты ω_r и, следовательно, повышает стабильность частоты генератора.

Для получения автоколебаний, близких к гармоническим, и стабилизации их амплитуды, в RC-генераторах используют нелинейные инерционные сопротивления – терморезисторы. В рассмотренной схеме генератора полупроводниковый терморезистор включают вместо R_1 или металлический – вместо R_2 .

Контрольные вопросы и задания

1. Почему LC-генераторы оказываются малоприменимыми для генерирования гармонических колебаний низкой частоты (ниже 10^2 Гц)?
2. Поясните работу RC-автогенератора на операционном усилителе (рис. 2.11).
3. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий для определения условий самовозбуждения автогенератора. Укажите элементы, определяющие частоту и стабильность автоколебаний автогенератора.

2.7. RC-автогенератор гармонических колебаний с фазосдвигающими цепочками

В качестве звена прямой передачи можно использовать резисторный усилительный каскад с общим инжекторным электродом. Коэффициент усиления этой распространенной схемы определяется известной формулой

$$k = -SR_3 = SR_3 e^{j\pi}, \quad (2.48)$$

где: S – крутизна ВАХ использованного электронного прибора; R_{Σ} – эквивалентное сопротивление его нагрузки.

Из (2.48) следует, что на частоте генерации звено обратной связи должно скомпенсировать изменение в усилителе полярности входного сигнала. Соответствующий фазовый сдвиг, равный π , можно получать, используя RC-цепи лестничного типа. Схема подобного генератора на полевом транзисторе с трехзвенной RC-цепью приведена на рис. 2.12 а. Здесь же даны схема RC-цепи звена обратной связи и ее эквивалентное представление.

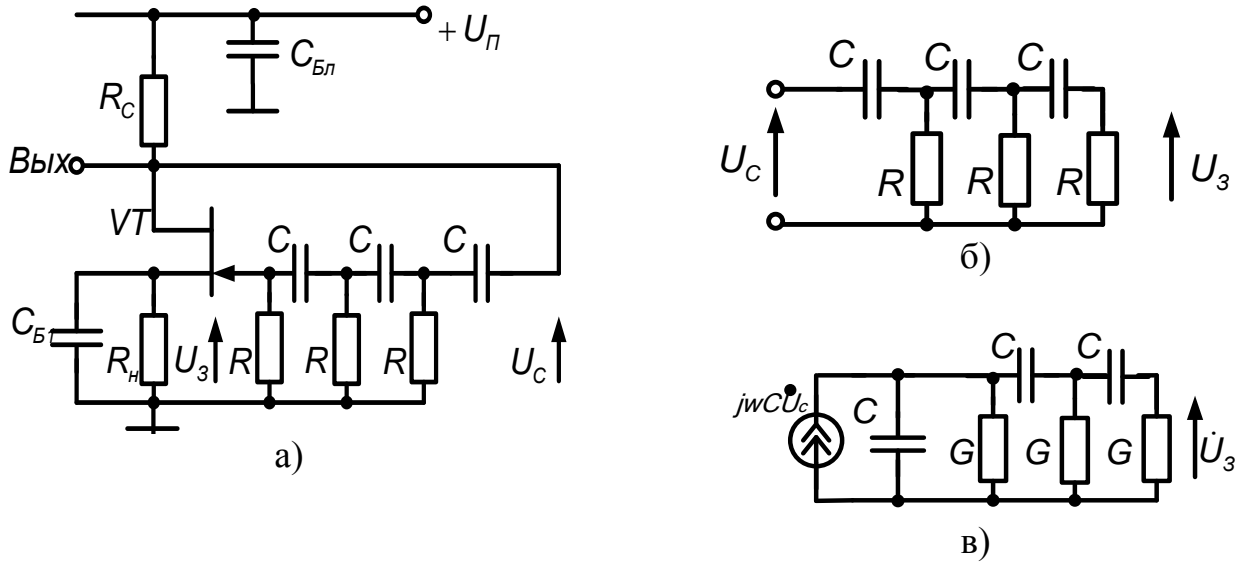


Рис. 2.12. RC-автогенератор с фазозадающей цепью лестничного типа:

- а) схема генератора;
- б) RC-цепь звена обратной связи;
- в) ее эквивалентное представление

Найдем передаточную функцию $B(\omega)$ звена обратной связи. Для схемы рис. 2.12 в запишем систему узловых уравнений в комплексной форме:

$$\begin{bmatrix} G + j2\omega C & -j\omega C & 0 \\ -j\omega C & G + j2\omega C & -j\omega C \\ 0 & -j\omega C & G + j\omega C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ \dot{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C \dot{U}_C \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

Посредством правила Крамера, получим решение для узлового напряжения \dot{U}_3 , являющего здесь выходным $\dot{U}_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta} = \frac{\Delta_3}{\Delta} j\omega C \dot{U}_C$. Откуда имеем:

$$B(\omega) = \frac{(\omega RC)^3}{(\omega RC)^3 - 5\omega RC + j(1 - 6(\omega RC)^2)}. \quad (2.50)$$

Используем условия самовозбуждения, следующие из критерия Найквиста. Условие баланса фаз (1.3) приводит к уравнению, определяющему частоту ω возникающих автоколебаний:

$$1 - 6(\omega_r RC)^2 = 0 \Rightarrow \omega_r = \frac{1}{\sqrt{6}RC}. \quad (2.51)$$

Амплитудное условие критерия Найквиста (1.4), определяющее соотношение параметров элементов схемы, при которых автоколебания возникают и нарастают, в рассматриваемом АГ, приводит к формуле:

$$B(\omega) = \frac{(\omega RC)^2}{(\omega RC)^2 - 5} = -\frac{1}{29} = \frac{1}{29} e^{j\pi}. \quad (2.52)$$

Таким образом, если коэффициент усиления каскада $k > 29$, в системе возникают автоколебания с частотой $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$. Нарастание этих колебаний ограничивает ВАХ электронного прибора, использованного в усилителе.

Изменение фазы RC-звеньями цепи обратной связи иллюстрирует векторная диаграмма, приведенная на рис. 2.13.

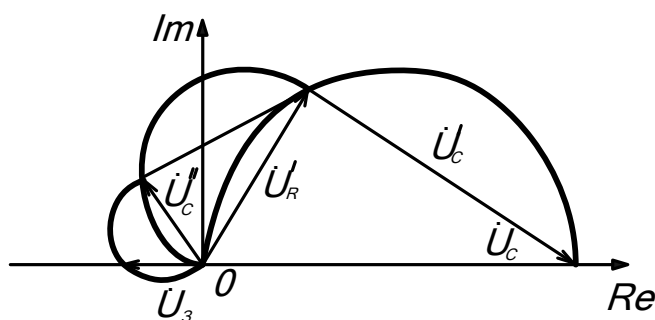


Рис. 2.13. Векторная диаграмма, иллюстрирующая изменение фазы в цепи ОС

Наряду с трехзвенной RC-цепью, использованной в рассмотренном примере, в схемотехнике RC-автогенераторов применяют цепи с увеличенным количеством звеньев, а также цепи, в которых элементы R и C поменяны местами.

Контрольные вопросы и задания

1. Почему LC-генераторы оказываются малопригодными для генерирования гармонических колебаний низкой частоты (ниже 10^2 Гц)?
2. Поясните работу RC-автогенератора с фазосдвигающей цепочкой лестничного типа (рис. 2.12).
3. В рабочей тетради для самостоятельной работы повторите последовательность действий для определения условий самовозбуждения автогенератора. Укажите элементы, определяющие частоту колебаний автогенератора.

3. Автогенераторы релаксационных колебаний

3.1. Общие сведения

Колебания, резко отличающиеся по форме от гармонических, называют **релаксационными (импульсными)**. В автоколебательных системах они возбуждаются, если звенья прямой передачи и обратной связи (рис. 1.2) –

широкополосные цепи, обеспечивающие выполнение условий самовозбуждения (1.5) в широком диапазоне частот. Периодичность автоколебаний в таких генераторах, называемых **релаксаторами (авторелаксаторами)**, обеспечивают емкостные или индуктивные *накопители энергии*, поочередно запасаящие и отдающие энергию – заряжающиеся и разряжающиеся. Переключение цепи зарядки на цепь разрядки осуществляется электронными приборами, играющими роль *ключей*. В таком режиме работы, называемом *ключевым*, ЭП попеременно запирается и отпирается. В запертом состоянии сопротивление ЭП в сравнении с сопротивлениями смежных цепей велико, а в отпертом – мало. Элементы схемы, обеспечивающие процессы зарядки и разрядки накопителей энергии в течение заданных промежутков времени называют **времязадающими (хронирующими)**.

Рассмотрим распространенную в *импульсной технике* времязадающую RC-цепь, основа работы которой – процесс перезарядки емкости C в схеме, приведенной на рис. 3.1 а. Учитывая, что зарядка емкости через сопротивление происходит по экспоненциальному закону, представим процесс перезарядки графиком, приведенным на рис. 3.1 б, из которого следует очевидное выражение:

$$u(t) = U_{\infty} + (U_0 - U_{\infty}) e^{-\frac{t}{RC}} = U_{\infty} + (U_0 - U_{\infty}) e^{-\alpha t}. \quad (3.1)$$

Здесь: U_0 – начальное напряжение на емкости в момент времени $t = 0$; U_{∞} – напряжение, до которого емкость перезарядается, когда $t \rightarrow \infty$; $RC = \tau$ – *постоянная времени* перезарядки емкости C через сопротивление R ; $\alpha = 1/\tau = 1/RC$.

Найдем промежуток времени Δt , спустя который зарядка емкости прерывается, достигая значения порогового напряжения $U_{\Pi} = u(\Delta t)$. Из (3.1) имеем:

$$U_{\Pi} - U_{\infty} = (U_0 - U_{\infty}) e^{-\alpha \Delta t},$$

откуда получим

$$\Delta t = RC \ln \frac{U_0 - U_{\infty}}{U_{\Pi} - U_{\infty}} = RC \ln \frac{U_{\infty} - U_0}{U_{\infty} - U_{\Pi}}. \quad (3.2)$$

Это выражение в дальнейшем будет использовано в качестве основы при анализе процессов в автогенераторах релаксационных колебаний.

Стабильность частоты автоколебаний релаксационных генераторов, определяемая стабильностью интервалов Δt времязадающих цепей, невелика (относительная нестабильность достигает 10^{-1}). При необходимости большей стабильности генераторы релаксационных колебаний синхронизируют посредством сигналов постороннего стабильного генератора такой же частоты или кратным ей (режим синхронизации). Наряду с автоколебательным режимом и режимом синхронизации в импульсной технике используется ждущий режим, при котором релаксатор запускается внешним импульсом и, совершив один цикл колебаний, приходит в исходное состояние.

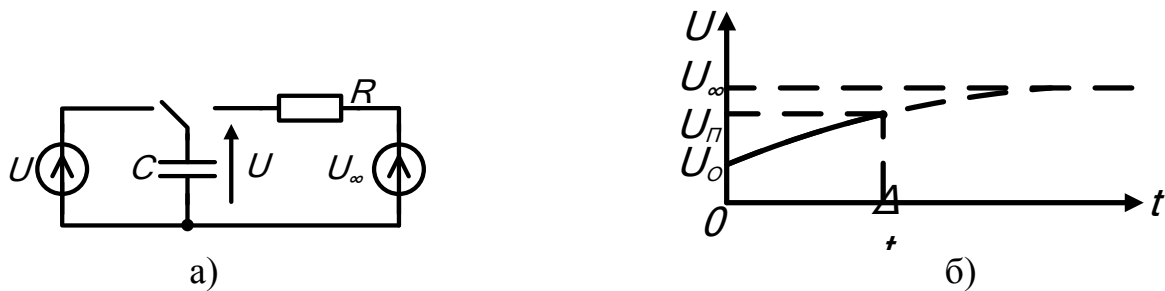


Рис. 3.1. Вреязадающая RC-цепь:

а) схема цепи;

б) график, иллюстрирующий процесс перезарядки емкости

Контрольные вопросы и задания

1. Какие колебания, называют релаксационными (импульсными)?
2. Какому условию должны удовлетворять цепи звеньев прямой передачи и обратной связи в автогенераторах релаксационных колебаний?
3. В рабочей тетради для самостоятельной работы рассмотрите процесс перезарядки вреязадающей RC-цепи.

3.2. Генераторы пилообразных колебаний на электронных приборах с внутренней обратной связью

Выше в п. 2.4 представлены нелинейные элементы, которым процессу протекания тока присуща **внутренняя обратная связь**. К ним относятся ЭП у которых вольт-амперные характеристики имеют падающие участки. На этих участках дифференциальное сопротивление (дифференциальная проводимость) принимает **отрицательное** значение.

На рис. 3.2 представлены обобщенные схемы авторелаксаторов на элементах N - и S -типа. Отметим, что последняя из них является дуальной относительно предыдущих и, следовательно, результаты анализа, выполненного для одной из схем, в соответствии с принципом дуальности распространяются на другую.

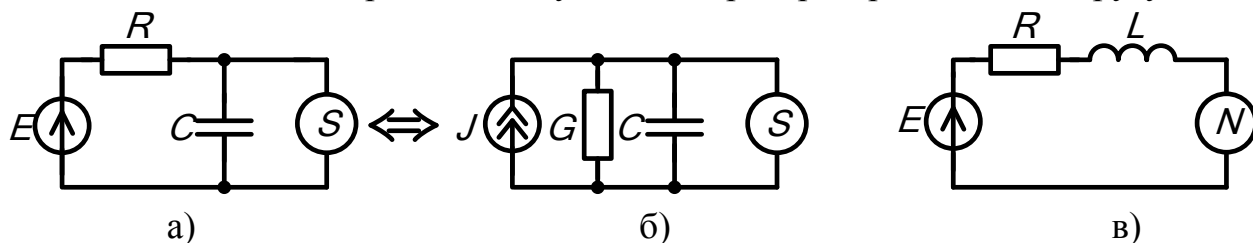


Рис. 3.2 Обобщенные схемы авторелаксаторов:

а), б) схемы релаксаторов на элементах S -типа;

в) схема релаксатора на элементах N -типа

На рис. 3.3 и рис. 3.4 даны схемы релаксаторов на неоновой лампе и туннельном диоде, являющиеся дуальными. Здесь же приведены ВАХ

используемых ЭП, выполняющих в схемах роль ключей, и представлены графики, иллюстрирующие изменение напряжения $U(t)$ в указанных схемах.

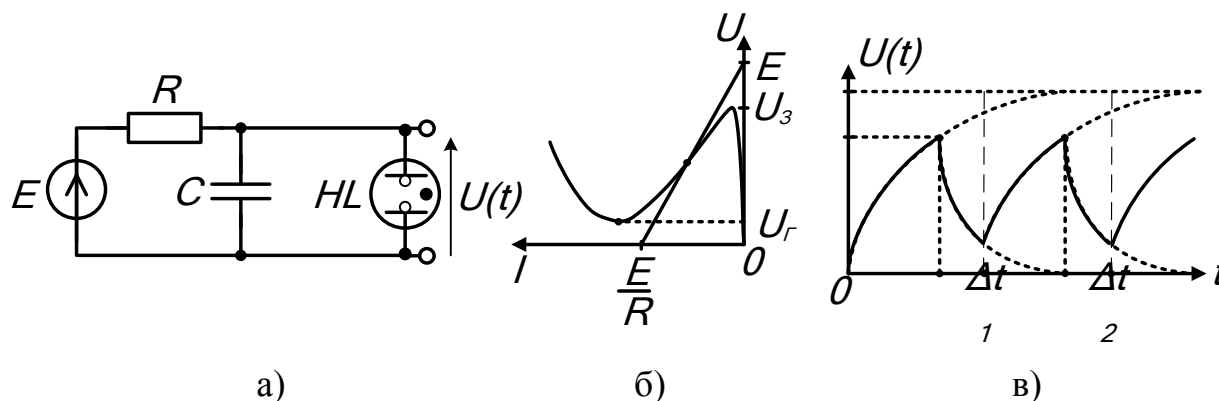


Рис. 3.3. Авторелаксатор на неоновой лампе:
а) схема релаксатора;
б) ВАХ лампы и нагрузочная линия;
в) график зависимости выходного напряжения от времени

Схема на неоновой лампе (рис. 3.3 а) работает следующим образом. При включении источника питания E конденсатор C начинает заряжаться и напряжение на нем увеличивается по экспоненциальному закону. В тот момент, когда напряжение на конденсаторе, а, следовательно, и на электродах лампы достигнет напряжения зажигания $U_З$, ток лампы скачком возрастает. При этом увеличится падение напряжения на резисторе R и приложенное конденсатору напряжение окажется меньше того, до которого он был заряжен. Конденсатор начнет быстро разряжаться через небольшое внутреннее сопротивление «отпертой» лампы $R_{ВН.О.}$. В тот момент, когда напряжение на электродах лампы уменьшится до напряжения гашения $U_Г$, газовый разряд в лампе прекратится, ток скачком примет минимальное значение, сопротивление «запертой» лампы резко возрастет и конденсатор вновь начнет заряжаться. Процесс периодически повторяется, формируя на выходе схемы напряжение $U(t)$ пилообразной формы. (рис. 3.3 в).

