



И.В. Малышев, Н.В. Паршина

СХЕМОТЕХНИКА ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И
НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное
автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Южный федеральный университет»
Инженерно-технологическая академия

И.В. Малышев, Н. В. Паршина

**СХЕМОТЕХНИКА ИМПУЛЬСНЫХ
ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Учебное пособие

Ростов-на-Дону – Таганрог
Издательство Южного федерального университета
2017

УДК 621.374 (07.07) + 004.38(07.07)

ББК 32.847.73 + 32.974.73

М 545

Рецензенты:

кандидат технических наук, вед. науч. сотрудник И.М. Пономарёв.
кандидат технических наук, доцент С.П. Авдеев.

Малышев, И.В.

М 545 Схемотехника импульсных электронных средств: учебное пособие /И.В. Малышев, Н.В. Паршина;
Южный Федеральный Университет. – Ростов-на-Дону–Таганрог:
Издательство Южного Федерального Университета, 2017. – 89 с.
ISBN 978-5-9275-2353-5

В учебном пособии приведен базовый теоретический материал по курсу «Схемотехника импульсных электронных средств», в котором рассматривается работа мультивибраторов на транзисторах в ждущем и автоколебательном режимах, генераторов линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), симметричных и несимметричных триггеров, а также блокинг-генератора на базе подробного рассмотрения основных параметров и характеристик этих устройств. Материал пособия изложен таким образом, чтобы быть использованным для практических занятий. Пособие предназначено для курсов, читаемых для бакалаврских направлений подготовки 11.00.00, но может представлять интерес и для других направлений.

УДК 621.374 (07.07) + 004.38(07.07)

ББК 32.847.73 + 32.974.73

ISBN 978-5-9275-2353-5

Южный Федеральный Университет, 2017
Малышев И.В., Паршина Н.В., 2017

Оглавление

Введение.....	7
1. Мультивибраторы на транзисторах в ждущем и автоколебательном режимах.....	9
1.1. Автоколебательный режим работы мультивибратора. Основные теоретические сведения.....	9
1.1.2. Домашнее задание.....	13
1.1.3. Практическое аудиторное задание.....	13
1.2. Ждущий режим работы мультивибратора.....	15
1.2.1. Основные теоретические сведения о ждущем мультивибраторе на транзисторах.....	15
1.2.2. Домашнее задание	19
1.2.3. Практическое аудиторное задание.....	19
2. Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН).....	20
2.1. Основные теоретические сведения о ГЛИН.....	20
2.2 ГЛИН с положительными и отрицательными обратными связями.....	27
2.3. Генератор с дополнительной интегрирующей цепочкой.....	33
2.4. Генератор ЛИН на ОУ с отрицательной обратной связью....	35
2.5. Параметры линейно изменяющегося напряжения.....	41
2.6. Эквивалентная схема ГЛИН.....	42
2.7. Разновидности ГЛИН.....	43
2.8. Задание для практической работы.....	50
2.8.1. Часть первая практического задания.....	52
2.8.2. Часть вторая практического задания	53
3. Симметричные и несимметричные триггеры.....	54
3.1. Основные теоретические сведения	54
3.2. Несимметричный триггер (Шмидта)	55
3.3. Симметричный триггер	59
3.4. Задание для практической работы	64
3.5. Домашнее задание.....	64
3.6. Аудиторная практика.....	65
4. Блокинг-генераторы.....	65
4.1. Общие сведения.....	65
4.1.1. Назначение и характеристики блокинг-генераторов	65

4.1.2. Блокинг-генератор в ждущем режиме	66
4.1.3. Блокинг-генератор в автоколебательном режиме.....	78
4.1.4. Влияние нагрузки и инерционных факторов на работу блокинг-генератора.....	81
4.2. Задание для практической работы	84
4.2.1. Часть первая практического задания.....	84
4.2.2. Часть вторая практического задания.....	85
Заключение.....	86
Библиографический список.....	87

Введение

Генераторы импульсов различных типов и видов широко используются в радиотехнике, телевидении, системах автоматического управления и вычислительной технике.

Эти импульсы (особенно прямоугольной формы) имеют резкие перепады напряжения и тока во время формирования фронта и среза, для которых характерны скачкообразные изменения напряжения и тока. Генераторы, которые вырабатывают такие колебания, называют релаксационными. Широкое распространение нашли релаксационные генераторы на основе усилителей с положительной обратной связью [1].

Как известно, в усилителе с положительной обратной связью колебания возникают при выполнении условия баланса амплитуд $KK_{oc} > 1$ и баланса фаз $\varphi_k + \varphi_{oc} = 2\pi n$, где K , K_{oc} – коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи; φ_k, φ_{oc} – фазовые сдвиги в усилителе и в цепи обратной связи. Для возникновения в генераторе релаксационных колебаний необходимо, чтобы условие самовозбуждения выполнялось в широком диапазоне частот.

Однако из-за наличия паразитных емкостей в схеме генератора возникают фазовые рассогласования, нарастающие с увеличением частоты. На частотах выше определенной частоты ω_g , условие самовозбуждения не выполняется, и спектр генерируемых колебаний оказывается ограниченным сверху. Отсутствие в спектре колебаний высоких частот сказывается на длительности фронта и среза прямоугольных импульсов.

В релаксационных генераторах имеются разделительные конденсаторы, которые вызывают рассогласование фаз между входным и выходным напряжениями на нижних частотах, что приводит к изменению амплитуды прямоугольных импульсов.

Такие генераторы представляют собой транзисторные усилители с коллекторной нагрузкой имеют достаточно высокий коэффициент усиления и без учета фазовых искажений фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями составляет 180° . Поэтому возможны два способа обеспечения баланса фаз: 1) применение цепи обратной связи, сдвигающей фазу на 180° или 2) использование второго каскада усилителя.

В первом способе используют трансформатор, который при соответствующем подключении обмоток обеспечивает фазовый сдвиг 180° . Этот способ используется в схемах блокинг-генераторов.

Второй вариант реализуется двумя путями. Входы и выходы усилителей перекрестно соединяются. Естественно, что цепь обратной связи не должна влиять на коэффициент усиления и по возможности не должна создавать дополнительный фазовый сдвиг в широкой полосе частот. По такой схеме строятся генераторы периодически повторяющихся прямоугольных импульсов, называемые мультивибраторами. Можно также создать релаксационный генератор, если в качестве элемента обратной связи использовать резистор, включенный в общую цепь эмиттеров обоих усилительных каскадов. Такой генератор будет иметь одно устойчивое состояние и называется одновибратором или ждущим мультивибратором.

1. Мультивибраторы на транзисторах в ждущем и автоколебательном режимах

1.1. Автоколебательный режим работы мультивибратора. Основные теоретические сведения

Мультивибратор – электронное устройство, вырабатывающее прямоугольные импульсы напряжения. Он состоит из двух усилительных ступеней, соединённых в кольцо (выход каждой ступени подключён ко входу другой) [1]. Наиболее часто используется мультивибратор коллекторно-базовыми связями, схема которого показана на рис. 1.1.

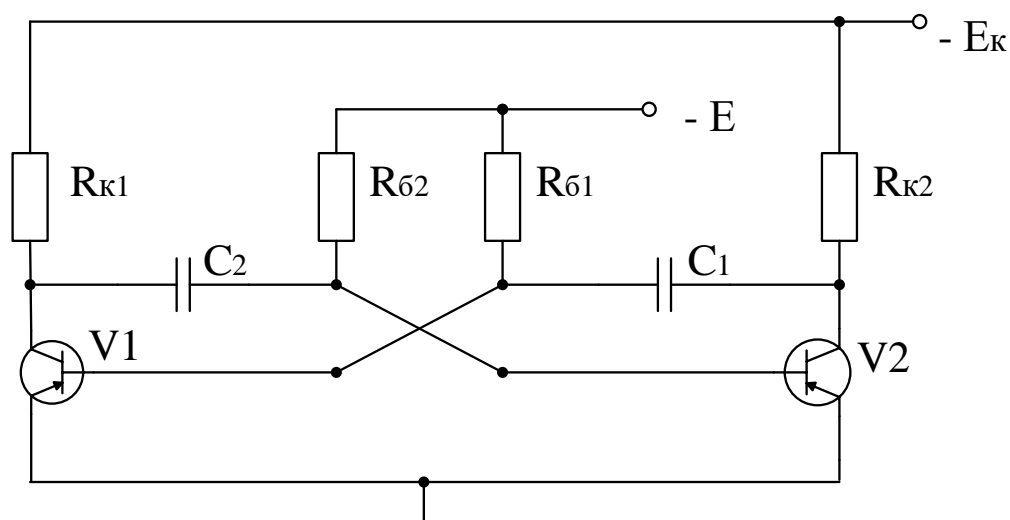


Рис. 1.1

Мультивибратор имеет два состояния временного равновесия: в первом транзистор V1 заперт, а V2 насыщен, во втором – наоборот. В каждом из этих состояний мультивибратор находится в течение ограниченного времени, зависящего от параметров элементов схемы, а затем самопроизвольно, без внешнего воздействия переходит в другое состояние. Цепь таких переключений и образует периодическую последовательность

прямоугольных импульсов, снимаемых с коллекторов транзисторов V1 и V2.

Длительность отрицательного импульса на коллекторе транзистора V1:

$$t_1 \approx C_1 R_{\beta 1} \ln \frac{E_K + E + I_{K01} R_{\beta 1}}{E + I_{K01} R_{\beta 1}}, \quad (1.1)$$

а на коллекторе транзистора V2:

$$t_2 \approx C_2 R_{\beta 2} \ln \frac{E_K + E + I_{K02} R_{\beta 2}}{E + I_{K02} R_{\beta 2}}. \quad (1.2)$$

В этих формулах I_{K01} , I_{K02} – коллекторные токи закрытых транзисторов V1, V2. Период автоколебаний $T = t_1/t_2$.

Приведённые выше формулы не учитывают длительности фронтов импульсов и времени распространения заряда в базах насыщенных транзисторов. Для того чтобы это упрощение не вносило большой погрешности, необходимо выполнение неравенств:

$$\begin{aligned} C_2 R_{K2} &\geq (2 \dots 6) \tau_{\alpha 2}; \\ C_1 R_{K1} &\geq (2 \dots 6) \tau_{\alpha 1}, \end{aligned}$$

где $\tau_{\alpha 1}$ и $\tau_{\alpha 2}$ – постоянные времени коэффициентов передачи транзисторов V1 и V2.

Если эти условия не выполняются, значительная часть заряда конденсаторов C_1 и C_2 тратится на рассасывание избыточных носителей и длительность импульсов уменьшается.

Временные диаграммы напряжений на электродах транзисторов показаны на рис. 1.2. Как видно из диаграмм, формы коллекторных импульсов несколько отличаются от прямоугольных. Это отличие обусловлено в основном процессами заряда конденсаторов C_1 и C_2 . Зарядный ток протекает через эмиттерный переход открытого транзистора и затем по коллекторной нагрузке закрытого транзистора к $-E_K$. За счёт зарядного тока в базовом напряжении открытого транзистора возникает отрицательный выброс, а коллекторное напряжение закрытого транзистора остаётся

меньшим по абсолютной величине, чем E_K до тех пор, пока не кончится процесс заряда.

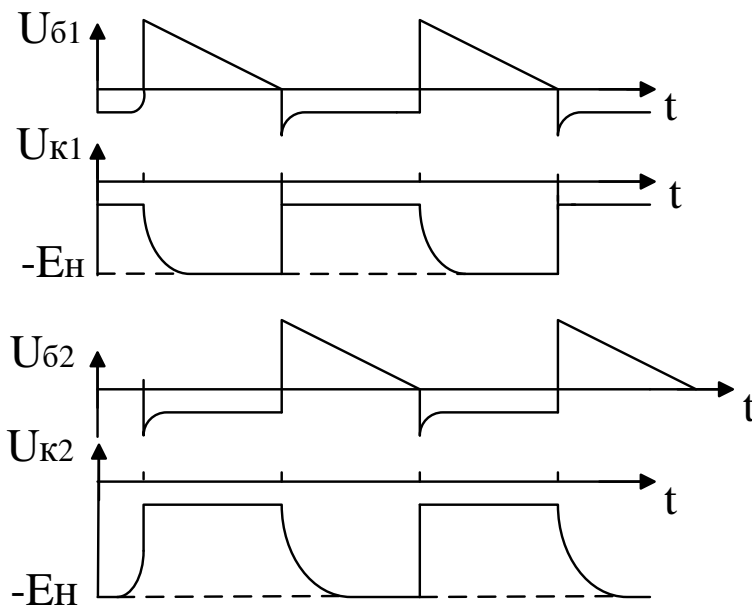


Рис. 1.2

Очевидно, длительность этого процесса должна быть меньше длительности генерируемого импульса. Это условие записывается в виде неравенств:

$$R_{б2} \geq \left(\frac{4,3C_1}{C_2} \right) R_{к2};$$

$$R_{б1} \geq (4,3C_2/C_1)R_{к1}.$$

Хронирующими (основными) процессами в работе мультивибраторов являются процессы разряда конденсаторов C_1 и C_2 , которые происходят поочерёдно. Конденсатор C_1 разряжается через транзистор V_2 (когда он открыт), источник смещения и резистор $R_{б1}$. Последний имеет наибольшее сопротивление в этой цепи и в основном определяет длительность разряда (см. формулы (1.1) и (1.2)). Падение напряжения, создаваемое разрядным током на резисторе $R_{б1}$, удерживает первый транзистор в закрытом состоянии (см. диаграмму $U_{б1}(t)$). Когда это падение напряжения меняет свой знак, V_1 открывается и происходит опрокидывание. Затем начинается разряд конденсатора C_2 по цепи: транзистор V_2 ,

источник смещения, R_{62} . Этот разряд определяет длительность второго полупериода t_2 .

Длительность импульсов можно менять не только изменением величин C_1 , C_2 , R_{61} и R_{62} , но и изменением напряжения смещения E . Этот способ регулировки поясняет рис. 1.3, где представлены диаграммы базового напряжения для двух различных напряжений смещения. Штриховыми линиями показаны те участки диаграмм, которые не реализуются в мультивибраторе из-за того, что происходит переключение устройства. Как видно, с ростом U_6 (по абсолютной величине) длительность импульсов уменьшается.

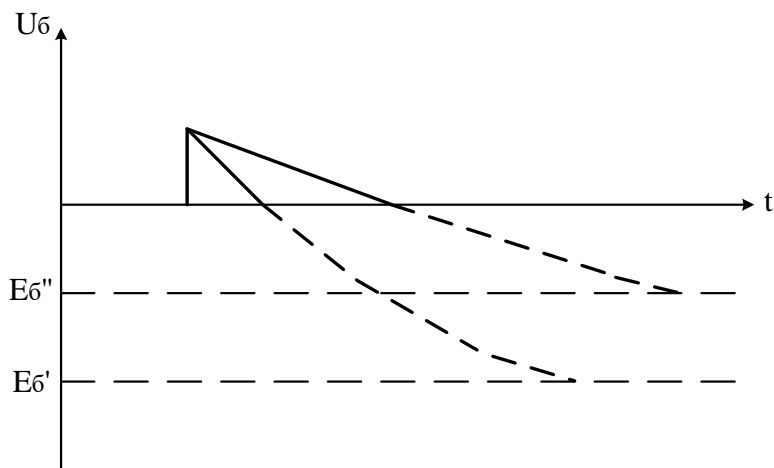


Рис. 1.3

Часто требуются импульсы более прямоугольные, чем в обычном мультивибраторе. В этом случае используется усовершенствованная схема, приведённая на рис. 1.4. По сравнению со схемой на рис. 1.1 здесь изменены пути протекания зарядных токов. При закрывании какого-либо транзистора закрывается и диод, подключённый к его коллектору, и зарядный ток вынужден протекать по резистору $R'_{вх}$ или $R''_{вх}$. Поэтому коллекторное напряжение закрытого транзистора быстро достигает величины $-E_K$. Длительность переднего фронта отрицательного импульса зависит лишь от паразитных емкостей и инерционности транзистора.

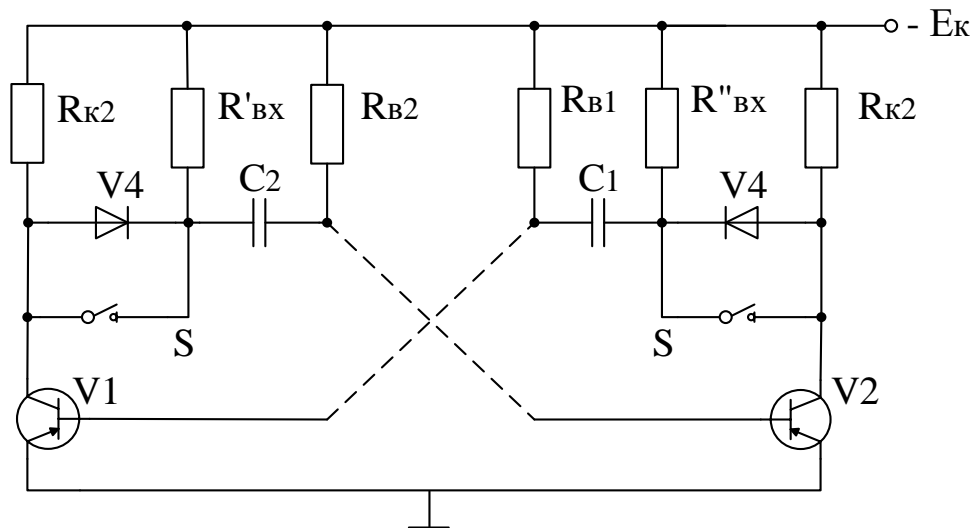


Рис. 1.4

В остальном мультивибратор, собранный по схеме рис. 1.4, работает так же, как и обычный мультивибратор. Пунктирными линиями на рис. 1.4 показаны цепи, позволяющие шунтировать диоды V_1 и V_2 при переводе спаренного тумблера S в соответствующее положение.

1.1.2. Домашнее задание

По заданным параметрам элементов схемы и напряжению смещения рассчитать период колебаний мультивибратора на транзисторах.

1.1.3. Практическое аудиторное задание

1. Подать напряжение питания на учебный стенд мультивибратора на транзисторах. Просмотреть и зарисовать осциллограммы напряжений на электродах транзисторов, а также на резисторах $R'_{вх}$, $R''_{вх}$ при замкнутых и разомкнутых тумблерах S . Регулируемые параметры элементов схемы установить такими же, как в домашнем задании.

2. Снять зависимости длительностей импульсов на коллекторах транзисторов V_1 и V_2 от сопротивлений в цепях баз. Ёмкости C_1 и C_2 и напряжение смещения должны соответствовать домашнему заданию.

3. Снять зависимости длительностей импульсов коллекторного напряжения от емкостей C_1 и C_2 при значениях $R_{\beta 1}$, $R_{\beta 2}$ и E , указанных в домашнем задании.

4. Снять зависимость частоты автоколебаний от смещения при значениях C_1 , C_2 , $R_{\beta 1}$, $R_{\beta 2}$, указанных в домашнем задании.

5. Подать напряжение питания на схему мультивибратора на ЛЭ. Просмотреть и зарисовать осциллограммы напряжений на входах и выходах ЛЭ при средних значениях параметров RC-цепи.

6. Снять зависимость длительности импульсов от изменения параметров RC-цепи макета.

Контрольные вопросы

1. По каким цепям протекают разрядные и зарядные токи конденсаторов C_1 и C_2 ?

2. Какие элементы схемы в основном определяют частоту автоколебаний?

3. Почему отрицательные импульсы на коллекторах транзисторов имеют растянутые передние фронты?

4. С помощью какого усовершенствования схемы можно получить крутые передние фронты?

5. Почему частота колебаний зависит от смещения в цепях баз?

6. При каких условиях процессы рассасывания носителей, накопленных в базе насыщенного транзистора, не влияют на частоту автоколебаний?

7. Почему в зависимостях базового напряжения от времени имеются отрицательные выбросы?

8. Для чего нужны элементы D1.3 и D1.4 в схеме мультивибратора на ЛЭ?

1.2. Ждущий режим работы мультивибратора

Ждущим мультивибратором называется устройство, формирующее один прямоугольный импульс в ответ на каждый запускающий сигнал.

1.2.1 Основные теоретические сведения о ждущем мультивибраторе на транзисторах

Мультивибратор представляет собой двухкаскадный усилитель, дополненный цепью обратной связи, которая передает выходное напряжение на вход усилителя. В зависимости от того, как выполнена связь между усилителем и ступенями, выделяют мультивибраторы с коллекторно-базовыми связями и мультивибраторы с эмиттерной связью [2].

Схема несимметричного мультивибратора с эмиттерной связью представлена на рис. 1.5. Этот мультивибратор имеет одно устойчивое состояние, в котором открыт транзистор V2, а транзистор V1 закрыт падением напряжения на резисторе R_3 . Конденсатор C_1 заряжен до напряжения $E_k - U_3$. В таком состоянии мультивибратор находится до подачи на вход запускающего сигнала, достаточного для открывания транзистора V1. Когда такой сигнал поступает (рис. 1.6, момент времени t_0), появляется коллекторный ток транзистора V1 и происходит уменьшение (по абсолютной величине) напряжения на его коллекторе. Это уменьшение передается через конденсатор C_1 на базу транзистора V2, вызывая уменьшение его эмиттерного тока. В результате увеличивается потенциал эмиттеров и, следовательно, уменьшается разность потенциалов между эмиттером и базой транзистора V1,

что приводит к дальнейшему росту коллекторного тока транзистора V1.

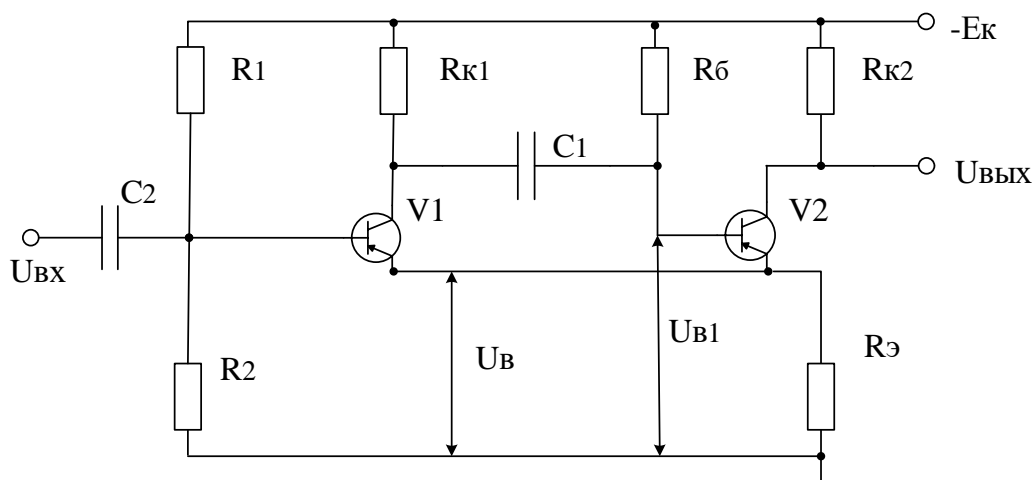


Рис. 1.5

В правильно спроектированном мультивибраторе результирующий коэффициент усиления $K_1 K_2 > 1$, где K_1 и K_2 – коэффициенты усиления первой и второй ступени. При выполнении данного условия начавшиеся изменения напряжения приобретают лавинообразный характер и мультивибратор очень быстро (в течение $10^{-6} - 10^{-7}$ с) переходит в новое, временно-устойчивое состояние, в котором транзистор V1 открыт, а транзистор V2 закрыт.

