

ФГБОУ ВО «Елецкий государственный университет имени И.А. Бунина»

Институт математики, естествознания и техники

Кафедра радиоэлектроники и компьютерной техники

МУЛЬТИМЕДИЙНЫЕ ЛЕКЦИИ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА»

для студентов по направлениям подготовки:

11.03.01 Радиотехника

43.03.01 Сервис (профиль Сервис электронной техники)

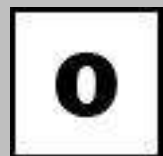
Авторы:

Зайцева Ирина Николаевна, к.п.н., доцент

Исакович Эрнест Иосифович, старший преподаватель

Фортунова Наталия Александровна, к.т.н., доцент

Навигация по базе данных



Начало



Литература



Модуль 1



Модуль 2



Модуль 3

Все гиперссылки в базе данных выделены подчеркиванием

Рекомендуемая литература

О

Л

М1

М2

М3

1. Браммер, Ю. А. Импульсные и цифровые устройства: учебник / Браммер Ю. А., Пащук И. Н. - 7-е изд., перераб. и доп. - М. : Высш. шк., 2003. - 350 с.

2. Гольденберг, Л. М. Импульсные устройства: Учеб. для радиотехн. спец. вузов / Л.М. Гольденберг. – Москва : Радио и связь, 1981. - 224 с.

3. Справочник по импульсной технике / Яковлев В. Н., Воскресенский В. В., Генис А. А. [и др.] ; ред. Яковлев В. Н. – 3-е изд., испр. и доп. - Киев : Техніка, 1972. - 711 с.

4. Исакович, Э.И. Электронные средства информационных систем: учебное пособие. Ч. 4: Формирование и генерирование электрических импульсов / А.А. Зайцев, Э.И. Исакович, П.П. Мухлынин, Н.А. Фортунова. Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина. - Елец. : ЕГУ им. И.А. Бунина, 2012. - 140 с. (Рекомендовано УМО учебных заведений РФ по образованию в области сервиса и туризма)

Целью изучения дисциплины «Импульсная техника» является обеспечение базовой подготовки студентов в области импульсной техники, овладение теоретическими знаниями в области схемотехники импульсных устройств и получение практических навыков в области их эксплуатации и ремонта.

Задачами изучения дисциплины:

- изучение основных принципов работы импульсных устройств;**
- изучение принципов формирования, генерирования и управления импульсами;**
- умение читать электрические схемы импульсных устройств.**

Основные модули дисциплины

Модуль 1. Сигналы импульсных устройств

Тема 1. Переходные процессы в электрических цепях

Тема 2. Электрические импульсы и их параметры

Контрольные задания

Модуль 2. Формирование импульсов

Тема 3. Линейные и нелинейные цепи

Тема 4. Дифференцирующие цепи

Тема 5. Переходные цепи

Тема 6. Интегрирующие цепи

Тема 7. Контур ударного возбуждения

Тема 8. Ограничители амплитуды

Тема 9. Восстановление постоянной составляющей сигналов. Фиксирование уровня напряжения

Контрольные задания

Модуль 3. Генерирование импульсов

Тема 10. Мультивибраторы

Тема 11. Генераторы импульсов с внешним запуском

Тема 12. Триггеры

Тема 13. Блокинг-генераторы

Тема 14. Генераторы пилообразных импульсов напряжения и тока

Тема 15. Линеаризация пилообразного напряжения

Контрольные задания

О

Л

М1

М2

М3

Модуль 1.

Сигналы импульсных устройств

Тема 1. Переходные процессы в электрических цепях

Тема 2. Электрические импульсы и их параметры

Контрольные задания



Тема 1. Переходные процессы в электрических цепях

Всякий режим, длительно существующий в электрической цепи и характеризующийся неизменными значениями токов и напряжений, называется стационарным (установившимся) режимом.

Такому режиму соответствует определённый запас энергии, сосредоточивающийся в реактивных элементах цепи — индуктивностях и ёмкостях.

Любые изменения нагрузки или напряжения источника питания (включение или выключение его) приводят в итоге к новому установившемуся режиму с другими значениями токов, напряжений и, следовательно, запасом энергии в реактивных элементах.



Переходные процессы в электрических цепях

Переход от одного стационарного состояния к другому называется переходным (нестационарным) процессом, который связан с изменением запаса энергии.

Всякое изменение запаса электрической или магнитной энергии не может происходить мгновенно, а сопровождается процессом установления нового энергетического режима в цепи.

При воздействии на вход электрической цепи импульсов с крутым фронтом без особых погрешностей можно полагать, что воздействие этого импульса на электрическую цепь происходит скачкообразно, подобно мгновенному включению или выключению напряжения (тока).



Энергия реактивных элементов

Энергия магнитного поля

$$W_L = \frac{Li^2}{2} \quad (1.1)$$

и электрического поля

$$W_C = \frac{CU^2}{2} \quad (1.2)$$

не может мгновенно изменяться.

Энергия может изменяться только плавно.



Если попытаться предположить обратное, то на индуктивности появилось бы бесконечно большое напряжение:

$$U_L = \frac{d\Phi}{dt},$$

(где $\Phi = L_i$ – поток магнитной индукции), что лишено физического смысла так как

$$U_L = L \frac{di}{dt} \rightarrow \infty \quad \text{при} \quad dt \rightarrow 0$$

Аналогично невозможно себе представить скачкообразное изменение электрического поля ёмкости, так как в противном случае через ёмкость должен был бы протекать бесконечно большой ток

$$i_C = \frac{dq}{dt} \rightarrow \infty \quad \text{при} \quad dt \rightarrow 0,$$

что также лишено физического смысла.



Наконец, известно, что мощность $P = \frac{dW}{dt}$.

Если предположить, что запасённая в реактивном элементе энергия может изменяться скачком, то при условии $dt \rightarrow 0$ мощность должна достигать бесконечно больших значений, а это возможно было бы при внутреннем сопротивлении источника $R_i = 0$.

Ясно, что этого быть не может.

Свойство реактивных элементов цепи (L и C) запасать или расходовать определённую энергию в конечный промежуток времени характеризует их электрическую инерционность. Именно это свойство реактивных элементов цепи и лежит в основе переходных процессов. В линейных цепях, не содержащих реактивных элементов, переходные процессы отсутствуют.



Постоянная времени электрической цепи

Для количественной характеристики длительности переходных процессов в простых электрических цепях, содержащих комбинации R , L и C , вводится понятие постоянной времени (τ). Этот параметр имеет размерность времени (c).

Сущность параметра (τ) можно показать на примере цепей, в которых переходные процессы имеют ярко выраженный экспоненциальный характер (рис.1.1).



Цепь RC с экспоненциальным зарядом конденсатора

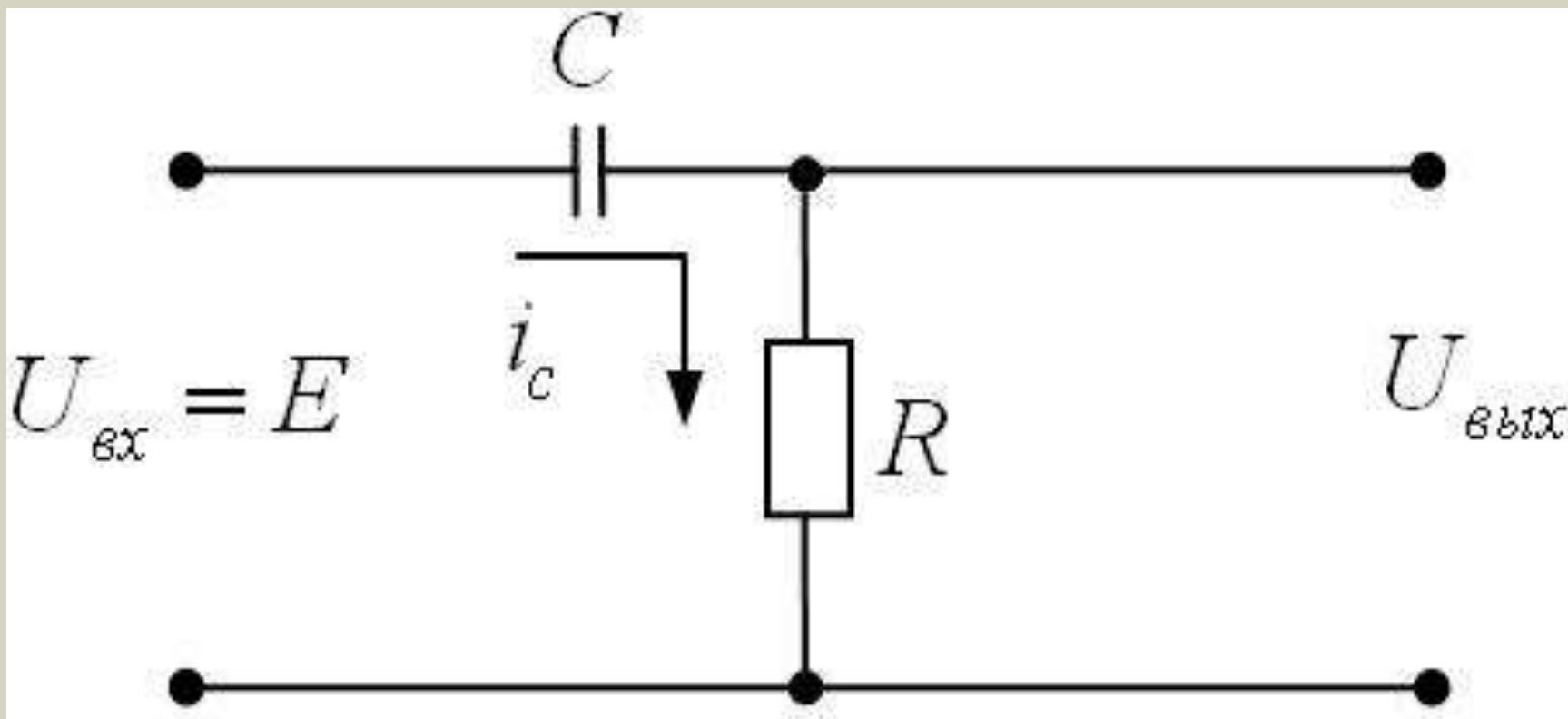


Рис. 1.1. Цепь RC с экспоненциальным зарядом конденсатора

Законы изменения тока и напряжения в цепи RC

Ток заряда ёмкости C :

$$i_c(t) = \frac{E}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1.3)$$

Напряжение на выходе цепи:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = i_c(t) \cdot R = E \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1.4)$$

Выражение (1.4) называется экспоненциальной функцией.
Другая её запись:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = E \cdot e^{-\frac{t}{RC}} = E \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

О

Л

М1

М2

М3

Постоянная времени цепи

Произведение $\tau = RC$ (1.6)

называется постоянной времени цепи.