Найдем период колебаний T , создаваемых этим релаксатором. Он разбивается на два этапа. Первый – зарядка конденсатора C , второй – его разрядка. Для определения промежутков времени Δt_1 и Δt_2 , соответствующих длительности каждого из этапов, используем формулу (3.2). Для первого этапа в этой формуле: $U_0 = U_Г$; $U_\infty = E$; $U_n = U_З$. Тогда имеем

$$\Delta t_1 = RC \ln \frac{E - U_Г}{E - U_З}. \quad (3.3)$$

Для второго этапа: $U_0 = U_З$; $U_n = U_Г$ $U_\infty = \frac{ER_{ВН.О.}}{R + R_{ВН.О.}}$. При условии $R_{ВН.О.} \ll R$

можно полагать $U_\infty \rightarrow 0$. Тогда имеем

$$\Delta t_2 = R_{ВН.О.} C \ln \frac{U_З}{U_Г} \quad (3.4)$$

Таким образом, рассмотренная схема является автогенератором пилообразного напряжения с периодом колебаний $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$.

Схема на туннельном диоде (рис. 3.4 а) дуальна схеме на неоновой лампе. После включения источника питания ток через диод начинает нарастать, изображающая точка перемещается по первому восходящему участку ВАХ. Индуктивность запасает энергию, заряжаясь током по экспоненциальному закону. Напряжение на диоде увеличивается, повторяя этот закон. Когда ток через диод достигает порогового значения $I_{П1}$, напряжение на диоде скачком увеличивается от $U_{П1}$ до $U_{МАХ}$. Изображающая точка переходит на второй восходящий участок ВАХ. Индуктивность начинает возвращать энергию. Ток через диод уменьшается, изображающая точка перемещается по второму восходящему участку ВАХ. Напряжение на диоде уменьшается, повторяя экспоненциальный закон перезарядки индуктивности. Когда ток достигает порогового значения $I_{П2}$, напряжение на диоде скачком уменьшается от $U_{П2}$ до $U_{МІН}$. Ток через диод снова начинает нарастать, индуктивность опять запасает энергию. Процесс периодически повторяется, формируя на выходе схемы напряжение $u(t)$, представленное графиком на рис. 3.4 в.

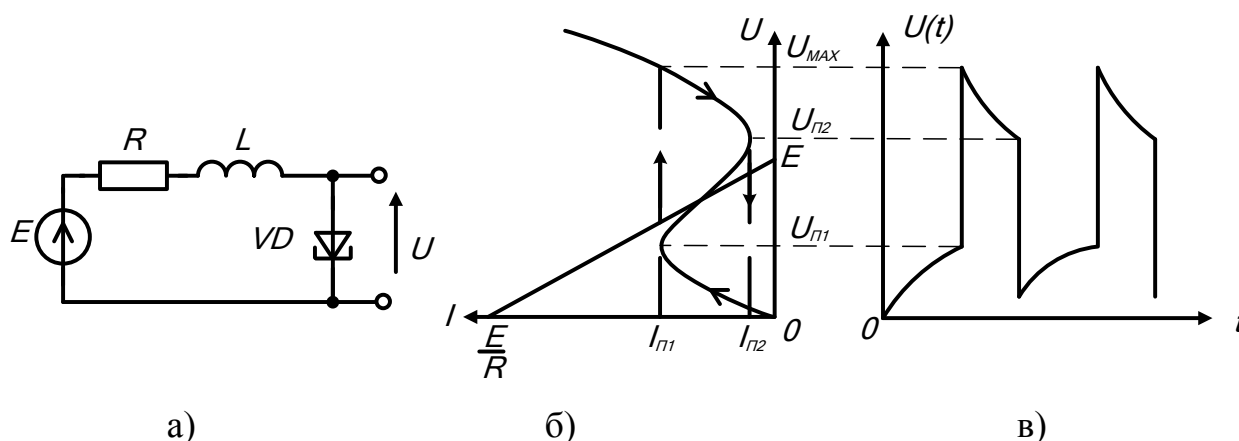


Рис. 3.4. Авторелаксатор на туннельном диоде:
а) схема релаксатора;
б) ВАХ диода и нагрузочная линия;
в) график зависимости выходного напряжения от времени

Контрольные вопросы и задания

1. Каковы особенности вольт-амперных характеристик электронных приборов с внутренней обратной связью?
2. Поясните принцип работы авторелаксатора на неоновой лампе. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите его принципиальную схему и графики, поясняющие работу генератора.
3. Поясните принцип работы авторелаксатора на туннельном диоде. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите его принципиальную схему и графики, поясняющие работу генератора.

3.3. Мультивибраторы – генераторы колебаний прямоугольной формы

Мультивибраторами (от лат. multum – много и vibro – колеблю) называют генераторы релаксационных колебаний, форма которых близка к прямоугольной. Их применяют в тех случаях, когда нет жестких требований к длительности импульсов и частоте повторения.

3.3.1 Мультивибратор на усилительных каскадах

Распространенной основой мультивибратора служит двухкаскадный резисторный усилитель с емкостными связями. Выход усилителя соединен с его входом, образуя систему с очень сильной положительной обратной связью (рис. 3.5 а). Звеньями прямой передачи и обратной связи служат усилительные ступени с общим инжекционным электродом (рис. 3.5 б). Коэффициент усиления каждой из них определяется известным выражением (2.48). С учетом этой формулы условие (1.5) выполняется, принимая вид

$$k\beta = (-S_1 R_{\Sigma 1})(-S_2 R_{\Sigma 2}) > 1, \quad (3.5)$$

определяя неустойчивость состояния системы в области линейного усиления.

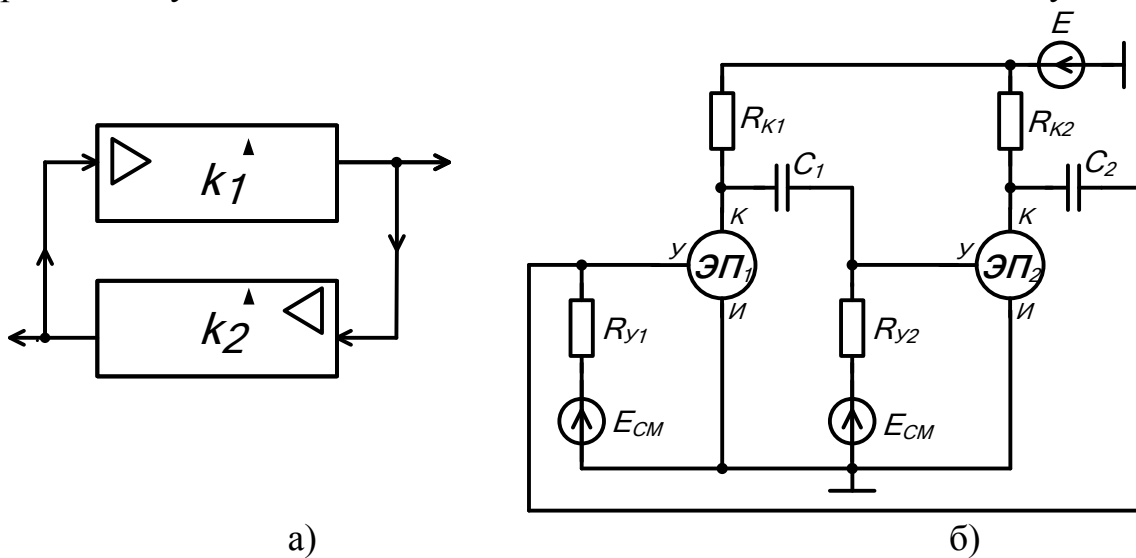


Рис. 3.5. Мультивибратор на усилительных каскадах:

а) функциональная схема;

б) обобщенная принципиальная схема

Схема мультивибратора на транзисторах приведена на рис. 3.6 а. Конденсаторы C_1 и C_2 , связывающие каскады, здесь служат емкостными накопителями энергии, определяющими период колебаний генератора. Мультивибратор называется *симметричным*, если транзисторы VT_1 и VT_2 и сходные элементы каждого каскада одинаковые, т.е. $R_{K1} = R_{K2} = R_K$; $R_{B1} = R_{B2} = R_B$, $C_1 = C_2 = C$, и *несимметричным*, если какое-либо из этих условий не выполняется.

Пусть в рассматриваемой схеме в исходных усилительных каскадах режим покоя транзисторов выбран так, чтобы в активном режиме работы обеспечивался

высокий коэффициент усиления. После включения схемы в ней начнет устанавливаться режим покоя. В силу неравенства (3.5) состояние, соответствующее этому режиму неустойчиво – любая флуктуация порождает лавинообразное развитие процесса, при котором один из транзисторов будет открыт, перейдя в режиме насыщения, а другой – заперт, перейдя в режиме отсечки. Такое состояние схемы также не является устойчивым. В ней начнется процесс возврата к режиму покоя, связанный с зарядкой одного накопительного конденсатора и перезарядкой другого. Спустя некоторое время в обоих каскадах схемы начнет восстанавливаться режим линейного усиления. Тогда снова произойдет лавинообразный процесс, в результате которого насыщенный транзистор будет заперт, а запертый – насыщен. Состояние схемы опять окажется неустойчивым, вновь начнется процесс возврата к режиму покоя, связанный с зарядкой и перезарядкой накопительных конденсаторов.

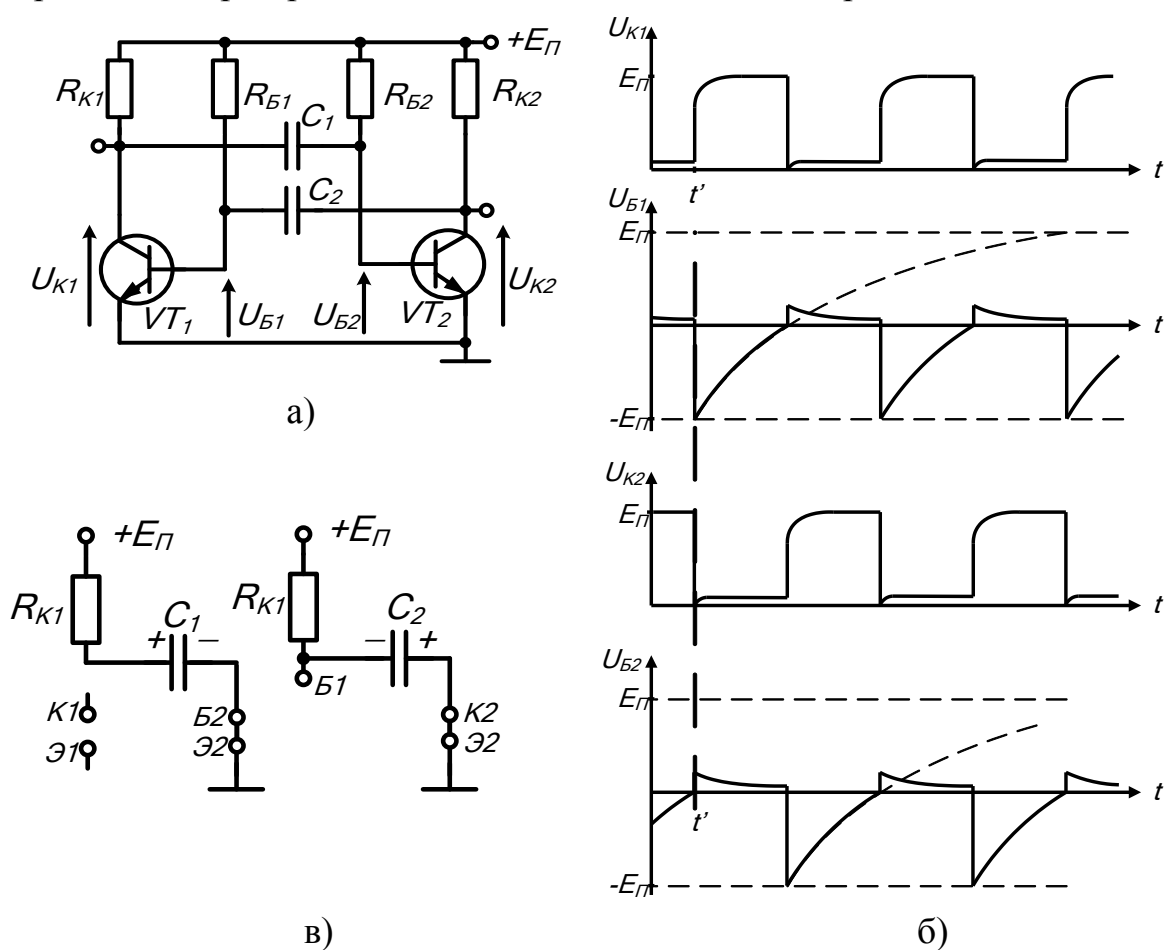


Рис. 3.6. Мультивибратор на транзисторах:

а) принципиальная схема;

б) графики напряжений на электродах транзисторов;

в) схемы поясняющие зарядку и перезарядку накопительных конденсаторов

Рассмотрение работы мультивибратора можно начать с произвольного момента времени. Для определенности выберем момент времени t' (рис. 3.6 б), определяющий начало первого квазистационарного состояния, когда транзистор VT_1 запирается, а VT_2 насыщается. Разряженный к этому моменту времени

конденсатор C_1 заряжается от источника питания E_n через резистор R_{K1} и эмиттерный переход насыщенного транзистора VT_2 , упрощенно представленного на рис. 3.6 в замкнутым ключом. Зарядка этого конденсатора формирует экспоненциально нарастающий передний фронт импульса напряжения U_{K1} на коллекторе VT_1 (рис. 3.6 б). Заряженный к моменту времени t' конденсатор C_2 перезаряжается, создавая на R_{B1} падение напряжения, обеспечивающее запертое состояние транзистора VT_1 . Напряжение U_{B1} на его базе возрастает по экспоненциальному закону и достигает нулевого уровня, при котором транзистор VT_1 начинает отпираться. Появляется коллекторный ток, создающий отрицательное приращение напряжения на R_{K1} , которое через конденсатор C_1 передается на базу транзистора VT_2 , отпирая его. Завершается первое квазистойчивое состояние. Развивается лавинообразный процесс переключения транзисторов, заканчивающийся насыщением транзистора VT_1 . За время переключения транзисторов напряжение на конденсаторе C_1 практически не изменяется, оставаясь близким к E_n с полярностью – плюс на левой, минус – на правой обкладке (рис. 3.6 в). Через насыщенный транзистор VT_1 правая обкладка C_1 подключается к общему узлу, а левая по-прежнему соединена с базой VT_2 . Отрицательное напряжение на ней запирает VT_2 .

В этом квазистойчивом состоянии схемы транзистор VT_2 заперт, транзистор VT_1 насыщен. Конденсатор C_2 сравнительно быстро заряжается от источника питания через R_{K2} и эмиттерный переход насыщенного транзистора VT_1 , формируя экспоненциально нарастающий передний фронт импульса напряжения U_{K2} на коллекторе VT_2 . Конденсатор C_1 перезаряжается по экспоненциальному закону через R_{B2} , создавая отрицательное напряжение на базе VT_2 , обеспечивающее запертое состояние транзистора VT_2 . После разрядки C_1 до нуля формирование выходного импульса на коллекторе VT_2 заканчивается. Завершается второе квазистойчивое состояние. После лавинного переключения транзисторов схема переходит в состояние, с которого было начато рассмотрение.

Таким образом, в схеме возникнут автоколебания, заключающиеся в поочередном переключении двух квазистойчивых состояний схемы. Лавинообразные процессы переключения этих состояний формируют крутые фронты импульсов напряжения в коллекторных и базовых цепях. Графики напряжений на электродах транзисторов представлены на рис. 3.6 б.