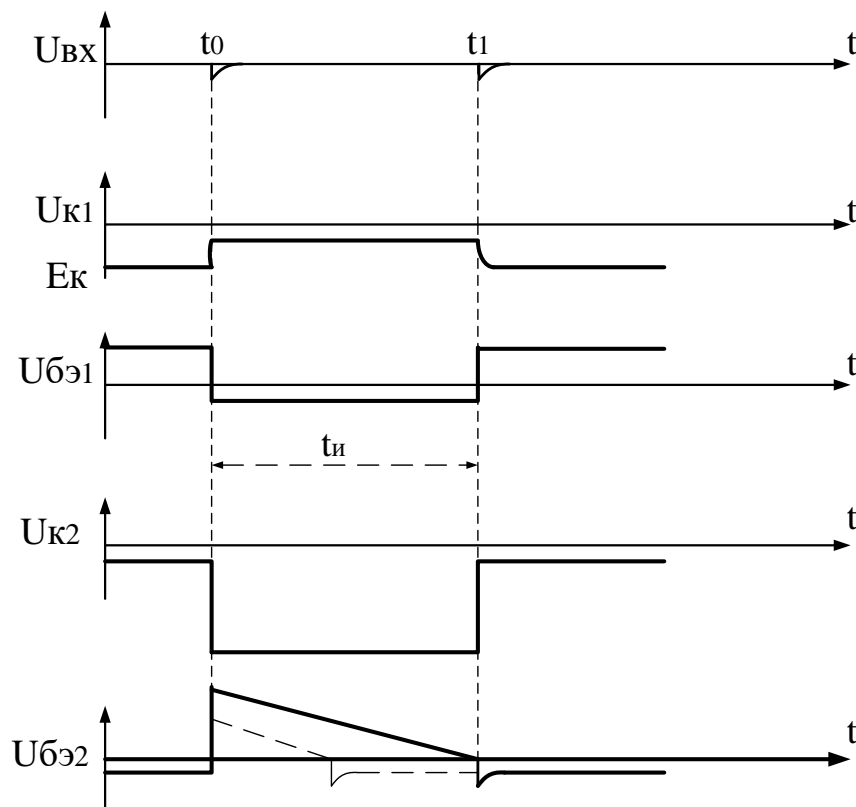
В этом состоянии происходит разряд конденсатора C_1 по цепи R_6 , источника питания, R_9 , V1. Наибольшую величину в такой цепи имеет сопротивление R_6 , и на него приходится почти все падение напряжения, создаваемое разрядным током. Это падение напряжения, приложенное к базе транзистора V2, $U_{б2}$ удерживает его в закрытом состоянии.

С течением времени разрядный ток уменьшается, и в момент времени t_1 появляется коллекторный ток транзистора V2. Он создает дополнительное падение напряжения на резисторе R_9 , что приводит к снижению коллекторного тока и уменьшению коллекторного напряжения транзистора V1. Уменьшение

коллекторного напряжения передается на базу V2, вызывая дальнейшее увеличение его тока. В результате развивается второй лавинообразный процесс (процесс опрокидывания), который приводит к закрыванию транзистора V1 и открыванию V2. После опрокидывания происходит заряд конденсатора C₁. Зарядный ток протекает по цепи R_э, эмиттерно-базовый переход транзистора V2, C₁, R_{к1} к -E_к. Когда заряд оканчивается, мультивибратор возвращается в исходное состояние.

На рис. 1.6 показана зависимость от времени напряжений на коллекторах и на базо-эмиттерных переходах транзисторов.

На каждый запускающий сигнал мультивибратор вырабатывает отрицательный прямоугольный импульс, длительность которого t_u определяется параметрами элементов схемы мультивибратора и, в первую очередь, величинами C и R_б.



$$R_{к1} < R_{к2}$$

Рис. 1.6

Длительность импульса можно рассчитать по формуле

$$t_{и} = CR_6 \ln \left| 1 + \frac{E_k \frac{R_{k2}(R_{k1}+R_э)}{R_{k1}(R_{k2}+R_э)}}{E_k + R_6 I_{k02}} \right|, \quad (1.3)$$

где I_{k02} – коллекторный ток закрытого транзистора V2.

Изменять длительность импульса можно несколькими способами, наиболее удобный – использование в качестве резистора $R_{к1}$ потенциометра. Схема такого мультивибратора показана на рис. 1.7. При перемещении движка потенциометра вверх уменьшается скачок напряжения, передаваемый на базу транзистора V2, и соответственно уменьшается длительность импульса на выходе мультивибратора (рис. 1.6, штриховая линия на диаграмме $U_{бэ2} = f(t)$).

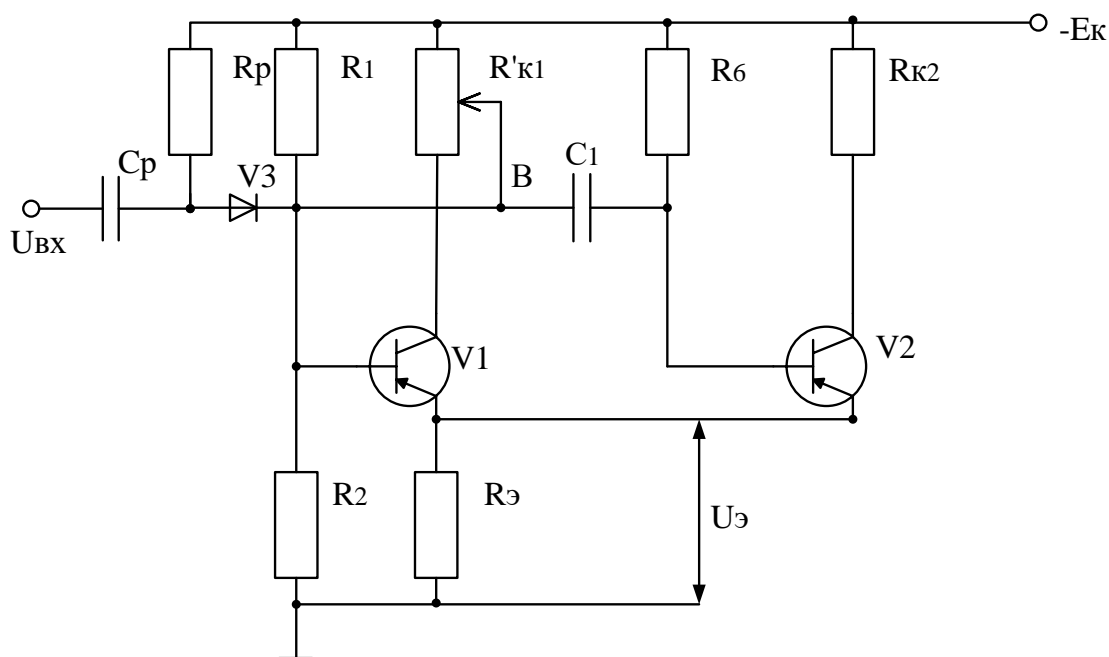


Рис. 1.7

Величину t_u для мультивибратора можно подсчитать по формуле (1.3), если в нее вместо единицы подставить отношение $R'_{к1}/R_{к1}$ ($R'_{к1}$ – часть сопротивления $R_{к1}$, через которое протекает зарядный ток конденсатора). На схеме показан также способ запуска мультивибратора импульсами положительной полярности.

Эти импульсы через разделительную цепочку C_p , R_p , открытый диод $V3$ и емкость C поступают на базу открытого транзистора $V2$ и вызывают опрокидывание мультивибратора. Скачок напряжения, возникающий при этом на резисторе $R_{к1}$, закрывает диод $V3$, в результате чего источник запускающих импульсов отключается от мультивибратора и не оказывает влияния на процессы, протекающие в нем.

1.2.2. Домашнее задание

Зная параметры элементов схемы ждущего мультивибратора на транзисторах, рассчитать и построить зависимость $t_{и} = f(R'_{к1}|R_{к1})$.

При расчётах полагать $R_r = 1$ кОМ.

1.2.3. Практическое аудиторное задание

1. Подать напряжение питания на учебный стенд ждущего мультивибратора на транзисторах. Просмотреть и зарисовать осциллограммы напряжения на электродах транзисторов при запуске мультивибратора положительными и отрицательными импульсами. (Развертку осциллографа отрегулировать таким образом, чтобы были видны 2 – 3 запускающих импульса при подключении осциллографа к входным клеммам мультивибратора.

2. Определить зависимость длительности импульса мультивибратора от отношения $R'_{к1}/R_{к}$ при параметрах схемы, соответствующих домашнему заданию.

3. Определить зависимость длительности импульса мультивибратора от $R_{б}$ при $R'_{к1}/R_{к} = 1$ и значении емкости C_1 , указанном в домашнем задании.

4. Определить зависимость длительности импульса от емкости C_{δ} при $R'_{к1}/R_{к} = 1$ и значении сопротивления R_{δ} , указанном в домашнем задании.

6. Определить зависимость длительности импульсов от изменения параметров RC-цепи.

2. Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН)

В телевизионных и радиолокационных системах, в измерительных устройствах и системах автоматики широко используют импульсы линейно изменяющегося напряжения (ЛИН).

2.1. Основные теоретические сведения о ГЛИН

Линейно изменяющееся напряжение часто называют пилообразным. Напряжение импульса изменяется пропорционально времени, прошедшего с момента начала процесса, т. е. в идеальном случае $u(t) = \alpha t$, где α – коэффициент пропорциональности. Так как напряжение не может нарастать бесконечно, то время линейного изменения ограничено определенным временным интервалом – длительностью рабочей стадии $t_{\text{раб}}$ (рис. 2.1). Различают линейно нарастающие и линейно спадающие импульсы. В первом случае коэффициент пропорциональности α положительный, во втором – отрицательный [1].

После окончания рабочей стадии напряжение в течение времени $t_{\text{в}}$, которое называется временем восстановления (обычно $t_{\text{раб}} \ll t_{\text{в}}$), резко изменяется до первоначального значения U_0 . Закон изменения напряжения в течение времени $t_{\text{в}}$ не имеет существенного значения. В импульсной технике используются как

одинокими, так и периодически повторяющимися импульсами ЛИН. В последнем случае период повторения импульсов $T = t_{\text{раб}} + t_{\text{г}}$.

Хотя генерируемые импульсы и называются линейно изменяющимися, однако закон изменения напряжения во время рабочей стадии отличается от линейного, так как обычно коэффициент пропорциональности не является постоянным: $du/dt = \alpha(t)$. Таким образом, имеет место нелинейность изменения напряжения. Для количественной оценки степени отклонения реального процесса изменения напряжения от идеального линейного вводится параметр – коэффициент нелинейности:

$$K_n = (|u'|_{\text{max}} - |u'|_{\text{min}}) / |u'|_{\text{max}}, \quad (2.1)$$

где $|u'|_{\text{max}} = \left| \frac{du}{dt} \right|_{\text{max}} = \alpha_{\text{max}}$ – максимальная скорость изменения напряжения; $|u'|_{\text{min}} = \left| \frac{du}{dt} \right|_{\text{min}} = \alpha_{\text{min}}$ – минимальная скорость изменения напряжения.

Так как в течение рабочей стадии напряжение может либо увеличиваться, либо уменьшаться, то здесь берутся абсолютные значения скорости изменения напряжения. В идеальном случае линейного изменения напряжения $du/dt = \alpha = \text{const}$ и $K_n = 0$. Поэтому при построении генераторов ЛИН стремятся получить возможно меньший коэффициент нелинейности.

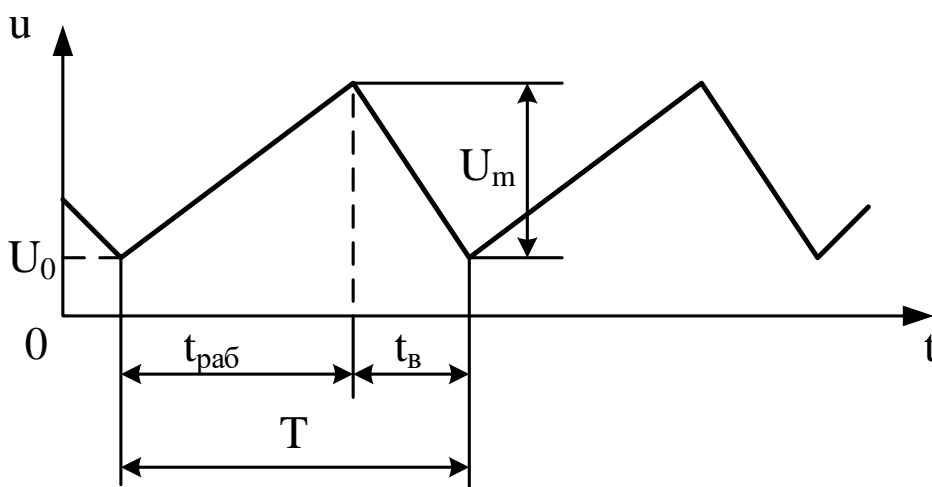


Рис. 2.1

Важным параметром любого генератора ЛИН является коэффициент использования напряжения источника питания $K_n = U_m / U_n$, где U_m – амплитуда импульса ЛИН; U_n – напряжение источника питания генератора ЛИН.

Наряду с перечисленными основными параметрами генераторов ЛИН важными являются также стабильность формы генерируемых импульсов при работе в периодическом режиме, нагрузочная способность, КПД, возможность изменения параметров ЛИН и др.

В основе принципа действия генераторов ЛИН лежит зарядка и разрядка конденсатора постоянным током. Известно, что напряжение на конденсаторе C определяется соотношением

$$U_c = U_0 \pm \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt, \quad (2.2)$$

где U_0 – начальное напряжение на конденсаторе. Знаки перед интегралом учитывают направление протекания тока через конденсатор. При протекании через конденсатор тока зарядки напряжение на нем увеличивается и следует брать знак плюс, при протекании тока разрядки - знак минус.

Если через конденсатор протекает постоянный ток $i_c = I_0$, то напряжение на нем изменяется по линейному закону: $u_c = U_0 \pm \frac{I_0}{C} t$.

При этом необходимо периодически заряжать и разряжать конденсатор. Таким образом, генератор ЛИН помимо конденсатора должен содержать цепи зарядки и разрядки.

Генератор ЛИН с транзисторным ключом. Простейшим генератором ЛИН является схема с транзисторным ключом (рис. 2.2,а). Транзистор VT включен параллельно конденсатору C , который периодически заряжается и разряжается. Обычно устройство, на вход которого подаются импульсы ЛИН, имеет входное сопротивление R_n , являющееся нагрузкой для генератора ЛИН. В исходном состоянии транзистор открыт и насыщен. Для

этого необходимо, чтобы выполнялось условие $R_{\kappa} h_{21э} > R_{\delta}$. Напряжение на конденсаторе равно остаточному напряжению на транзисторе, следовательно, $U_0 = U_{КЭнас}$.

При подаче на вход импульса отрицательной полярности после закрывания транзисторного ключа начинается процесс зарядки конденсатора от источника питания через резистор R_{κ} в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 2.2,б). Процесс зарядки носит экспоненциальный характер (рис. 2.3,в), а следовательно, и выходное напряжение равно

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{экв}} - (U_{\text{экв}} - U_0) e^{-t/\tau_1}, \quad (2.3)$$

где

$$U_{\text{экв}} = (U_{\text{п}} - I_{\text{КЭО}} R_{\kappa}) \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\kappa}}; \quad \tau_1 = C \frac{R_{\text{н}} R_{\kappa}}{R_{\text{н}} + R_{\kappa}}.$$

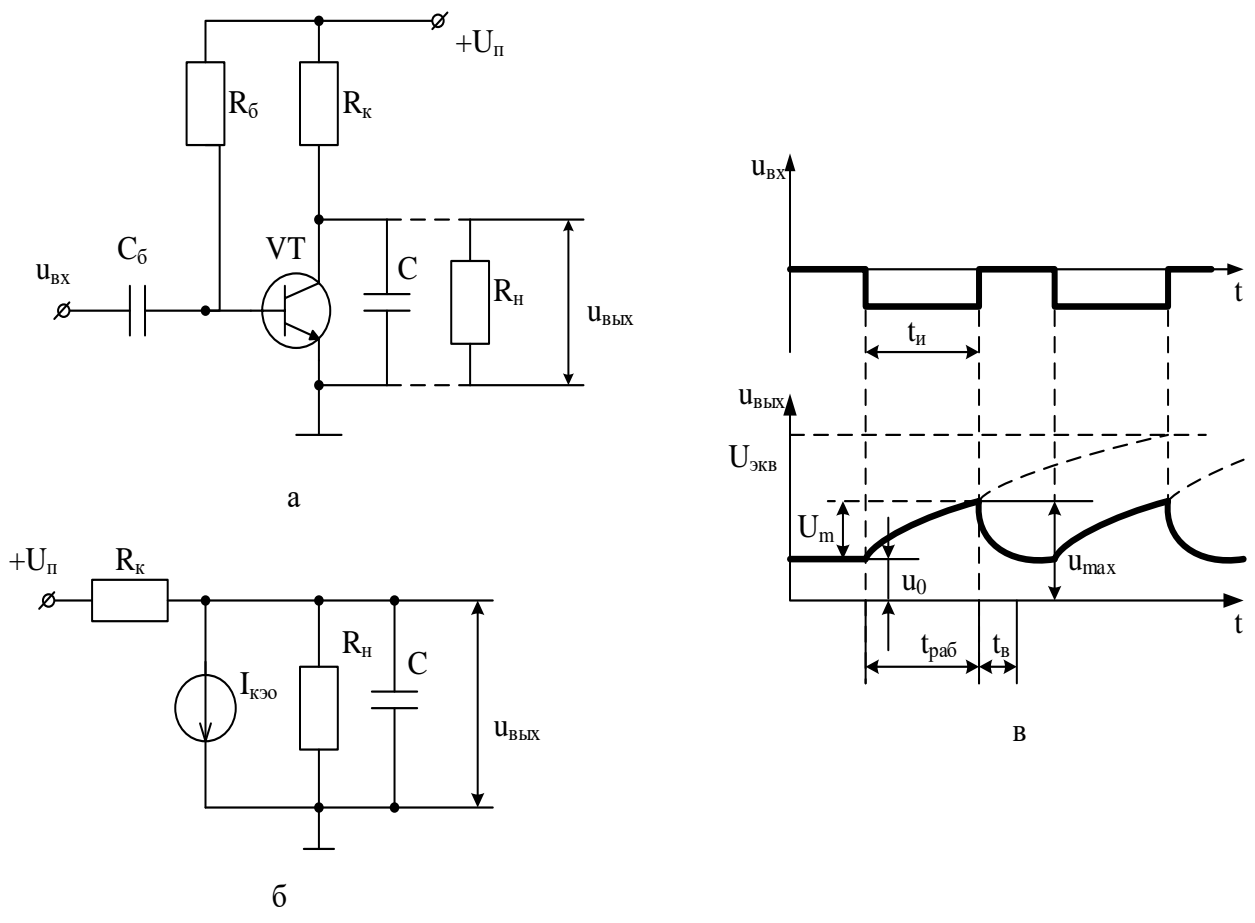


Рис. 2.2

В случае кремниевого транзистора и при отсутствии нагрузки ($R_n \rightarrow \infty$) соотношение (2.3) существенно упрощается:

$$u_{\text{вых}} = U_n - (U_n - U_0)e^{-t/R_k C}.$$

Процесс зарядки конденсатора продолжается до момента окончания входного импульса, поэтому $t_{\text{раб}} = t_n$. Максимальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t_{\text{раб}}) = U_{\text{экс}} - (U_{\text{экс}} - U_0)e^{-t_{\text{раб}}/R_k C}$.

Амплитуда выходного импульса

$$U_m = U_{\text{вых}}(t_{\text{раб}}) - U_{\text{вых}}(0) = (U_{\text{экс}} - U_0)(1 - e^{-t_{\text{раб}}/R_k C}). \quad (2.4)$$

Скорость нарастания выходного напряжения

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = u' = \frac{U_{\text{экс}} - U_0}{R_k C} e^{-t_{\text{раб}}/R_k C}.$$

Откуда $u'_{\text{max}} = \frac{U_{\text{экс}} - U_0}{R_k C}$; $u'_{\text{min}} = \frac{U_{\text{экс}} - U_0}{R_k C} e^{-t_{\text{раб}}/R_k C}$ и в соответствии с

(2.1) коэффициент нелинейности будет равен

$$K_n = 1 - e^{-t_{\text{раб}}/R_k C}. \quad (2.5)$$

Выражение (2.5) позволяет определить коэффициент использования напряжения источника питания:

$$K_u = \frac{U_m}{U_n} = \frac{U_{\text{экс}} - U_0}{U_n} (1 - e^{-t_{\text{раб}}/R_k C}). \quad (2.6)$$

Из выражений (2.4) и (2.5) следует, что $K_n = \frac{U_{\text{экс}} - U_0}{U_n} K_u$.

После окончания входного импульса транзистор открывается и начинается процесс разрядки конденсатора. В момент открывания транзистора положение рабочей точки определяется точкой *A* (рис. 2.3).

Поскольку транзистор находится в активном режиме, по мере разрядки конденсатора напряжение на нем, а следовательно, и коллекторное напряжение транзистора уменьшаются, а рабочая точка движется по коллекторной характеристике влево по направлению к точке *M*. Если пренебречь током i_n , протекающим через резисторы R_k , R_n , то ток разрядки конденсатора i_c остается практически постоянным при движении рабочей точки до точки *N*.

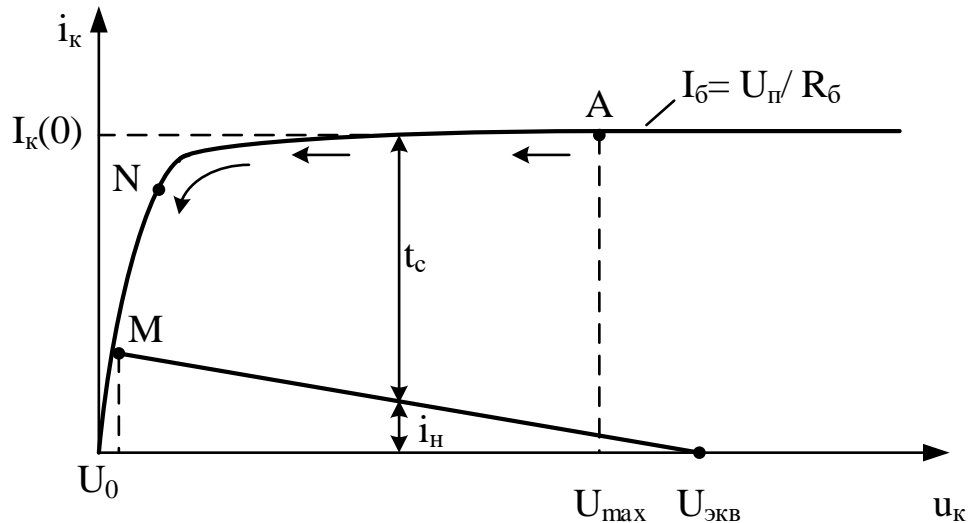


Рис. 2.3

Поэтому напряжение на конденсаторе уменьшается практически по линейному закону. Далее рабочая точка попадает на начальный восходящий участок характеристики, транзистор переходит в режим насыщения и конденсатор разряжается уменьшающимся во времени током. Процесс разрядки заканчивается, когда рабочая точка приходит в точку *M*. Время, в течение которого рабочая точка движется по пологому участку характеристики, составляет значительную часть этапа восстановления, поэтому $t_в = U_{max}C/I_k(0)$ [3].

В рассмотренной схеме при малом коэффициенте нелинейности имеет место низкий коэффициент использования напряжения источника питания, что является существенным недостатком схемы. Однако, когда по техническим условиям допустимый коэффициент нелинейности превышает 0,1, эта схема применима.

Сравнительно низкие качественные и количественные показатели генератора ЛИН с транзисторным ключом обусловлены тем, что во время рабочей стадии ток, протекающий через конденсатор, не остается постоянным. Для стабилизации тока, протекающего через конденсатор при формировании ЛИН,

используются два метода: 1) токостабилизирующего элемента и 2) компенсационный.