Параметр $\tau = RC$ имеет размерность времени:

$$[O_M] = \frac{B}{A} = \frac{\text{кГ} \cdot \text{м}^2}{\text{с}^3 \cdot \text{А}^2}$$

$$[\Phi] = \frac{K_L}{B} = \frac{\text{с}^4 \cdot \text{А}^2}{\text{кГ} \cdot \text{м}^2}$$

$$[\tau] = [O_M] \cdot [\Phi] = \frac{\text{кГ} \cdot \text{м}^2}{\text{с}^3 \cdot \text{А}^2} \cdot \frac{\text{с}^4 \cdot \text{А}^2}{\text{кГ} \cdot \text{м}^2} = [\text{с}]$$



Закон изменения напряжения на ёмкости цепи

$$u(t) = U_m(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (1.7)$$

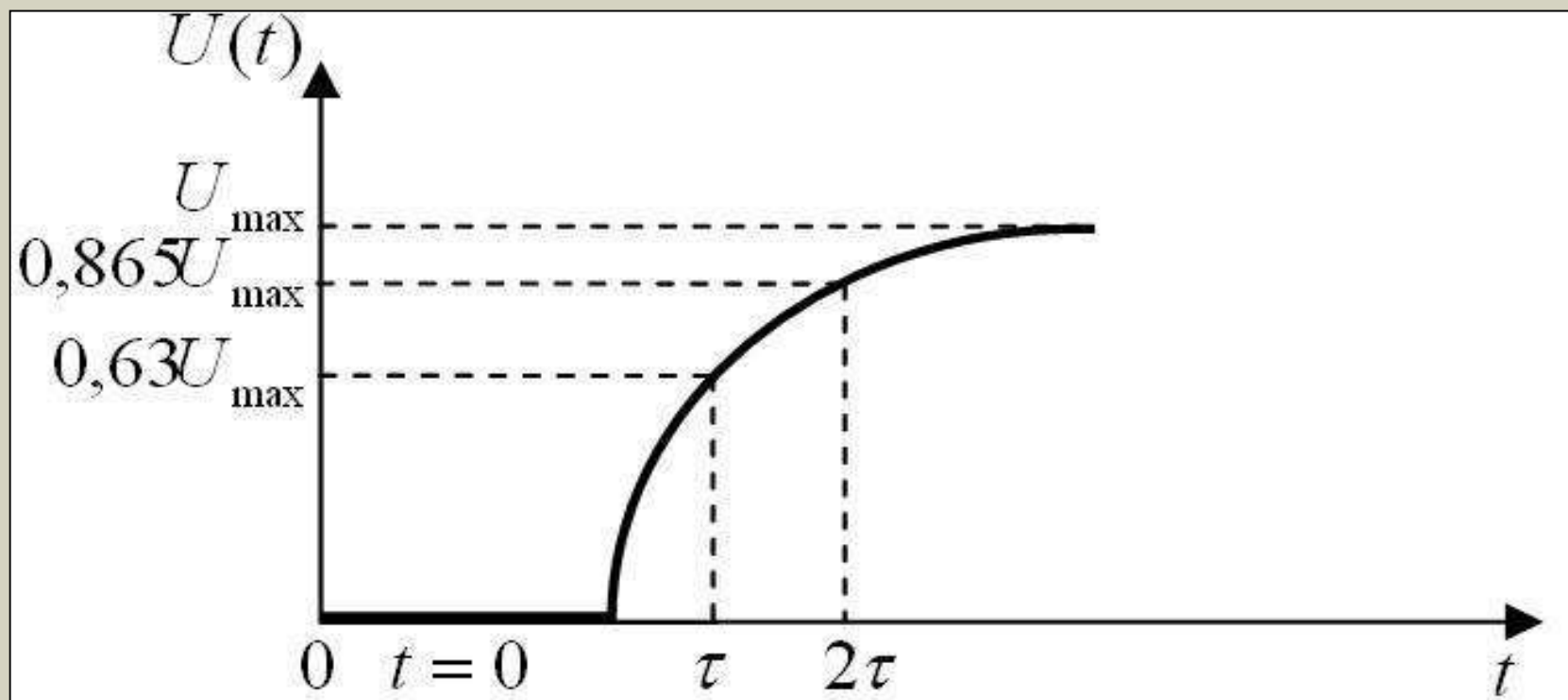


Рис.1.2. Закон изменения напряжения на ёмкости цепи

Закон изменения тока, протекающего через ёмкость цепи

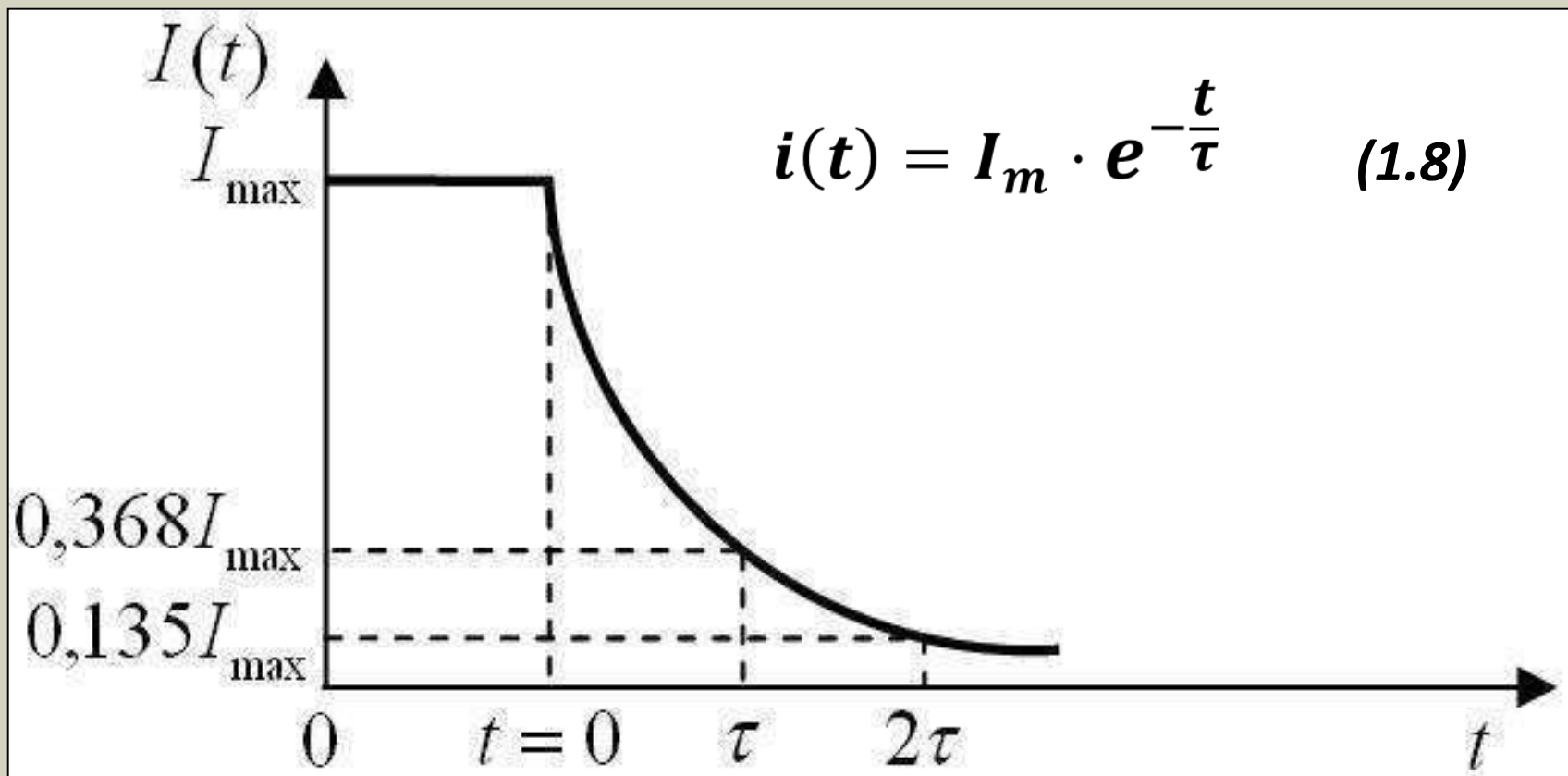


Рис.1.3. Закон изменения тока, протекающего через ёмкость цепи

0

Λ

M1

M2

M3

Протекание переходного процесса

$\frac{t}{\tau}$	Закон спадаания напряжения (тока) $u(t) = U_m e^{-\frac{t}{\tau}}$	Закон нарастания напряжения (тока) $u(t) = U_m (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$
1	0,367 E	0,633 E
2	0,135 E	0,865 E
3	0,050 E	0,950 E
4	0,018 E	0,982 E
5	0,007 E	0,993 E

Для окончания переходного процесса требуется время

$$t = (3...5)\tau \quad (1.9)$$

Законы коммутации

В импульсной технике принимают следующие допущения, позволяющие упростить анализ электрических цепей с сосредоточенными параметрами. Эти допущения носят название законов коммутации:

1. Токи, протекающие через резисторы и ёмкости, могут изменяться скачкообразно.
2. Напряжения на индуктивностях и резисторах могут изменяться скачкообразно.