Используя формулу (3.2) найдем длительности импульсов напряжения в коллекторных цепях. Они равны длительности квазистойчивых состояний схемы. Первое из них – Δt_1 определяется перезарядкой емкости C_2 через сопротивление R_{B1} , второе – Δt_2 перезарядкой емкости C_1 через сопротивление R_{B2} . В обоих случаях: $U_0 = -E_n$; $U_\infty = E$; $U_n = 0$. Подставляя эти значения в (3.2), получим:

$$\Delta t_{1,2} = R_{B1,2} C_{2,1} \ln \frac{E_n + E_n}{E_n + 0} = R_{B1,2} C_{2,1} \ln 2 \quad (3.6)$$

Период колебаний мультивибратора T равен

$$T = \Delta t_1 + \Delta t_2 = (R_{B1} C_2 + R_{B2} C_1) \ln 2. \quad (3.7)$$

Величина импульсов напряжения в коллекторных и базовых цепях практически равна напряжению питания. Длительность переднего фронта выходных импульсов θ_ϕ определяется временем зарядки накопительных конденсаторов через сопротивления коллекторных нагрузок: $\theta_{\phi 1,2} \approx 3R_{K1,2}C_{1,2}$.

Рассмотренная схема мультивибратора имеет ряд недостатков, в том числе большая длительность фронта импульса θ_ϕ и невозможность получения больших скважностей импульсов $q = T/t_H$ (скважность импульсов q определяется отношением периода следования импульсов T к длительности импульса t_H) и др. Для устранения этих недостатков предложен ряд модификаций мультивибраторов.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу мультивибратора на транзисторах, представленного схемой на рис. 3.6. Укажите, элементы, определяющие период колебаний мультивибратора.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы: начертите схему мультивибратора и графики, поясняющие его работу.

3.3.2 Мультивибраторы на комплементарных парах транзисторов

На рис. 3.7 а приведена схема мультивибратора на паре биполярных транзисторов, отличающихся типом проводимости. Такой мультивибратор обеспечивает высокую скважность выходных импульсов и возможность перестройки частоты колебаний путем изменения только одного элемента схемы – времязадающего резистора R_B .

Схема содержит два усилительных каскада. Один из них выполнен на транзисторе $n-p-n$ -типа, другой – $p-n-p$ -типа. Коллекторными нагрузками транзисторов являются последовательно соединенные резисторы, R_{K1} , R_{K2} и R_{K3} , R_{K4} . Конденсаторы C_1 и C_2 обеспечивают емкостную связь каскадов и служат накопителями энергии времязадающей цепи, в состав которой входит также резистор R_B . Его сопротивление выбирают достаточно большим, чтобы при разомкнутой цепи обратной связи, например при отключении конденсатора C_1 , транзисторы находились в активном (ненасыщенном) режиме, обеспечивая большой коэффициент усиления. Будем считать, что сходные параметры транзисторов VT_1 и VT_2 – одинаковы, т.е. транзисторы являются комплементарной парой. Пусть также $C_1=C_2=C$, $R_{K1}=R_{K3}$, $R_{K2}=R_{K4}$.

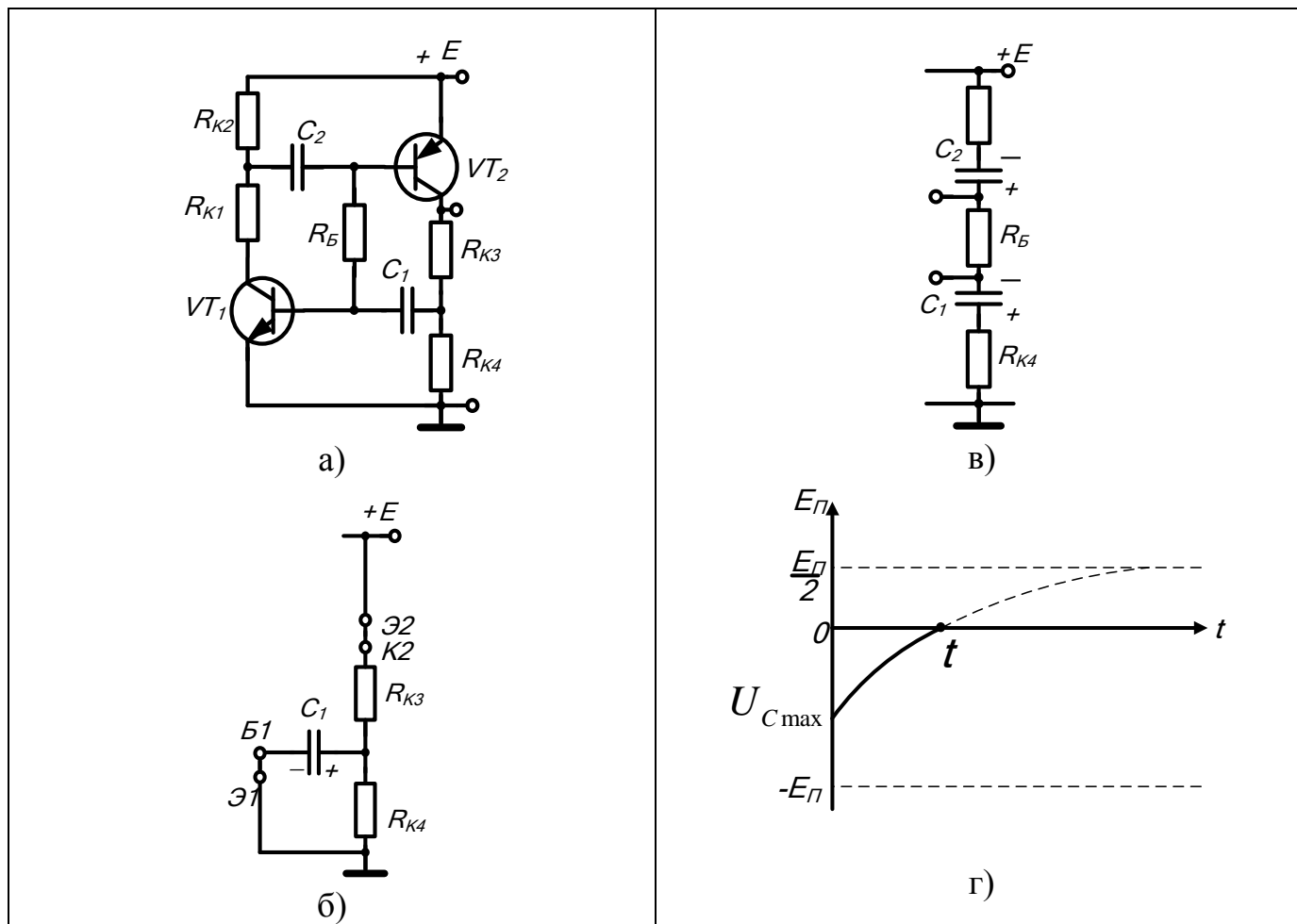


Рис. 3.7. Мультивибратор на комплементарной паре транзисторов:
а) схема мультивибратора, обеспечивающего высокую скважность импульсов;
б) схема, поясняющая зарядку конденсаторов;
в) схема, поясняющая разрядку конденсаторов;
г) графики напряжений на электродах транзистора VT_1

После замыкания цепи обратной связи (при подключении конденсатора C_1) увеличивается напряжение на базе транзистора VT_2 . Это приводит к увеличению его коллекторного тока и падения напряжения на R_{K4} . Увеличение напряжения на R_{K4} отпирает транзистор VT_1 , а увеличение его коллекторного тока приводит к дальнейшему отпираанию транзистора VT_2 . В схеме развивается лавинный процесс, завершающийся насыщением обоих транзисторов.

Начинается процесс формирования выходного импульса мультивибратора. В этом квазистойчивом состоянии конденсатор C_1 заряжается от источника питания E_{Π} через насыщенный транзистор VT_2 , резистор R_{K3} , и через переход база – эмиттер насыщенного транзистора VT_1 . (Резистор R_{K3} ограничивает ток коллектора при зарядке конденсатора C_1). Конденсатор C_2 , заряжается через переход база – эмиттер насыщенного транзистора VT_2 , ограничительный резистор R_{K1} и насыщенный транзистор VT_1 . Согласно схеме рис. 3.7 б, постоянная времени зарядки конденсаторов C_1 и C_2 определяется выражением $\tau_1 = CR_{K3}R_{K4} / (R_{K3} + R_{K4}) \approx CR_{K3}$. По мере зарядки конденсаторов зарядные токи

уменьшаются. Коллекторные токи приближаются к значению $E_{\Pi} / (R_{K1} + R_{K2})$, токи баз уменьшаются, приближаясь к значению E_{Π} / R_B . Напряжения на конденсаторах достигают максимального значения $U_{C_{\max}} \approx ER_{K2} / (R_{K1} + R_{K2})$. Длительность импульса t_{Π} , формируемого в этом квазиустойчивом состоянии, определяется постоянной времени τ_1 зарядки конденсаторов $C_{1,2}$ через ограничительные сопротивления $R_{K1,3}$ и переходы насыщенных транзисторов. Режим насыщения транзисторов сменяется их активным режимом, а затем лавинным процессом запираания обоих транзисторов. За время лавинного процесса напряжение на конденсаторах, не успевает измениться. Это квазиустойчивое состояние схемы определяет паузу между импульсами. Запертое состояние транзисторов поддерживается перезарядкой конденсаторов по цепи, приведенной на рис. 3.7 в. Напряжение на базе VT_1 стремится к $E_{\Pi} / 2$, и как только оно превысит нулевой уровень (рис. 3.7 г), транзистор отпирается и начинается новый лавинный процесс, завершающийся насыщением транзисторов.

Длительность паузы Δt найдем с помощью формулы (3.2). В ней: постоянная времени $RC = \tau_2 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (R_B + R_{K2} + R_{K4})$; $U_{\infty} = E/2$; $U_{\Pi} = 0$; $U_0 = -ER_{K2} / (R_{K1} + R_{K2})$. При условии $R_B \gg R_{K2}$ $RC = \tau_2 \approx 0,5R_B C$. Подставляя эти значения в (3.2) получим

$$\Delta t = 0,5R_B C \ln \frac{E/2 + U_{C_{\max}}}{E/2} = 0,5R_B C \ln(1 + 2U_{C_{\max}} / E). \quad (3.8)$$

Используя приближенное значение $U_{C_{\max}} \approx E$, имеем

$$\Delta t = 0,5R_B C \ln 3 \approx 0,55R_B C.$$

Период следования импульсов равен $T = t_{\Pi} + \Delta t$. Однако, в силу соотношений $R_B \gg R_{K3,4} \Rightarrow \tau_2 \gg \tau_1 \Rightarrow \Delta t \gg t_{\Pi}$. Поэтому имеем

$$T \approx \Delta t \approx 0,55R_B C. \quad (3.9)$$

Основным недостатком рассмотренной схемы является нестабильность выходного импульса, обусловленная сильной зависимостью параметров транзисторов, в частности сопротивлений переходов от рабочей температуры. Поэтому если по условиям требуется получать импульсы стабильной длительности, то применяют дополнительные меры по ее стабилизации, например, используя во времязадающей цепи импульсный мостовой элемент (рис. 3.8 а). Схема автоколебательного мультивибратора на комплементарных транзисторах, в которой используются стабилизирующие свойства импульсного мостового элемента, дана на рис. 3.8 б. Если в ней $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$, то длительность выходного импульса, формируемого схемой равна $t_{\Pi} = RC \ln 2 \approx 0,7RC$, а пауза между импульсами $\Delta t \approx 0,5R_B C \ln 2 \approx 0,35R_B C$. Скважность выходных импульсов $q = 1 + R_B / 2R$. Так как $R_B \gg R$, $q \gg 1$.

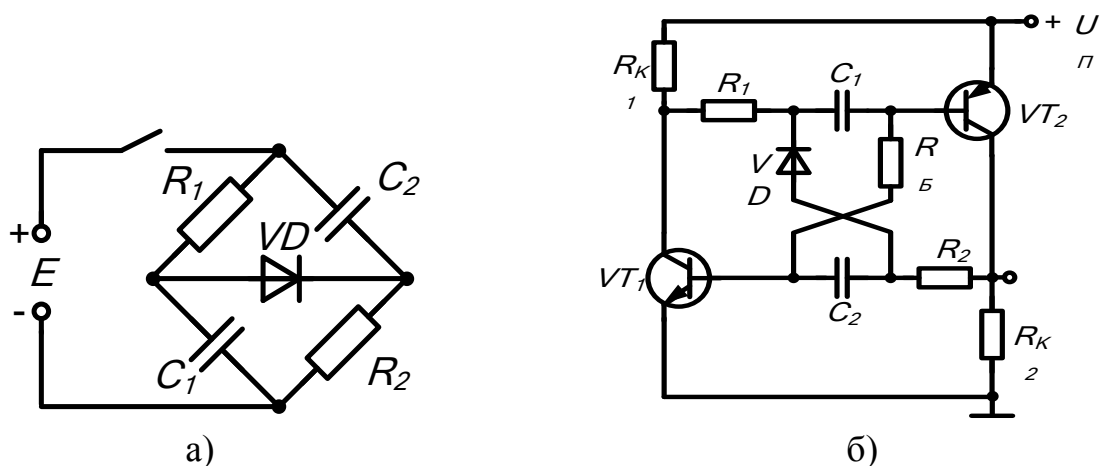


Рис. 3.8. Мультивибратор, обеспечивающий высокую стабильность длительности импульсов:

- а) схема импульсного мостового элемента времязадающей цепи;
 б) схема мультивибратора

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу мультивибраторов на транзисторах, представленных схемами на рис. 3.7 и рис. 3.8. Укажите, элементы, определяющие период колебаний мультивибратора.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы: начертите схемы мультивибраторов.

3.3.3 Мультивибратор на базовых логических элементах

Вместо усилительных каскадов в функциональной схеме, представленной на рис. 3.5 а, в схемотехнике мультивибраторов можно использовать базовые логические элементы цифровой техники НЕ, ИЛИ-НЕ, И-НЕ, поскольку их основой служит инвертирующий усилитель. На рис. 3.9 а приведена схема мультивибратора на универсальных ТТЛ-элементах И-НЕ. В ее состав входят: элементы DD_1 и DD_2 ; конденсаторы C_1 и C_2 , связывающие логические элементы и являющиеся емкостными накопителями энергии; резисторы R_1 и R_2 , входящие в состав времязадающих цепей; вспомогательные диоды VD_1 и VD_2 , обеспечивающие в процессе работы схемы быструю разрядку конденсаторов. Цепи подачи напряжения питания элементов на схеме не указаны. Времязадающие RC-цепи поочередно переключают логические элементы, определяя длительность каждого из двух квазистойчивых состояний схемы. Если, например, в одном квазистойчивом состоянии напряжение на выходе DD_1 соответствует логической единице U_1 , а напряжение на выходе DD_2 логическому нулю U_0 , то в другом квазистойчивом состоянии напряжение на выходе DD_1 соответствует логическому нулю U_0 , а напряжение на выходе DD_2 логической единице U_1 .