Идея первого метода состоит в замене резистора элементом, ток которого не зависит от приложенного напряжения. При включении такого элемента последовательно или параллельно с конденсатором по мере зарядки или разрядки последнего напряжение на элементе изменяется, а ток остается постоянным.

Идея второго метода стабилизации тока, протекающего через конденсатор, заключается в следующем. Последовательно с конденсатором включается дополнительный источник питания U (рис. 2.4) и ток в цепи $i_c = (U_n + U + U_c)/R$. Если напряжение дополнительного источника изменяется по тому же закону, что и на конденсаторе, и имеет обратную полярность, т. е. $U = -U_c$, то ток i_c остается постоянным $I_c = U_n/R$.

Обычно в качестве дополнительного источника напряжения используется выходное напряжение усилителя. Управление этим напряжением осуществляется цепью обратной связи. По виду обратной связи различают генераторы ЛИН с отрицательной и положительной обратной связью.

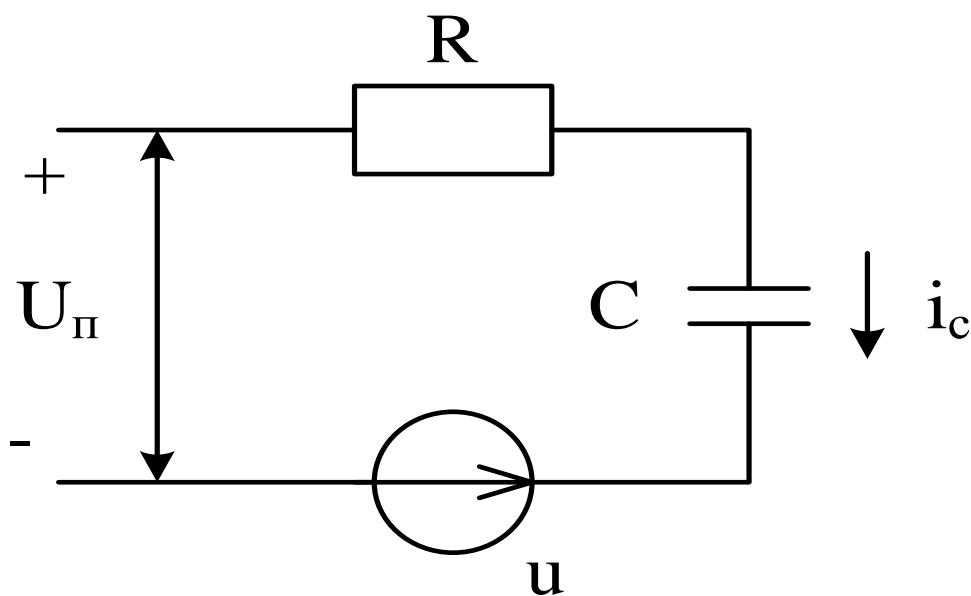


Рис. 2.4

2.2 ГЛИН с положительными и отрицательными обратными связями

Для получения импульсов ЛИН с коэффициентом нелинейности $K_n < 0,05$ используют генераторы компенсационного типа. Структурная схема генератора ЛИН с положительной обратной связью включает в себя операционный усилитель, источник напряжения и RC-цепь (рис. 2.5). Конденсатор С подключен к входу усилителя, следовательно, $u_C = u_{\text{вх}}$.

Анализ схемы проведем в предположении, что входной ток усилителя отсутствует, т.е. его входное сопротивление $r_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, а выходное сопротивление $r_{\text{вых}} \ll R$. Входное напряжение подается на неинвертирующий вход усилителя, поэтому выходное напряжение по фазе совпадает с входным, следовательно

$$iR + u_C - u_{\text{вых}} = U_n.$$

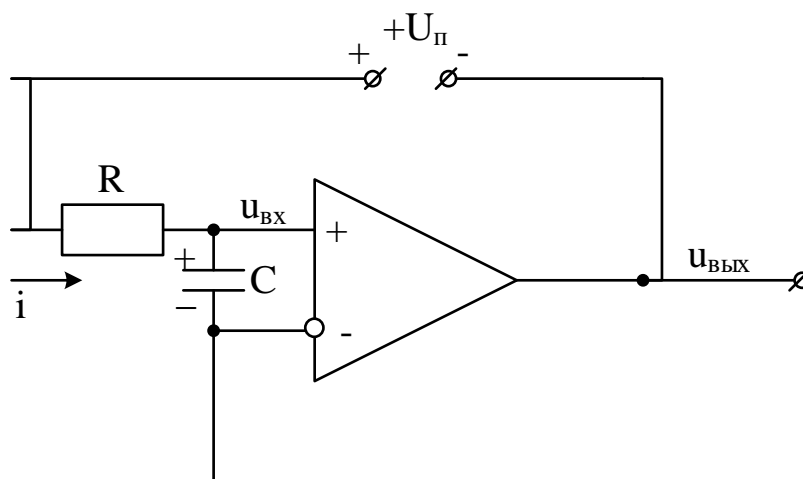


Рис. 2.5

Продифференцируем это уравнение по времени:

$$R \frac{di}{dt} + \frac{du_C}{dt} - \frac{du_{\text{вых}}}{dt} = 0.$$

Положим, что усилитель работает в линейном режиме, т. е. $u_{\text{вых}} = Ku_{\text{вх}}$, где K – коэффициент усиления. С учетом того, что $u_C = u_{\text{вх}}$, получим

$$R \frac{di}{dt} + (1-K) \frac{du_C}{dt} = 0.$$

Напряжение на конденсаторе $u_C = \frac{1}{C} \int idt$, следовательно, $du_C/dt = i/C$. После подстановки будем иметь следующее уравнение:

$$\frac{RC}{1-K} \frac{di}{dt} + i = 0.$$

Решение его имеет вид

$$i = I_0 e^{-t/\tau_{\text{экв}}}, \quad (2.7)$$

где $I_0 = U_{\text{п}}/R$ – начальное значение тока; $\tau_{\text{экв}} = RC/(1-K)$ – эквивалентная постоянная времени.

Как видно, в такой схеме ток, протекающий через конденсатор, строго говоря, не остается постоянным, а изменяется по экспоненциальному закону. Однако здесь есть принципиальная возможность сделать изменение тока i за любой конечный промежуток времени $t_{\text{раб}}$ сколь угодно малым. Для этого, при принятых допущениях, необходимо, чтобы в предельном случае коэффициент усиления усилителя $K \rightarrow 1$, тогда $\tau_{\text{экв}} \rightarrow \infty$. Отсюда следует, что в качестве усилителя должен быть использован эмиттерный повторитель, выходное напряжение которого изменяется в фазе с входным и коэффициент усиления близок единице. Таким образом, эффект компенсации в рассмотренной структурной схеме формально проявляется в увеличении постоянной времени $\tau_{\text{экв}}$ в $1/(1-K)$ раз по сравнению с обычной цепью.

В соответствии с принципом компенсации, компенсирующее напряжение (в данном случае $u_{\text{вых}}$) изменяется по тому же закону, что и U_C , поэтому линейно изменяющееся напряжение снимается не с конденсатора, а с выхода усилителя. В этом случае

практически исключается влияние сопротивления нагрузки на процесс генерирования ЛИН, так как обычно $r_{\text{вых}} < R_n$.

При реализации такой структурной схемы имеется трудность, которая связана с тем, что ни один из полюсов источника напряжения не может быть подключен к «заземленной» точке. Это обстоятельство вынуждает в качестве источника напряжения использовать накопительный конденсатор большой емкости.

Простейшая схема генератора ЛИН с положительной обратной связью состоит из двух транзисторов VT1 и VT2 (рис. 2.6). Транзистор VT1 работает в ключевом режиме, а транзистор VT2 – в активном режиме и вместе с резистором R_3 образует эмиттерный повторитель. Конденсатор C_0 выполняет роль источника напряжения.

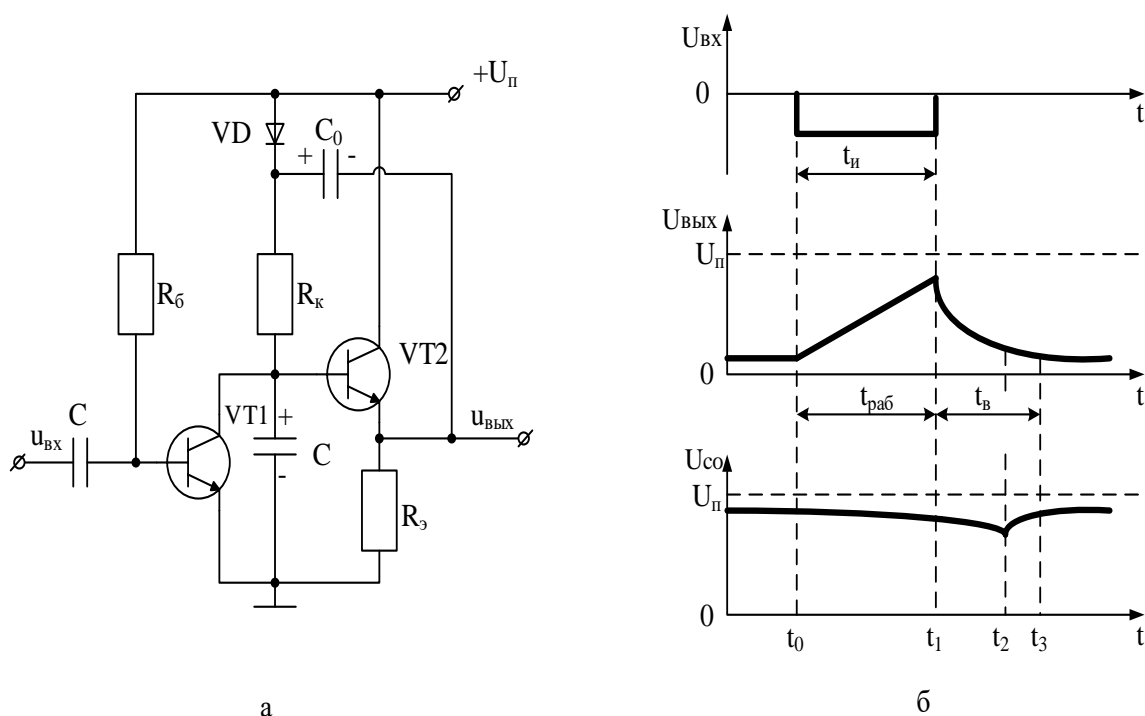


Рис. 2.6

В исходном состоянии транзистор VT1 открыт и насыщен. Через цепь, состоящую из диода VD, резистора R_k , транзистора VT1, протекает ток, приблизительно равный $I_0 \approx U_n / R_k$. Напряжение на конденсаторе C, а следовательно, и напряжение на выходе

эмиттерного повторителя $U_{\text{вых}}(0)$ при этом близки нулю. Конденсатор C_0 заряжен практически до напряжения источника питания: $U_{C_0} = U_n - U_{VD} - U_{\text{вых}}(0) \approx U_n$, где U_{VD} – напряжение на открытом диоде VD.

При подаче на вход схемы импульса напряжения отрицательной полярности длительностью t_n транзистор VT1 закрывается. В результате конденсатор C , который до этого был шунтирован открытым транзистором VT1, начинает заряжаться током I_0 . Напряжение на нем увеличивается, и соответственно начинает нарастать напряжение на выходе схемы. Уже при незначительном увеличении выходного напряжения диод VD закрывается, так как к нему прикладывается обратное напряжение. Действительно, напряжение на аноде диода постоянно и равно $+U_n$. Напряжение на катоде VD определяется суммой начального напряжения на конденсаторе C_0 : $U_{C_0} = U_n - U_{VD} - U_{\text{вых}}(0)$ и выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$. Так как $u_{\text{вых}}(t) > u_{\text{вых}}(0)$, то разность потенциалов между анодом и катодом диода оказывается меньше напряжения U_{VD} , необходимого для того, чтобы диод находился в открытом состоянии. Поэтому диод закрывается и источник питания отключается от RC-цепи. Роль источника напряжения начинает выполнять конденсатор C_0 .

В дальнейшем по мере зарядки конденсатора C увеличивается напряжение на базе транзистора VT2 и соответственно возрастает выходное напряжение. При коэффициенте усиления эмиттерного повторителя, близком единице, приращение напряжения на конденсаторе C практически равно приращению напряжения на выходе и в замкнутой цепи, состоящей из конденсатора C_0 , резистора R_k , конденсатора C и резистора R_3 , имеет место почти полная компенсация напряжения на конденсаторе C выходным напряжением $u_{\text{вых}}(t)$. Следовательно, ток, протекающий через резистор R_k и заряжающий конденсатор C , будет практически

постоянным, а напряжения на конденсаторе и на выходе $u_{\text{вых}}(t)$ будут изменяться по линейному закону.

Компенсация имеет место до тех пор, пока, несмотря на увеличение силы коллекторного тока, транзистор VT2 находится в активном режиме. Только в этом случае сохраняется пропорциональная зависимость между базовым и коллекторным токами. Минимально возможная разность потенциалов между коллектором и эмиттером, при которой транзистор еще работает в активном режиме, составляет 0,5...1 В и максимальное значение выходного напряжения равно $U_m = U_n - (0,5...1)$ В. Поэтому коэффициент использования напряжения источника питания оказывается достаточно высоким: $K_u = 0,8...0,9$.

Во время рабочей стадии ток зарядки конденсатора C изменяется, что приводит и к изменению скорости нарастания выходного напряжения:

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = K \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = K \frac{i}{C} = K \frac{I_0}{C} e^{-t/\tau_{\text{экв}}} = K \frac{U_n}{RC} e^{-t/\tau_{\text{экв}}}.$$

Определив из этого соотношения значения $U_{\text{ВЫХ}}(0) = KU_{\text{П}}/RC$ и $U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{KU_{\text{П}}}{RC} e^{-t_{\text{раб}}/\tau_{\text{экв}}}$, получим выражение для коэффициента нелинейности

$$K_n = 1 - e^{-t_{\text{раб}}/\tau_{\text{экв}}}.$$

При $\frac{t_{\text{раб}}}{\tau_{\text{экв}}} \ll 1$ имеем

$$K_n = (1 - K)t_{\text{раб}}/(RC). \quad (2.8)$$

Из полученного соотношения следует, что в схеме генератора ЛИН с положительной обратной связью нелинейность генерируемого напряжения оказывается намного меньше по сравнению с нелинейностью обычной RC-цепи, так как $(1 - K) \ll 1$.

После окончания входного импульса транзистор VT1 открывается и конденсатор C разряжается. За время рабочей стадии, а также в интервале времени $(t_1...t_2)$ напряжение на

конденсаторе C_0 хотя и незначительно, но уменьшается. Поэтому в схеме также протекает ток дозарядки конденсатора C_0 через открывшийся диод и выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Диод VD открывается в самом конце процесса разрядки конденсатора C , т.е. в момент времени t_2 , когда практически восстанавливается исходное стационарное напряжение на конденсаторе C . Дозарядка конденсатора C_0 (интервал времени $t_2 \dots t_3$) осуществляется от источника питания U_n через открытый диод VD и выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Таким образом, длительность стадии восстановления t_6 определяется суммой времени разрядки конденсатора C и времени дозарядки конденсатора C_0 .

На коэффициент нелинейности в рассмотренной схеме оказывают влияние также изменение напряжения на конденсаторе C_0 и входное сопротивление эмиттерного повторителя r_{ex} . Действительно, за время рабочей стадии через конденсаторы C_0 и C протекает практически одинаковый ток I_0 , следовательно, к моменту времени t_1 напряжение на конденсаторе C_0 уменьшится на величину $\Delta u_{C_0} \approx (C/C_0)U_m$, где U_m – амплитуда напряжения на конденсаторе C . В момент времени t_1 компенсирующее напряжение равно $(KU_m - \Delta u_{C_0})$, что эквивалентно уменьшению коэффициента усиления эмиттерного повторителя: $K' = K - C/C_0$. Кроме того, при выводе соотношения (2.8) мы пренебрегли входным током эмиттерного повторителя. Это допустимо при условии $r_{ex} \gg R$. В противном случае входной ток может составлять заметную часть тока I_0 , что приводит к уменьшению коэффициента передачи на величину KR/r_{ex} . Таким образом, с учетом рассмотренных явлений выражение для коэффициента нелинейности вместо (2.8) приобретает вид

$$K_n = \left(1 - K + \frac{C}{C_0} + K \frac{R}{r_{ex}}\right) \frac{t_{pa6}}{RC}.$$

Для увеличения коэффициента усиления эмиттерного повторителя и соответственно для уменьшения коэффициента нелинейности резистор R_9 должен иметь большое сопротивление. Однако при значительном R_9 падение напряжения на нем за счет протекания тока дозарядки конденсатора C_0 может настолько увеличиться, что потенциал базы транзистора VT2 окажется отрицательным относительно эмиттера, и транзистор закроется. Это приведет к существенному увеличению времени дозарядки C_0 и соответственно времени восстановления, поскольку $t_3 - t_2 \approx (3...5)R_9C_0$.

2.3. Генератор с дополнительной интегрирующей цепочкой

Для уменьшения коэффициента нелинейности, сокращения стадии восстановления используется более сложная схема генератора ЛИН с положительной обратной связью (рис. 2.7).

Здесь в эмиттерную цепь транзистора VT2 включен дополнительный источник напряжения $U_{см}$, который предотвращает закрывание транзистора VT1 при дозарядке конденсатора C_0 . В результате конденсатор C_0 дозарядается через выходное сопротивление эмиттерного повторителя $r_{вых} \ll R_9$, что существенно сокращает время восстановления. Кроме того, в коллекторную цепь транзистора VT1 включается резистор R_k . Это обеспечивает режим насыщения транзистора VT1 при его открывании и соответственно уменьшается время разрядки конденсаторов C_1 и C_2 .

Существенным является также и то, что конденсатор C заменен двумя последовательно включенными конденсаторами C_1 и C_2 . Конденсатор C_2 вместе с резистором R_0 образуют интегрирующую цепь. Это позволяет уменьшить коэффициент нелинейности в несколько раз по сравнению с простейшей схемой.

Нелинейность выходного напряжения в простейшей схеме в значительной степени обусловлена тем, что напряжение на конденсаторе C при его зарядке нарастает с убывающей скоростью, поскольку зарядный ток уменьшается [4].

При наличии двух конденсаторов через один из них (C_1) в рабочей стадии протекает уменьшающийся во времени ток, а через другой (C_2) наряду с этим током протекает увеличивающийся во времени ток, обусловленный линейно нарастающим выходным напряжением $u_{\text{вых}}$. Сила этого тока определяется сопротивлением резистора R_0 .

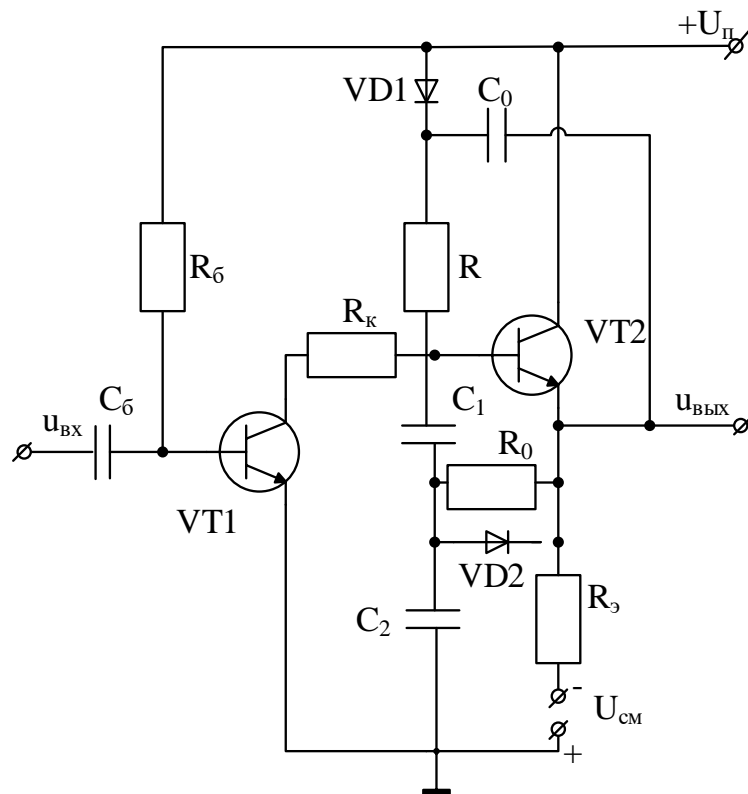


Рис. 2.7

В результате скорость нарастания напряжения u'_{C2} на этом конденсаторе с течением времени увеличивается.

Параметры R_0 C_2 -цепи можно подобрать так, что уменьшение скорости изменения напряжения на конденсаторе C_1 в

значительной мере компенсируется увеличением скорости нарастания напряжения на конденсаторе C_2 . В этом случае напряжение на входе эмиттерного повторителя, равное сумме напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 , будет нарастать линейно.

Для уменьшения времени разрядки конденсаторов C_1 и C_2 в течение стадии восстановления параллельно резистору R_0 включается диод VD2. При открывании транзистора VT1 конденсаторы C_1 и C_2 оказываются включенными параллельно и разряжаются через открытый диод VD2 и выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

2.4. Генератор ЛИН на ОУ с отрицательной обратной связью

В генераторах ЛИН компенсационного типа с отрицательной обратной связью конденсатор C включается между входом и выходом усилителя (рис. 2.8).

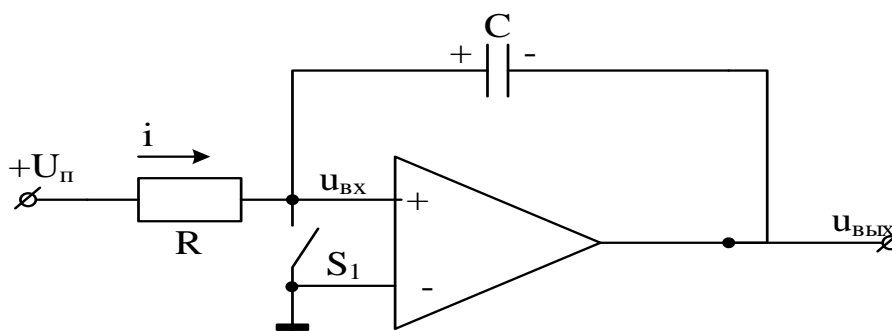


Рис. 2.8

Такого рода генераторы довольно часто называют генераторами ЛИН с емкостной отрицательной обратной связью. В этом случае при размыкании ключа S_1 через конденсатор начнет протекать ток зарядки. При уменьшении с течением времени тока зарядки конденсатора начнет увеличиваться напряжение на входе

усилителя, так как падение напряжения на резисторе R уменьшится. В результате на выходе усилителя появится напряжение $U_{вых}$. Напряжение на конденсаторе U_C находится в противофазе с выходным напряжением усилителя $U_{вых}$, что будет способствовать стабилизации тока зарядки конденсатора, линеаризации U_C и, следовательно, $U_{вых}$.

Для определения условий линейного изменения напряжения на конденсаторе C при рассмотрении процессов в схеме пренебрежем входным током усилителя и положим $R > r_{вых}$, где $r_{вых}$ – выходное сопротивление усилителя. Тогда для цепи, состоящей из источника напряжения U_n , резистора R , конденсатора C и выхода усилителя, имеем

$$R_i + u_C - u_{вых} = U_n.$$

После дифференцирования по времени получим

$$R \frac{di}{dt} + \frac{du_C}{dt} - \frac{du_{вых}}{dt} = 0. \quad (2.9)$$

Если усилитель работает в линейном режиме, то $U_{вых} = KU_{вх}$ и $du_{вых}/dt = Kdu_{вх}/dt$, где K – коэффициент усиления усилителя. В свою очередь, $U_{вх} = U_n - U_R$ и $du_{вх}/dt = -Rdi/dt$, $U_R = iR$.