Первый закон коммутации можно объяснить следующим образом.

Известно, что ток, протекающий через ёмкость, и напряжение на этой ёмкости связаны следующими соотношениями:

$$i_c(t) = C \frac{dU_c(t)}{dt} \quad (1.10)$$

$$U_c(t) = U_{c0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (1.11)$$

Аналогично можно объяснить второй закон коммутации. Известно, что напряжение, приложенное к индуктивности, и протекающий через неё ток связаны следующими соотношениями:

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1.12)$$

$$i_L(t) = I_{L_0} + \frac{1}{L} \int_0^t U_L(t) dt \quad (1.13)$$

Наличие переходных процессов является причиной искажения формы импульсов, действующих в линейной цепи. Если бы все процессы в цепи устанавливались мгновенно, то никаких искажений импульсов в линейной цепи не было бы.



Тема 2. Электрические импульсы и их параметры

Под электрическим импульсом понимают отклонение напряжения или тока от некоторого постоянного уровня (в частности, от нулевого), наблюдаемое в течение времени, меньшего или сравнимого с длительностью переходных процессов в схеме.

Под переходным процессом понимается всякое резкое изменение установившегося режима в электрической цепи за счёт действия внешних сигналов или переключений внутри самой цепи. Таким образом, переходный процесс – это процесс перехода электрической цепи из одного стационарного состояния в другое. Как бы ни был короток этот переходный процесс, – он всегда конечен во времени.



Для цепей, в которых время существования переходного процесса несравненно меньше времени действия внешнего сигнала (напряжения или тока), режим работы считается установившимся, а сам внешний сигнал для такой цепи не является импульсным. Примером этого может служить срабатывание электромагнитного реле.

Когда же длительность действующих в электрической цепи сигналов напряжения или тока становится соизмеримой с длительностью процессов установления, переходный процесс оказывает настолько сильное влияние на форму и параметры этих сигналов, что их нельзя не учитывать. В этом случае бóльшая часть времени воздействия сигнала на электрическую цепь совпадает со временем существования переходного процесса.

Режим работы цепи во время действия такого сигнала будет нестационарным, а воздействие его на электрическую цепь — импульсным.



Соотношение между длительностью сигнала и длительностью переходного процесса

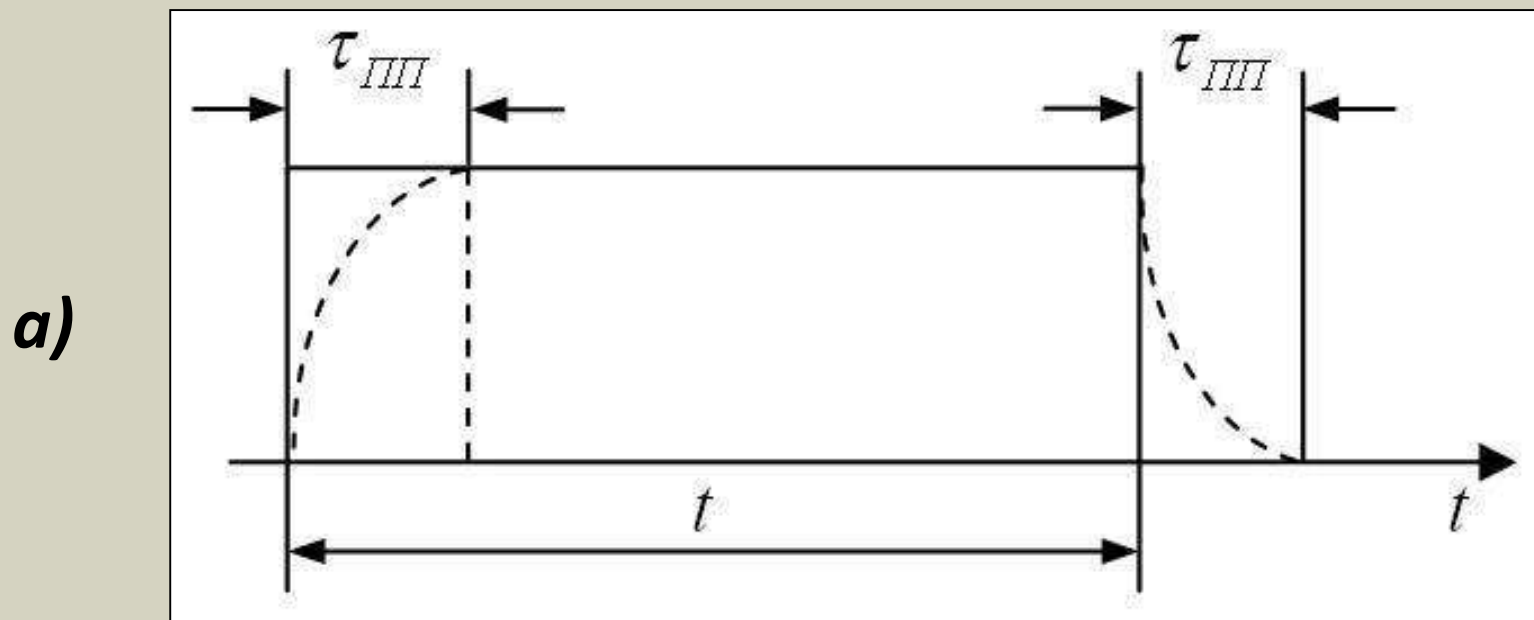


Рис. 1.4. Длительность переходного процесса значительно меньше длительности сигнала ($\tau_{nn} \ll t$)

Соотношение между длительностью сигнала и длительностью переходного процесса

б)

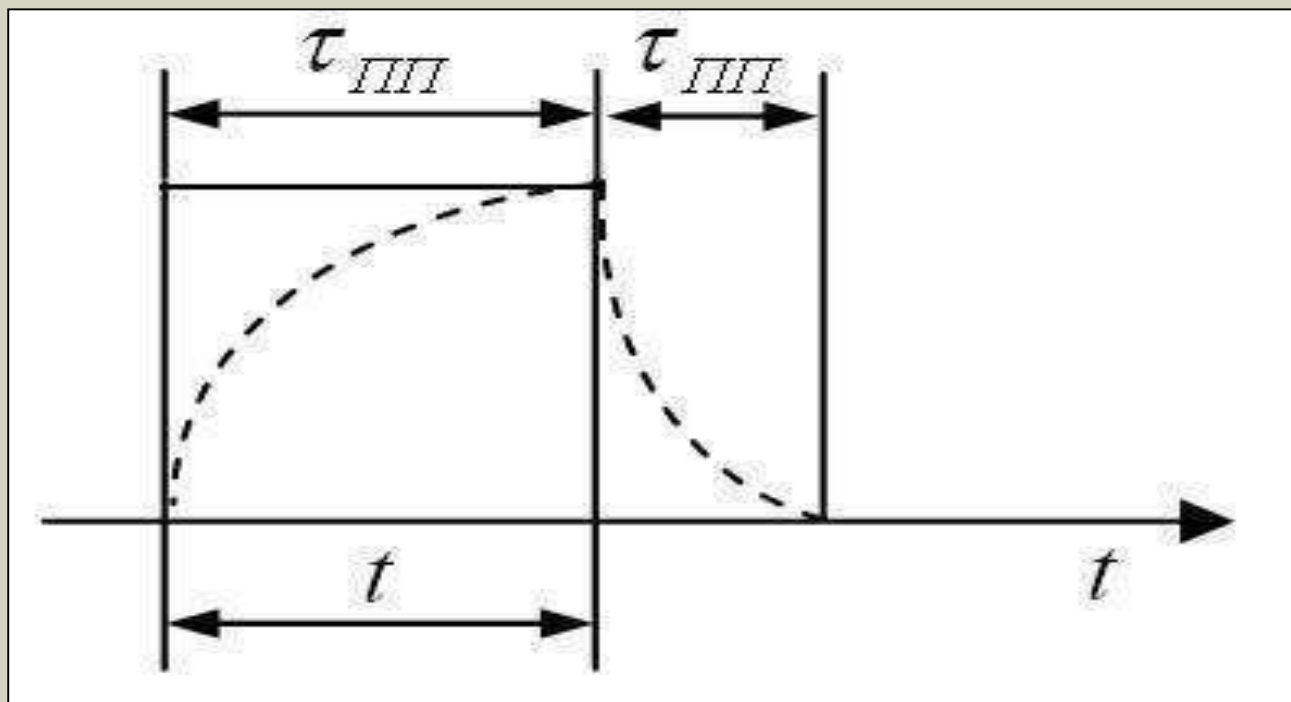


Рис.1.4. Длительность переходного процесса соизмерима с длительностью сигнала ($\tau_{nn} \approx t$)

О

Л

М1

М2

М3

Что такое «электрический импульс»?

Электрическим импульсом для данной цепи называется напряжение или ток, действующие в течение промежутка времени, соизмеримого с длительностью переходного процесса в этой цепи.

При этом предполагается, что между двумя последовательно действующими в цепи импульсами должен быть достаточный промежуток времени, превышающий длительность процесса установления.

В противном случае вместо импульсов будут возникать сигналы сложной формы.