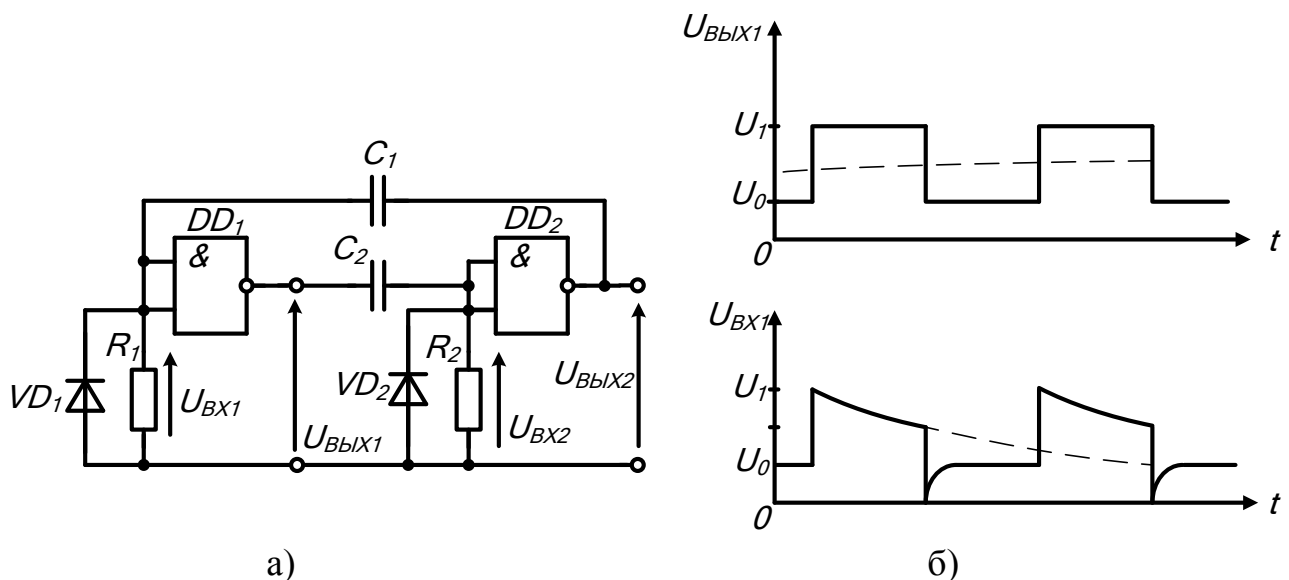


Рис. 3.9. Мультивибратор, на логических элементах
а) схема мультивибратора;
б) графики напряжений на входе и выходе элементов

Одно из квазистойчивых состояний начинается с момента переключения, когда на выходе одного из элементов, например DD_1 , напряжение изменилось от U_0 до U_1 , а на выходе элемента DD_2 от U_1 до U_0 . Конденсатор C_2 заряжается от выходного напряжения U_1 элемента DD_1 через его выходное сопротивление $R_{ВЫХ1}$, и резистор R_2 , создавая на нем напряжение, поддерживающее на входе элемента DD_2 напряжение, превышающее пороговый уровень $U_{П}$. В течение промежутка времени, определяемого величинами C_2 и R_2 времязадающей цепи, диод VD_2 заперт, а на выходе DD_2 поддерживается напряжение U_0 . Конденсатор C_1 , зарядившийся в предшествующий полупериод колебаний, успевает разрядиться через выходное сопротивление DD_2 и открытый диод VD_1 , поскольку постоянная времени разрядки C_1 существенно меньше постоянной времени зарядки C_2 , равной $\tau = C_2(R_2 + R_{ВЫХ1})$. По мере зарядки конденсатора C_2 напряжение на входе элемента DD_2 уменьшается. Когда оно перейдет пороговый уровень $U_{П}$, в схеме развивается лавинный процесс переключения, завершающийся скачкообразным изменением напряжения на выходе элемента DD_1 до значения U_0 , а на выходе элемента DD_2 – до U_1 .

С этого момента начинается второе квазистойчивое состояние, при котором формируется импульс следующего полупериода. Конденсатор C_1 , разрядившийся к этому времени до значения U_0 , начинает заряжаться до значения U_1 . Далее процесс формирования импульса повторяет предыдущие рассуждения.

Таким образом, в схеме возникнут автоколебания, заключающиеся в поочередном переключении двух ее квазистойчивых состояний. Лавинообразные процессы переключения этих состояний формируют крутые фронты выходных импульсов напряжения (рис. 3.9 б).

Используя формулу (3.2) найдем длительности выходных импульсов. Они равны длительности квазистойчивых состояний схемы. Первое из них Δt_1

определяется перезарядкой емкости C_2 через сопротивление R_2 , второе Δt_2 перезарядкой емкости C_1 через сопротивление R_1 . В обоих случаях: U_0 напряжение на выходе логических элементов, соответствующее логическому нулю; $U_\infty = U_1$ напряжение на выходе логических элементов, соответствующее логической единице; U_{Π} напряжение порогового уровня. Подставляя эти значения в (3.2), получим:

$$\Delta t_{1,2} = (R_{1,2} + R_{\text{ВЫХ}1}) C_{1,2} \ln \frac{U_1 - U_0}{U_{\Pi} - U_0}. \quad (3.10)$$

Здесь $R_{\text{ВЫХ}1}$ выходное сопротивление элемента, когда на его выходе состояние U_1 . Период колебаний мультивибратора $T = \Delta t_1 + \Delta t_2$.

Существенным недостатком рассмотренного мультивибратора является жесткий режим возбуждения, так как напряжение на резисторах R_1 и R_2 в отсутствие колебаний всегда меньше порогового уровня U_{Π} . Если по каким-либо причинам колебания в схеме не возникли или сорвались, то элементы DD_1 и DD_2 окажутся в состоянии $U_{\text{ВХ}} < U_{\Pi}$, а $U_{\text{ВЫХ}} = U_1$. В схемотехнике мультивибраторов на логических элементах разработаны варианты, лишенные этого недостатка. Их выпускают в интегральном исполнении с навесными конденсаторами, подключаемыми к соответствующим выводам микросхемы.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу мультивибратора на базовых логических элементах, представленного схемой на рис. 3.9. Укажите, элементы, определяющие период колебаний мультивибратора.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему мультивибратора и графики напряжений, поясняющие его работу.

3.3.4. Мультивибратор на операционном усилителе

На рис. 3.10 а представлена схема мультивибратора, основой которого является операционный усилитель (ОУ). Кроме него в состав мультивибратора входят резистивный делитель напряжения, составленный из R_1 и R_2 , и времязадающая RC-цепь, содержащая C и R_3 . Цепи подачи напряжений питания на схеме не указаны.

Делитель напряжения в схеме обеспечивает положительную обратную связь (ОС), передавая часть выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$ на неинвертирующий вход ОУ. Пренебрегая входными и выходными сопротивлениями ОУ ($R_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$; $R_{\text{ВЫХ}} \rightarrow 0$) имеем

$$u_{\text{ВХ}}^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{\text{ВЫХ}} = k u_{\text{ВЫХ}}. \quad (3.11)$$

Напряжением на инвертирующем входе $u_{\text{ВХ}}^-$ является напряжение u_C на конденсаторе C , перезаряжающемся от выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$ через резистор

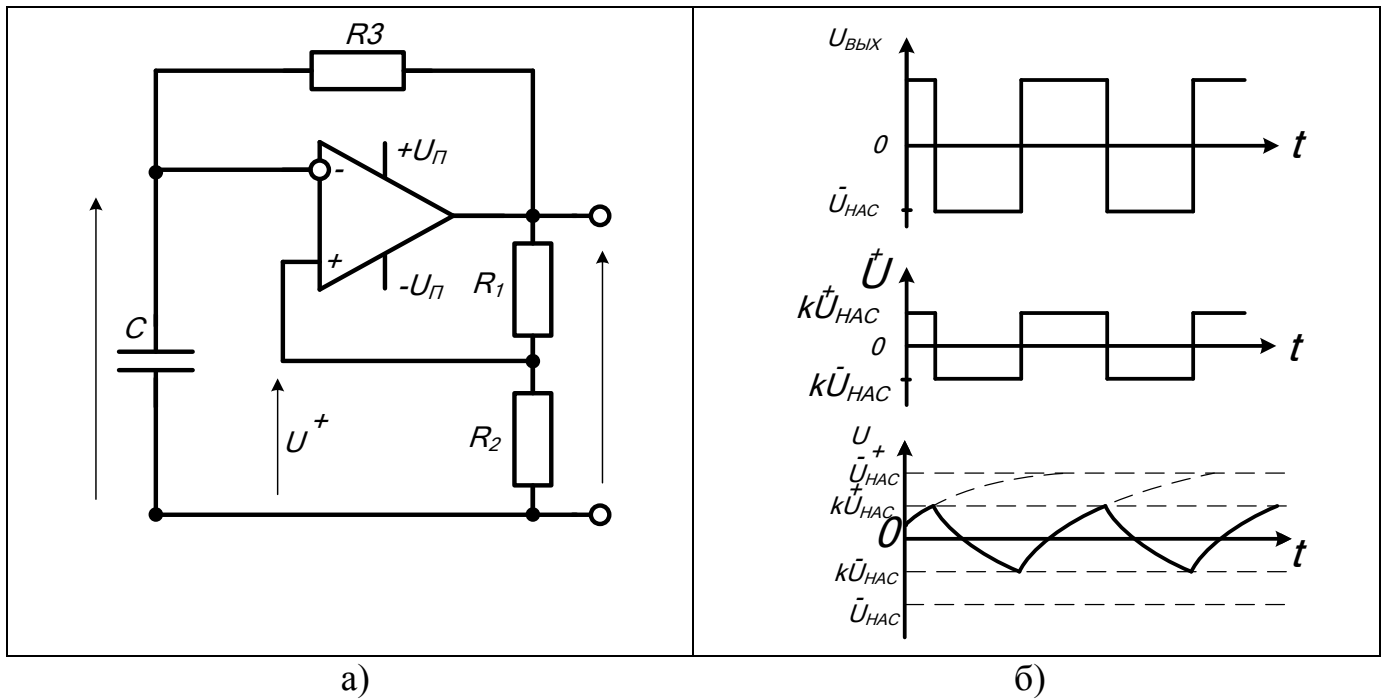


Рис. 3.10. Мультивибратор на операционном усилителе:
а) схема мультивибратора;
б) графики напряжений

В момент подключения мультивибратора к источнику питания напряжение на инвертирующем входе удерживается равным нулю, поскольку конденсатор C разряжен, $u_C = 0 \Rightarrow u_{ВХ}^- = 0$. За счет положительной ОС операционный усилитель лавинообразно насыщается, при этом на его выходе и, следовательно, на неинвертирующем входе устанавливаются положительные напряжения $U_{ВЫХ} = U_{НАС}^+$ и $u_{ВХ}^+ = kU_{НАС}^+$. Конденсатор C начинает заряжаться. Когда напряжение на нем $u_C = u_{ВХ}^-$ приближается к значению $u_{ВХ}^+ = kU_{НАС}^+$, ОУ выходит из режима насыщения. Состояние схемы лавинно переключается. На выходе ОУ и на неинвертирующем входе устанавливаются отрицательные напряжения $U_{НАС}^-$ и $u_{ВХ}^+ = kU_{НАС}^-$. Конденсатор C начинает перезаряжаться, и когда напряжение на нем $u_C = u_{ВХ}^-$ приближается к значению $u_{ВХ}^+ = kU_{НАС}^-$, ОУ опять выходит из режима насыщения. Квазистойчивое состояние схемы лавинообразно изменяется. На выходе ОУ устанавливается положительное напряжение $U_{НАС}^+$. Процессы изменения напряжений на входах и выходе ОУ повторяются.

Используя формулу (3.2) найдем длительности чередующихся импульсов напряжения Δt_1 и Δt_2 . Они равны длительности квазистойчивых состояний схемы, определяемых перезарядкой емкости C через сопротивление R_3 . Пусть напряжения $U_{НАС}^+$ и $U_{НАС}^-$ одинаковы по величине $|U_{НАС}^-| = U_{НАС}^+ = U_{НАС}$.

Для длительности Δt_1 первого состояния имеем:

$$U_0 = kU_{НАС}^- = -kU_{НАС}; U_\infty = U_{НАС}^+ = U_{НАС}; U_\Pi = kU_{НАС}^+ = kU_{НАС}.$$

Для длительности Δt_2 второго:

$$U_0 = kU_{HAC}^+ = +kU_{HAC}; U_\infty = U_{HAC}^- = -U_{HAC}; U_\Gamma = kU_{HAC}^- = -kU_{HAC}.$$

Подставляя эти значения в (3.2), получим:

$$\Delta t_1 = \Delta t_2 = R_3 C \ln \frac{1+k}{1-k} = R_3 C \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.12)$$

Графики выходного напряжения и напряжений на входах ОУ, иллюстрирующие работу мультивибратора, показаны на рис. 3.10 б.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу мультивибратора на ОУ, представленного схемой на рис. 3.10. Укажите, элементы, определяющие период колебаний мультивибратора.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему мультивибратора и графики напряжений, поясняющие его работу.

3.4. Блокинг-генераторы

Для генерирования импульсов, близких по форме к прямоугольным, с большой скважностью и большой амплитудой применяются релаксационные генераторы, называемые *блокинг-генераторами*. Основой блокинг-генератора служит усилительный каскад с общим инжекторным электродом. Положительная обратная связь в схеме осуществляется посредством *импульсного трансформатора*.

На рис. 3.11 а представлена схема блокинг-генератора на транзисторе VT . Первичная обмотка трансформатора T включена в коллекторную цепь транзистора, вторичная – в цепь базы. Базовая обмотка включена так, чтобы обратная связь, охватывающая каскад, была положительной. Коэффициент трансформации трансформатора T обычно близок к единице, т.е. глубина положительной ОС велика. Резистор R и конденсатор C служат элементами времязадающей цепи.

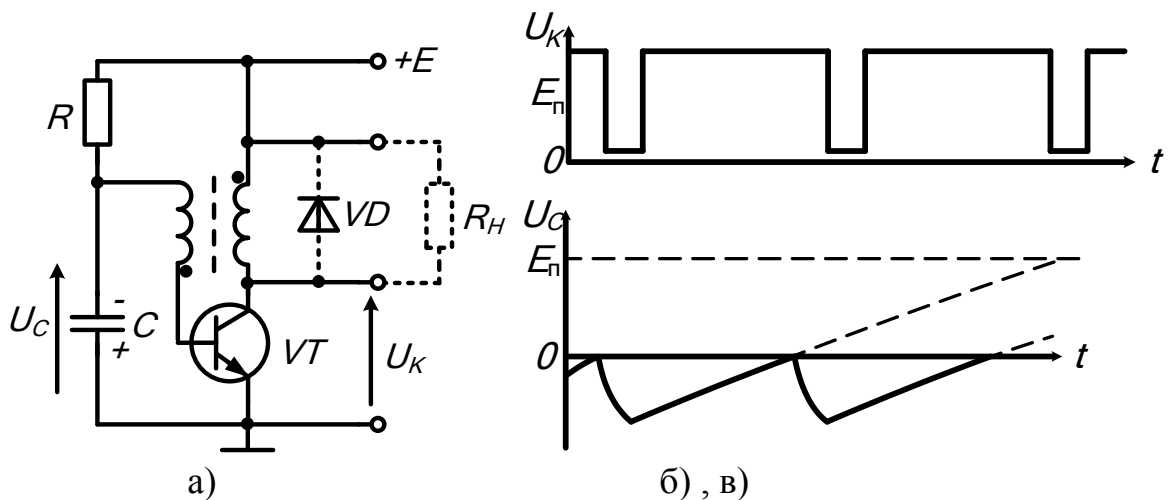


Рис. 3.11. Блокинг генератор:

- а) схема блокинг-генератора;
- б) график выходного напряжения;
- в) график напряжения на времязадающем конденсаторе

Рассмотрим колебательный процесс в блокинг-генераторе начиная с момента времени, когда конденсатор C , заряженный ранее до напряжения $-U_{Cmax}$ («плюс» – на нижней обкладке, «минус» – на верхней) перезаряжается на источник питания E_n через резистор R , создавая на нем падение напряжения поддерживающее запертое состояние транзистора VT . В процессе разрядки напряжение на конденсаторе C переходит нулевой уровень, запирающее напряжение на базе транзистора исчезает, транзистор переходит в активный режим. Появляется нарастающий коллекторный ток, индуцирующий положительное напряжение на базе VT . Развивается лавинообразный процесс переключения транзистора. Формируется передний фронт импульса.

Под действием индуцированного напряжения конденсатор C заряжается током базы насыщенного транзистора VT . Вершина импульса формируется в течение времени, пока ток зарядки удерживает транзистор в насыщении. По мере зарядки C токи базы и коллектора уменьшаются, Транзистор из режима насыщения переходит в активный режим. К этому времени конденсатор заряжается до отрицательного напряжения U_{Cmax} . Выход транзистора из режима насыщения вызывает лавинный процесс его запираения. Напряжение на конденсаторе, передаваясь на базу транзистора, поддерживает его в запертом состоянии. При этом в схеме происходят два процесса: во-первых, затухание тока намагничивания импульсного трансформатора, во-вторых, перезарядка конденсатора C , заряженного до напряжения $-U_{Cmax}$. Процессы в схеме периодически повторяются. Зависимость выходного напряжения блокинг-генератора и напряжения на времязадающем конденсаторе от времени показаны на рис. 3.11.