Таким образом:

$$dU_{вых}/dt = -KRdi/dt. \quad (2.10)$$

Учитывая, что $dU_C/dt = i/C$, после подстановки в уравнение (2.9) выражений для $dU_{вых}/dt$ и dU_C/dt и некоторых преобразований найдем дифференциальное уравнение для тока:

$$RC(1+K) \frac{di}{dt} + i = 0.$$

Откуда имеем

$$i = I_0 e^{-t/\tau_{экв}}, \quad (2.11)$$

где I_0 – начальный зарядный ток конденсатора; $\tau_{экв} = RC(1+K)$ – эквивалентная постоянная времени.

Итак, в рассмотренной структурной схеме эквивалентная постоянная времени по сравнению с обычной RC-цепью увеличивается в $(I + K)$ раз. Следовательно, $\tau_{\text{экв}}$ можно сделать сколь угодно большим и, таким образом, обеспечить практически постоянный ток зарядки конденсатора при использовании усилителя с высоким коэффициентом усиления. Кроме того, неизменным условием является противофазность входного и выходного напряжений усилителя. Действительно, компенсация имеет место только в том случае, если при положительном входном напряжении выходное напряжение отрицательное, и наоборот. В противном случае эффект компенсации отсутствует. Это условие легко выполняется при использовании усилителя с нечетным числом каскадов [1, 4].

В простейшую схему генератора ЛИН с отрицательной обратной связью входят два транзистора, один из которых (VT1) находится во время рабочей стадии в активном режиме, а другой (VT2) выполняет роль ключа (рис. 2.9). Такая схема иногда называется интегратором Миллера. В исходном состоянии транзистор VT1 закрыт благодаря наличию источника смещения $U_{см}$. Транзистор VT2 находится в режиме насыщения, поскольку коллекторный ток практически равен нулю (транзистор VT1 закрыт), а базовый ток $I_{Б1} = I_R = U_{П}/R$. Конденсатор заряжен практически до напряжения источника питания: $u_C(0) = U_n - R_k I_{КЭ0} - U_{БЭнас} \approx U_n$ (полярность напряжения на нем показана на рис. 2.9, а).

При подаче на вход схемы импульса прямоугольной формы положительной полярности транзистор VT1 открывается и через транзисторы VT1 и VT2 начинает протекать ток. В результате на резисторе R_k возникает падение напряжения, и выходное напряжение скачком уменьшается на величину $\Delta U_{к2}$ (рис. 2.9, б). Этот перепад напряжения составляет доли вольт. Конденсатор C

оказывается подключенным через открытые транзисторы VT1, VT2 и резистор R к источнику питания U_n таким образом, что напряжение на нем имеет встречную полярность. В результате через конденсатор течет ток перезарядки i_c . Так как $i_R = i_{\delta 1} + i_c$, появление тока перезарядки приведет к уменьшению тока базы $i_{\delta 1}$, и транзистор VT1 из режима насыщения перейдет в активный режим. Здесь следует заметить, что ток, протекающий через резистор R , имеет максимальное значение $I_R = U_n/R$ и при любом состоянии схемы практически не меняется. Поэтому, насколько увеличится i_c , настолько уменьшится ток i_{δ} и наоборот.

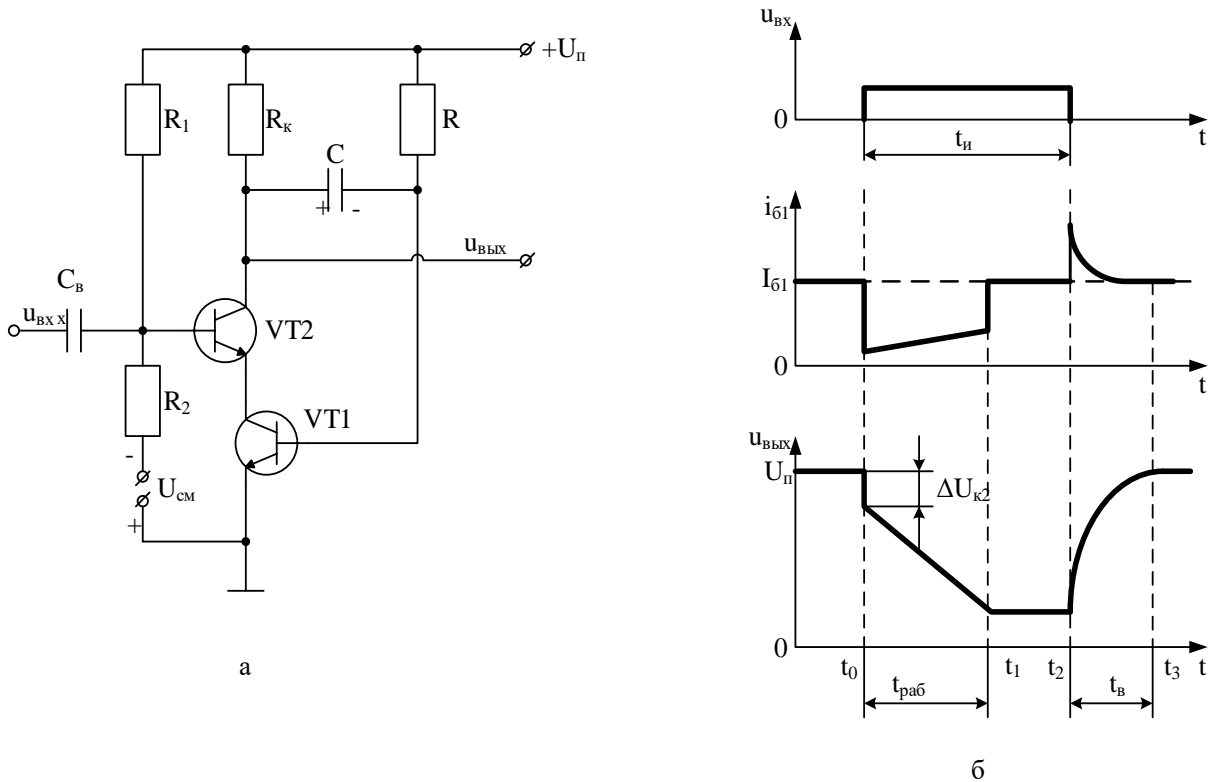


Рис. 2.9

Начальный ток перезарядки конденсатора I_0 можно определить, если рассмотреть цепь, состоящую из резистора R , заряженного конденсатора C и открытых транзисторов VT1 и VT2. В этой цепи

$$U_n = u_R - u_C + u_{\text{вых}},$$

где $U_R = R(I_0 - i_{\delta 1})$, $U_C \approx U_n$, $U_{\text{вых}} = U_n - \Delta U_{к2}$.

Обычно $I_0 > i_{\beta 1}$, поэтому

$$I_0 = (U_{\pi} + \Delta U_{к2})/R \approx U_{\pi}/R. \quad (2.12)$$

Компенсация изменения напряжения на конденсаторе выходным напряжением во время рабочей стадии в этой схеме осуществляется следующим образом. Уменьшение тока перезарядки конденсатора C приводит к росту базового тока $i_{\beta 1}$. В результате увеличивается коллекторный ток $i_{к1} = h_{21э} i_{\beta 1}$, что приводит к уменьшению выходного напряжения $U_{вых}$ за счет увеличения падения напряжения на резисторе $R_{к}$. При этом на выходе схемы образуется импульс линейно спадающего напряжения. Как видно, чем больше коэффициент усиления схемы, тем меньшее изменение базового тока вызывает эффект компенсации. Таким образом, работа генератора соответствует рассмотренной структурной схеме (рис. 2.8).

Из соотношений (2.5) и (2.6) следует, что скорость изменения выходного напряжения равна

$$\left| \frac{du}{dt} \right| = \frac{KU}{\tau_{\text{ЭКВ}}} e^{-t/\tau_{\text{ЭКВ}}},$$

а коэффициент нелинейности при $t_{\text{раб}} = \tau_{\text{ЭКВ}}$

$$K = 1 - e^{-\frac{t_{\text{раб}}}{\tau_{\text{ЭКВ}}}} \approx \frac{t_{\text{раб}}}{(1+K)RC}. \quad (2.13)$$

При малом коэффициенте нелинейности амплитуда импульса ЛИН может быть определена как произведение начальной скорости изменения выходного напряжения $\left| \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} \right|_{t-t_0} = \frac{K\Delta U}{\tau_{\text{ЭКВ}}}$ на длительность рабочей стадии $t_{\text{раб}}$:

$$U_M = \frac{K\Delta U_n t_{\text{раб}}}{\tau_{\text{ЭКВ}}} = \frac{K}{1+K} U_n \frac{t_{\text{раб}}}{RC}. \quad (2.14)$$

Отсюда коэффициент использования напряжения источника питания с учетом того, что $K/(1+K) \approx 1$ при $K \gg 1$, равен

$$K_{\text{и}} = t_{\text{раб}}/(RC). \quad (2.15)$$

Из выражений (2.14) и (2.15) следует, что коэффициент нелинейности в $(1 + K)$ раз меньше коэффициента использования напряжения источника питания.

При расчете амплитуды импульса с использованием формулы (2.15) следует иметь в виду, что она справедлива только при условии, что транзистор VT1 находится в активном режиме. А это возможно, когда амплитуда импульса ЛИН меньше напряжения источника питания на $0,5... 1$ В. Таким образом, в рассматриваемом генераторе $K_u = 0,8...0,9$.

Эффект компенсации, а следовательно и стабилизация тока перезарядки конденсатора C имеют место до тех пор, пока транзистор VT1 находится в активном режиме, т.е. пока сохраняется пропорциональная зависимость между базовым и коллекторным токами. Если входной импульс не закончится в момент времени t_1 , когда транзистор VT1 окажется на границе насыщения, то в дальнейшем выходное напряжение и напряжение на конденсаторе C будут оставаться постоянными и малыми.

Когда в момент времени t_2 закончится входной импульс, транзистор VT1 закроется и разряженный конденсатор начнет заряжаться от источника питания через резистор и переход «база – эмиттер транзистора VT2. По мере зарядки конденсатора выходное напряжение увеличивается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_k C$. Таким образом, время восстановления $t_e = (3...5)R_k C$. Однако при этом уменьшается коэффициент усиления K_u , что приводит к увеличению коэффициента нелинейности.

Скорость изменения выходного напряжения в таком генераторе можно регулировать, изменяя либо емкость конденсатора C , либо сопротивление резистора R . При этом, естественно, изменяется длительность рабочей стадии, если $t_{ин} > t_{раб}$. Из временной диаграммы следует, что в таком генераторе имеется

холостой промежуток времени (t_1, t_2). когда выходное напряжение остается постоянным. Его можно исключить, если точно согласовать длительность входного импульса и длительность рабочей стадии $t_{и} = t_{раб}$. Однако при генерировании импульсов ЛИН с различной крутизной такое согласование обеспечить в этой схеме трудно.

2.5. Параметры линейно изменяющегося напряжения

Линейно изменяющееся напряжение (ЛИН) характеризуется длительностью рабочей стадии $T_{пр}$ (рис. 2.10), длительностью стадии восстановления $T_{обр}$, максимальным значением перепада напряжения за время рабочей стадии $U_m = U_2 - U_1$, коэффициентом нелинейности ε и коэффициентом использования напряжения источника питания ξ .

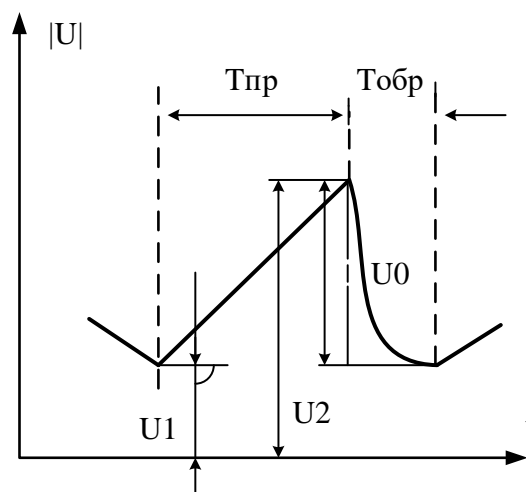


Рис. 2.10

Коэффициент нелинейности указывает на величину отклонения напряжения в рабочей стадии от линейного закона и определяется выражением

$$\varepsilon = \frac{U'_c(0) - U'_c(T_{пр})}{U'_c(0)}, \quad (2.16)$$

где $U'_c(0)$ и $U'_c(T_{\text{пр}})$ – скорости изменения напряжения в начале и в конце рабочей стадии.

Как правило, ЛИН формируется в результате заряда или разряда конденсатора C почти постоянным током. Считая, что

$$U'_c(0) = \frac{dU_c}{dt} = \frac{I_{\text{нач}}}{C}; \quad U'_c(T_{\text{пр}}) = \frac{dU_c(T_{\text{пр}})}{dt} = \frac{I_{\text{кон}}}{C}, \quad (2.17)$$

можно формулу для коэффициента нелинейности переписать в виде

$$\varepsilon = \frac{I_{\text{нач}} - I_{\text{кон}}}{I_{\text{нач}}}, \quad (2.18)$$

где $I_{\text{нач}}$ и $I_{\text{кон}}$ – значения зарядных (разрядных) токов в начале и в конце рабочей стадии.

Коэффициент нелинейности ε будет тем меньше, чем более постоянен во времени зарядный (разрядный) ток. В зависимости от области применения ГЛИН коэффициент нелинейности имеет значение от долей до единиц и даже десятков процентов.

Эффективность работы ГЛИН оценивается коэффициентом использования источника питания E : $\xi = \frac{U_m}{E}$. Для наиболее совершенных схем генераторов ξ может иметь величину порядка 0,9.

Отношение ξ/ε , которое характеризует совокупность обоих главных параметров, можно назвать добротностью ГЛИН: $\delta = \xi/\varepsilon$. Очевидно, что качество ГЛИН в целом тем выше, чем больше его добротность.

2.6. Эквивалентная схема ГЛИН

Методы построения ГЛИН удобно рассматривать с помощью общей эквивалентной схемы. На рис. 2.11 изображена эквивалентная схема для случая, когда ЛИН формируется зарядным током $I_{\text{пр}}$.

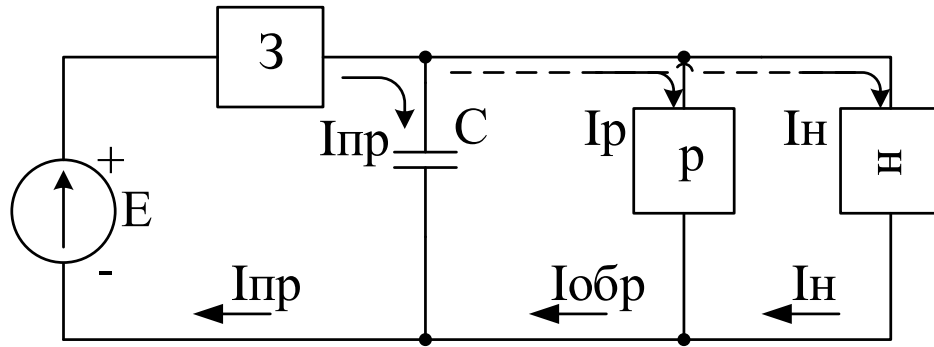


Рис. 2.11

На схеме также обозначены: E – источник питания; Z – зарядный элемент, обеспечивающий заряд емкости C в интервале $T_{пр}$; P – разрядный элемент, обеспечивающий разряд емкости C током $I_{обр}$ в интервале $T_{обр}$; N – нагрузка в виде сопротивления R_N .

Обычно в реальных ГЛИН $T_{пр} > T_{обр}$, а следовательно, $I_{обр} > I_{пр}$. Поскольку диапазон изменения напряжений во время $T_{пр}$ и $T_{обр}$ одинаков (рис. 2.10), то разрядный элемент должен иметь значительно большее допустимое значение тока в импульсе, т.е. обладать малым сопротивлением. Отметим, что без принятия специальных мер стабилизации зарядный и разрядный токи, протекающие через конденсатор, изменяются по экспоненциальному закону [1].

2.7. Разновидности ГЛИН

По тем методам, с помощью которых достигается линейность изменений напряжений в течение $T_{пр}$, все схемы ГЛИН подразделяются на три группы:

1. ГЛИН с простой интегрирующей RC-цепочкой. В них разряд и заряд (рис. 2.12,а) конденсатора C осуществляется через сопротивление R большой величины. Эти ГЛИН наиболее просты, но качество их работы низкое: ε – велик, ξ и δ – малы.

2. ГЛИН с токостабилизирующим двухполюсником. В них разряд или заряд (рис. 2.12,б) конденсатора C идет через нелинейный элемент $R = f(U_R)$, вольт-амперная характеристика имеет участок с высоким дифференциальным сопротивлением ГЛИН, построенные по такому принципу, называются также ГЛИН с параметрическим стабилизатором тока. Эти генераторы обеспечивают средние значения ζ и δ более 10.

3. ГЛИН компенсационного типа или ГЛИН со следящей связью. Для стабилизации тока, протекающего через конденсатор C (рис. 2.12,в), вырабатывается специальное компенсирующее напряжение $K\Delta U_c$. Это делается с помощью усилителей, охваченных цепью обратной связи. Среднее значение $\varepsilon < 1 \%$, $\delta > 50$.

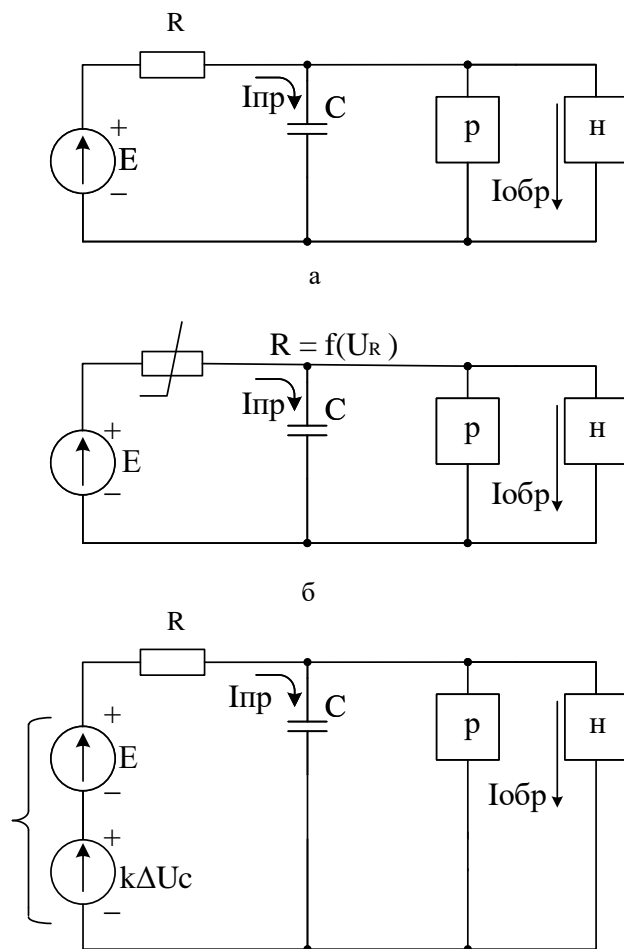


Рис. 2.12

Рассмотрим принцип работы ГЛИН каждой из трех указанных групп. Схема ГЛИН с простой интегрирующей цепочкой изображена на рис. 2.13. Она представляет собой несимметричный мультивибратор. Выходное напряжение снимается с конденсатора C , а триггер с эмиттерной связью играет роль разрядного элемента. Данный генератор относится к ГЛИН с самовозбуждением. Для исключения постоянной составляющей напряжения U_1 (см. рис. 2.10) используется переходная емкость C_1 и фиксирующий диод V_3 . Эти элементы схемы не оказывают существенного влияния на форму выходного сигнала.

Рассмотрим рабочий цикл такого ГЛИН. В начальный момент после включения источника питания напряжение на конденсаторе C равно U_c и ГЛИН находится в исходном состоянии (транзистор V_1 заперт, V_2 – насыщен). Конденсатор C медленно заряжается через сопротивление R_0 по экспоненциальному закону с постоянной времени R_0C . Такой процесс заряда продолжается до тех пор, пока U_c не достигает потенциала опирания V_1 , равного U_2 . В этот момент открывается V_1 и начинается быстрый разряд C через малое входное сопротивление открытого транзистора V_1 .

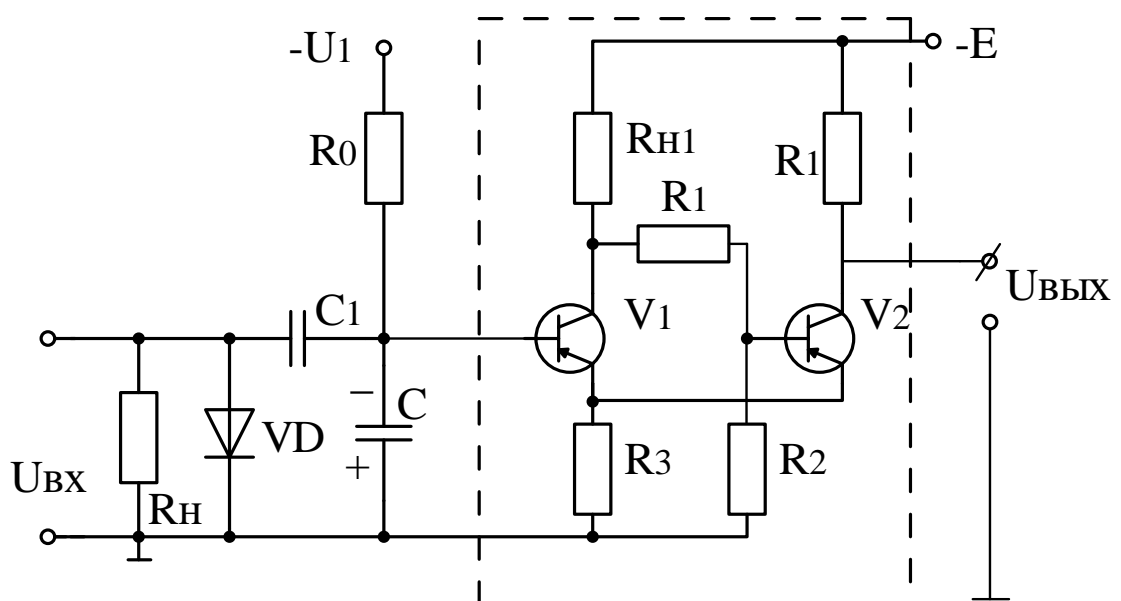


Рис. 2.13

Если величину сопротивления R подобрать так, чтобы нагрузочная прямая на входной характеристике триггера пересекала отрицательный участок, то при достижении $U_c = U_1$ схема вернется в исходное состояние и рабочий цикл повторится, т.е. в схеме будут происходить автоколебания. Типичные для данной схемы ГЛИН значения параметров: $\varepsilon = 3 \div 10 \%$ и $\delta = 0,8 \div 0,95$.

4. Транзисторный ГЛИН с параметрической стабилизацией тока (рис. 2.14) работает в ждущем режиме (с внешним запуском). Роль стабилизирующего и основного разрядного элемента здесь выполняет транзистор $V1$. Зарядным элементом служит ключ на транзисторе $V2$, управляемый внешним сигналом.