Электрические сигналы сложной формы

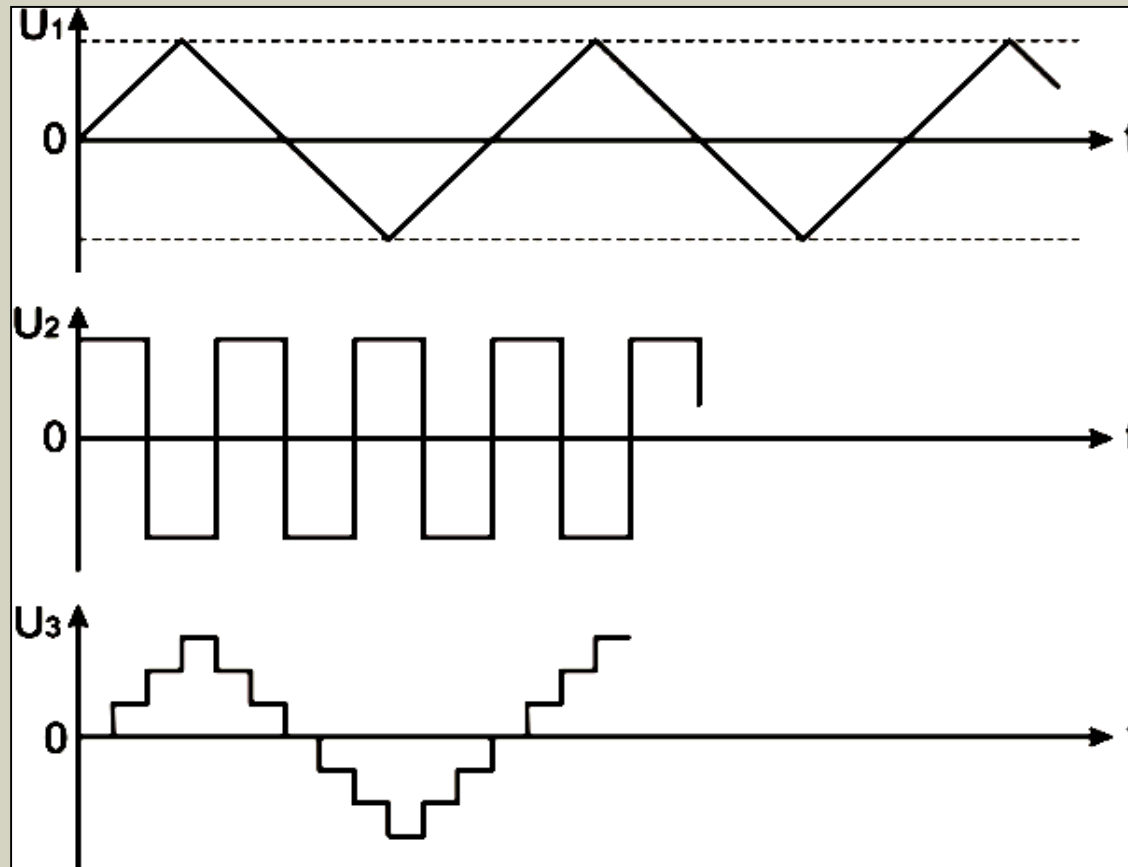


Рис. 1.5. Электрические сигналы сложной формы

О

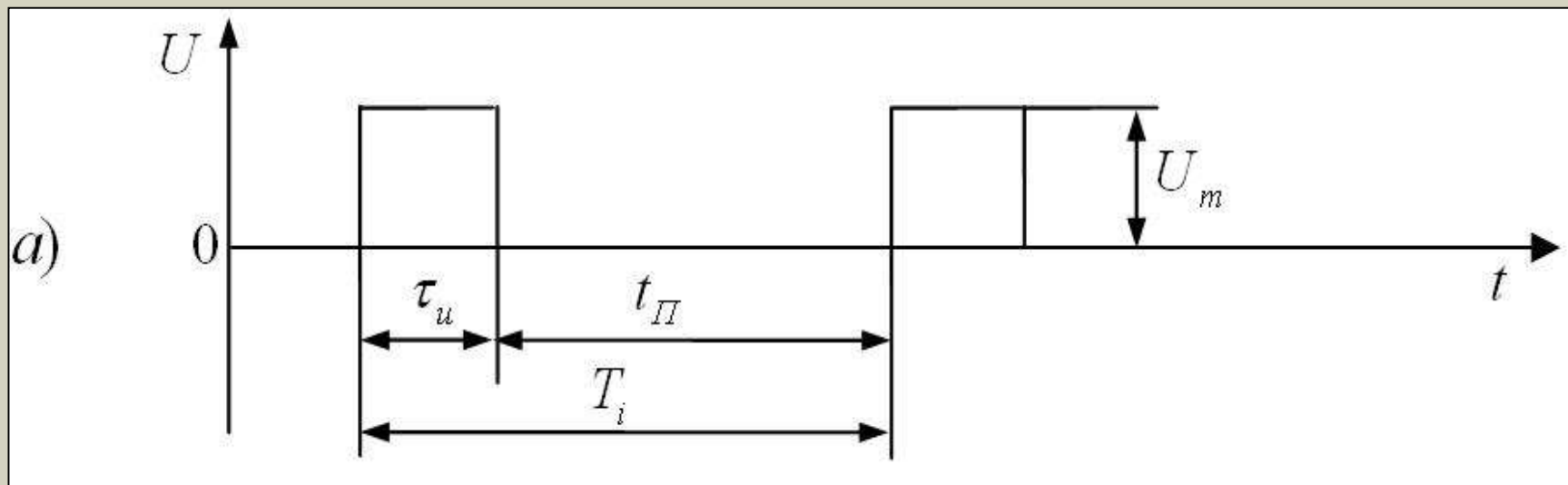
Л

М1

М2

М3

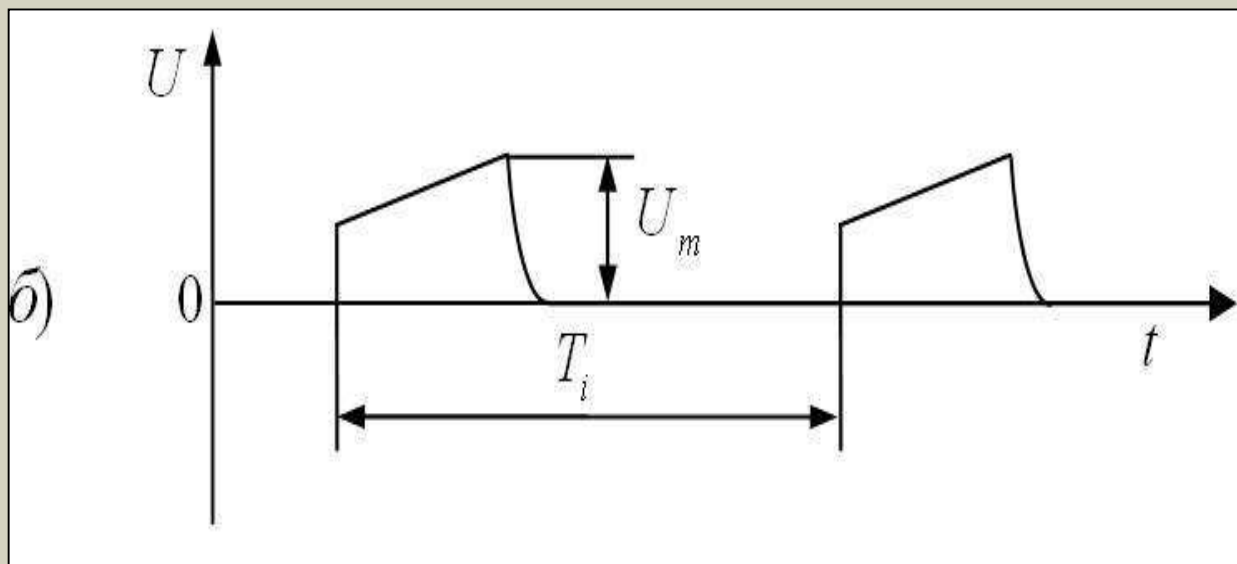
Формы электрических импульсов



a) прямоугольные

Рис. 1.6. Формы видеоимпульсов

Формы электрических импульсов



б) трапецеидальные

Рис. 1.6. Формы видеоимпульсов

О

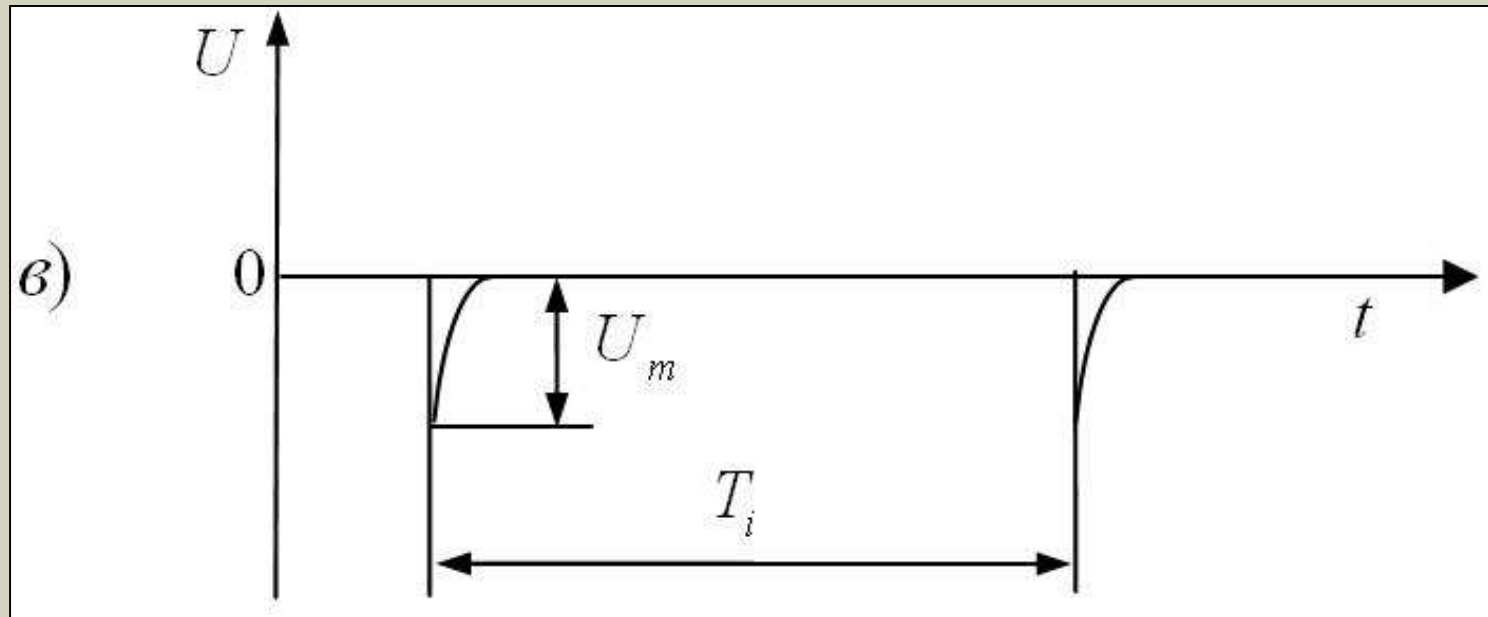
Л

М1

М2

М3

Формы электрических импульсов



в) остроконечные