Длительность генерируемых импульсов $t_{и}$ можно приближенно определить по формуле

$$t_{и} \approx (3 \div 4) CR_{ЭБ}, \quad (3.13)$$

где $R_{ЭБ}$ – сопротивление открытого эмиттерного перехода транзистора (порядка единиц ом). Длительность интервала Δt между импульсами, определяемая элементами RC времязадающей цепи, найдем с помощью выражения (3.2). В этой формуле: $U_0 = -U_{Cmax}$; $U_{\infty} = E$; $U_n = 0$. Тогда имеем

$$\Delta t = RC \ln \frac{E + U_{Cmax}}{E} = RC \ln \left(1 + \frac{U_{Cmax}}{E} \right). \quad (3.14)$$

Период повторения выходных импульсов $T = \Delta t + t_{и}$. Так как $\Delta t \gg t_{и}$, то $T \approx \Delta t$.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу блокинг-генератора, представленного схемой на рис. 3.11. Укажите, элементы, определяющие длительность генерируемого импульса и период колебаний генератора.

2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему блокинг-генератора и графики напряжений, поясняющие его работу.

3.5. Генераторы наносекундных импульсов

В последнее время широкое применение находят электрические сигналы в виде коротких, длительностью порядка наносекунды, импульсов большой скважности. Отличительной особенностью таких сигналов является большая *относительная ширина спектра* (приведенная к средней частоте спектра). По этой причине они способны нести большой объем информации по сравнению с традиционными узкополосными сигналами. Они используются как зондирующие сигналы для исследования объектов, покрытых проводящей средой, как, например, грунт, пески, глина, пресная и морская вода, лед, ткани живых организмов и др., для передачи информации через такие среды, а также для передачи информации в широком диапазоне частот, в котором параллельно действуют традиционные узкополосные каналы связи. В силу того, что спектральная плотность мощности широкополосного сигнала мала, широкополосные сигналы не влияют на работу узкополосных систем. В свою очередь влияние узкополосного сигнала на работу широкополосной системы устраняется компьютерной обработкой принятого сигнала, которая начинается с накопления принятых импульсов и их усреднении.

Для генерирования столь коротких импульсов используются релаксационные генераторы, в которых роль нелинейного элемента выполняет биполярный транзистор, на запертый переход которого подают напряжение, превышающее напряжение пробоя. ВАХ перехода эмиттер-коллектор транзистора в режиме лавинного пробоя, приведенная на рис. 2.7 б, имеет S-образную форму. Длительность генерируемого импульса зависит от времени рассасывания неосновных носителей заряда и имеет порядок одной наносекунды. Так как формирование выходного импульса происходит практически без использования управляющих свойств транзистора, инерционность последнего мало влияет на длительность сигнала. В силу кратковременности протекания большого тока через транзистор по сравнению со временем, когда он в запертом состоянии, данный процесс не приводит к перегреву или выходу из строя транзистора.

Схема простейшего генератора наносекундных импульсов приведена на рис. 3.12 а. Так как база транзистора соединена через резистор R_B только с эмиттером, в исходном состоянии в силу нулевого напряжения смещения транзистор закрыт. Анализ схемы начнем с момента подачи напряжения питания. Конденсатор C заряжается через резистор R от источника питания, но по достижению на нем напряжения пробоя перехода коллектор-база происходит быстрый разряд конденсатора через транзистор. Так как при разряде через R_B протекает значительный ток, создающееся на нем падение напряжения $U_{BЭ}$ открывает транзистор, ускоряя скорость разряда. Выходное напряжение снимается с резистора $R_Э$ и подается на нагрузку R_H . Соответствующие временные зависимости напряжений на коллекторном, базовом и эмиттерном электродах

приведены на рис. 3.12 в. Выходное напряжение совпадает с напряжением на эмиттере. Самая нижняя временная зависимость напряжения на нагрузке соответствует случаю использования «обострения» выходного напряжения.

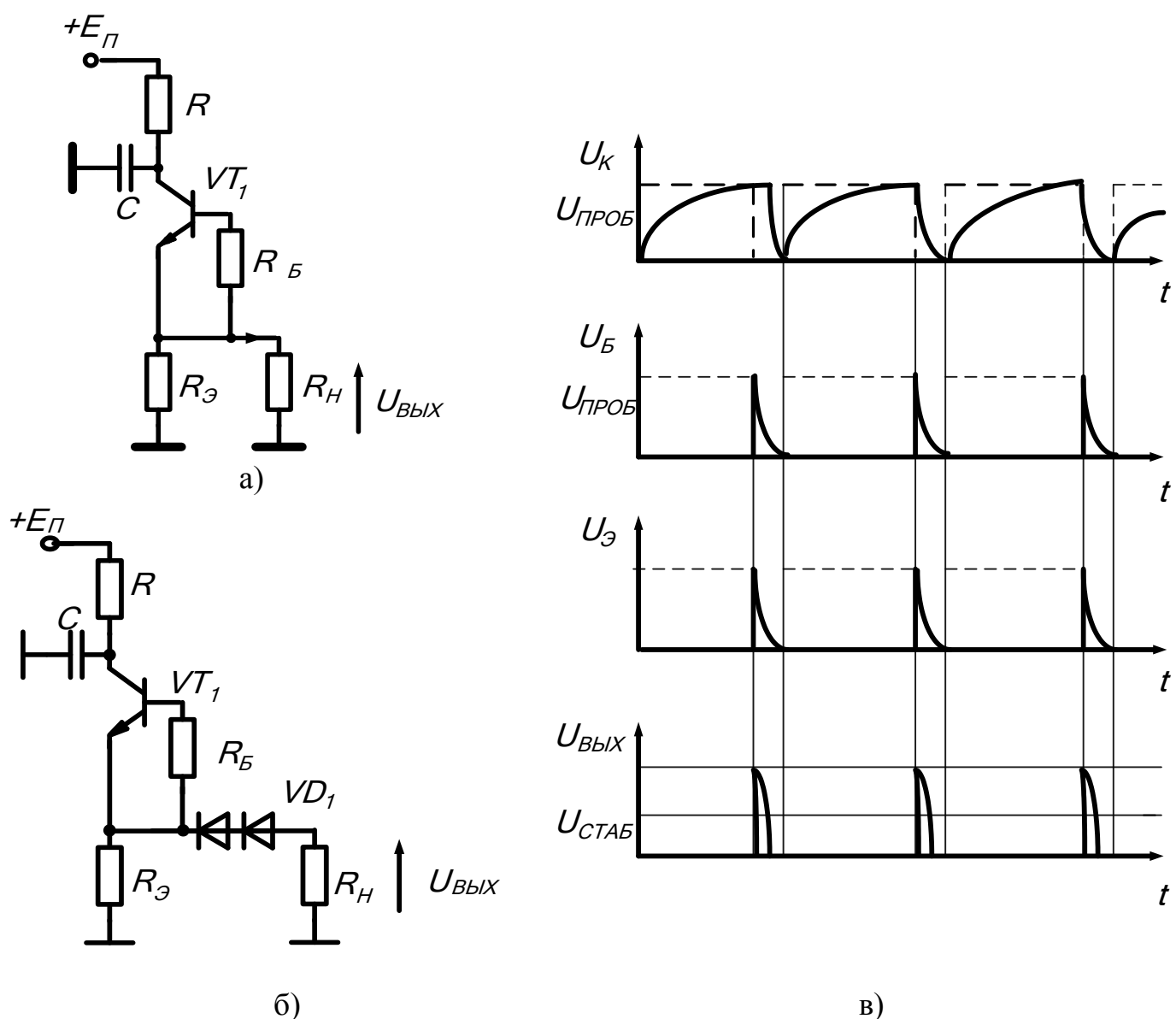


Рис. 3.12. Генератор наносекундных импульсов:

а) схема простейшего генератора наносекундных импульсов;

б) схема генератора наносекундных импульсов с обострением;

в) графики напряжений на коллекторном, базовом, эмиттерном электроде и на выходе после обострения на схеме на рис. 3.12 б

На рис. 3.12 б представлена схема генератора наносекундных импульсов с обострением. В отличие от схемы на рис. 3.12 а напряжение на нагрузке генератора R_H появится только после того, как напряжение на эмиттере транзистора VT_1 превысит напряжение стабилизации стабилитрона VD_1 , исчезнет после того как напряжение уменьшится до этой же величины. Такое ограничение позволяет

уменьшить длительность импульса на эмиттере. Временная зависимость напряжения на нагрузке приведена на нижнем графике рис. 3.12 в.

Считая, что в режиме пробоя транзистора конденсатор C разряжается полностью, временной интервал между импульсами приближенно можно вычислить по формуле

$$\Delta t_{\text{ИНТ}} \approx RC \ln \frac{E_{\text{П}}}{E_{\text{П}} - U_{\text{ПРОБ}}} = RC \ln \left(1 + \frac{U_{\text{ПРОБ}}}{E_{\text{П}} - U_{\text{ПРОБ}}} \right), \quad (3.15)$$

где $U_{\text{ПРОБ}}$ – напряжение пробоя перехода база-коллектор.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу генераторов наносекундных импульсов, представленных схемами на рис. 3.12 а и 3.12 б. Укажите элементы, определяющие период следования генерируемых импульсов, и факторы, влияющие на длительность импульса.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему генераторов наносекундных импульсов и графики напряжений, поясняющие его работу.

4. Цифровые генераторы колебаний

Цифровыми генераторами называют генераторы колебаний, в которых цифровые устройства управляют процессом формирования выходного напряжения. В состав цифрового генератора обязательно входят цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и фильтр низких частот (ФНЧ). Первый из них преобразует управляющие цифровые сигналы в аналоговые, а фильтр низких частот сглаживает выходной сигнал. Работа цифровой части генератора синхронизируется задающим тактовым генератором. Период колебания тактового генератора определяет предел точности по времени, с которой будет сформировано выходное напряжение.

4.1. Цифровой генератор пилообразного напряжения

Рассмотрим цифровой генератор пилообразного напряжения как самый простой и наглядный, но, в тоже время, содержащий характерные составные части любого цифрового генератора. На рис. 4.1 а представлена функциональная, а на рис. 4.1 б принципиальная схема этого генератора. Временные зависимости напряжений на выходах устройства, приведенные на рис. 4.2 в, поясняют работу данного генератора.

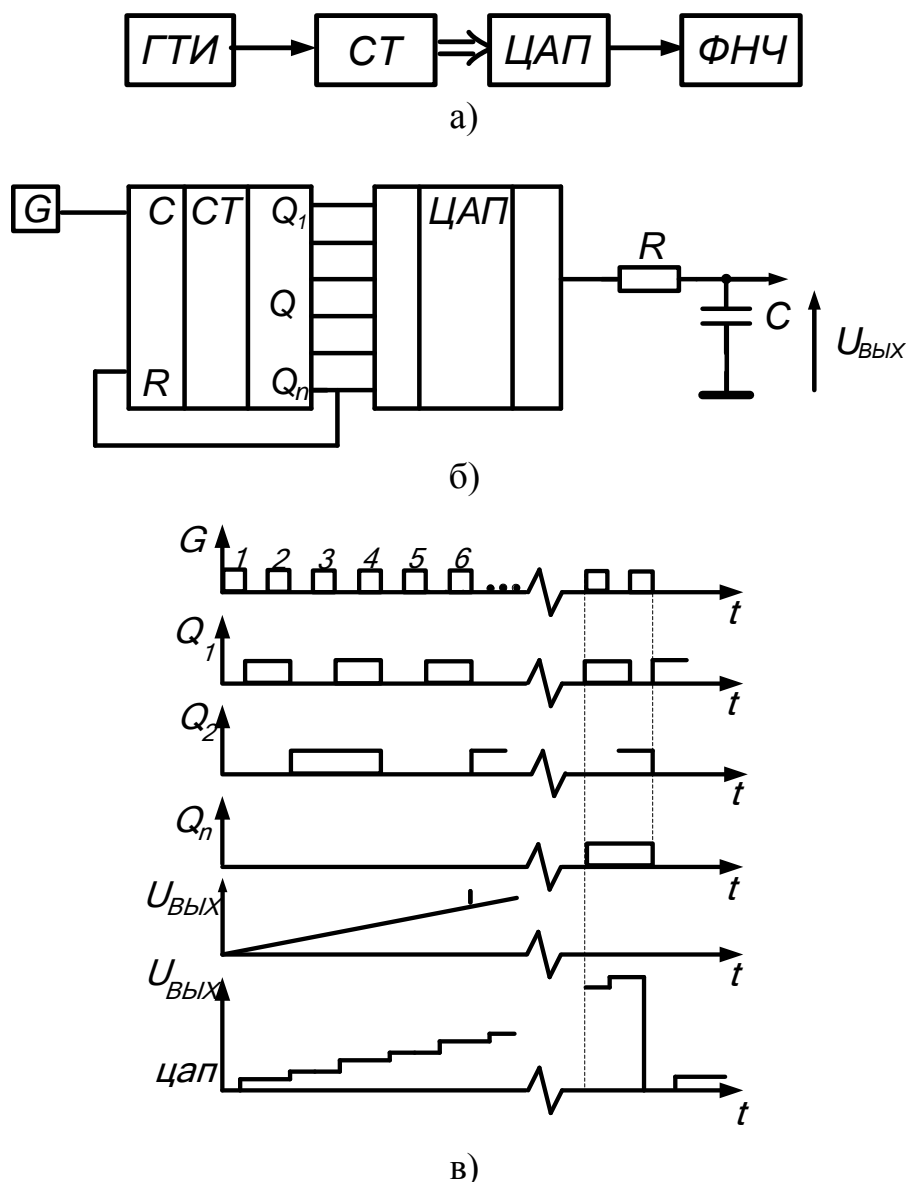


Рис. 4.1. Цифровой генератор пилообразного напряжения:
а) функциональная схема генератора пилообразного напряжения;
б) принципиальная схема генератора пилообразного напряжения;
в) временные зависимости напряжений

Прямоугольные импульсы с периодом τ_u с генератора тактовых импульсов подаются на вход цифрового счетчика. На выходах цифрового счетчика Q_1 - Q_N формируются сигналы, обозначающие число подсчитанных импульсов в двоичном коде. Эти сигналы подаются на ЦАП, который в это время на своем выходе формирует выходное напряжение, пропорциональное числу импульсов, подсчитанных счетчиком. После подсчета 2^{N-1} - импульса на выходе Q_N счетчика появляется логическая единица, которая сбрасывает счетчик. После этого процесс подсчета начинается заново. Таким образом, на выходе ЦАП формируется пилообразный сигнал с периодом $(2^{N-1}+1) \tau_u$, состоящий из $2^{N-1}+1$ ступенек. В роли фильтра низких частот на выходе генератора используется обычная интегрирующая RC -цепочка, сглаживающая ступеньки на выходе ЦАП.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу цифрового генератора пилообразного напряжения, представленного схемой на рис. 4.1. Укажите, чем определяется период колебаний генератора.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему цифрового генератора пилообразного напряжения и графики напряжений, поясняющие его работу.

4.2. Генератор на основе функционального ЦАП

Рассмотрим цифровой генератор, в котором форма сигнала зависит от параметров ЦАП, т.е. вместо стандартного ЦАП, в котором величина выходного сигнала пропорциональна двоичному числу на его входе, в данном ЦАП сигнал на выходе может быть не пропорциональным числу на его входе.

Принципиальная схема такого цифрового генератора представлена на рис. 4.2. Генератор тактовых импульсов подает на вход синхронизации сдвигового регистра прямоугольные импульсы с периодом τ_u . Пусть на всех выходах сдвигового регистра находятся логические нули. Тогда после подачи первого тактового импульса, логический ноль с выхода Q_N , пройдя инвертор, окажется единицей, которая и будет подана на вход D , и, таким образом поступит на выход Q_1 . Следующий тактовый импульс переместит с выхода Q_1 логическую единицу на выход Q_2 , и точно так же сформирует на выходе Q_1 новую логическую единицу. После N -го тактового импульса на всех выходах будут сформированы логические единицы. После этого, таким же образом, путем инвертирования логических единиц, на выходе Q_1 будут формироваться логические нули и сдвигаться на последующие выходы. После подачи $2N$ тактовых импульсов на выходах сдвигового регистра снова будут одни логические нули. В свою очередь, функциональный ЦАП представляет собой сумматор, напряжение на выходе которого равняется сумме входных напряжений с весом $-R_2/R_{1n}$:

$$U_{\text{Вых}} = -R_2 \sum_{n=1}^N G_{1n} U_{\text{Вх}_n} \quad (4.1)$$

Теперь, напряжения в входах ЦАП $U_{\text{Вх}_n}$ принимают следующие значения: 000...00, 100...00, 110...00, 111...00, ..., 111...10, 111...11, 011...11, 001...11, 000...11, ..., 000...01, 000...00. Таким образом, выходной сигнал есть периодический сигнал, и состоит он из $2N$ дискретных значений напряжения, начиная с нулевого.