Главным требованием к параметрическому стабилизатору тока является постоянство тока при изменениях напряжения, т. е. возможно большее дифференциальное сопротивление:

$$r_1 = \left(\frac{dU_{k1}}{dI_{k1}} \right)_{I_3 = const} \quad (2.19)$$

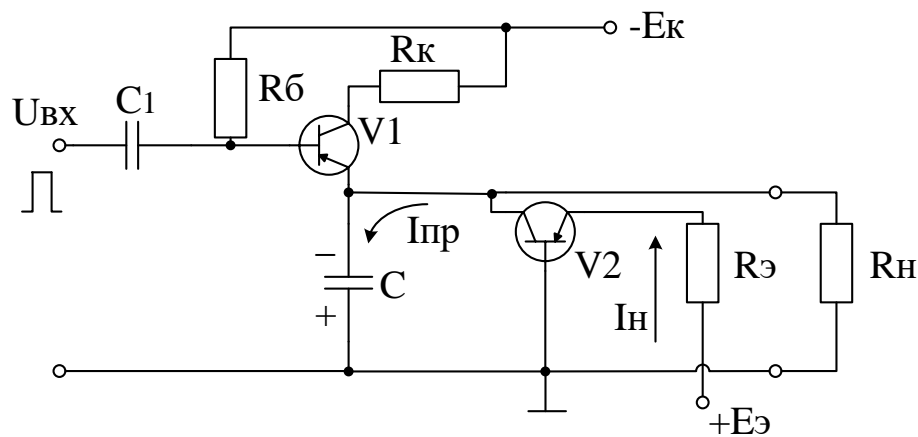


Рис. 2.14

Наиболее простым элементом такого типа может служить транзистор, включенный по схеме с общей базой при заданном токе эмиттера I_3 . Как следует из выходных характеристик транзистора, напряжение между коллектором и базой не зависит от тока I_{k1} , и

является лишь функцией физических параметров базы, коллекторного напряжения и схемы питания. Это дает возможность, подключив емкость C к коллекторному переходу транзистора $V1$, получить стабилизатор тока и обеспечить ее разряд постоянным разрядным током $I_{к2}$, который будет определяться лишь значениями $R_э$ и $E_э$.

Рабочий цикл ГЛИН со стабилизатором определяется следующим. В исходном состоянии транзистор $V2$ открыт и конденсатор C заряжен до напряжения U_2 от источника питания – E_k . С приходом запирающего импульса от внешнего источника транзистор $V2$ запирается и начинается линейный разряд конденсатора C через транзистор $V1$, сопротивление $R_э$ и источник эмиттерного питания транзистора $V1$ ($+E_э$). Линейный разряд конденсатора продолжается до тех пор, пока действие запирающего импульса не кончится, после чего вновь открывается транзистор $V2$ и напряжение на конденсаторе C вновь понижается от U_1 к U_2 .

ГЛИН данного типа могут обеспечивать коэффициенты нелинейности $\varepsilon = 1 - 5\%$ при сравнительно большой амплитуде напряжения $U_m = (10 - 20)$ В, которая ограничивается максимально допустимым напряжением между коллектором и базой транзистора $V1$.

5. Генераторы со следящей связью. Имеются две разновидности ГЛИН, отличающиеся типом следящего элемента. Для первой разновидности характерно то, что следящая связь осуществляется непосредственно по напряжению ΔU : при этом компенсирующее напряжение $K\Delta U_c$ близко к ΔU_c и, значит, следящий элемент должен быть повторителем. Эквивалентная схема такого ГЛИН изображена на рис. 2.15,а.

Для второй разновидности характерно то, что следящая связь осуществляется по разности напряжений $\Delta U_c - K\Delta U_c$; при этом компенсирующее напряжение $K\Delta U_c$ намного больше этой разности и, значит, следящий элемент должен быть усилителем (рис. 2.15,б).

Первую разновидность называют ГЛИН с повторительной следящей связью или с положительной обратной связью, а вторую – ГЛИН с усилительной следящей связью или с отрицательной обратной связью.

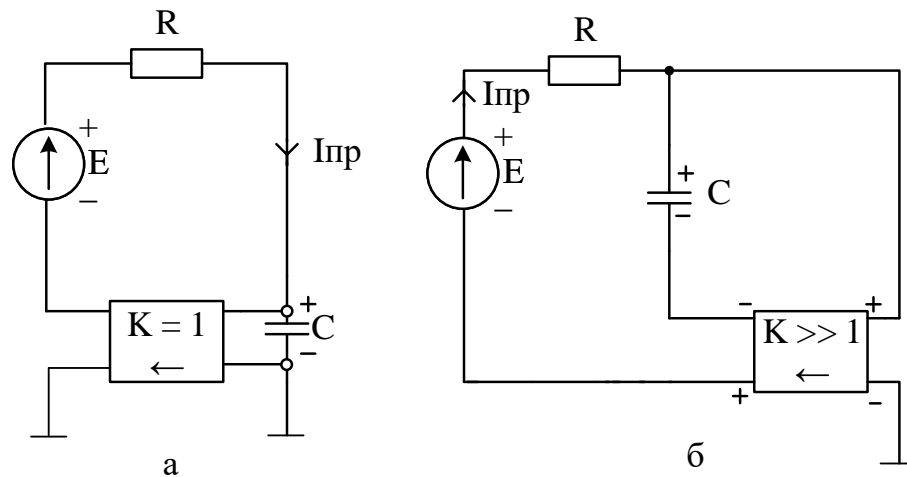


Рис. 2.15

Вариант ГЛИН с повторительной связью, работающий по схеме, изображенной на рис. 2.15,а. представлен на рис. 2.16. Он содержит управляемый внешним возбуждением ключ на транзисторе $V1$ и эмиттерный повторитель на транзисторе $V2$.

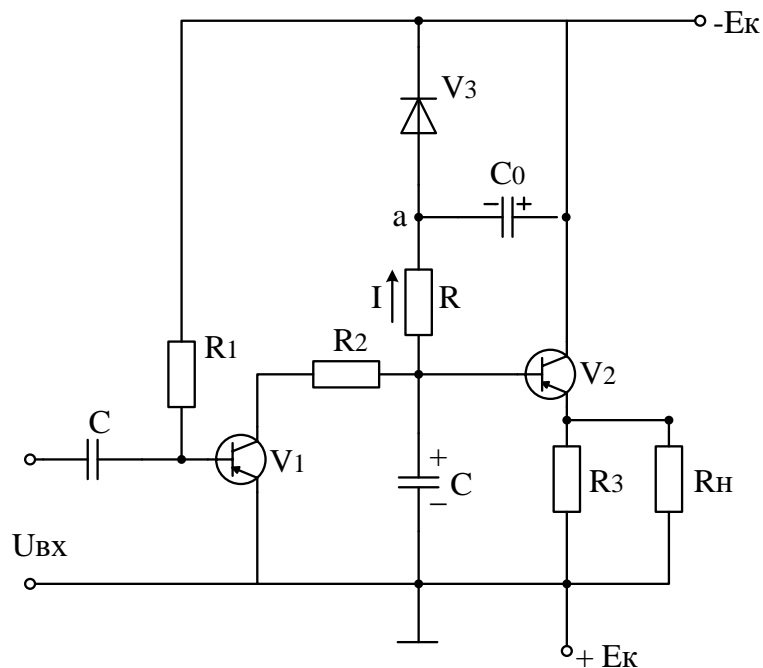


Рис. 2.16

На рис. 2.17 представлены временные диаграммы напряжений (относительно заземленной точки) на емкости U_c и резисторе R (в точке «а»), а также временная диаграмма напряжений U_{c0} на конденсаторе C_0 .

Рассмотрим рабочий цикл этого ГЛИН. В начальный момент времени транзистор $V1$ открыт и по цепи эмиттер–коллектор $V1$, R_2 , $V3$, E_k протекает ток $I(0)$. Напряжение на емкости C близко к нулю, так как она шунтируется низким сопротивлением открытого транзистора $V1$. С приходом запирающего импульса $V1$ запирается, и ток начинает протекать через емкость C заряжая её. Соответственно начинает уменьшаться напряжение на емкости U_c . С выхода эмиттерного повторителя уменьшение напряжения ΔU_c передается через большую емкость C_0 на сопротивление R в точку «а», где оно складывается с начальным напряжением U_a . Когда напряжение в точке «а» достигает величины $U_a = E_k$, диод $V3$ закрывается, и дальнейший заряд емкости C продолжается за счет энергии, запасенной ранее большой емкостью ($C_0 \gg C$). Напряжение U_{c0} за время $T_{пр}$ меняется незначительно.

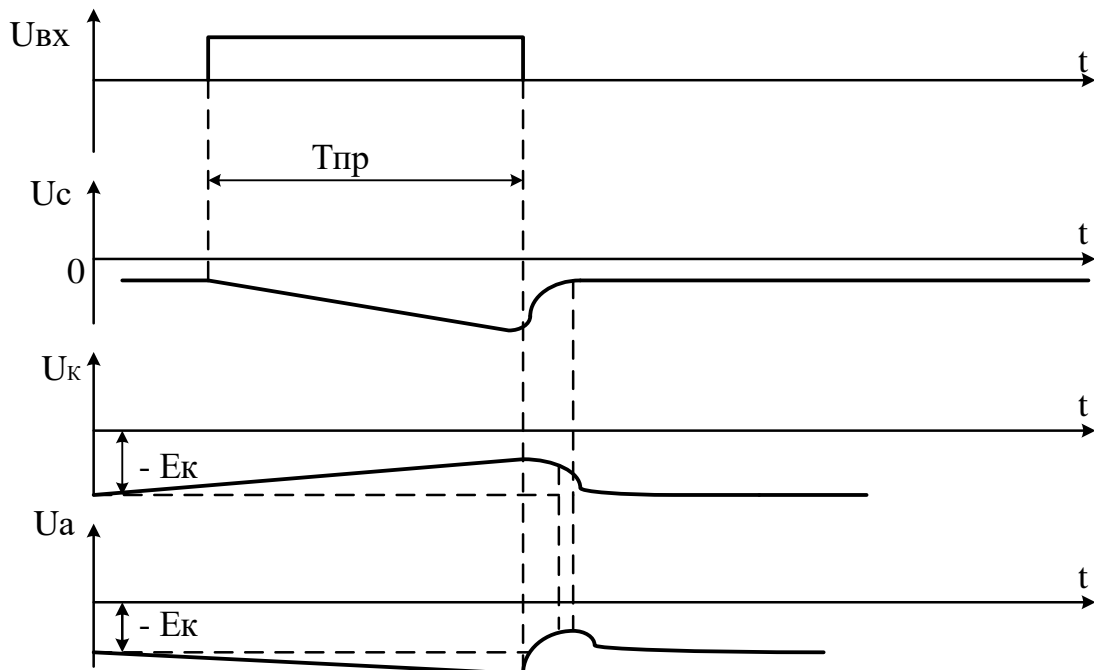


Рис. 2.17

Когда действие запускающего импульса оканчивается, транзистор $V1$ открывается и конденсатор C разряжается через $V1$. В конце разряда C , когда $U_a \approx -E_k$, диод $V3$ открывается, конденсатор C_0 подзаряжается от источника $-E_k$ до своего максимального значения и схема возвращается в исходное состояние.

2.8. Задание для практической работы

Практическое задание состоит из двух частей. При выполнении первой части исследуется простейший ГЛИН с разрядным триггером, работающий в автоколебательном режиме. Во второй части практического задания исследуется генератор с параметрическим стабилизатором тока и повторительной следящей связью.

Схема стенда представлена на рис. 2.18. На стенде смонтированы три макета ГЛИН. Первый макет собран на транзисторах $V1$ и $V2$ и представляет собой генератор с интегрирующей цепочкой и разрядным триггером. Этот ГЛИН работает в автоколебательном режиме. Второй макет (транзисторы $V3$ и $V4$) – транзисторный ГЛИН с параметрическим стабилизатором тока. Третий (транзисторы $V5$ и $V6$) – генератор с повторительной связью.

В связи с тем, что вторая и третья схемы представляют собой ГЛИН с внешним запуском, на стенде предусмотрен мультивибратор, генерирующий прямоугольные импульсы, которые через переключатель $S4$ подаются на вход одной из схем. Когда переключатель в положении 1, импульсы подаются на ГЛИН с параметрическим стабилизатором тока, а когда в положении 2 – на ГЛИН с повторительной связью.

Кроме того, величина времязадающих конденсаторов может ступенчато регулироваться с помощью переключателей $S1$, $S2$ и $S3$.

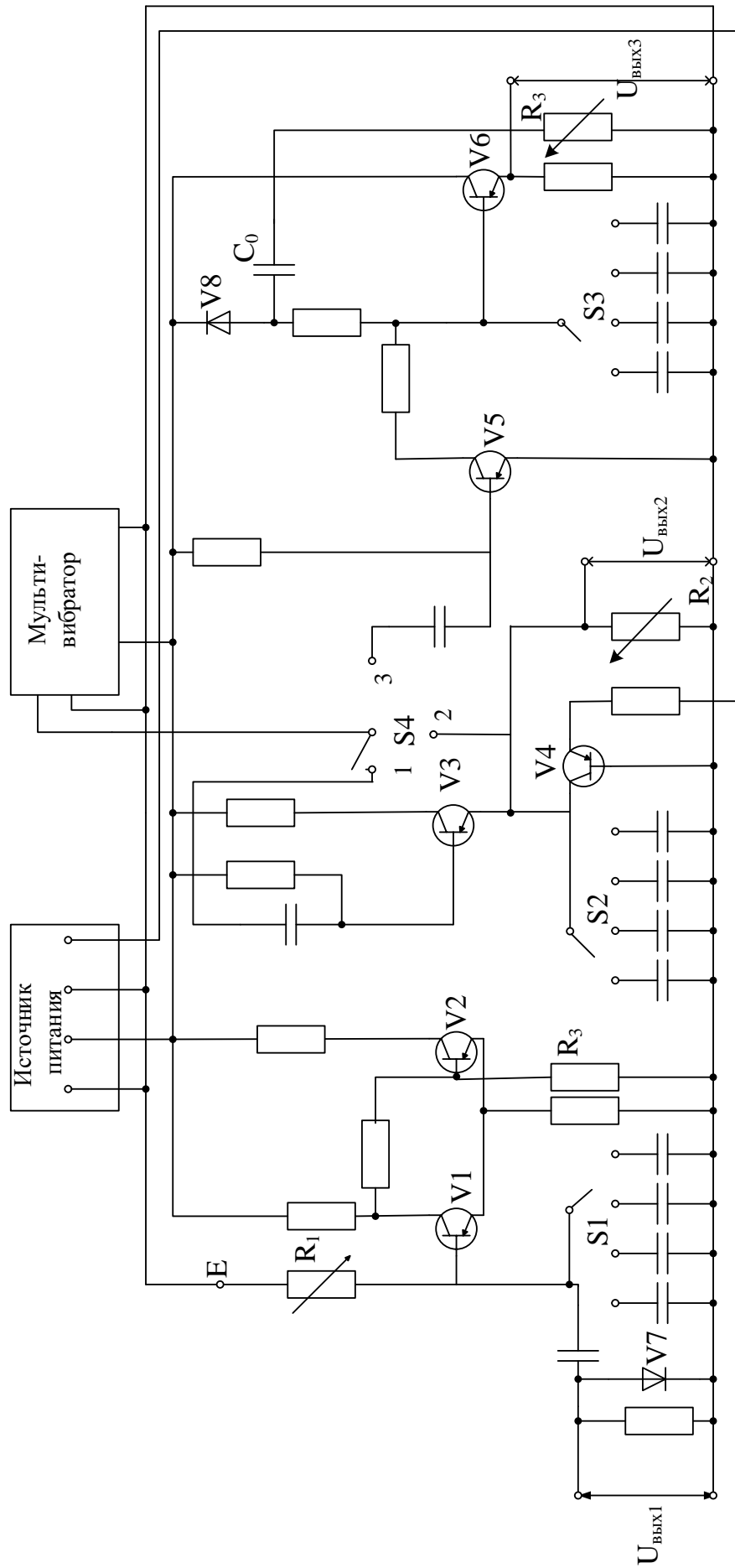


Рис. 2.18

Имеются также плавные регулировки величины зарядного сопротивления R_1 и сопротивлений нагрузки R_{u2} и R_{u3} . В соответствии со схемой стенда, которая нанесена на его лицевую панель, предусмотрены гнезда для подключения измерительного осциллографа.

2.8.1. Часть первая практического задания

1. Определить зависимости длительной $T_{пр}$ ЛИН от величины зарядного сопротивления R_1 при разных значениях емкости C . Для этого необходимо: подключить измерительный осциллограф, предварительно откалибровав его по амплитуде и длительности развертки, к гнездам « $U_{вых1}$ » на стенде; включить источник питания стенда; установить переключатель S_1 в первое положение; плавно увеличивая сопротивление R_1 , отметить появление автоколебаний в схеме; измерить в 6 – 8 точках значения длительности $T_{пр}$ ЛИН; указанную операцию проделать для других положений переключателя S_1 ; операцию проделать для других положений переключателя S_1 ; по данным измерений построить графики зависимостей $T_{пр} = f(R_1)$ при $C = \text{const}$, учитывая при этом, что значения сопротивления на шкале движка потенциометра R_1 даны в килоомах, а значения емкости C при различных положениях S_1 в микрофарадах.

2. Определить величину нелинейности выходного напряжения при трех значениях сопротивления R_1 . Для этого необходимо: установить переключатель S_1 в одно из положений, зарисовать осциллограммы выходного напряжения при значении сопротивления R_1 . Для этого необходимо: установить переключатель S_1 в одно из положений, изобразить осциллограммы выходного напряжения при значениях сопротивления R_1 , соответствующих началу возникновения и

моменту срыва генерации, а также при средней величине сопротивления R_1 между двумя вышеуказанными. По осциллограммам определить $U'_c(0)$, $U'_c(T_{пр})$ и рассчитывать по формуле 2.1 величину ε .

3. Определив величину напряжения E , заряжающего емкость C через сопротивления R_1 , найти отношение $\xi = \frac{U_m}{E}$ для полученных осциллограмм, по найденным значениям ξ и ε рассчитать ϑ . Отметить как изменяется добротность ГЛИН при изменении R_1 .

По этим данным построить зависимости $\delta = f(R_1)$.

2.8.2. Часть вторая практического задания

1. Определить зависимость амплитуды пилообразного напряжения на выходе ГЛИН с параметрическим стабилизатором тока от величины сопротивления нагрузки R_{u2} при различных значениях емкости C , задаваемых положением переключателя S2. Для этого необходимо подключить измерительный осциллограф к гнездам « U_{max2} » поставив тумблер S4 в положение 1, подать от мультивибратора запускающие импульсы на вход генератора; изменяя величину сопротивления R_{u24} снять 8–10 точек характеристик; по данным измерений построить зависимости $U_{max2} = f(R_3)$.

2. Определить осциллограммы выходного напряжения на кальку при трех значениях сопротивления нагрузки R_{u3} и по этим осциллограммам рассчитать коэффициенты нелинейности. Отметить, как зависит коэффициент нелинейности от величины $R_{к2}$. По данным измерений построить зависимость $\varepsilon = f(R_3)$.

3. Переведя тумблер S4 в положение II, подать на ГЛИН со следящей связью запускающие импульсы от мультивибратора. Измерительный осциллограф подключить к гнездам « $U_{вых л}$ ».

Произвести те же измерения, что и при исследовании ГЛИН с параметрическим стабилизатором тока.

Построить по данным измерений зависимость $\varepsilon = f(R_u)$, ($R_u = R_{2;3}$).

Контрольные вопросы

1. Основные параметры ГЛИН.
2. Методы построения Глин и их разновидности.
3. Устройство и принцип действия простейшего ГЛИН с разрядным триггером.
4. Устройство и принцип действия ГЛИН с параметрическим стабилизатором тока.
5. Устройство и принцип действия ГЛИН со следящей связью.
6. Разновидности ГЛИН со следящей связью.

3. Симметричные и несимметричные триггеры

3.1. Основные теоретические сведения

Триггером называется устройство, которое обладает двумя устойчивыми состояниями равновесия и способностью скачкообразно переходить из одного состояния равновесия в другое под действием соответствующего входного сигнала [5].

Функциональной (пусковой, динамической) характеристикой триггера называется зависимость выходного напряжения от входного. Она имеет вид, показанный на рис. 3.1, и может быть описана четырьмя параметрами: двумя пороговыми значениями входного напряжения, при достижении которых происходит переключение триггера из одного состояния в другое, и двумя значениями выходного напряжения, соответствующими двум состояниям равновесия.

Наиболее широко триггеры используются в вычислительной технике в качестве запоминающих элементов, поэтому двум значениям выходного напряжения триггера U^0 и U^1 обычно приписывают значения нуля или единицы двоичной системы счисления. Кроме основного, так называемого прямого выхода Q , триггер может иметь второй – инверсный выход \bar{Q} . Когда на выходе Q – напряжение соответствует единице, на выходе \bar{Q} – нулю и наоборот.

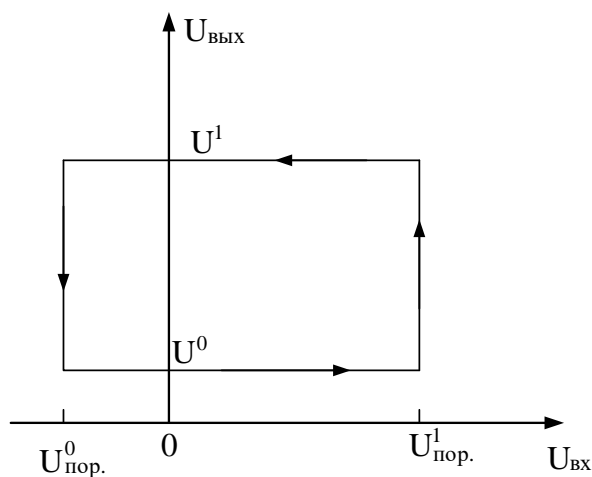


Рис. 3.1

3.2. Несимметричный триггер (Шмидта)

Транзисторный триггер, как и триггер на интегральных логических схемах, состоит из двух усилительных ступеней, соединённых RC-связью. Если ступени полностью одинаковы, триггер называется симметричным, в противном случае – несимметричным. Возможны две основные разновидности несимметричного транзисторного триггера: с коллекторно-базовыми связями и с эмиттерной связью. Принципиальная схема триггера с эмиттерной связью показана на рис. 3.2.

Это устройство относится к типу RS-триггеров, однако для подачи запускающих сигналов обычно используется один вход-

транзисторов оказывается закрытым, а другой – насыщенным, что и соответствует одному из устойчивых состояний. В этом состоянии триггер находится до поступления следующего запускающего сигнала.

Временные диаграммы напряжений на базах относительно эмиттеров ($U_{бэ1}$, $U_{бэ2}$) и на коллекторах ($U_{к1}$, $U_{к2}$) транзисторов относительно общей шины (корпус) в течение трёх последовательных опрокидываний показаны на рис. 3.3.