Рис. 1.6. Формы видеоимпульсов

О

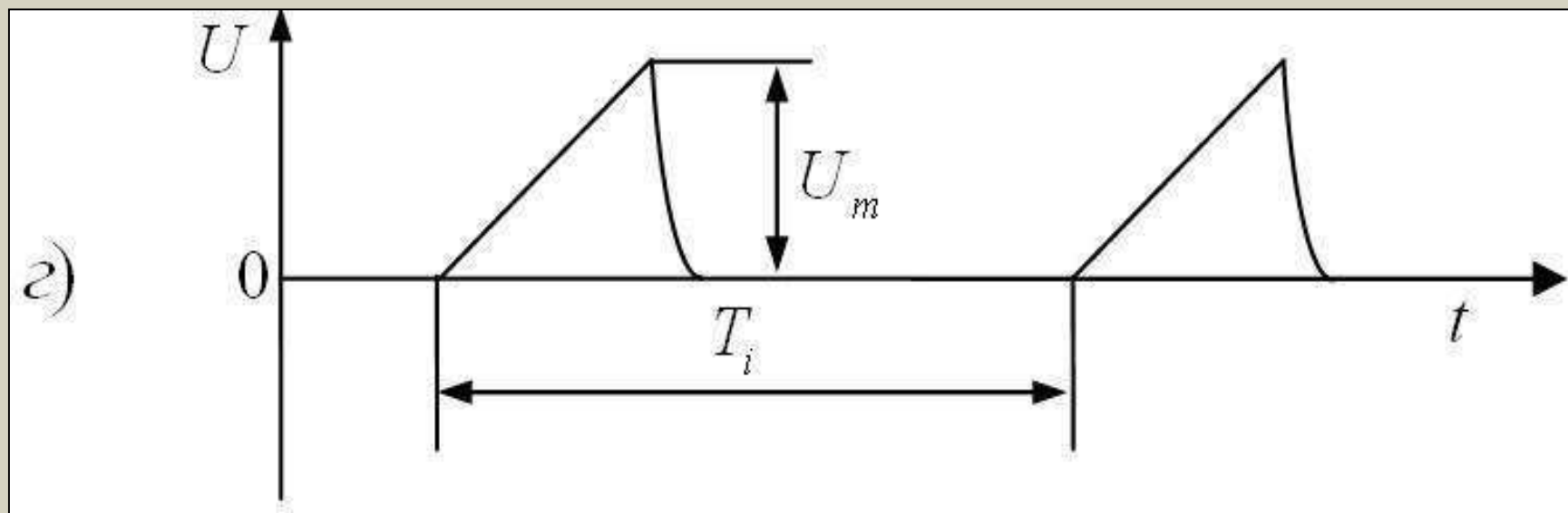
Л

М1

М2

М3

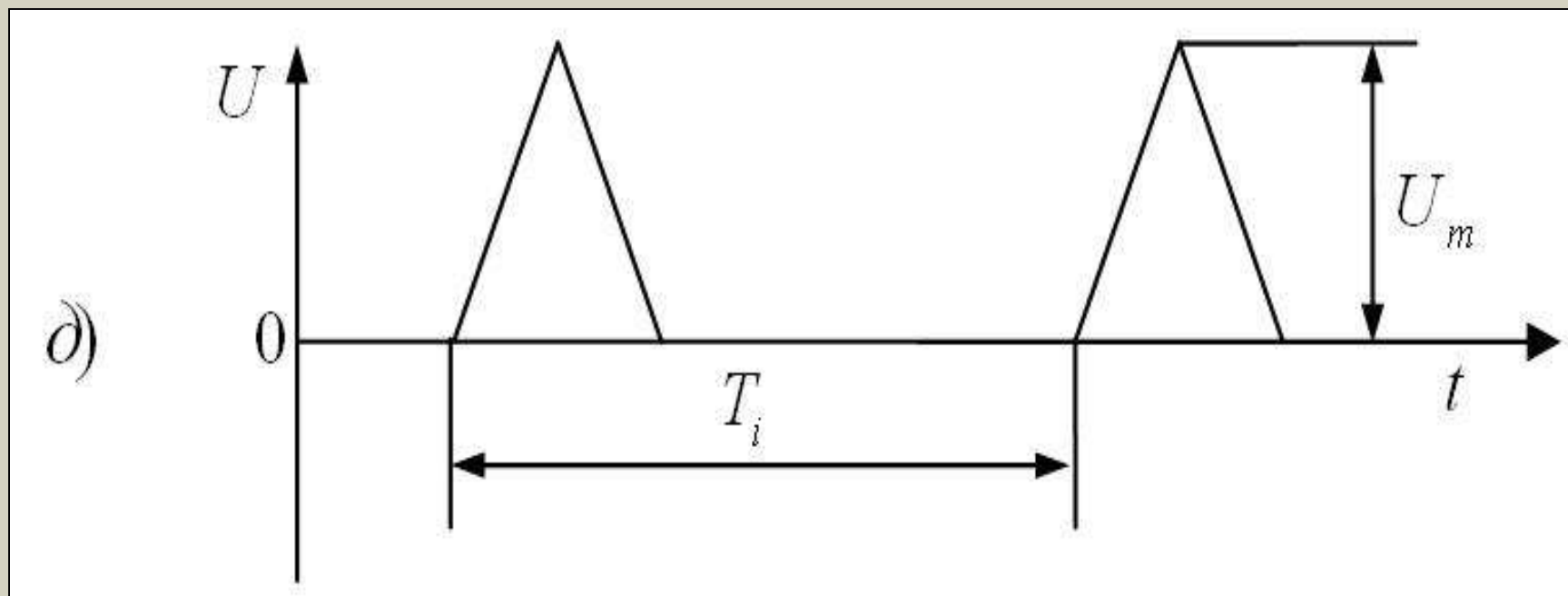
Формы электрических импульсов



г) пилообразные

Рис. 1.6. Формы видеоимпульсов

Формы электрических импульсов



д) треугольные

Рис. 1.6. Формы видеоимпульсов

О

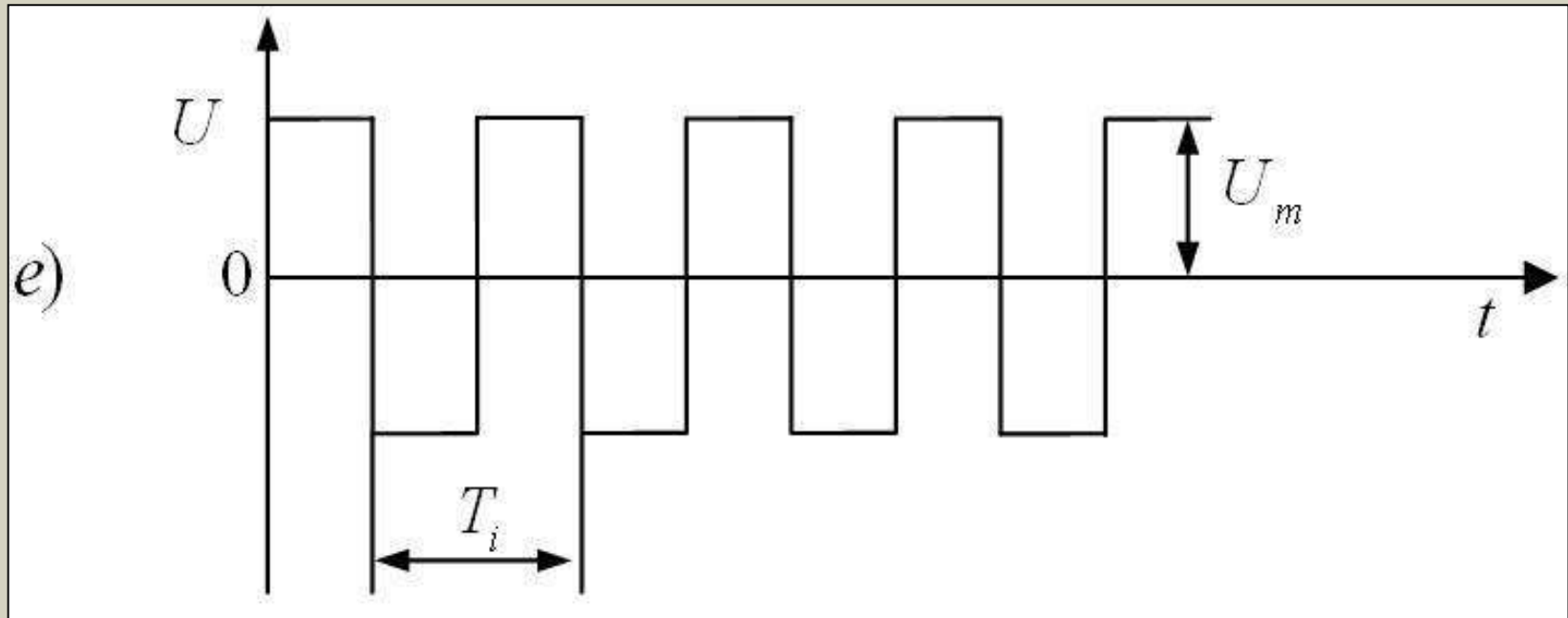
Л

М1

М2

М3

Формы электрических импульсов



e) разнополярные

Рис. 1.6. Формы видеоимпульсов

Параметры одиночного импульса

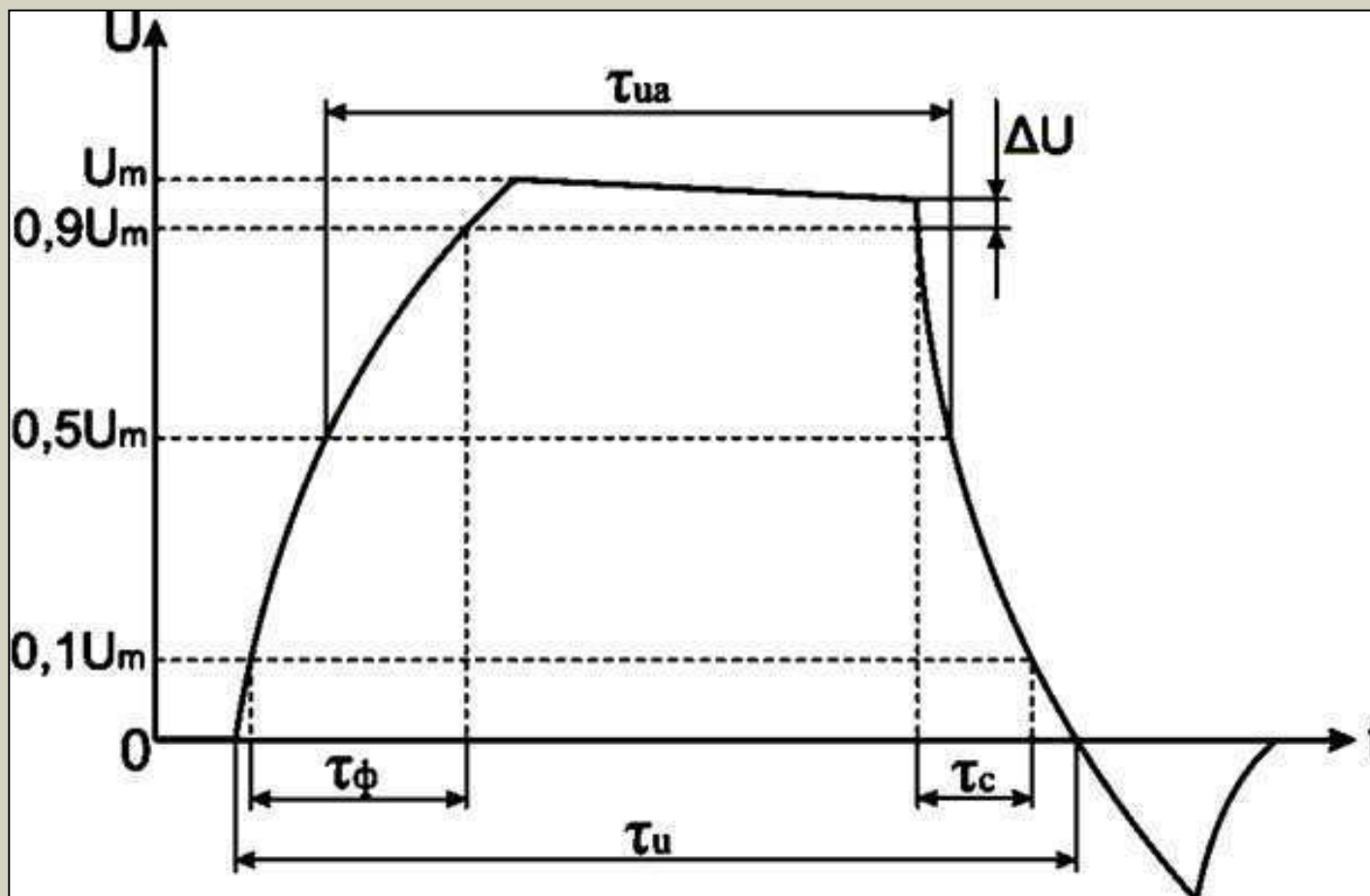