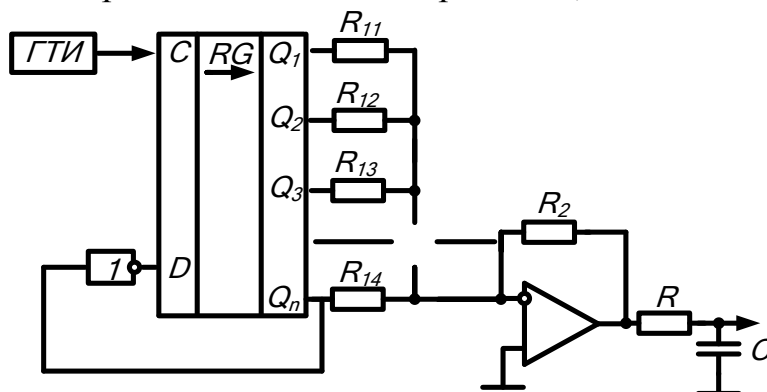


Рис. 4.2. Цифровой генератор на основе функционального ЦАП.

Легко получить значения выходного напряжения в дискретных точках по времени с шагом дискретизации τ_u , зная значения G_{1n} и используя (4.1):

$$\begin{aligned} U_{BbIX_0} &= 0; \\ U_{BbIX_k} &= -U_0 R_2 \sum_{n=1}^k G_{1n}, \text{ при } 1 \leq k \leq N; \\ U_{BbIX_k} &= -U_0 R_2 \sum_{n=k-N+1}^N G_{1n}, \text{ при } N+1 \leq k \leq 2N-1, \end{aligned} \quad (4.2)$$

где U_0 – напряжение на выходе сдвигового регистра, соответствующее логической единице.

Из (4.2) следует, что при $G_{1n} \neq 0$ первая половина временной зависимости выходного сигнала есть возрастающая функция, достигающая максимума при $k = N$. Вторая половина связана с первой соотношением $U_{BbIX}((N+k)\tau_u) = U_{BbIX}(N\tau_u) - U_{BbIX}(k\tau_u)$. Это такое соотношение накладывает ограничение на разнообразие временных форм выходного сигнала, которые можно реализовать при помощи этого цифрового генератора. Например, при одинаковых G_{1n} выходной сигнал будет иметь треугольную форму. Этот и другие примеры возможных выходных сигналов изображены на рис. 4.3.

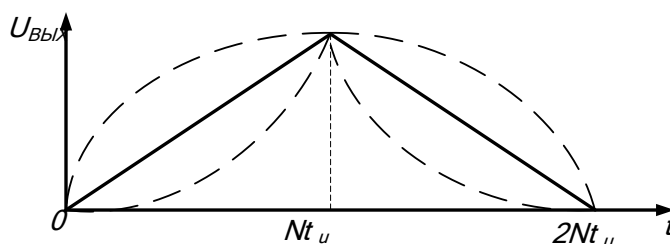


Рис. 4.3. Примеры временных зависимостей на выходе цифрового генератора на основе функционального ЦАП.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу цифрового генератора на основе функционального ЦАП, представленного схемой на рис. 4.2. Укажите, чем определяются период колебаний генератора и форма колебания.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему цифрового генератора на основе функционального ЦАП и графики напряжений, поясняющие его работу.

4.3. Генератор на основе запоминающего устройства

Использование запоминающего цифрового устройства позволяет построить генератор, формирующий сигнал произвольной формы. Значения выходного сигнала в различные моменты времени хранятся в цифровом виде в запоминающем устройстве.

На рис. 4.4 приведена структурная схема генератора на основе запоминающего устройства. Генератор тактовых импульсов подает прямоугольные импульсы с периодом τ_u на счетчик. Подсчитывая поступившие импульсы, счетчик на выходе формирует возрастающую последовательность двоичных n -разрядных чисел, подаваемых по адресной шине на запоминающее устройство (ЗУ). Таким образом, на выходе ЗУ с периодом τ_u появляются новые m -разрядные двоичные числа, которые представляют собой значения величины генерируемого сигнала в дискретный момент времени, заданный n -разрядным числом на шине адреса. ЦАП преобразует значение амплитуды в цифровом виде в аналоговый сигнал, сглаживаемый ФНЧ.

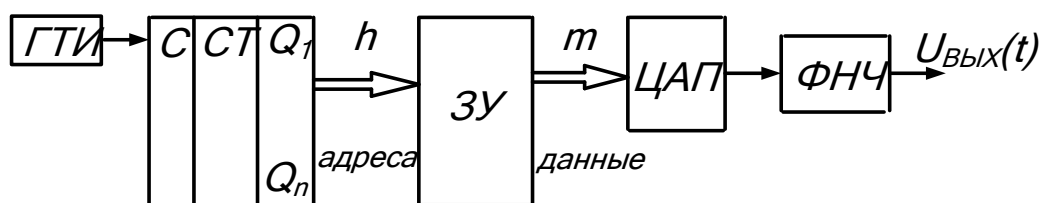


Рис. 4.4. Структурная схема цифрового генератора на основе запоминающего устройства.

Представленный генератор способен генерировать периодический сигнал произвольной временной зависимости, задаваемый 2^n отсчетами на период и 2^m уровнями величины, причем 2^n значений генерируемого сигнала в форме m -разрядных чисел хранятся в ЗУ, которое может быть постоянным либо перезаписываемым. В последнем случае появляется возможность быстро менять форму генерируемых колебаний.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу цифрового генератора на основе на основе запоминающего устройства, представленного схемой на рис. 4.4. Укажите, чем определяются период колебаний генератора и форма колебания.
2. В рабочей тетради для самостоятельной работы начертите схему цифрового генератора на основе на основе запоминающего устройства.

5. Одновибраторы – ждущие импульсные генераторы

Одновибраторами называют импульсные генераторы, работающие в ждущем режиме. Такие схемы, относящиеся к классу **моностабильных генераторов**, обладают одним устойчивым состоянием электрического равновесия, в котором схема может находиться сколь угодно долго, и одним квазиустойчивым

состоянием. Переход в квазиустойчивое состояние схемы осуществляется внешним *запускающим* сигналом (пусковым импульсом). Длительность квазиустойчивого состояния определяется времязадающей цепью, входящей в состав схемы.

Основой одновибраторов могут служить автоколебательные мультивибраторы и блокинг-генераторы. Здесь будет показано как схемы, рассмотренные выше в пунктах 3.3 и 3.4, преобразуются в одновибраторы.

5.1. Ждущие мультивибраторы

5.1.1. Ждущий мультивибратор на транзисторах. Если в схеме автоколебательного мультивибратора на транзисторах, приведенной на рис. 3.6 а (п. 3.3.1), одну из емкостных связей, между каскадами, например C_2 , заменить гальванической связью, то одно из двух квазиустойчивых состояний, присущих этой схеме, можно превратить в устойчивое. В результате автоколебательный мультивибратор станет ждущим. Схема подобного одновибратора представлена на рис. 5.1 а. В ней гальваническая связь между каскадами осуществляется через делитель напряжения из $R_{Б1}$, $R_{Б3}$. Дополнительный источник напряжения $E_{см}$ обеспечивает подачу отрицательного напряжения смещения на базу транзистора VT_1 , фиксируя устойчивое состояние схемы. Конденсатор C_y ускоряет процесс опрокидывания схемы.

Мультивибратор запускается подачей на базу транзистора VT_1 пускового импульса напряжения положительной полярности. Длительность выходного импульса определяется формулой (3.6). Графики изменений напряжений в схеме приведены на рис. 5.1 б.

5.1.2. Ждущий мультивибратор на базовых логических элементах. Если в схеме автоколебательного мультивибратора на базовых логических элементах, приведенной на рис. 3.9 а (п. 3.3.3), устранить одну из времязадающих цепей, например R_1 , C_1 , VD_1 , и подать на один из входов логического элемента DD_1 напряжение высокого уровня элемента, то одно квазиустойчивое состояние схемы превращается в устойчивое. В результате автоколебательный мультивибратор становится ждущим. Схема подобного одновибратора представлена на рис. 5.2 а.

Запуск мультивибратора осуществляется подачей отрицательного импульса напряжения, соответствующего логическому нулю, на вход того же элемента DD_1 . Длительность выходного импульса определяется формулой (3.10). Графики изменений напряжений в схеме приведены на рис. 5.2 б.

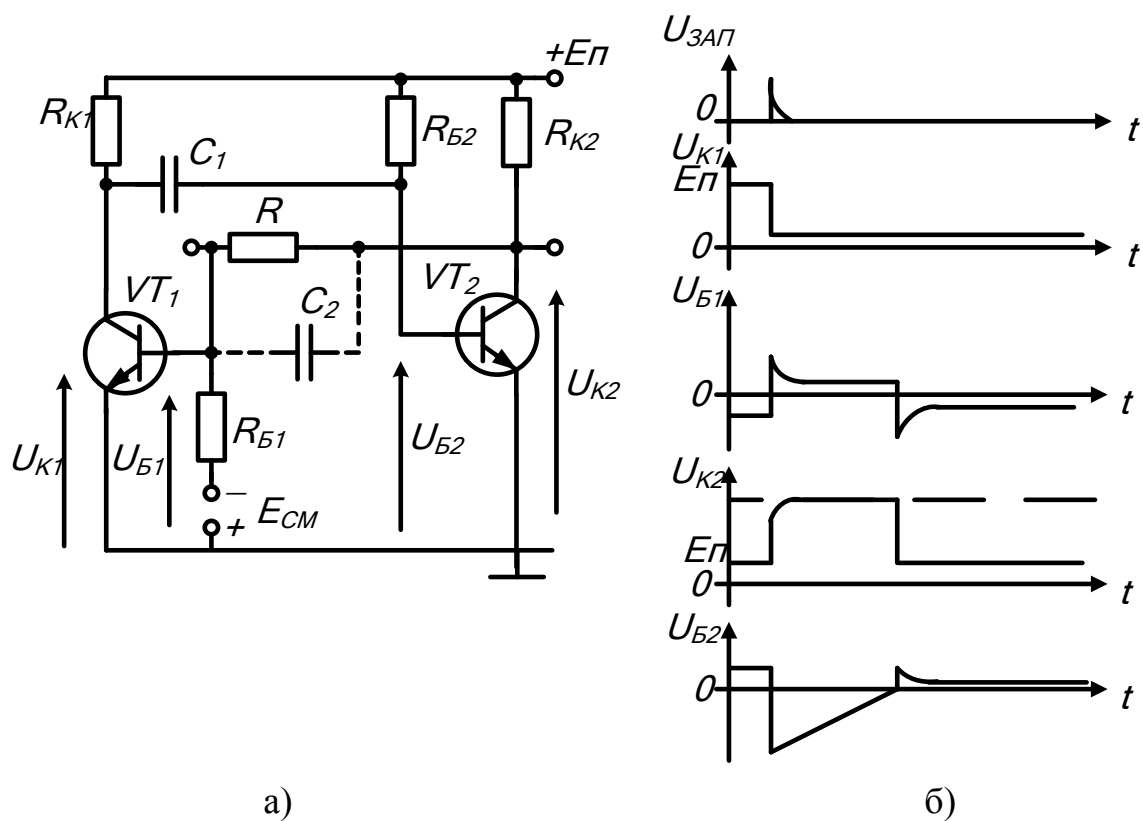


Рис. 5.1. Одновибратор на транзисторах:
а) схема ждущего мультивибратора;
б) графики изменений напряжений в схеме

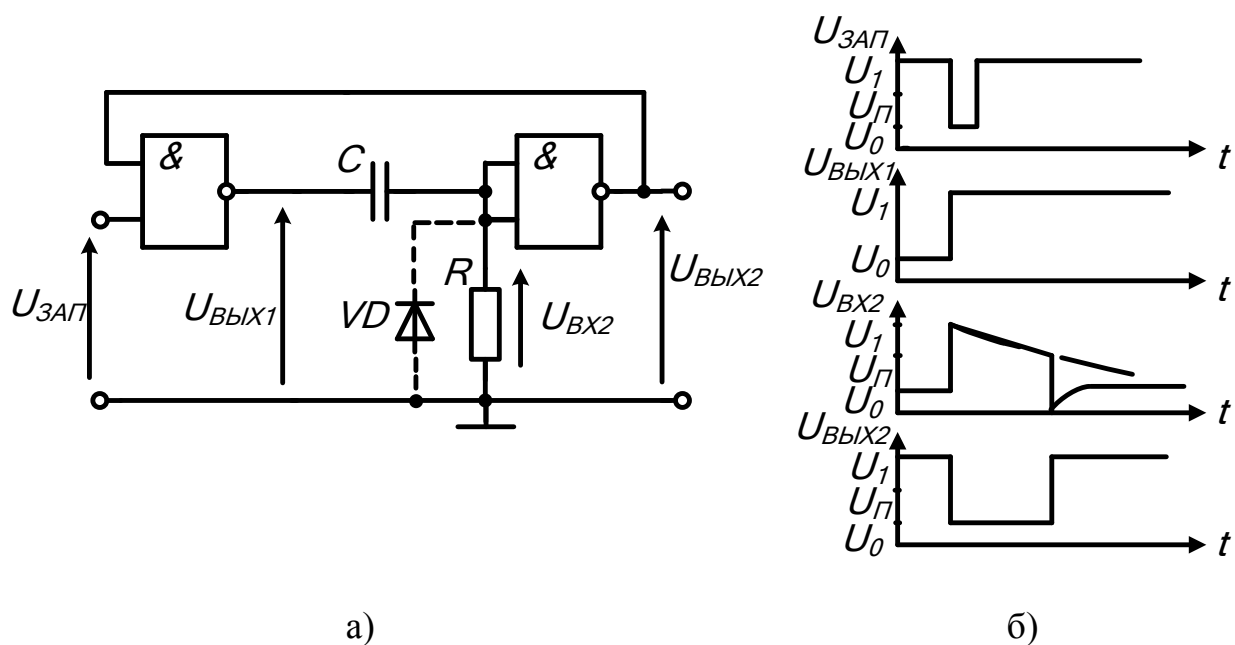


Рис. 5.2. Одновибратор на базовых логических элементах:
а) схема ждущего мультивибратора;
б) графики изменений напряжений в схеме

5.1.3. Ждущий мультивибратор на операционном усилителе представлен схемой, приведенной на рис. 5.3 а. Одно из квазиустойчивых состояний, присущих

автоколебательному мультивибратору на операционном усилителе (п. 3.3.4, рис. 3.10 а), превращается в устойчивое путем подключения параллельно конденсатору C диода VD .

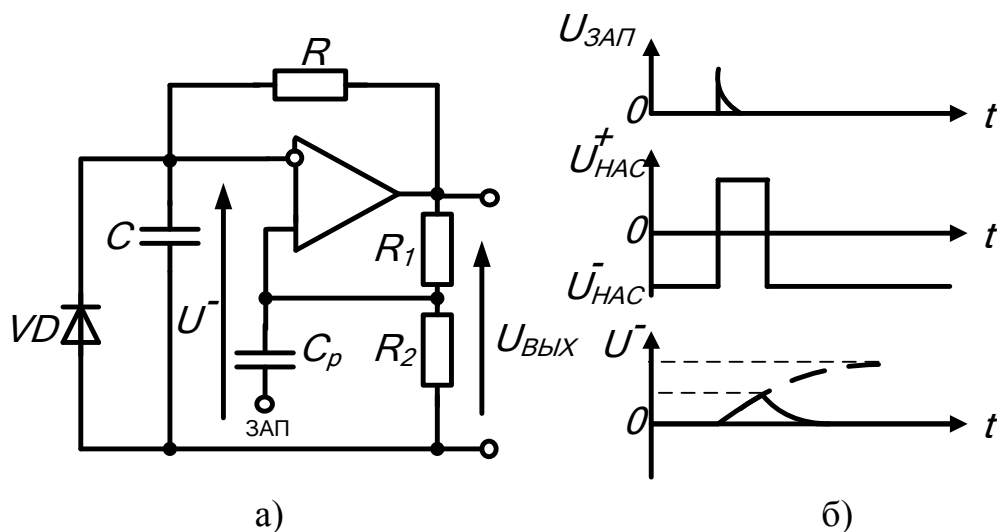


Рис. 5.3. Одновибратор на операционном усилителе:
а) схема ждущего мультивибратора;
б) графики изменений напряжений в схеме

При указанном на схеме направлении включения диода в исходном состоянии на выходе устанавливается отрицательный уровень напряжения $U_{НАС}^-$. Диод VD , образующий с резистором R_3 делитель напряжения, включен в прямом направлении, поэтому падение напряжения на нем и, следовательно, на конденсаторе близко к нулю. Напряжение на неинвертирующем входе определяется выражением (3.11). При поступлении на вход импульса напряжения положительной полярности на выходе одновибратора формируется положительный импульс, длительность которого определяется выведенной ранее формулой (3.12). Графики изменений напряжений в схеме приведены на рис. 5.3 б.