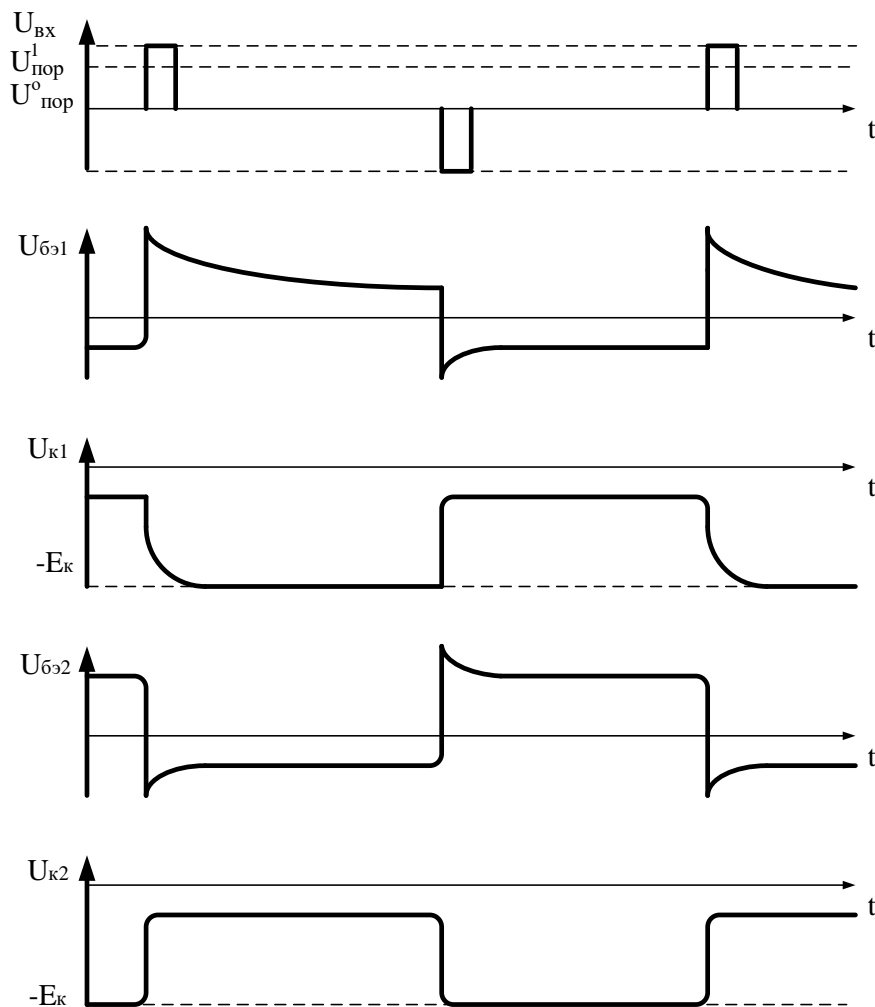


Рис. 3.3

Для того чтобы существовали два устойчивых состояния и возможность опрокидывания, между параметрами схемы триггера нужно выдерживать определённые соотношения. В частности,

условие насыщения транзистора V2 можно записать в виде неравенства

$$R_6 \geq \frac{\beta_{\text{мин}} R_3 R}{\beta_{\text{мин}} R_{K2} - R},$$

где $\beta_{\text{мин}}$ – минимальное значение коэффициента усиления по току используемых транзисторов, которые обычно однотипны. Насыщение транзистора V1 происходит при условии, что

$$R_1 \leq \frac{\beta_{\text{мин}} R_2 R_{K1}}{\beta_{\text{мин}} R_3 + R_2}.$$

По известным параметрам схемы можно найти пороги срабатывания:

$$U_{\text{пор}}^1 \approx \left(\frac{R_3}{R_{K2} + R_3} \right) E_K,$$

$$U_{\text{пор}}^0 \approx \frac{\varepsilon E_K}{1 + \varepsilon \frac{R_{K1}}{R_3}},$$

где $\varepsilon = \frac{R_6}{R + R_6}$.

В схему триггера входит конденсатор C, который называется ускоряющим. Без этого конденсатора скачок напряжения, возникающий на коллекторе транзистора V1, был бы передан на базу транзистора уменьшенным из-за наличия делителя R, R₆ и сглаженным входной ёмкостью транзистора V2. Через конденсатор C скачок напряжения передаётся без изменения, и поэтому повышаются скорость опрокидывания триггера и его чувствительность к запускающим сигналам.

Вместе с тем введением в схему триггера емкости C имеет и некоторые отрицательные последствия, вызываемые процессами перезаряда этой емкости. Если после очередного опрокидывания транзистор V1 оказывается закрытым, происходит заряд конденсатора C. Зарядный ток протекает через участок эмиттер-база транзистора V2 и через резистор R_{K1}. В результате напряжение на коллекторе транзистора V1 устанавливается замедленно (см. рис. 3.3), а транзистор V2 во время заряда

находится в состоянии более глубокого насыщения, чем в статическом режиме. При следующем опрокидывании транзистор $V1$ открывается и конденсатор C разряжается через резистор R_3 , а также по цепи $R_3, V1$. Запирающее напряжение на базе транзистора $V2$ во время разряда больше, чем в статическом режиме. В итоге чувствительность триггера к запускающим импульсам во время процессов перезаряда оказывается пониженной. Поэтому емкость C выбирают минимальной величины (обычно порядка 100 пФ). Запускающие сигналы подаются на базу транзистора $V1$. Если триггер запускается импульсами, они должны иметь чередующуюся полярность.

Триггер с эмиттерной связью используется как пороговое устройство, реагирующее на определённый уровень сигнала, а также для формирования прямоугольных импульсов из синусоидальных и других сигналов не прямоугольной формы.

3.3. Симметричный триггер

Симметричный транзисторный триггер состоит из двух совершенно одинаковых усилительных ступеней, соединённых коллекторно-базовыми связями. Схема его без цепей запуска показана на рис. 3.4.

Подобно триггеру с эмиттерной связью симметричный триггер обладает двумя устойчивыми состояниями; в одном из них транзистор $V1$ закрыт, а транзистор $V2$ насыщен, в другом, наоборот, $V2$ закрыт, $V1$ насыщен. Наличие двух устойчивых состояний обеспечивается соответствующим подбором параметров элементов схемы.

В частности, должны выполняться следующие неравенства:

$$R_6 \leq \frac{E_6}{I_{к0}}, \quad (3.1)$$

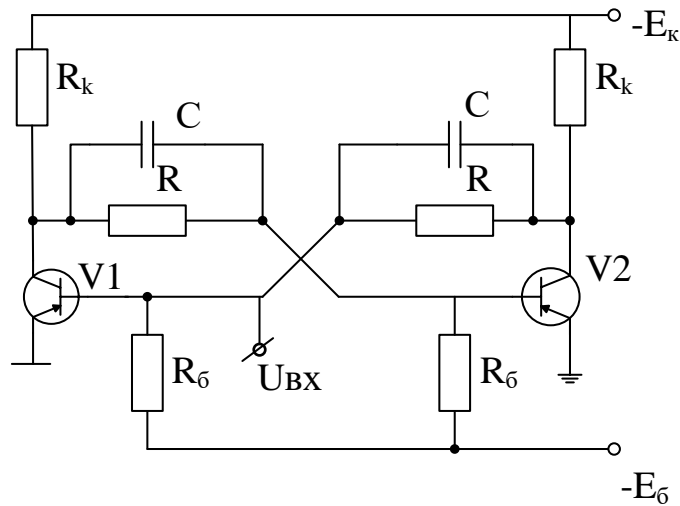


Рис. 3.4

$$R \leq R_K \left(\frac{\beta}{1 + \beta \frac{E_g R_K}{E_K R_g}} - 1 \right), \quad (3.2)$$

где I_{K0} – коллекторный ток закрытого транзистора.

Чтобы триггер мог скачкообразно переходить из одного устойчивого состояния в другое, усиление каждой ступени, вычисленное с учётом делителя R , C , R_g и входного сопротивления следующего транзистора, должно быть больше единицы. Это требование автоматически выполняется, если выполнены неравенства (3.1) и (3.2). Переключение триггера (как симметричного, так и несимметричного) происходит в течение интервала времени, длительность которого зависит от инерционности транзистора и величины паразитных емкостей. Рассмотрим процесс переключения, предполагая, что в исходном состоянии транзистор V2 закрыт, а транзистор V1 насыщен и на базу его подан запускающий прямоугольный импульс тока положительной полярности (рис. 3.5).

Если i_{BX} превышает базовый ток насыщенного транзистора, последний меняет своё направление и происходит рассасывание избыточного заряда. В момент времени t_1 транзистор V1 выходит из режима насыщения, начинает уменьшаться его коллекторный

ток и возрастает (по абсолютной величине) коллекторное напряжение. Через цепь R, C, R_6 это изменение коллекторного напряжения передается на базу транзистора V_2 , и в момент времени t_2 он открывается. После этого оба транзистора оказываются в активном режиме и развивается процесс лавинообразного изменения коллекторных и базовых токов. Этот процесс заканчивается в момент t_3 запирающим транзисторов V_1 (см. рис. 3.5). В это же время заканчивается и запускающий импульс тока, так как эмиттерно-базовый переход транзистора V_1 закрывается.

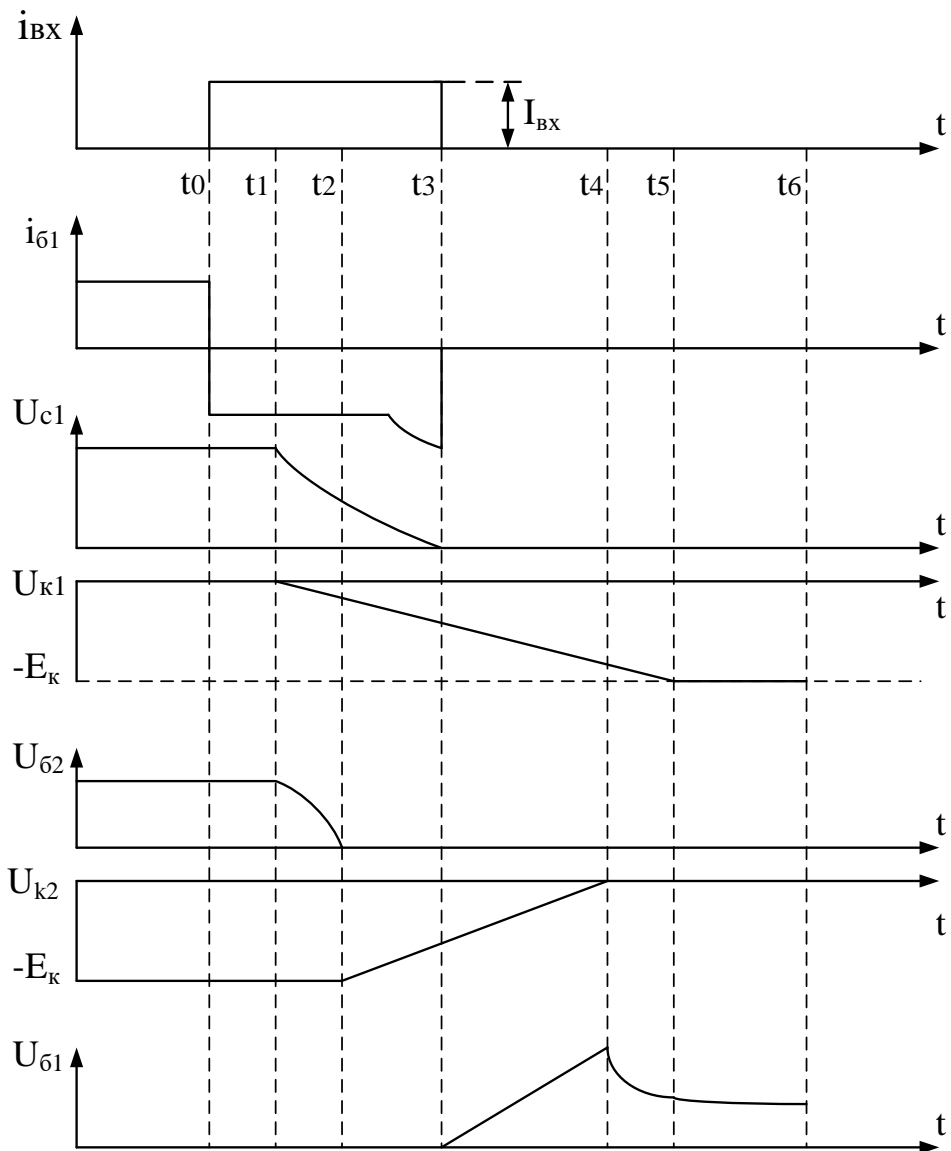


Рис. 3.5

Далее следует процесс установления других значений напряжения, соответствующих новому устойчивому состоянию триггера. Он связан с изменением заряда ускоряющих конденсаторов C и протекает в общих чертах так же, как и в несимметричном триггере.

Отличие, однако, состоит в том, что процессы заряда и разряда совмещены во времени: когда один из ускоряющих конденсаторов разряжается, другой заряжается. После рассмотренного опрокидывания происходит заряд конденсатора, подсоединённого к коллектору транзистора $V1$. Зарядный ток создаёт падение напряжения на резисторе R_K , в результате чего напряжение на коллекторе $V1$ меньше (по абсолютной величине), чем E_K . К моменту времени t_5 заряд оканчивается. Длительность спада $t_{сп} = t_5 - t_1 \approx 3R_K C$.

Ускоряющий конденсатор, подключённый к коллектору открывшегося транзистора $V2$, в это время разряжается и создает на базе транзистора $V1$ повышенное запирающее напряжение. Чувствительность триггера к запускающим импульсам в этот период понижена. Длительность разрядов (промежутков между запускающими импульсами):

$$t_x = 3 \frac{RR_6}{R+R_6} C.$$

Важной характеристикой симметричного триггера является его разрешающее время – минимальный интервал между запускающими импульсами, при котором переключение происходит еще без пропусков запускающих импульсов. Для уменьшения разрешающего времени выбирают наименьшую возможную емкость ускоряющих конденсаторов, применяют высокочастотные импульсные транзисторы, снижают степень насыщения открытого транзистора [1, 5].

Запирающее смещение в цепи без транзисторов также можно подать различными способами. Показанная на рис. 3.4 схема с отдельным источником смещения E_6 применяется в аппаратуре с большим числом триггеров.

Для единичных триггеров целесообразно автоматическое смещение, создаваемое цепью R_3C_3 (рис. 3.6). Транзисторные триггеры могут работать и без смещения, однако их надёжность и рабочий диапазон температур при этом существенно уменьшаются.

Схемные усовершенствования, направленные на уменьшение разрешающего времени в сочетании с различными способами подачи смещения, создают большое разнообразие схем триггеров, но рабочие процессы в этих триггерах остаются в основном одинаковыми.

Временные диаграммы напряжений на базах и коллекторах транзисторов у симметричного триггера остаются такими же, как и для случая несимметричного триггера (см. рис. 3.3). Масштабы по оси времени на рис. 3.6 и 3.3 отличаются в сотни-тысячи раз, и участок $t_0 - t_3$ на рис. 3.5 соответствует вертикальным линиям на рис. 3.5. Для симметричных триггеров обычно применяется счётный запуск, т. е. запуск импульсами одной полярности. В этом состоит отличие временных диаграмм для $U_{вх}$ у несимметричного и симметричного триггеров. Чтобы запускающий импульс попадал только на базу открытого транзистора, в схему вводят диодно-резисторные управляемые вентили $V3, V4, R_1$ (см. рис. 3.6).

Пусть в исходном состоянии открыт транзистор $V1$, тогда $V3$ будет закрыт, падение напряжения на резисторе R_k , а диод $V4$ останется практически открытым. Запускающий импульс, если его амплитуда не слишком велика, проходит только через диод $V4$ и далее через конденсатор C попадает на базу транзистора $V1$. После переключения триггера, запертым окажется диод $V4$, следующий входной импульс через диод $V3$ попадает на базу открывающегося теперь транзистора $V2$.

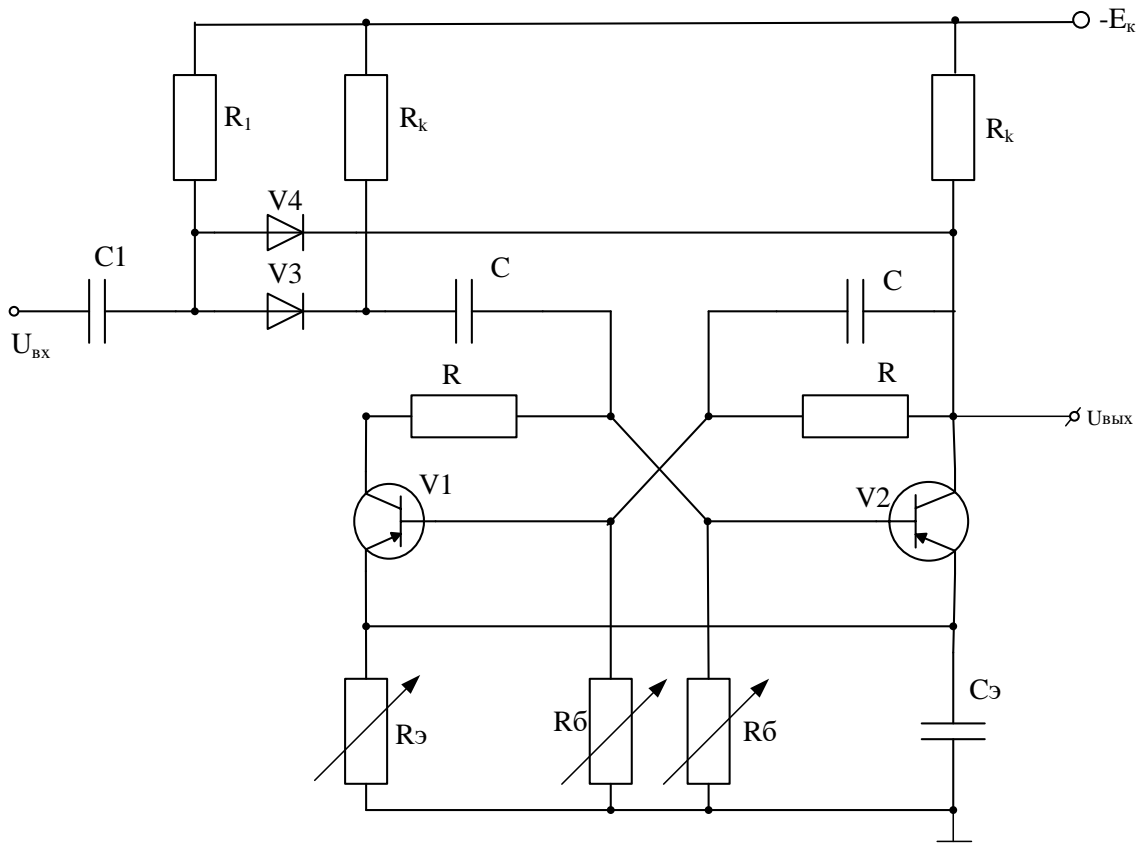


Рис. 3.6

3.4. Задание для практической работы

Учебный стенд триггера собран по схеме (см. рис. 3.6). Резисторы R_3, R_6 переменные. В макете предусмотрены клеммы для подключения осциллографа ко всем электродам транзисторов V1 и V2. Кроме макета в состав учебного стенда входят генератор звуковой частоты, осциллограф и источник питания макета.

3.5. Домашнее задание

По известным параметрам схемы триггера вычислить ширину гистерезиса пусковой характеристики, если

$$U_{\text{пор}} = |U_{\text{пор}}^1 - U_{\text{пор}}^0|.$$

3.6. Аудиторная практика

1. Определить пусковую характеристику триггера и измерить ширину ее петли гистерезиса при параметрах схемы, соответствующих домашнему заданию.
2. Определить напряжения на электродах транзисторов V_1 , V_2 .
3. Рассчитать сопротивления резистора R_6 и резистора R_9 .

Контрольные вопросы

1. Какое устройство называется триггером?
2. Что такое пусковая характеристика триггера?
3. Какой вид имеет схема триггера с эмиттерной связью?
4. Каким будет выходное напряжение в случае обрыва резистора R ?
5. По каким цепям протекают разрядный и зарядный токи конденсатора C ?
6. С какой целью вводят в схему триггера конденсатор C ?
7. Для чего используют триггер с эмиттерной связью?
8. Какими процессами в схеме обуславливается изображённый на рис. 3.3 ход временных диаграмм на электродах транзисторов?

4. Блокинг-генераторы

4.1. Общие сведения

Блокинг-генератор — это релаксационный генератор, но с трансформаторной обратной связью. Он находит применение в импульсной и цифровой технике в качестве сравнительно мощного генератора импульсов прямоугольной формы. По сравнению с

мультивибратором блокинг-генераторы позволяют получить большую скважность и меньшую длительность импульса [1].

4.1.1. Назначение и характеристики блокинг-генераторов

Блокинг-генератор, как и любой генератор, может работать в ждущем и автоколебательном режимах, а также в режиме синхронизации. Благодаря большой скважности импульсов возможно форсирование режима транзистора, а следовательно, повышение отдаваемой мощности. Длительность импульсов, генерируемых транзисторным блокинг-генератором, лежит в пределах от десятых долей до нескольких сот микросекунд.

Недостатком блокинг-генератора, как логического или запоминающего элемента цифровой техники, является трудность микроминиатюризации, вызванная наличием импульсного трансформатора.

4.1.2. Блокинг-генератор в ждущем режиме

Схема блокинг-генератора с включением первичной обмотки импульсного трансформатора в цепь коллектора и вторичной в цепь базы, работающего в ждущем режиме, приведена на рис. 4.1 (первая схема, использующая две обмотки трансформатора).

Источник положительного смещения в цепи базы $+E_6$ обеспечивает в ждущем режиме надёжное запирающее транзистора. Встречное включение обмоток импульсного трансформатора обеспечивает в схеме положительную обратную связь. Запуск блокинг-генератора может быть осуществлён различными способами, в данном случае – положительным импульсом, подаваемым через разделительную ёмкость и отсекающий диод $V3$ на коллектор транзистора. Коллекторная обмотка трансформатора обычно шунтируется резистором $R_{ш}$ и диодом $V2$. Основное

назначение этой цепи – защита коллекторного перехода транзистора от пробоя обратным выбросом напряжения на трансформаторе, возникающим в процессе формирования спада импульса.

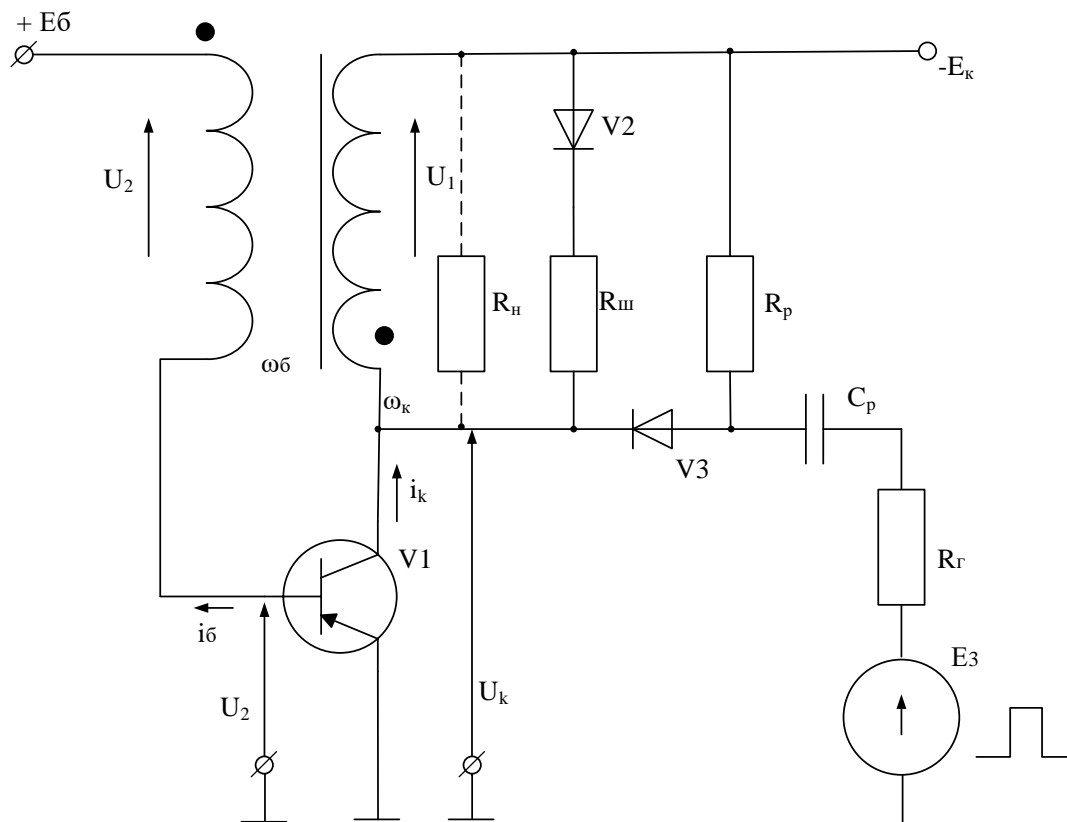


Рис. 4.1

Рассмотрим рабочий цикл блокинг-генератора, пренебрегая инерционностью транзистора, влиянием паразитных емкостей и нагрузки. В исходном состоянии, до подачи запускающего импульса E_3 , при $t < t_1$ (см. временные диаграммы на рис. 4.2) транзистор закрыт, напряжение на базе $+E_б$ и, следовательно, ток базы, и ток коллектора равны нулю: $i_б = i_к = 0$. Напряжение на коллекторе закрытого транзистора $U_к = -E_к$. Ток намагничивания сердечника импульсного трансформатора $j = ni_к - i_б$ в этом случае также равен нулю (знак минус перед $i_б$ указывает, что обмотки включены встречно; $n = \frac{\omega_к}{\omega_б}$ – коэффициент

трансформации, ω — число витков), и, следовательно, равна нулю энергия магнитного поля сердечника трансформатора $W = \frac{Lj^2}{2} = 0$, где L — общая индуктивность обмоток трансформатора.