Рис. 1.7. Параметры одиночного импульса

Характерные участки импульса

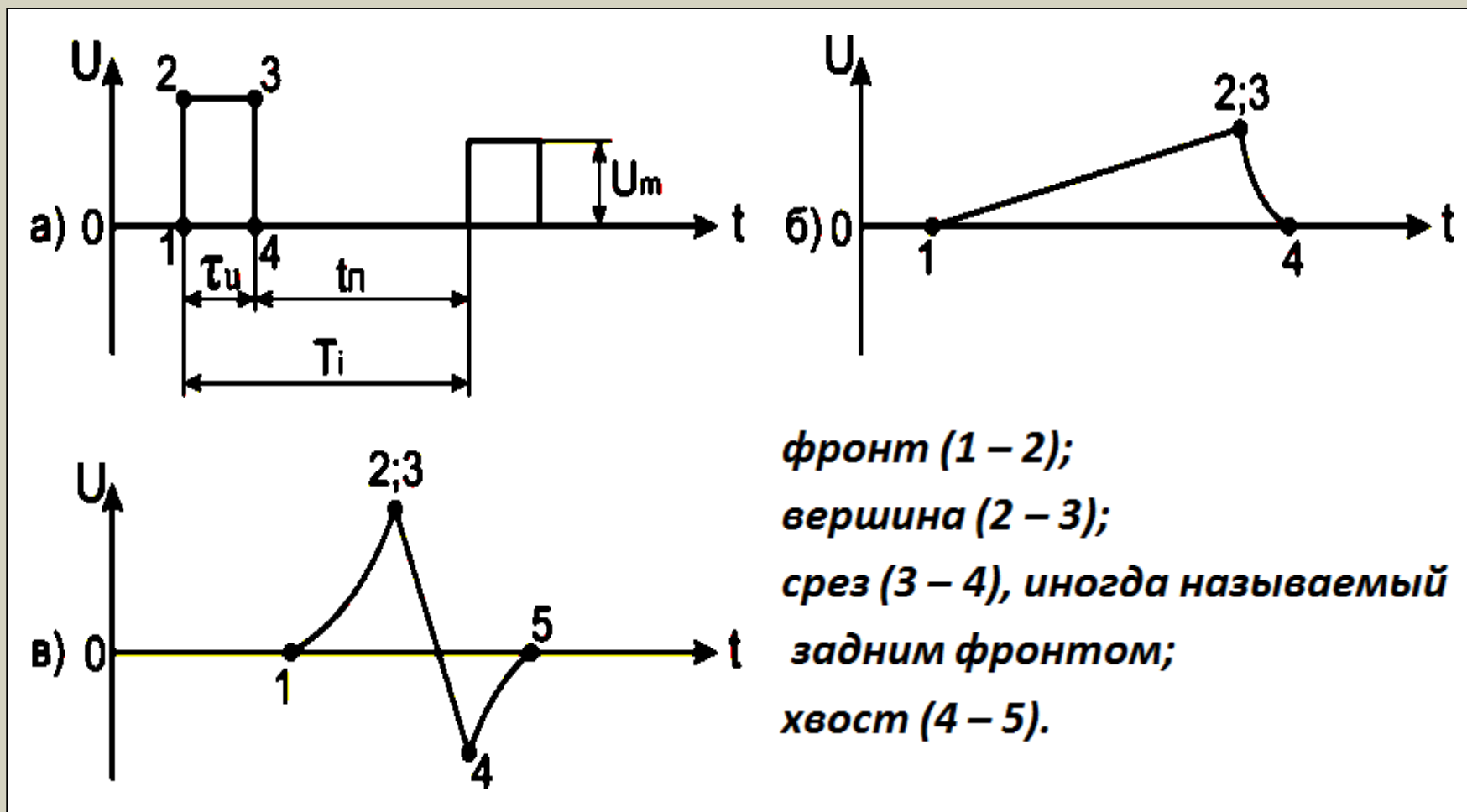
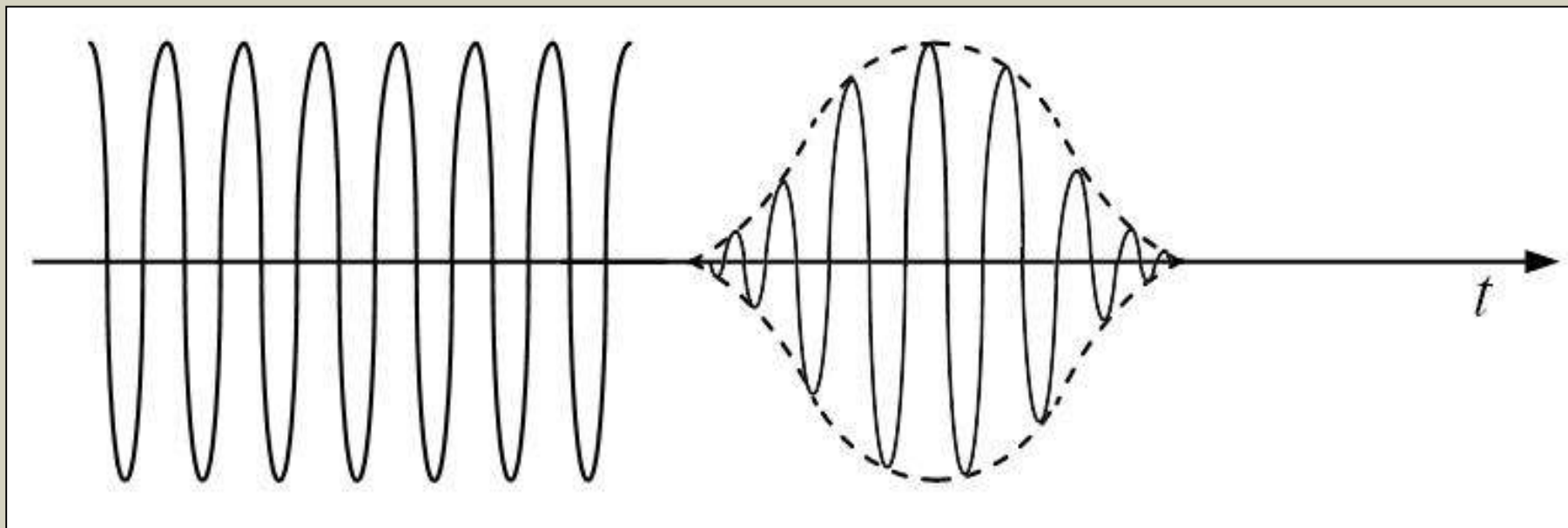


Рис. 1.8. Характерные участки импульса

Формы радиоимпульсов



а) прямоугольный; б) колоколообразный

Рис. 1.9. Формы радиоимпульсов

О

Л

М1

М2

М3

Периодическая последовательность импульсов

Электрические импульсы, следующие друг за другом через равные промежутки времени, называются периодической последовательностью.