Если изменить направление включения диода, то изменится полярность выходного импульса. При этом запуск одновибратора должен производиться входными импульсами отрицательной полярности.

Контрольные вопросы и задания

1. К какому классу генераторов относятся одновибраторы?
2. Поясните работу ждущего мультивибратора на транзисторах (рис. 5.1).
3. Поясните работу ждущего мультивибратора на базовых логических элементах (рис. 5.2).
4. Поясните работу ждущего мультивибратора на ОУ (рис. 5.3).

5.2. Ждущий блокинг-генератор

Если в схеме автоколебательного блокинг-генератора, приведенной на рис. 3.11 а (п. 3.4), удалить конденсатор C , а резистор $R_Б$ в цепи базы транзистора VT переключить на общий узел, то квазиустойчивое состояние схемы,

соответствующее интервалу времени между выходными импульсами, станет устойчивым. В результате автоколебательный блокинг-генератор превратится в ждущий. Схема подобного одновибратора представлена на рис. 5.4 а.

Блокинг-генератор запускается подачей на базу транзистора VT пускового импульса напряжения положительной полярности. Длительность выходного импульса определяется величинами индуктивностей импульсного трансформатора и сопротивлений R_B и R_H . Графики изменений напряжений в схеме приведены на рис. 5.4 б.

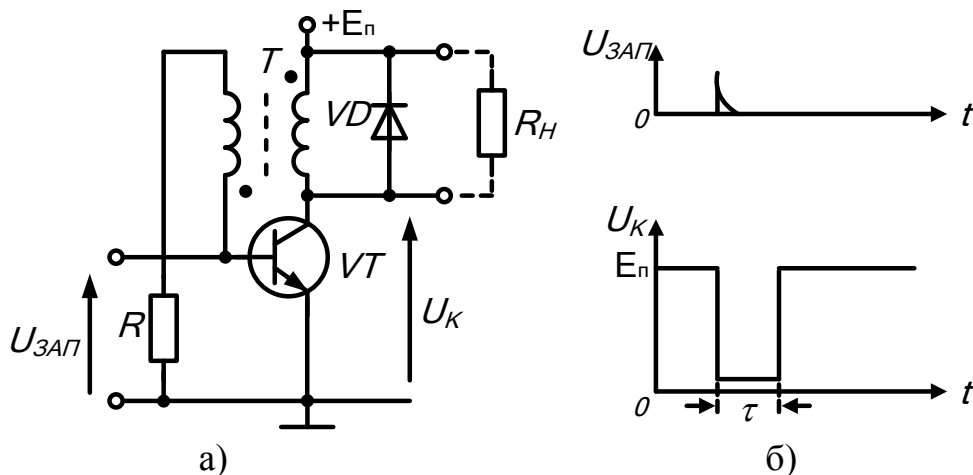


Рис. 5.4. Блокинг-генератор:
а) схема блокинг-генератора;
б) графики изменений напряжений в схеме

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу ждущего блокинг-генератора (рис. 5.4).

5.3. Ждущие генераторы наносекундных импульсов

Для формирования одиночного импульса наносекундной длительности необходимо, так же как и в случае генератора наносекундных импульсов (п 3.5), осуществить пробой перехода коллектор-база транзистора. Только в данном случае пробой должен инициироваться внешним запускающим импульсом. На рис. 5.5 а представлена схема ждущего генератора с обострением импульса. Конденсатор C заряжается через резистор R до напряжения питания, но при этом не происходит пробоя ни у одного из транзисторов. Сопротивления $R_{Б2} - R_{Б6}$ обеспечивают смещения на базах транзисторов $VT1$ и $VT2$, при которых напряжение питания равномерно распределяется между тремя переходами коллектор-эмиттер всех трех транзисторов, не вызывая ни на одном из них пробоя.

Графики временных зависимостей напряжений представлены на рис. 5.5 б. Так как база транзистора $VT3$, благодаря сопротивлению $R_{Б1}$, находится под нулевым напряжением, $VT3$ находится в запертом состоянии до тех пор, пока не будет подан входной запускающий импульс положительной полярности, который откроет транзистор $VT3$. Его открытие повлечет за собой понижение напряжения

на эмиттере транзистора VT_2 и на его базе, что приведет к его пробоя. Пробой VT_2 автоматически перераспределит все напряжение питания между не тремя, а двумя транзисторами, что вызовет их пробой. Таким образом, на $R_э$ появится импульс только тогда, когда все три транзистора будут находиться в режиме лавинного пробоя. Это вызовет быстрый разряд емкости C . Однако импульс на $R_э$ исчезнет тогда, когда напряжение на переходе база-коллектор хотя бы одного из транзисторов уменьшится настолько, что этот транзистор выйдет из состояния лавинного пробоя и станет снова запертым. Это обстоятельство позволяет получать более короткие импульсы, чем дает лавинный пробой одного транзистора. К тому же для одних и тех же транзисторов напряжение питания, а, следовательно, и выходное напряжение получается почти в три раза больше по амплитуде.

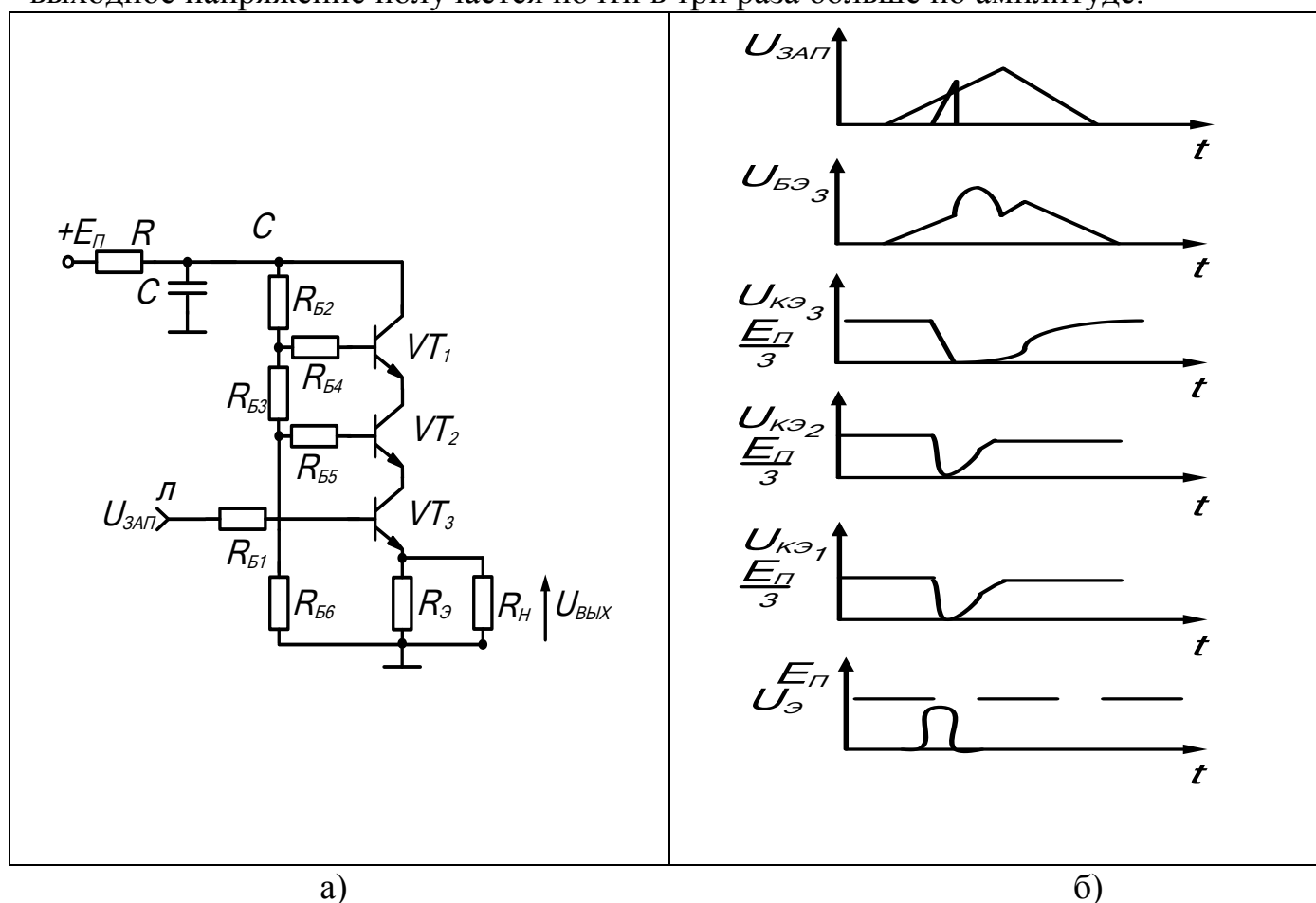


Рис. 5.5. Ждущий генератор наносекундных импульсов с обострением:
а) схема ждущего генератора наносекундных импульсов с обострением;
б) графики временных зависимостей напряжений

Увеличить выходное напряжение в три раза не увеличивая напряжение питания можно в схеме ждущего генератора наносекундных импульсов со сложением напряжения, представленной на рис. 5.6 а. Так как на базы всех транзисторов подается небольшое отрицательное напряжение, в исходном состоянии все транзисторы заперты, что позволяет зарядить емкости C до напряжения питания. Запускающий импульс, подаваемый на базу первого транзистора, открывает его, чем вызывает увеличение напряжения на коллекторе

второго транзистора в два раза, что и приводит к пробое его перехода коллектор-эмиттер. После этого утроенное напряжение на коллекторе третьего транзистора пробивает его переход коллектор-эмиттер, и утроенное напряжение питания подается на сопротивление нагрузки. Рассматривая транзисторы как идеальные ключи, можем заменить исходную схему на эквивалентную, представленную на рис. 5.6 б. По мере разряда емкостей напряжения коллектор-эмиттер уменьшаются, транзисторы возвращаются в запертое состояние, и процесс заряда конденсаторов через сопротивления R_K и $R_Э$ до напряжения питания повторяется.

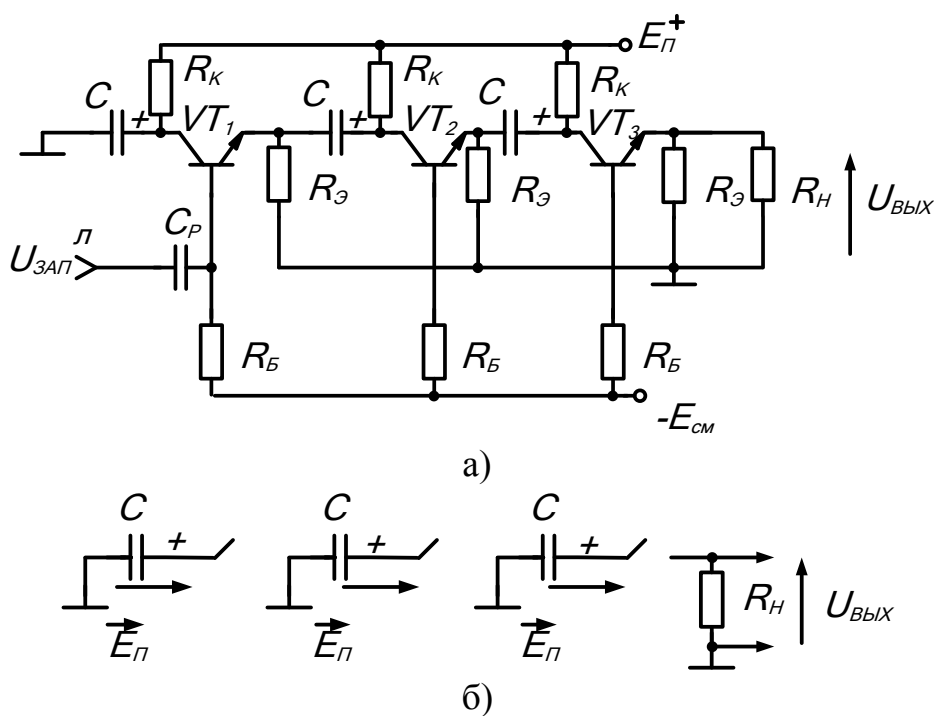


Рис. 5.6. Ждущий генератор наносекундных импульсов со сложением напряжения:
а) схема ждущего генератора наносекундных импульсов со сложением напряжения;
б) его эквивалентная схема

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните работу ждущего генератора наносекундных импульсов с обострением (рис. 5.5).
2. Поясните работу ждущего генератора наносекундных импульсов со сложением напряжения (рис. 5.6).

6. Триггеры

Триггерами называют устройства, имеющие два состояния устойчивого электрического равновесия. Каждое из этих состояний может сохраняться сколь угодно долго. Изменение статических состояний триггера проявляется в изменении выходного напряжения от одного уровня до другого, например, от низкого уровня

до высокого. Переход из одного статического состояния устойчивого равновесия в другое происходит скачком при подаче внешнего управляющего сигнала.

В цифровой технике устойчивые состояния триггера используют в качестве логической информации «0» и «1». В этом случае триггер может служить запоминающим элементом, способным хранить один разряд числа, представляемого в двоичном коде.

Рассматриваемые здесь *статические* (потенциальные) триггеры относятся к классу *бистабильных импульсных генераторов*.

6.1. Статические симметричные триггеры на электронных приборах

Такие триггеры, подобно мультивибратору (п. 3.3.1), осуществляют на основе двухкаскадного резистивного усилителя, выход которого соединен с его входом (рис. 3.5 а). В отличие от мультивибратора связь между каскадами в такой схеме является гальванической. Глубокая положительная обратная связь, присущая триггеру, определяет неустойчивость схемы после ее включения и устойчивость двух состояний этой системы. Каждый каскад усилителя образует одно плечо триггера. Если оба плеча обладают симметрией по схемотехнике и по параметрам входящих в них элементов, то такой триггер называют *симметричным*.

6.1.1. Триггер на биполярных транзисторах. Принципиальная схема симметричного статического триггера на биполярных транзисторах приведена на рис. 6.1 а. После подключения триггера к источнику питания в нем начнет устанавливаться режим покоя, но наличие положительной ОС неизбежно возбудит лавинообразный процесс переключения, в результате которого, при правильно выбранных параметрах элементов схемы, один из транзисторов будет насыщен, а другой будет находиться в режиме отсечки. Конденсаторы $C_{У1}$ и $C_{У2}$, шунтирующие резисторы $R_{Б3}$ и $R_{Б4}$ называют ускоряющими, так как они повышают скорость нарастания лавинообразных процессов и надежность запуска триггера импульсами малой длительности и амплитуды.

Переключение триггера можно вызвать путем подачи управляющего импульса на любой электрод транзистора – базу или коллектор. При этом полярность поданного сигнала должна соответствовать полярности ожидаемого скачка напряжения на данном электроде. Одновременная подача управляющих сигналов лишает состояние триггера определенности и поэтому недопустима. Рис. 3.16 иллюстрирует способ управления состоянием триггера подачей импульсов отрицательной полярности на базы транзисторов.