Запуск блокинг-генератора, как и любого релаксационного генератора, возможен в том случае, если коэффициент усиления каскада при замкнутой петле обратной связи $K_i = \frac{n\Delta i_k}{\Delta i_6} > 1$.

В схеме, изображённой на рис. 4.1, эта петля образована вторичной обмоткой трансформатора и переходом эмиттера — база транзистора с источником смещения E_6 .

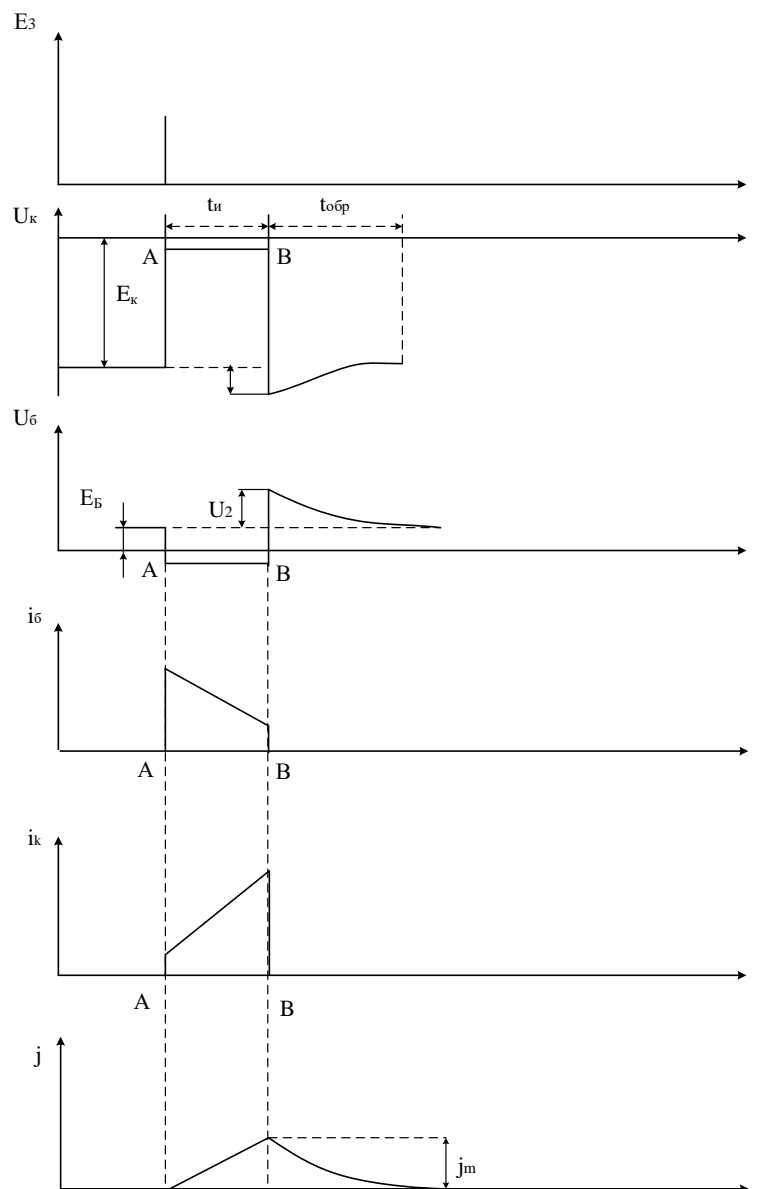


Рис. 4.2

Для запуска блокинг-генератора необходимо открыть запертый транзистор. При подаче запускающего импульса положительной полярности диод V3 открывается и запускающий импульс оказывается приложенным к коллекторной обмотке, в результате чего на базовой обмотке трансформатора индуктируется напряжение U_2 , отпирающее транзистор. Коэффициент усиления в петле положительной обратной связи, которая обеспечивается встречным включением обмоток трансформатора, становится больше единицы, поэтому рост коллекторного тока приводит к дальнейшему увеличению напряжения U_2 .

В результате начинается регенеративный процесс, заканчивающийся переходом транзистора в режим насыщения, когда коэффициент усиления в петле обратной связи $K_i < 1$. С учётом допущений, принятых нами вначале, можно считать, что переход транзистора из закрытого состояния в открытое совершается мгновенно, поэтому энергия, запасаемая в магнитном поле трансформатора, не успевает измениться и остается равной нулю. Следовательно, и ток намагничивания I после скачка можно считать приблизительно равным нулю: $j_A \approx ni_{кА} - i_{бА} = 0$ (индексом А будем отмечать значение токов и напряжений в момент окончания скачка и начала формирования вершины импульса), откуда следует, что

$$ni_{нА} \sim i_{бА}. \quad (4.1)$$

Это условие позволяет определить режим транзистора после скачка. Для определения режима транзистора воспользуемся характеристикой базового тока $i_б = f(U_к)$ при $U_б = U_{бА}$ и специально построенной характеристикой пересчитанного в цепи базы коллекторного тока $ni_к = f(U_к)$ при $U_б = U_{бА}$. Последняя характеристика, полученная из характеристики $i_к = f(U_к)$ при $U_б = \text{const}$ путём умножения всех ее значений на коэффициент

трансформации n . Значение U_{6A} можно определить, если учесть, что в режиме насыщения $U_{KA} \ll E_K$, тогда $U_{6A} \sim E_6 - \frac{E_K}{n}$.

Указанные выше характеристики приведены на рис. 4.3.

Точка А пересечения характеристик ni_K и i_6 даёт решение уравнения (4.1), т.е. определяет режим транзистора после скачка. Как видно из рис. 4.3, в точке А: $K_i = \frac{n\Delta i_K}{\Delta i_6} \ll 1$ и транзистор действительно переходит в режим насыщения.

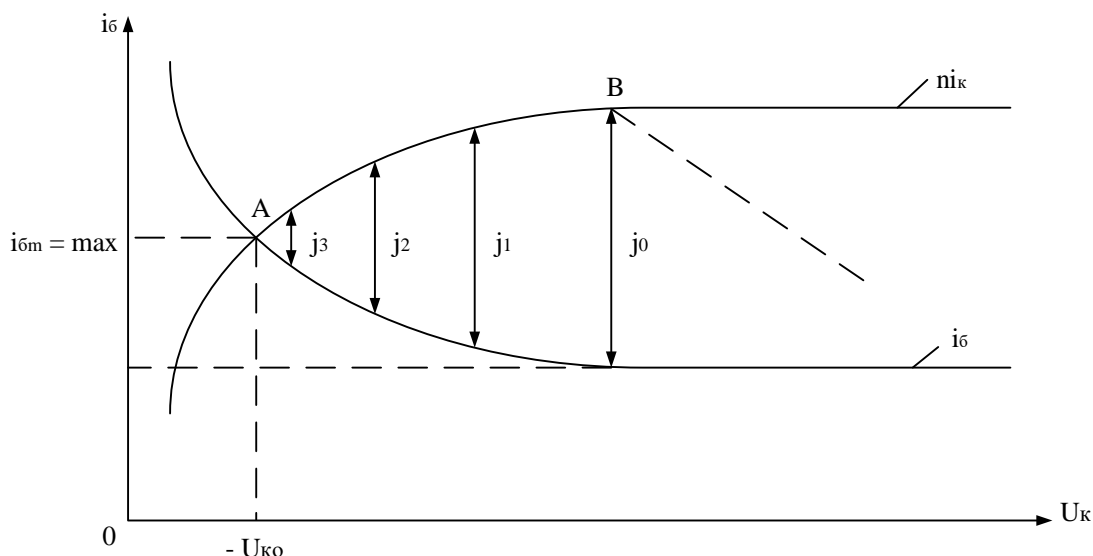


Рис. 4.3

Когда транзистор насыщен, блокинг-генератор находится в состоянии квазиравновесия. В этом состоянии происходит медленное нарастание тока намагничивания j , вызванное приложенным к базовой обмотке напряжением $U_2 = \frac{E_K - U_K}{n}$ [5].

Пока транзистор находится в режиме насыщения $U_K \ll E_K$, напряжение U_2 можно считать примерно постоянным: $U_2 \approx \frac{E_K}{n} = \text{const}$. В то же время, согласно закону электромагнитной индукции: $U_2 = L \frac{dj}{dt}$.

Таким образом, после скачка должно выполняться следующее условие:

$$L \frac{dj}{dt} \approx \frac{E_K}{n} = U_2 = const,$$

т.е. ток намагничивания должен нарастать с постоянной скоростью

$$\frac{dj}{dt} = \frac{U_2}{L} \approx \frac{E_K}{nL} = const. \quad (4.2)$$

Если учесть, что ток намагничивания $j = ni_K - i_G$, то нарастание его, как видно из характеристик (см. рис. 4.3), возможно, в том случае, когда ni_K увеличивается, а i_G падает, т.е. когда движение по характеристикам происходит слева направо. По мере уменьшения i_G степень насыщения транзистора снижается. Разность ординат кривых $ni_K = f(U_K)$ и $i_G = f(U_K)$ даёт значение тока намагничивания j_m в процессе формирования вершины импульса. Медленное увеличение тока намагничивания будет происходить до тех пор, пока транзистор не начинает выходить из режима насыщения (точка В на временных диаграммах).

При выходе транзистора из режима насыщения величина $K_i = \frac{n\Delta i_K}{\Delta i_G}$ становится больше единицы и начинает развиваться обратный регенеративный процесс – второй скачок, в результате которого транзистор запирается. Из условия линейности изменения тока j во время формирования вершины импульса можно в выражении (4.2) перейти к конечным приращениям и положить $\Delta t = t_n$, $\Delta j = j_B - j_A = j_B$, а затем записать выражение для нахождения длительности вершины импульса в виде

$$t_n = \frac{Lnj_B}{E_K} = Ln \left(\frac{ni_{KB} - i_{GB}}{E_K} \right) = L \left(\frac{1}{R_{KB}} - \frac{1}{r_G} \right), \quad (4.3)$$

где

$$\frac{1}{R_{KB}} = n^2 \frac{i_{KB}}{E_K} = \frac{n^2}{R_{KB}}; \quad \frac{1}{r_G} = \frac{i_{GB}}{U_2} \cong n \frac{i_{GB}}{E_K},$$

где r_G – суммарное сопротивление элементов в контуре, где протекает базовый ток в момент времени, соответствующий точке В на рис. 4.3.

В момент запираания транзистора в магнитном поле трансформатора оказывается накопленная энергия $W = \frac{Lj_m^2}{2}$.

После запираания транзистора ток j должен постепенно упасть до нуля, так как $i_k = 0$. Этот ток замыкается через сопротивление нагрузки R_n и согласно закону электромагнитной индукции вызывает на обмотках трансформатора, а следовательно, на коллекторе и на базе транзистора обратные выбросы напряжения $U_{обр}$. Продолжительность этих выбросов определяет время восстановления исходного режима.

Рассмотрим вторую схему блокинг-генератора при использовании кремниевого транзистора, источник смещения не требуется, поскольку транзистор при нулевом напряжении на базе закрыт (рис. 4.4,а). Положительная обратная связь в схеме проявляется в том, что при нарастании тока в первичной (коллекторной) обмотке трансформатора, т. е. коллекторного тока транзистора ($di_k / dt > 0$), во вторичной (базовой) обмотке индуцируется напряжение такой полярности, что потенциал базы увеличивается. И наоборот, при $di_k / dt < 0$ базовое напряжение уменьшается. Такая связь реализуется путем соответствующего подключения начала обмоток трансформатора (на рис. 4.4,а показаны точками).

В большинстве случаев трансформатор имеет третью (нагрузочную) обмотку, к которой подключается нагрузка R_n .

Напряжения на обмотках трансформатора и токи, протекающие в них, связаны между собой следующим образом: $U_2 = n_2 U_1$, $U_3 = n_3 U_1$, $i_2 = i_1 / n_2$, $i_3 = i_1 / n_3$, где $n_2 = \omega_2 / \omega_1$, $n_3 = \omega_3 / \omega_1$ — коэффициенты трансформации; ω_1 , ω_2 , ω_3 — число витков первичной, вторичной и нагрузочной обмоток.

Для определения условия самовозбуждения и расчета параметров импульсного процесса составим эквивалентную схему коллекторной цепи блокинг-генератора. Пренебрегая паразитными

элементами импульсного трансформатора, заменим его индуктивностью намагничивания L_μ и пересчитаем сопротивления вторичной R_6 и нагрузочной R_H обмоток в цепь первичной обмотки $R'_6 = R_6/n_2^2$, $R'_H = R_H/n_2^2$ (рис. 4.4,б).

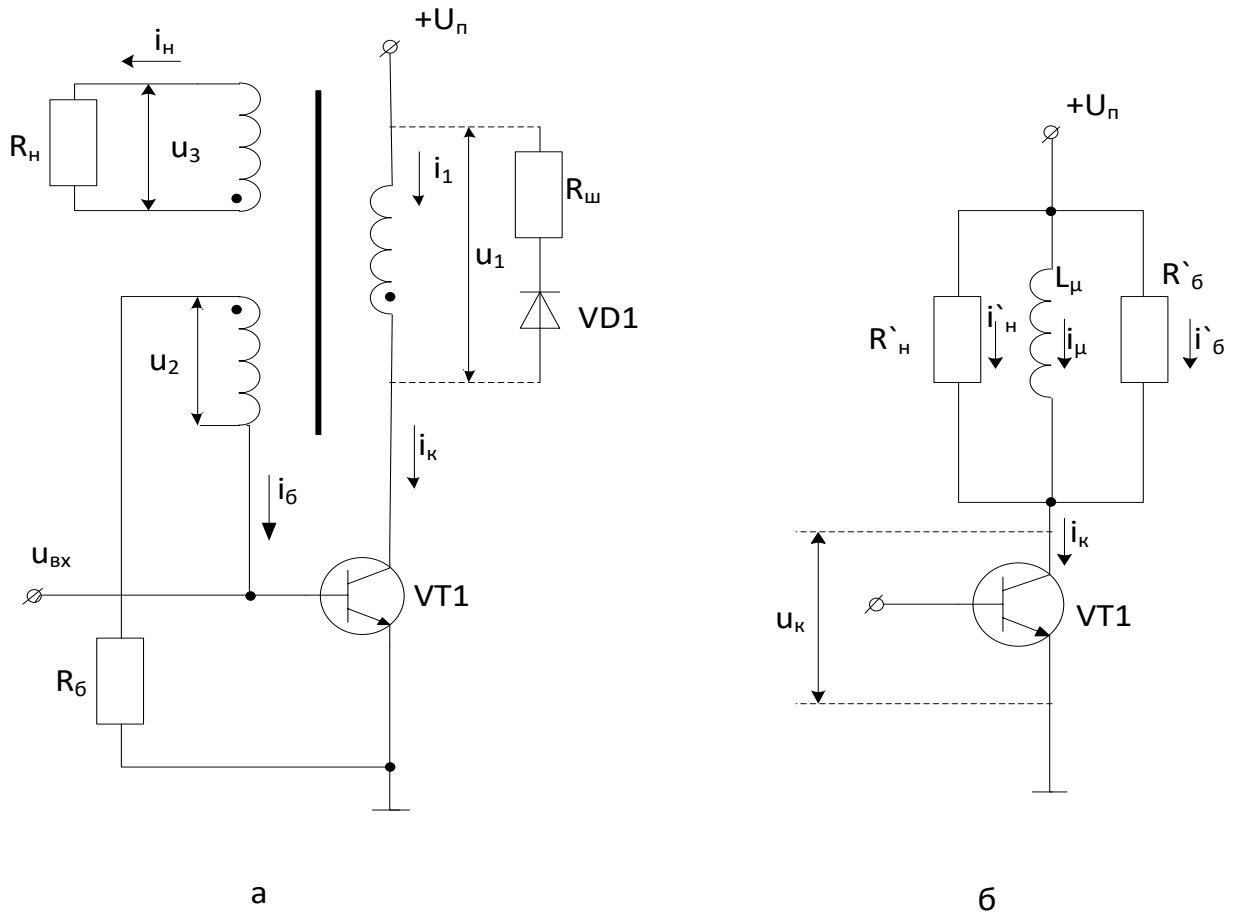


Рис. 4.4

Тогда коллекторный ток транзистора $i_k = i_\mu + i'_6 + i'_H$, где i_μ – ток намагничивания трансформатора; i'_6 – приведенный ток базовой цепи; i'_H – приведенный ток нагрузки. Полученное соотношение называется уравнением токов блокинг-генератора.

Длительность процесса включения транзистора настолько мала, что за это время ток намагничивания практически не нарастает i_μ . Поэтому уравнение токов при анализе переходного процесса включения транзистора упрощается: $i_k = i'_6 + i'_H$.

При подаче на базу отпирающего импульса (рис. 4.5) происходит увеличение тока Δi_{δ} , транзистор переходит в активный режим и появляется коллекторный ток $\Delta i_{\kappa} = h_{21\delta} \Delta i_{\delta}$. Приращение коллекторного тока на величину Δi_{κ} приводит к увеличению напряжения на первичной обмотке трансформатора $\Delta U_1 = h_{21\delta} \Delta i_{\delta} R'_H R'_G / (R'_H + R'_G)$, к последующему росту приведенного тока базы $\Delta i_{\delta} = \Delta U / R'_G = h_{21\delta} \Delta i_{\delta} R'_H R'_G / (R'_H + R'_G)$ и действительного тока, протекающего в цепи базы транзистора:

$$\Delta i_{\delta}^* = \Delta i_{\delta} / n_2 = (h_{21\delta} \Delta i_{\delta} / n_2) R'_H / (R'_H + R'_G).$$

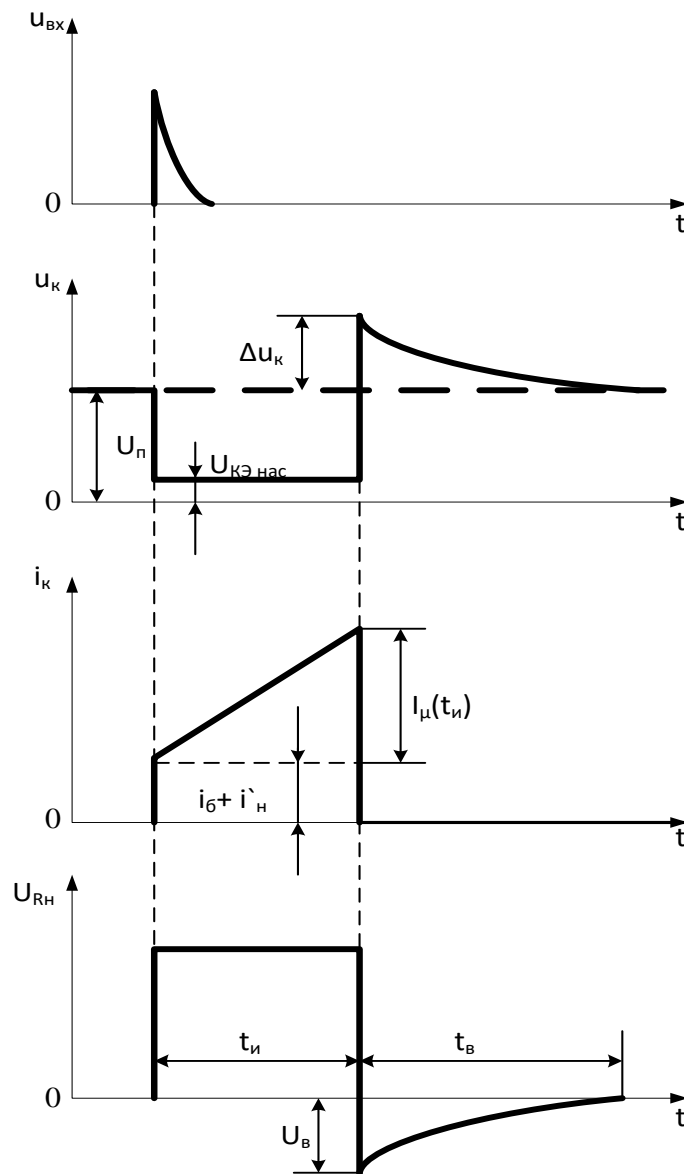


Рис. 4.5

Таким образом, первоначальное изменение тока базы Δi_b в результате процессов, протекающих в схеме, приводит к дальнейшему изменению этого тока Δi_b^* , и если $\Delta i_b^* / \Delta i_b > 1$, то процесс изменения токов и напряжений носит лавинообразный характер. Следовательно, условие самовозбуждения блокинг-генератора следующее: $\frac{h_{21э}}{n_2} \frac{R_H}{R_H + R'_b} > 1$.

В отсутствие нагрузки ($R_H \rightarrow \infty$) это условие упрощается: $h_{21э} > n_2$. Так как $h_{21э} \gg 1$, то условие самовозбуждения в блокинг-генераторе выполняется довольно легко.

Процесс открывания транзистора, сопровождающийся формированием фронта импульса, заканчивается, когда он переходит в режим насыщения. При этом перестает выполняться условие самовозбуждения и в дальнейшем формируется вершина импульса. Так как транзистор насыщен $U_{кэ} = U_{кэнас}$, то к первичной обмотке трансформатора приложено напряжение $U_1 = U_n - U_{кэнас} \approx \approx U_n$, и приведенный базовый ток $i'_b = U_n / R'_b$ и ток нагрузки $i'_n = U_n / R'_n$ оказываются постоянными. Ток намагничивания при формировании вершины импульса может быть определен из уравнения $U_1 = U_n = L_\mu di_\mu / dt$, откуда при нулевых начальных условиях получим $i_\mu = (U_n / L_\mu)t$.