Периодическая последовательность импульсов характеризуется следующими параметрами:

1. Период повторения T_i – промежуток времени между началом двух соседних однополярных импульсов. Он выражается в секундах (с) или дольных единицах секунды (мс; мкс; нс). Величина, обратная периоду повторения, называется частотой повторения (следования) импульсов. Она определяет количество импульсов в течение одной секунды и выражается в герцах (Гц), килогерцах (кГц) и т.д.

$$F_i = \frac{1}{T_i} \quad (1.16)$$



Периодическая последовательность импульсов

2. Скважность последовательности импульсов – это отношение периода повторения к длительности импульса. Обозначается буквой q :

$$q = \frac{T_i}{\tau_{и}} = \frac{1}{F_i \times \tau_{и}}$$

Скважность – безразмерная величина, которая может изменяться в очень широких пределах, так как длительность импульсов может быть в сотни и даже тысячи раз меньше периода импульсов или, наоборот, занимать большую часть периода.

Величина, обратная скважности, называется коэффициентом заполнения. Эта величина безразмерная, меньшая единицы. Она обозначается буквой γ :

$$\gamma = \frac{\tau_{и}}{T_i} = \frac{1}{q} \quad (1.18)$$

Последовательность импульсов с $q = 2$ называется «меандром». У такой последовательности $T_i = 2 \times \tau_{и}$ (рис. 1.6, е). Если $T_i \gg \tau_{и}$, то такая последовательность называется радиолокационной.



Периодическая последовательность импульсов

3. Среднее значение (постоянная составляющая) импульсного колебания. При определении среднего за период значения импульсного колебания U_{cp} (или I_{cp}) импульс напряжения или тока распределяют равномерно на весь период так, чтобы площадь $U_{cp} \cdot T_i$ была равна площади импульса $S_u = U_m \cdot \tau_u$ (рис. 1.10).

Для импульсов любой формы среднее значение определяется из выражения:

$$U_{cp} = \frac{1}{T_i} \int_0^{\tau_u} u(t) dt \quad (1.19)$$

где $U(t)$ – аналитическое выражение формы импульса.

Для периодической последовательности импульсов прямоугольной формы, у которой $U(t) = U_m$, период повторения T_i и длительность импульса τ_u , это выражение после подстановки и преобразования принимает вид:

$$U_0 = U_{cp} = \frac{1}{T_i} \cdot U_m \cdot \tau_u \quad (1.20)$$



Среднее значение (постоянная составляющая)

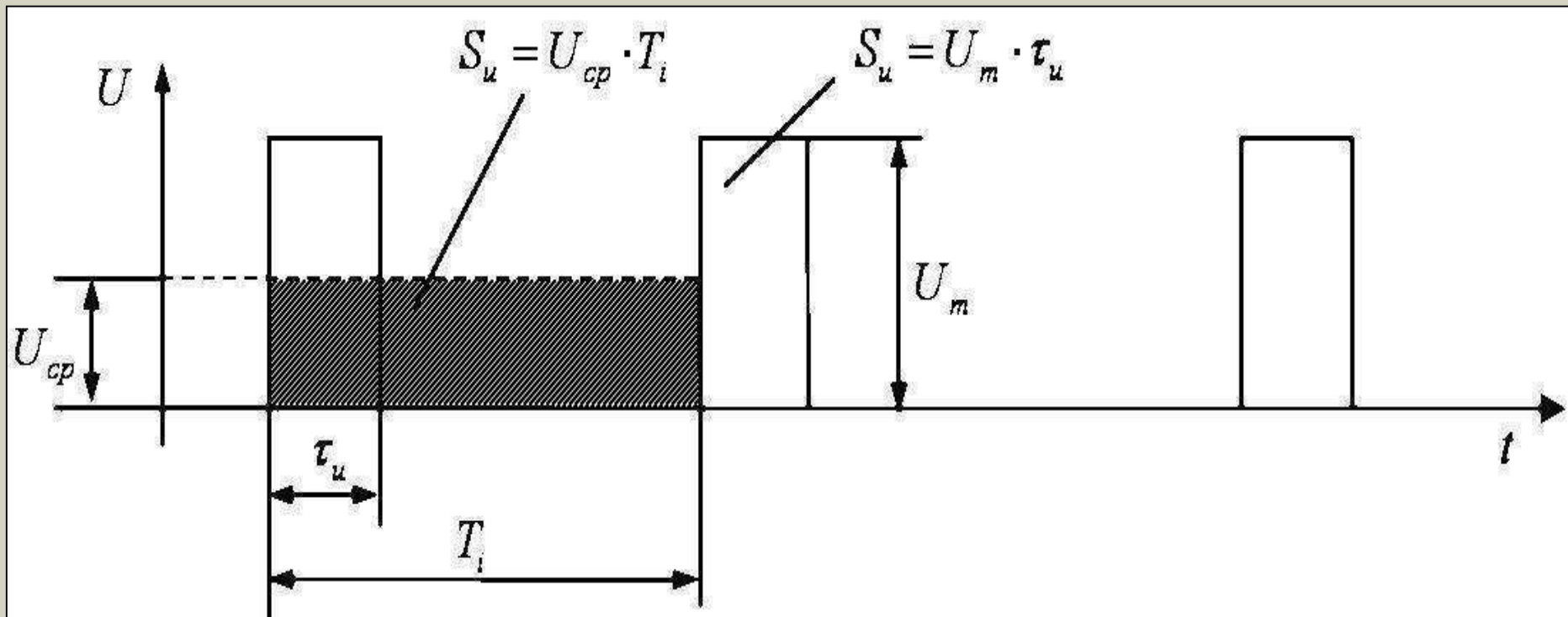


Рис. 1.10. Периодическая последовательность импульсов

О

Л

М1

М2

М3

Среднее значение (постоянная составляющая)

Из рис.1.10 видно, что

$$S_{\text{и}} = U_m \cdot \tau_{\text{и}} = U_{\text{ср}} \cdot T_i$$

откуда следует:

$$U_0 = U_{\text{ср}} = U_m \cdot \frac{\tau_{\text{и}}}{T_i} = \frac{U_m}{q} \cdot \gamma \quad (1.21)$$

где U_0 — называется постоянной составляющей.



Периодическая последовательность импульсов

4. Энергия импульса W , отнесенная к периоду T_i , определяет среднюю мощность импульса:

$$P_{\text{ср}} = \frac{W}{T_i} \quad (1.22)$$

Сравнивая выражения P_i и $P_{\text{ср}}$, получим $P_u \cdot \tau_u = P_{\text{ср}} \cdot T_i$, откуда следует:

$$P_{\text{и}} = \frac{P_{\text{ср}} T_i}{\tau_{\text{и}}} = P_{\text{ср}} \cdot q \quad (1.23)$$

и

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}}{T_i} = \frac{P_{\text{и}}}{q} \quad (1.24)$$

О

Л

М1

М2

М3

Контрольные задания

1. Амплитуда импульса равна 11 кВ, длительность импульса 1 мкс. Определить крутизну фронта импульса, если считать длительность фронта равной 20 % длительности импульса.

2. Амплитуда прямоугольных импульсов, имеющих частоту следования 1250 Гц и скважность 2300, равна 11 кВ. Определить крутизну фронта и среза, если считать длительность фронта и среза равной 20 % от длительности импульса.

3. Определить постоянную времени цепи, состоящей из конденсатора ёмкостью 5000 пФ и активного сопротивления 0,5 Мом.

4. Определить постоянную времени цепи, состоящей из индуктивности 20 мГн и активного сопротивления 5 кОм.



Контрольные задания

5. Определить среднюю мощность радиопередающего устройства РЛС, имеющую следующие параметры: импульсная мощность 800 кВт; длительность зондирующего импульса 3,2 мкс; частота следования зондирующих импульсов 375 Гц.

6. Конденсатор ёмкостью 400 пФ заряжается от источника постоянного напряжения 200 В через сопротивление 0,5 Мом. Определить напряжение на конденсаторе через 600 мкс после начала заряда

7. К цепи, состоящей из конденсатора ёмкостью 10 пФ и сопротивления 2 Мом, подключён источник постоянного тока с напряжением 50 В. Определить ток в момент включения и через 40 мкс после включения.



Контрольные задания

8. Конденсатор, заряженный до напряжения 300 В, разряжается через сопротивление 300 Мом. Определить величину разрядного тока через время $t = 3\tau$ после начала разряда.

9. Какое потребуется время для заряда конденсатора ёмкостью 100 пФ до напряжения 340 В, если напряжение источника 540 В и сопротивление цепи заряда 100 кОм?

10. Цепь, состоящая из индуктивности 10 мГн и сопротивления 5 кОм, подключена к источнику постоянного напряжения 250 В. Определить ток, протекающий в цепи через 4 мкс после включения.