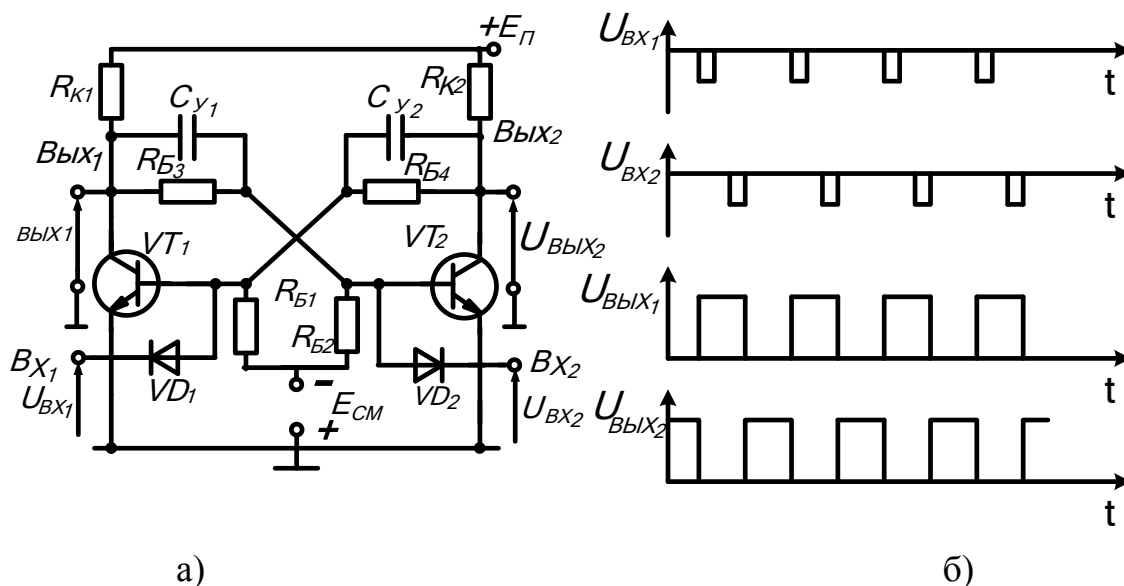


Рис. 6.1. Симметричный статический триггер на биполярных транзисторах
а) схема триггера;
б) графики, поясняющие изменение состояний триггера

6.1.2. Триггеры на полевых транзисторах. Многообразие схем резистивных усилителей, использующих различные ЭП и их нагрузки, позволяет получать много вариантов триггеров. Ниже приведены схемы триггеров, являющихся частью запоминающих элементов полупроводниковых запоминающих устройств в интегральном исполнении.

Рис. 6.2 а представляет схему триггера, где в качестве основных электронных приборов выбраны полевые транзисторы с индуцированным n -каналом, а в качестве их стоковых нагрузок – полевые транзисторы с встроенным n -каналом. Транзисторы с встроенным n -каналом отличаются от транзисторов с индуцированным n -каналом значениями пороговых напряжений, при которых эти транзисторы начинают проводить ток. Так у транзисторов с встроенным n -каналом пороговое напряжение является отрицательным, и поэтому в схеме запоминающего элемента транзисторы VT_1 и VT_3 имеют конечную проводимость и играют роль нагрузочных резисторов в цепях стоков транзисторов VT_2 и VT_4 , работающих в ключевом режиме. Соответствующая эквивалентная схема запоминающего элемента приведена на рис. 6.2 б.

На рис. 6.2 в приведена схема триггера, где в качестве основных электронных приборов выбраны полевые транзисторы с индуцированным n -каналом, а в качестве их стоковых нагрузок – полевые транзисторы с индуцированным p -каналом. Этот триггер выгодно отличается от предыдущего тем, что в статическом состоянии он не потребляет энергию, поскольку в каждом плече триггера один из транзисторов заперт. Расход энергии источника питания происходит только в момент переключения состояния схемы.

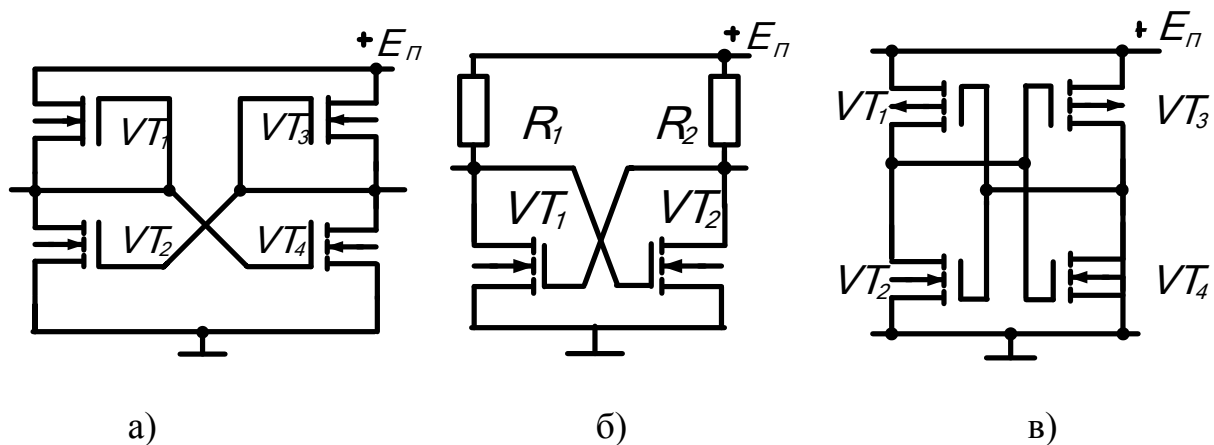


Рис. 6.2. Статические симметричные триггеры на полевых транзисторах:
 а) схема триггера на транзисторах с индуцированным и встроенным n -каналами;
 б) его эквивалентная схема;
 в) схема триггера на транзисторах с разным типом проводимости

6.2. Статические триггеры на базовых логических элементах

Такие триггеры нашли самое широкое применение в цифровой технике, входя в состав логических схем последовательного типа – счетчиков, регистров и др. Простейшими триггерами цифровой техники являются асинхронные RS-триггеры, выполненные на двух двухвходовых логических элементах типа ИЛИ-НЕ либо И-НЕ. Схемы этих триггеров приведены на рис. 6.3. Глубокая положительная обратная связь, присущая каждой схеме, обеспечивает ей два устойчивых состояния. Одному из этих состояний триггера присваивается значение «1» другому – «0». По входу S (set) триггер устанавливается в состояние $Q = \text{«1»}$, по входу R (reset) – в состояние $Q = \text{«0»}$. Одновременная подача управляющих сигналов лишает состояние триггера определенности и поэтому недопустима.

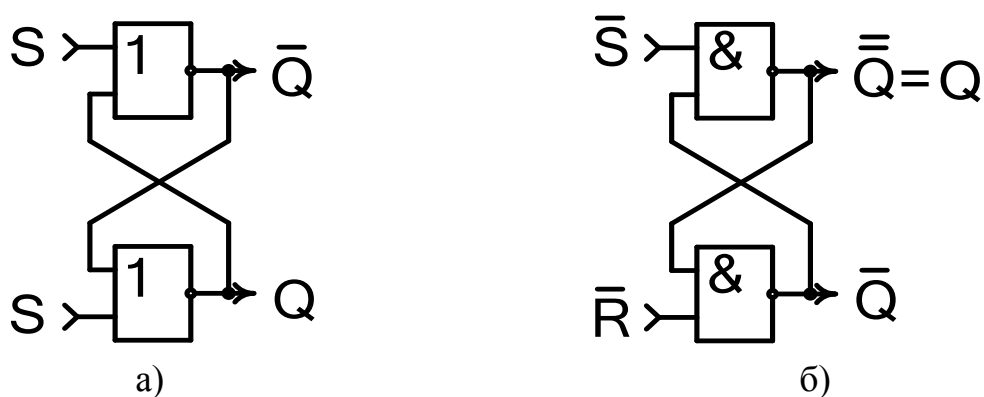


Рис. 6.3. Статические RS-триггеры:
 а) схема триггера на элементах типа ИЛИ-НЕ;

б) схема триггера на элементах типа И-НЕ

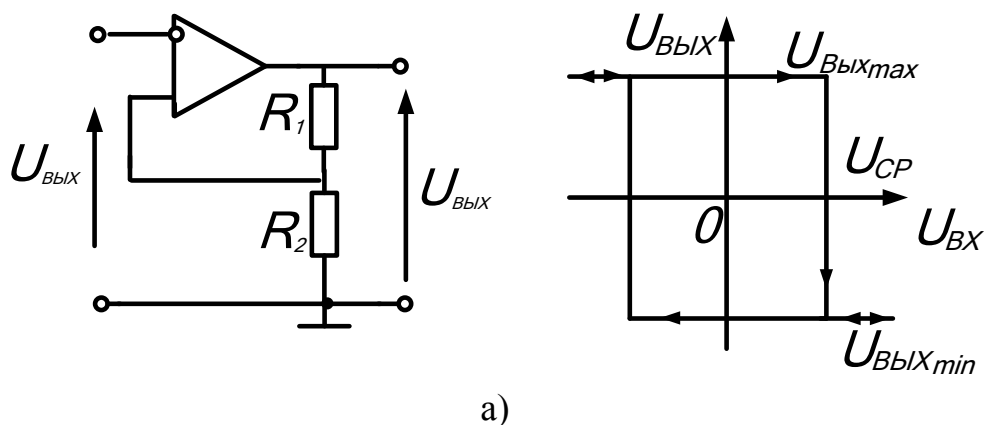
6.3. Триггеры на операционных усилителях

На рис. 6.4 представлены схемы двух бистабильных импульсных генераторов на ОУ, известных под названием триггеров Шмитта. Рядом приведены их передаточные характеристики.

Рассмотрим инвертирующий триггер Шмитта, представленный первой из схем (рис. 6.4 а). После ее подключения к источнику питания в ней начнет устанавливаться режим покоя. Однако, наличие положительной ОС, осуществляемой подачей части выходного напряжения на неинвертирующий вход ОУ, неизбежно возбудит в системе лавинообразный процесс. В результате этого процесса на выходе схемы установится напряжение одного из двух возможных уровней $U_{НАС}^+$, или $U_{НАС}^-$. Пусть, например, установилось напряжение $U_{ВЫХ} = U_{НАС}^+$. Переключение триггера произойдет, когда напряжение на инвертирующем входе ОУ $U_{ВХ}$, достигнет уровня срабатывания: $U_{СР}^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{НАС}^+$. Лавинообразный

процесс переключения завершится установлением на выходе напряжения противоположного знака $U_{ВЫХ} = U_{НАС}^-$. Следующее переключение происходит, когда величина напряжения $U_{ВХ}$ отрицательной полярности снова достигнет уровня срабатывания: $U_{СР}^- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{НАС}^-$. Таким образом, рассмотренные

процессы переключения формируют передаточную характеристику, имеющую вид петли гистерезиса. Аналогичные процессы происходят в неинвертирующем триггере Шмитта, представленном схемой рис. 6.4 б.



а)

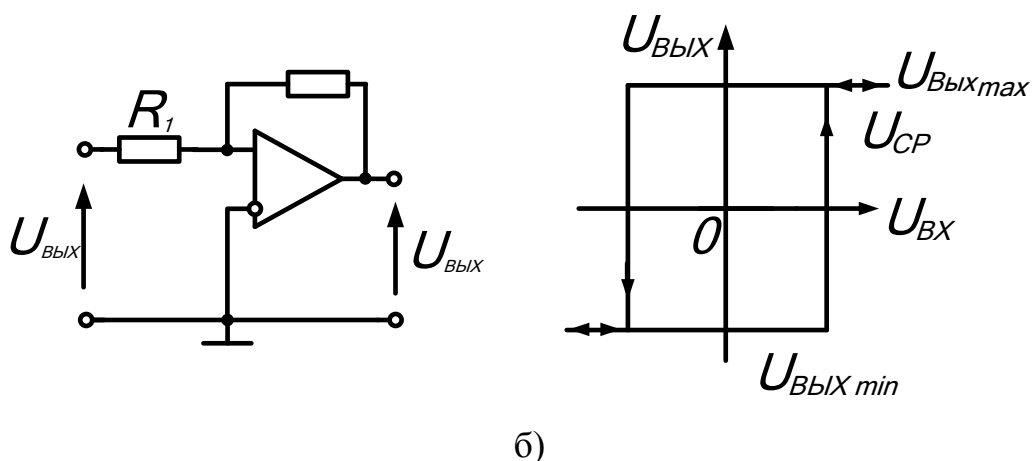


Рис. 6.4 Схемы триггеров Шмитта и их передаточные характеристики:

- а) инвертирующий триггер Шмитта;
- б) неинвертирующий триггер Шмитта

В импульсной технике триггеры Шмитта используют для формирования прямоугольных импульсов. Так, например рис. 6.5 иллюстрирует формирование прямоугольных импульсов при подаче на вход рассмотренных схем напряжения синусоидальной формы.

Контрольные вопросы и задания

1. К какому классу генераторов относятся статические триггеры?
2. Поясните работу триггера на биполярных транзисторах (рис. 6.1).
3. Поясните работу триггеров на полевых транзисторах (рис. 6.2).
4. Поясните работу триггеров на базовых логических элементах (рис. 6.3).
5. Почему для всех рассмотренных в п.п. 6.1 и 6.2 триггеров одновременная подача управляющих сигналов недопустима?
6. Поясните работу триггеров на операционных усилителях (рис. 6.4). В чем отличия неинвертирующего триггера Шмитта от инвертирующего?
7. Объясните, почему передаточная характеристика триггеров Шмитта имеют форму петли гистерезиса?

Список использованной и рекомендованной литературы

1. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. Для вузов. – М.: Высшая школа. 2003. – 462 с.
3. Бобровников Л.З. Электроника. – СПб.: Питер, 2004. – 560 с.
4. Бойко В.И. и др. Схемотехника электронных систем. Аналоговые и импульсные устройства. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 496 с.
5. Ерофеев Ю.Н. Импульсные устройства. Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1989. – 529 с.
6. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. Учебник для электротехнических институтов связи. – М.: «Связь», 1974. – 384 с.
7. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.
8. Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники и связи: Учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 2002.
9. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс). Учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 768 с.
10. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. Посібник / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838 с.
11. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов. Под ред. К.А. Самойло. – М.: Радио и связь, 1982. – 528 с.
12. Сисоєв В.М. Основи радіоелектроніки. – К.: Вища школа, 2004. – 279 с.
13. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1983. – 512 с.
14. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 528 с.
15. Хорвиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х томах. Пер с англ. – М.: Мир, 1983. – Т 1. 598 с.

Содержание

	Стр.
1. Общие сведения	3
1.1. Принципы генерирования колебаний и основные методы исследования генераторов	3
1.2. Иллюстрация методов исследования автогенераторов	7
1.2.1. Исследование условий самовозбуждения АГ посредством критерия Найквиста	9
1.2.2. Исследование самовозбуждения автогенератора методом линеаризации дифференциального уравнения	11
1.2.3. Исследование стационарного режима автогенератора квазилинейным методом	14
1.2.4. Стабилизация частоты автогенераторов с помощью кварца	19
2. Автогенераторы гармонических колебаний	21
2.1. LC-автогенераторы с индуктивной (трансформаторной) связью	21
2.2. LC-автогенератор на операционном усилителе	22
2.3. Трехточечные LC-автогенераторы	24
2.4. LC-автогенераторы гармонических колебаний с внутренней обратной связью	28
2.5. Автогенератор с распределенной колебательной системой	31
2.6. RC-автогенератор гармонических колебаний с мостом Вина	35
2.7. RC-автогенератор гармонических колебаний с фазосдвигающими цепочками	37
3. Автогенераторы релаксационных колебаний	39
3.1. Общие сведения	39
3.2. Генераторы пилообразных колебаний на электронных приборах с внутренней обратной связью	41
3.3. Генераторы колебаний прямоугольной формы (мультивибраторы)	44
3.3.1 Мультивибратор на усилительных каскадах	44
3.3.2 Мультивибраторы на комплементарных парах транзисторов	47
3.3.3 Мультивибратор на базовых логических элементах	50
3.3.4. Мультивибратор на операционном усилителе	52
3.4. Блокинг-генераторы	54
3.5. Генераторы наносекундных импульсов	56
4. Цифровые генераторы колебаний	58
4.1. Цифровой генератор пилообразного напряжения	58
4.2. Цифровой генератор на основе функционального ЦАП	60
4.3. Генератор на основе запоминающего устройства	62
5. Одновибраторы – ждущие импульсные генераторы	63
5.1. Ждущие мультивибраторы	63
5.1.1. Ждущий мультивибратор на транзисторах	63
5.1.2. Ждущий мультивибратор на базовых логических элементах	63

5.1.3. Ждущий мультивибратор на операционном усилителе	65
5.2. Ждущий блокинг-генератор	66
5.3. Ждущие генераторы наносекундных импульсов	67
6. Триггеры	69
6.1. Статические симметричные триггеры на электронных приборах	69
6.1.1. Триггеры на биполярных транзисторах	70
6.1.2. Триггеры на полевых транзисторах	71
6.2. Статические триггеры на базовых логических элементах	72
6.3. Триггеры на операционных усилителях	72
Список использованной и рекомендованной литературы	75