Таким образом, ток намагничивания в блокинг-генераторе, когда транзистор насыщен, нарастает во времени по линейному закону. В соответствии с уравнением токов также по линейному закону увеличивается коллекторный ток транзистора:

$$i_k = U_n \left(\frac{1}{L_\mu} t + \frac{1}{R'_b} + \frac{1}{R'_n} \right).$$

С течением времени степень насыщения транзистора уменьшается, так как базовый ток остается постоянным $i_b = n_2 U_2 / R_b$, а коллекторный нарастает. В некоторый момент времени коллекторный ток увеличивается настолько, что транзистор переходит из режима насыщения в активный режим и опять

начинает выполняться условие самовозбуждения блокинг-генератора. Очевидно, что длительность вершины импульса t_H определяется временем, в течение которого транзистор находится в режиме насыщения. Границе режима насыщения соответствует условие $I_{Бгр} = I_{Кнас}/h_{21э}$. Следовательно,

$$U_n \left(\frac{1}{L_\mu} t_H + \frac{n_2^2}{R_6} + \frac{n_3^2}{R_n} \right) = h_{21э} \frac{n_2 U_n}{R_6}.$$

Отсюда получаем формулу для расчета длительности вершины импульса

$$t_H = L_\mu \left[\frac{n_2(h_{21э} - n_2)}{R_6} - \frac{n_3^2}{R_n} \right].$$

Ток намагничивания $i_\mu = (U_n/L_\mu)t$ во время формирования вершины импульса увеличивается и в момент окончания этого процесса, т.е. при $t = t_H$ достигает следующего значения

$$I_\mu(t_H) = U_n \left[\frac{n_2(h_{21э} - n_2)}{R_6} - \frac{n_3^2}{R_n} \right]. \quad (4.4)$$

Так как к первичной обмотке импульсного трансформатора при формировании вершины импульса приложено напряжение

$U_1 \approx U_n - U_{КЭнас} \approx U_n$, то амплитуда импульса на нагрузке $U_m = n_3 U_n$.

При переходе транзистора в активный режим происходит уменьшение коллекторного тока $di_k/dt < 0$. Во вторичной обмотке индуцируется напряжение, приводящее к уменьшению напряжения и тока базы, что, в свою очередь, вызывает дальнейшее снижение коллекторного тока. В схеме развивается регенеративный процесс, в результате которого транзистор переходит в режим отсечки и формируется срез импульса.

Протекающий лавинообразно процесс закрывания транзистора имеет столь малую длительность, что ток намагничивания i_μ за это время практически не изменяется и остается равным $I_\mu(t_H)$. Следовательно, к моменту закрывания транзистора в индуктивности L_μ запасена энергия $E_L = 0,5 L_\mu I_\mu^2(t_H)$. Эта энергия

рассеивается только в нагрузке R_n , так как коллекторная и базовая цепи закрытого транзистора оказываются разомкнутыми (см. рис. 4.5). Ток намагничивания при этом уменьшается по экспоненте: $i_\mu(t) = I_\mu(t)e^{-t/\tau}$, где $\tau = L_\mu/R'_n$ – постоянная времени. Протекающий через резистор R_n ток создает обратный выброс напряжения на нем, амплитуда которого $U_\epsilon = R_n I_\mu(t)/n_3$, что также сопровождается всплеском напряжения на базе и коллекторе закрытого транзистора $\Delta U_k = R'_n I_\mu(t_n)$. Воспользовавшись соотношением (4.4), получим

$$\Delta U_k = U_n \left(\frac{n_2}{n_3^2} \frac{h_{21э} - n_2}{R_6} R_n - 1 \right), \quad (4.5)$$

$$U_\epsilon = U_n \left(\frac{n_2}{n_3} \frac{h_{21э} - n_2}{R_6} R_n - n_3 \right). \quad (4.6)$$

Процесс рассеивания запасенной в импульсном трансформаторе энергии, определяющий время восстановления схемы t_ϵ , заканчивается через интервал времени $t_\epsilon = (3...5) L_\mu/R'_n = (3...5) nL_\mu/R_n$ после чего схема переходит в исходное состояние.

Дополнительный всплеск коллекторного напряжения может быть значительным. Поэтому в схеме блокинг-генератора принимаются меры к снижению величины ΔU_k , для чего параллельно нагрузке или в первичную обмотку включают демпфирующую цепь, состоящую из диода D_1 и резистора, сопротивление которого $R_{ш} < R_n$ (см. рис. 4.6,а). При формировании импульса диод закрыт, так как к нему приложено напряжение обратной полярности, и демпфирующая цепь не оказывает влияния на процессы в схеме.

Когда при закрывании транзистора в первичной обмотке возникает всплеск напряжения, то к диоду прикладывается прямое напряжение, он открывается и ток протекает через резистор $R_{ш}$ (рис. 4.6,б). Так как $R_m < R_n$, то всплеск коллекторного напряжения

$\Delta U_k = R_m I_\mu(t_n) = U_n R_m \left[\frac{n_2(h_{21э} - n_2)}{R_6} - \frac{n_3^2}{R_n} \right]$ и обратный выброс напряжения на R_n существенно уменьшаются. Однако при этом возрастает время восстановления: $t_\epsilon = (3...5) L_\mu/R_m$.

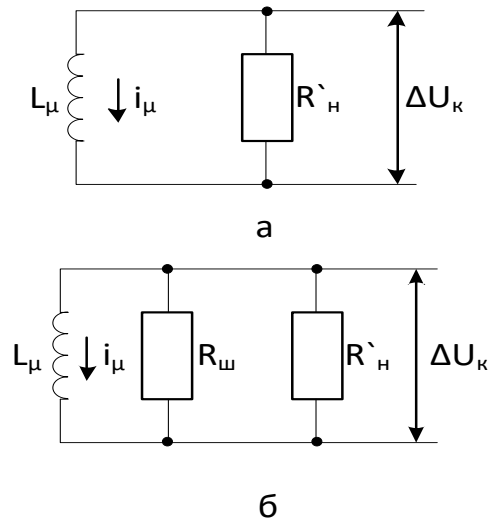


Рис. 4.6

Не всегда последовательно с диодом включают резистор $R_{ш}$, и тогда амплитуда всплеска оказывается минимальной, но увеличивается его длительность.

При анализе процессов в блокинг-генераторе не учитывались паразитные параметры схемы, в частности, суммарная емкость транзистора и импульсного трансформатора C_0 . Наличие этой емкости, во-первых, приводит к увеличению длительности фронта и среза импульса и, во-вторых, оказывает влияние на процесс восстановления схемы. В зависимости от сопротивления $R_{ш}$ спад тока намагничивания с учетом емкости C_0 может носить либо колебательный, либо апериодический характер. При колебательном режиме возможно появление открывающего напряжения на базе транзистора и срабатывание схемы в отсутствие входного сигнала. Поэтому при расчете демпфирующей цепи исходят из условия обеспечения апериодического режима, которое для параллельно включенных $R_{ш}$, L_{μ} и C_0 имеет вид $\sqrt{L_{\mu}/C_0} > 2R_{ш}$.

4.1.3. Блокинг-генератор в автоколебательном режиме

Схема блокинг-генератора, работающего в автоколебательном режиме, приведена на рис. 4.7. Она отличается от схемы ждущего

блокинг-генератора обратной полярностью включения источника смещения в базовой цепи, в качестве которого обычно используется общий источник питания $-E_K$. Время задающими элементами, определяющими период колебаний, являются конденсатор C и резистор R . Временные диаграммы, иллюстрирующие работу блокинг-генератора, приведены на рис. 4.8 [1, 3, 5].

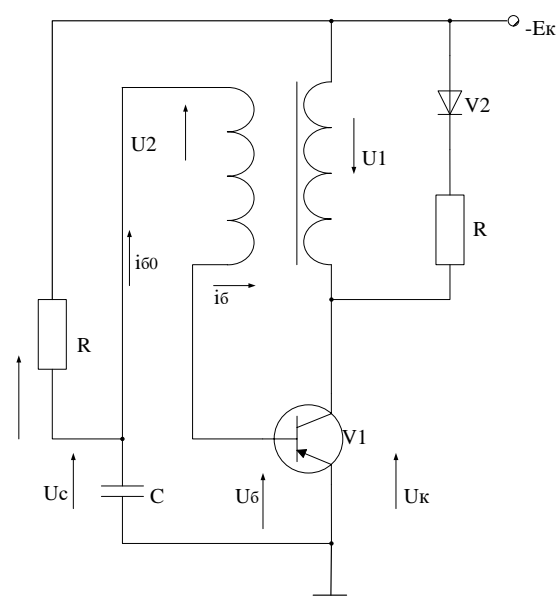


Рис. 4.7

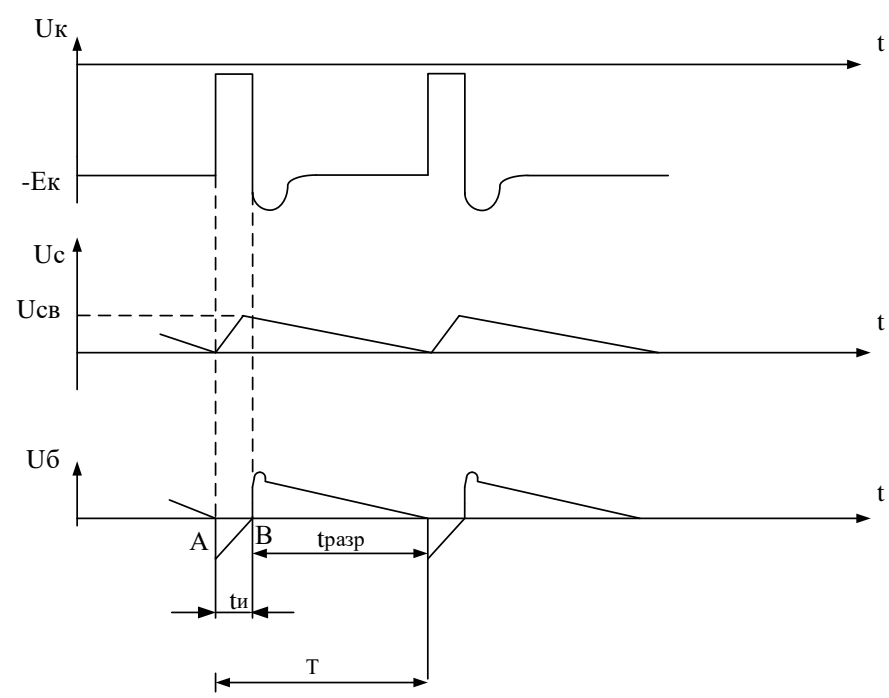


Рис. 4.8

Во время формирования вершины прямоугольного импульса происходит заряд конденсатора C от ЭДС U_2 током базы транзистора. По мере заряда конденсатора отрицательное напряжение на базе транзистора $U_B = U_c - U_2$ стремится к нулю.

Как и при отсутствии конденсатора, окончание формирования вершины импульса происходит при выходе транзистора из режима насыщения и обусловлено главным образом величиной индуктивности импульсного трансформатора. При наличии конденсатора в цепи базы выход транзистора из режима насыщения происходит несколько раньше из-за уменьшения по мере заряда конденсатора C величины U_6 (см. рис. 4.2 и 4.8). После окончания импульса начинается перезаряд емкости C через резистор R и источник $-E_K$, длительность которого определяет скважность импульсов. Во время перезаряда напряжение на конденсаторе стремится к E_K . Когда оно становится отрицательным, транзистор открывается и начинается процесс формирования нового импульса.

Период колебаний T_0 , как видно из временных диаграмм (см. рис. 4.8), если пренебречь длительностями фронта и спада импульсов, определяется длительностью генерируемых импульсов t_n и временем заряда конденсатора $t_{\text{разр}}$. Обычно $t_n \ll t_{\text{разр}}$. В этом случае $T_0 \approx t_{\text{разр}}$. Учитывая, что разряд конденсатора происходит по экспоненциальному закону при начальных условиях $U = -E_K$ и $U_H = U_{CB}$, можно определить период повторения импульсов

$$T \approx t_{\text{разр}} = \tau \ln \frac{U_{CB} + E_K}{E_K},$$

где $\tau = RC$.

Отметим, что если резистор R схеме на рис. 4.7 подсоединяется не к $-E_K$, а к положительному полюсу дополнительного источника смещения $+E_6$, то получается блокинг-генератор, работающий в ждущем режиме. Причём длительность

формирования вершины импульса в этой схеме будет определяться, как и у автоколебательного блокинг-генератора (см. формулу (4.3)), в основном времени заряда конденсатора C .

4.1.4. Влияние нагрузки и инерционных факторов на работу блокинг-генератора

Подключение нагрузки R_n к одной из обмоток импульсного трансформатора приводит к тому, что часть тока i_k ответвляется на R_n и транзистор оказывается менее насыщенным. Окончание формирования вершины импульса происходит при тех же значениях $ni_{кВ}$ и $i_{бВ}$, что и при отсутствии нагрузки, однако ток намагничивания нарастает до меньшей величины. Это приводит к уменьшению амплитуды обратного выброса и увеличению его длительности.

Наличие паразитных емкостей $C_{эКВ}$ транзистора, трансформатора и нагрузки приводит к тому, что процесс нарастания и спада импульсов, т.е. переход транзистора из закрытого состояния в открытое и наоборот, не протекает мгновенно, так как в эти моменты происходит перезаряд эквивалентной паразитной емкости. Перезаряд паразитной емкости приводит к завалу фронта импульса. На процесс формирования вершины импульса паразитная ёмкость практически не влияет, так как при этом напряжение на ней не меняется. После запираания транзистора в контуре, образованном эквивалентной индуктивностью трансформатора и паразитными емкостями, начинают протекать те же процессы, что и в обычном контуре

ударного возбуждения. При значениях $R_n > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_{эКВ}}}$ процесс носит колебательный характер, причём первая полуволна колебания может пробить переход коллектор-база транзистора, а вторая – вызвать ложное срабатывание блокинг-генератора. В связи с этим

сопротивление нагрузки подбирают таким образом, чтобы во время формирования обратного выброса процесс носил аperiodический характер.

На фронт и спад импульса блокинг-генератора оказывает существенное влияние инерционность транзистора. Наличие инерционности, обусловленное конечным временем рассасывания заряда в базе, приводит к тому, что даже при отсутствии паразитных емкостей нарастание и спад импульсов происходят за какое-то время, которое определяет завал фронта и затягивание спада импульсов. Поэтому для сокращения длительности этих нежелательных процессов необходимо выбирать транзисторы с малой инерционностью.

Схема учебного стенда представлена на рис. 4.9. В первом положении тумблеров S1 и S2 схема представляет собой блокинг-генератор, работающий в ждущем режиме.

При этом запирающее напряжение на базу транзистора подаётся с делителя напряжения $R_{д1}, R_{д2}$. На схеме предусмотрены регулировки длительности генерируемого импульса с помощью переменных сопротивлений в цепи базы $R_б$ и эмиттера $R_э$. Предусмотрена также регулировка сопротивления нагрузки с помощью $R_н$. Значения $R_н, R_б$ и $R_э$ нанесены на круговую шкалу, в центре которой находятся ручки регулировок этих сопротивлений. Запускающий импульс подаётся в коллекторную цепь через разделительную цепь C_p, R_p и отсекающий диод V3. Генерируемый импульс снимается с резистора $R_н$, подсоединенного через разделительную ёмкость C_p , к коллектору транзистора. Цепь $R_{шт} V2$ введена для гашения обратного выброса напряжения. Во втором положении тумблеров S1 и S2 схема представляет собой блокинг-генератор, работающий в автоколебательном режиме.

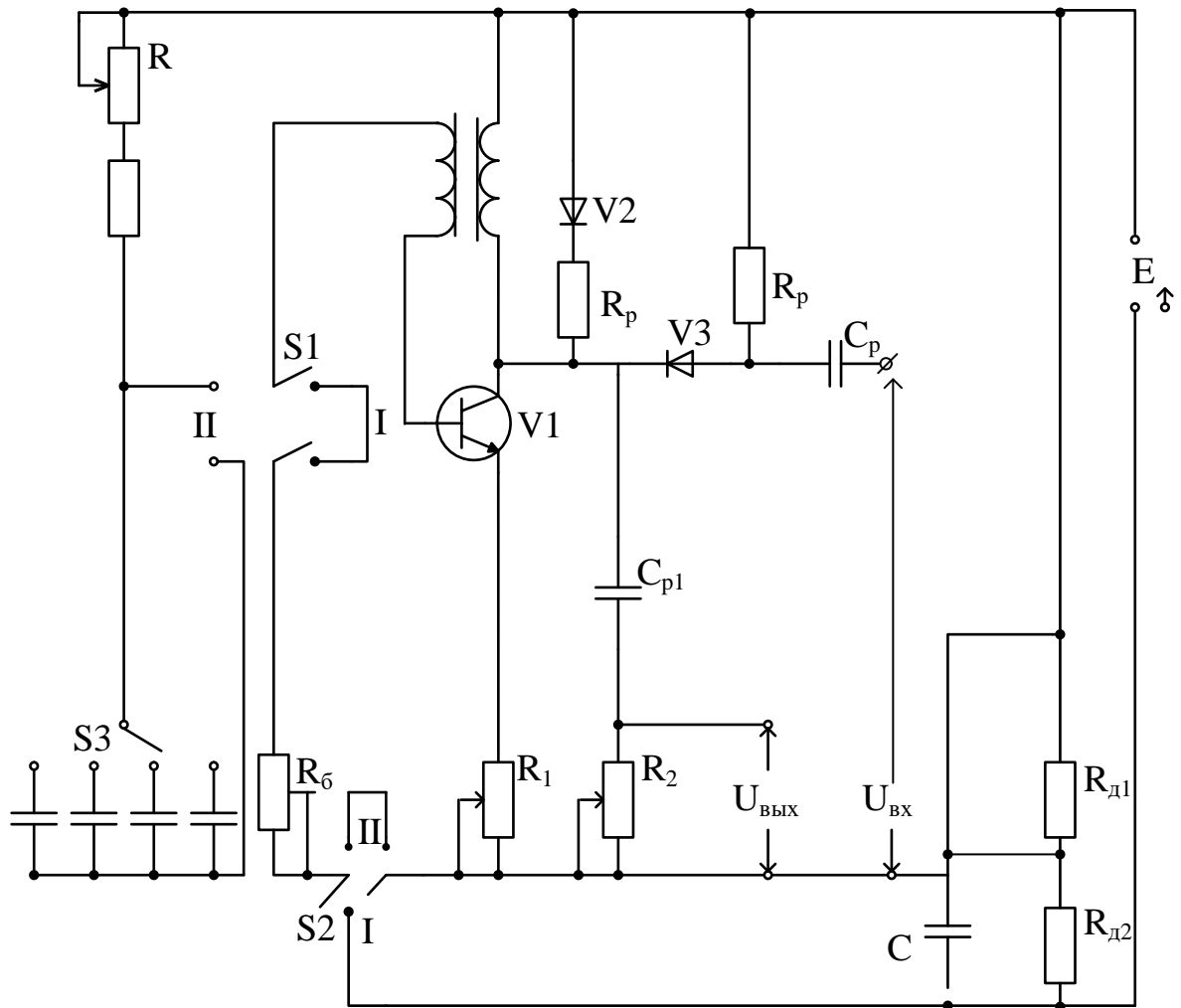


Рис. 4.9

При этом в цепь базы включается сопротивление смещения R и одна из ёмкостей C . Длительность напряжения $R_{д1}, R_{д2}$, с которого ранее снималось запирающее напряжение, в данном случае отключёна. С помощью переключателя $S3$ производится ступенчатая регулировка величины емкости C , а с помощью ручки R – сопротивления смещения.

4.2. Задание для практической работы

Задание состоит из двух частей. При выполнении первой части задания исследуется блокинг-генератор, работающий в ждущем режиме, второй части задания – блокинг-генератор, работающий в автоколебательном режиме.

4.2.1. Часть первая практического задания

1. Определить зависимости длительности τ_n генерируемого импульса от величин сопротивлений R_6 и R_9 . Для этого необходимо подключить к гнездам $U_{\text{ВЫХ}}$ измерительный осциллограф; тумблеры S1 и S2 поставить в положение 1; ручки сопротивлений R_6 и R_9 перевести в крайнее левое положение; ручку R_n – в крайнее правое положение; включить источник питания стенда и подать на гнезда $U_{\text{зап}}$ от генератора импульсов положительный запускающий импульс длительностью 2 – 3 мкс и амплитудой 3 – 5 В. С помощью ручек управления осциллографа получить на экране устойчивое изображение импульса. Определить временной масштаб по горизонтальной оси развёртки, измерить длительность генерируемого импульса. Увеличивая сопротивление R_6 , измерить длительность генерируемого импульса в 6 – 8 точках. Вернув R_6 в исходное положение, проделать такую же операцию при изменении R_9 .

2. Определить зависимости длительности и амплитуды генерируемого импульса от величины сопротивления R_n . Для этого поставить ручки R_6 и R_9 в крайнее левое положение, ручку R_n – в крайнее правое положение. Определить масштаб по вертикальной оси на экране осциллографа. Уменьшая величину R_n , измерить длительность и амплитуду генерируемого импульса в 8 – 10 точках.

3. По данным измерений построить зависимости:

$$\tau_H = f(R_6); \quad \tau_H = f(R_9); \quad \tau_H = f(R_H); \quad U_{\max} = f(R_H).$$

4.2.2. Часть вторая практического задания

1. Определить зависимость периода следования импульсов $T_{\text{имп}}$ от величины сопротивления R при различных значениях емкости C . Для этого необходимо отключить генератор запускающих импульсов; перевести тумблеры $S1$ и $S2$ в положение 2; поставить R_6 и R_9 в левое положение, R_H – в правое; поочередно изменяя положение переключателя $S3$, снять зависимости $T_{\text{имп}} = f(R)$; построить графики снятых зависимостей.

2. Для одного из положений переключателя $S3$ и сопротивления R определить величину $T_{\text{имп}}$. При подаче $U_{\text{зап}}$ от генератора импульсов импульсы синхронизации длительностью 2 – 3 мкс с периодом следования $T \approx T_{\text{мин}}$. Уменьшая период следования синхронизирующих импульсов в целое число раз, определить осциллограммы деления частоты следования синхронизирующих импульсов.

Контрольные вопросы

1. Каков принцип работы блокинг-генератора с коллекторно-базовой связью в ждущем режиме?

2. Каков принцип работы блокинг-генератора в автоколебательном режиме?

3. Как влияют нагрузка и инерционные факторы на работу блокинг-генератора?

4. Как можно регулировать длительность импульсов блокинг-генераторов?

5. Как можно регулировать период следования импульсов блокинг-генераторов в автоколебательном режиме?

6. Как выглядят временные диаграммы напряжений на коллекторе и базе транзистора в блокинг-генераторе с коллекторно-базовой связью?

7. Какой вид имеют временные диаграммы токов?

8. Как влияют паразитные емкости на форму генерируемого импульса?

Заключение

В настоящем пособии рассмотрены четыре вида базовых импульсных средств, которые широко используются в составе современных электронных устройств. Понятия об их схемотехнических решениях представляют исключительную важность для получения дальнейших знаний в области современной электроники. Необходимость приобретения практических навыков в расчётах вышеупомянутых устройств обусловлена способностью творческого восприятия учебного процесса. Этой цели и посвящено настоящее учебное пособие.

Библиографический список

1. *Мальшев, И.В.* Схемотехника импульсных и цифровых устройств: учебное пособие. – Таганрог: Изд-во. ЮФУ, 2014. – 397 с.
2. *Опадчий, Ю.Ф., Глудкин, О.П., Гуров, А.И.* Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2008. – 768 с.
3. *Лачин, В.И., Савелов, Н.С.* Электроника. – Ростов-на-Дону: Феникс, 2005. – 703 с.
4. *Прянишников, В.А.* Электроника: Курс лекций. – СПб.: Корона принт, 2000. – 399 с.
5. *Быстров, Ю.А.* Электронные цепи и микросхемотехника. – М. Радио и связь, 2006. – 298 с.

Учебное издание

**Малышев Игорь Владимирович
Паршина Наталья Валерьевна**

**Схемотехника импульсных электронных средств
Учебное пособие**

Редактор: Надточий З.И., Селезнёва Н.И.

Корректор: Надточий З.И., Селезнёва Н.И.

Подписано в печать ____ . ____ . 2017 г.

Заказ № _____ Тираж 40 экз.

Формат 60×84 1/16 . Усл. печ. л. – 5,6. Уч.-изд. л.– 5,4.

Издательство Южного федерального университета
344091, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1.

Тел. (8634)2478051.

Отпечатано в Отделе я полиграфической,
корпоративной и сувенирной продукции

ИПК КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ

ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1.

Тел. (8634)371717, 371655.