Модуль 2. Формирование импульсов

Тема 3. Линейные и нелинейные цепи

Тема 4. Дифференцирующие цепи

Тема 5. Переходные цепи

Тема 6. Интегрирующие цепи

Тема 7. Контур ударного возбуждения

Тема 8. Ограничители амплитуды

Тема 9. Восстановление постоянной составляющей сигналов.

Фиксирование уровня напряжения

Контрольные задания



Тема 3. Линейные и нелинейные цепи

Линейные цепи

Элемент, параметры которого (сопротивление, индуктивность, ёмкость) не зависят от величины и направления токов и приложенных напряжений, называется линейным.

Цепи, содержащие линейные элементы, называются линейными.



Линейные цепи

Свойства линейных цепей:

1. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) линейной цепи представляет собой прямую линию, т.е. величины токов и напряжений будут связаны между собой линейными уравнениями с постоянными коэффициентами. Пример ВАХ такого вида – закон Ома.

2. Для расчёта (анализа) и синтеза линейных цепей применим *принцип суперпозиций (наложения)*.

Смысл принципа суперпозиций заключается в следующем: если к входу линейной цепи приложено синусоидальное напряжение, то напряжение на любом её элементе будет иметь такую же форму.

Если же входное напряжение является сложным сигналом (т.е. является суммой гармоник), то на любом элементе линейной цепи сохраняются все гармонические составляющие этого сигнала: иначе говоря, сохраняется форма приложенного к входу напряжения. При этом на выходе линейной цепи изменится только соотношение амплитуд и фаз гармоник.

Линейные цепи

Свойства линейных цепей:

3. Линейная цепь не преобразует спектр электрического сигнала. Она может изменить составляющие спектра только по амплитуде и фазе. Это является причиной возникновения линейных искажений.

4. Всякая реальная линейная цепь искажает форму сигнала за счёт переходных процессов и конечной ширины полосы пропускания.



Линейные цепи

Строго говоря, все элементы электрических цепей нелинейны. Однако в определённом интервале изменения переменных величин нелинейность элементов проявляется настолько мало, что практически можно пренебречь ею.

Примером может служить усилитель радиочастоты (УРЧ) радиоприёмника, на вход которого подаётся очень малый по амплитуде сигнал от антенны. Нелинейность входной характеристики транзистора, стоящего в первом каскаде УРЧ, в пределах нескольких микровольт настолько мала, что её просто не учитывают.



Линейные цепи

Если на вход линейной цепи подать сложный сигнал, который является суммой гармоник разных частот, а линейная цепь содержит частотно-зависимый элемент (L или C), то форма напряжений на её элементах не будет повторять форму входного напряжения.

Это объясняется тем, что гармоники входного напряжения по-разному пропускаются такой цепью.

В результате прохождения входного сигнала через ёмкости и индуктивности цепи соотношения между гармоническими составляющими на элементах цепи изменяются по амплитуде и фазе по отношению к входному сигналу.

В результате соотношения между амплитудами и фазами гармоник на входе цепи и на её выходе не одинаковы. Это свойство положено в основу формирования импульсов с помощью линейных цепей.



Нелинейные цепи

Элемент, параметры которого зависят от величины и полярности приложенных напряжений или протекающих токов, называется нелинейным, а *цепь, содержащую такие элементы, называют нелинейной.*

К нелинейным элементам относятся электровакуумные приборы (ЭВП), полупроводниковые приборы (ППП), работающие на нелинейном участке ВАХ, диоды (вакуумные и полупроводниковые), а также трансформаторы с ферромагнетиками.



Нелинейные цепи

Свойства нелинейных цепей:

1. Ток, протекающий через нелинейный элемент, не пропорционален приложенному к нему напряжению, т.е. зависимость между напряжением и током (ВАХ) носит нелинейный характер. Примером такой ВАХ служат входные и выходные характеристики ЭВП и ППП.
2. Процессы, протекающие в нелинейных цепях, описываются нелинейными уравнениями различного вида, коэффициенты которых зависят от самой функции напряжения (тока) или от её производных, а ВАХ нелинейной цепи имеет вид кривой или ломаной линии. Примером могут служить характеристики диодов, триодов, тиристоров, стабилитронов и др.



Нелинейные цепи

Свойства нелинейных цепей:

3. Для нелинейных цепей принцип суперпозиций неприменим. При воздействии внешнего сигнала на нелинейные цепи в них всегда возникают токи, содержащие в своём составе новые частотные составляющие, которых не было во входном сигнале. Это является причиной возникновения нелинейных искажений, в результате чего сигнал на выходе нелинейной цепи всегда отличается по форме от входного сигнала.



Тема 4. Дифференцирующие цепи

Дифференцирующей называется цепь, на выходе которой напряжение пропорционально первой производной от входного напряжения.

$$U_{\text{ВЫХ}} = k \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} \quad (2.1)$$

где:

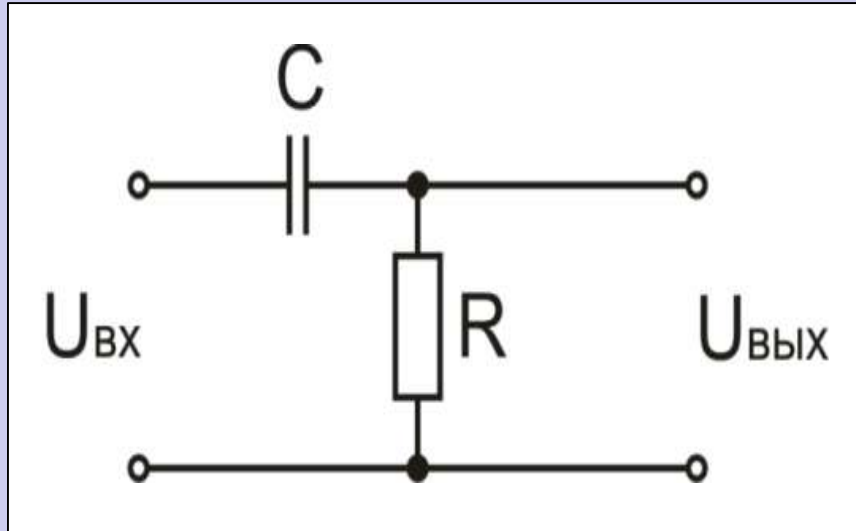
$U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе дифференцирующей цепи;

$U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе дифференцирующей цепи;

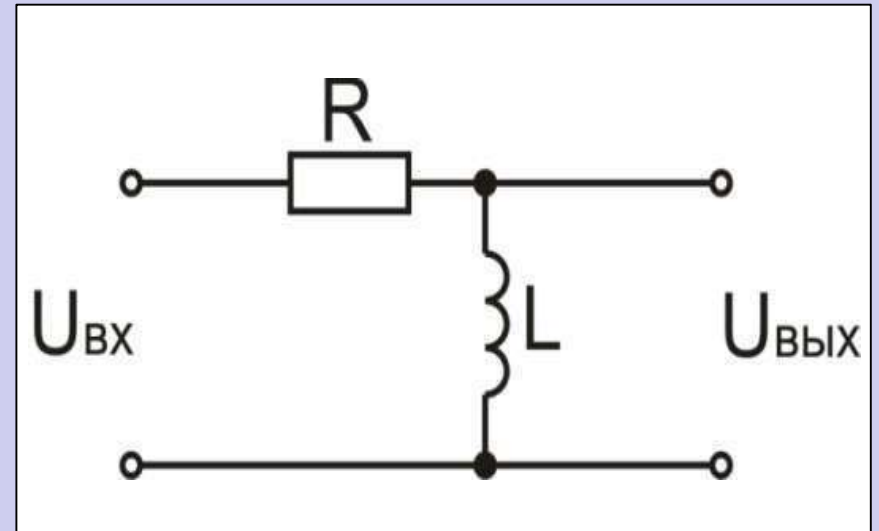
k – коэффициент пропорциональности.



Дифференцирующие цепи



а) ёмкостная



б) индуктивная

Рис. 2.1. Виды дифференцирующих цепей

Дифференцирующая цепь

Дифференцирующие цепи позволяют производить следующие преобразования:

- укорочение прямоугольных видеоимпульсов и формирование из них остроконечных импульсов, служащих для запуска и синхронизации различных импульсных устройств;
- получение производных по времени от сложных функций. Это используется в измерительной технике, системах авторегулирования и автосопровождения;
- формирование прямоугольных импульсов из пилообразных.



Дифференцирующая цепь

Покажем, что RC -цепь при определённых условиях становится дифференцирующей.

Известно, что ток, протекающий через ёмкость, определяется выражением:

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt} \quad (2.2).$$

В то же время из рис. 2.1, *a* очевидно, что

$$U_{BX} = U_c + U_R,$$

т.к. R и C представляют собой делитель напряжения.



Дифференцирующая цепь

Поскольку напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = U_R$,

то $U_c = U_{\text{ВХ}} - U_R = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}$.

Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = U_R = i_c \cdot R$ (2.3).

Подставив выражение (2.2) в (2.3), получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = RC \frac{d(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}})}{dt} \quad (2.4).$$

Дифференцирующая цепь

Если выбрать достаточно малую величину R так, чтобы выполнялось условие

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_R \ll U_{\text{ВХ}},$$

то получим приближённое равенство

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} \quad (2.5)$$

Это равенство тождественно (2.1).



Дифференцирующая цепь

Выбрать R достаточно малой величины – это значит обеспечить выполнение неравенства

$$R \ll x_c, \quad \text{т.е.} \quad R \ll \frac{1}{\omega_{\text{в}} C},$$

где $\omega_{\text{в}} = 2\pi f_{\text{в}}$ – верхняя граничная частота гармоника выходного сигнала, ещё имеющая существенное значение для формы выходного импульса.

Коэффициент пропорциональности в выражении

$$U_{\text{ВЫХ}} = k \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$$

$k = RC = \tau$ носит название *постоянной времени* дифференцирующей цепи и имеет размерность времени.



Дифференцирующая цепь

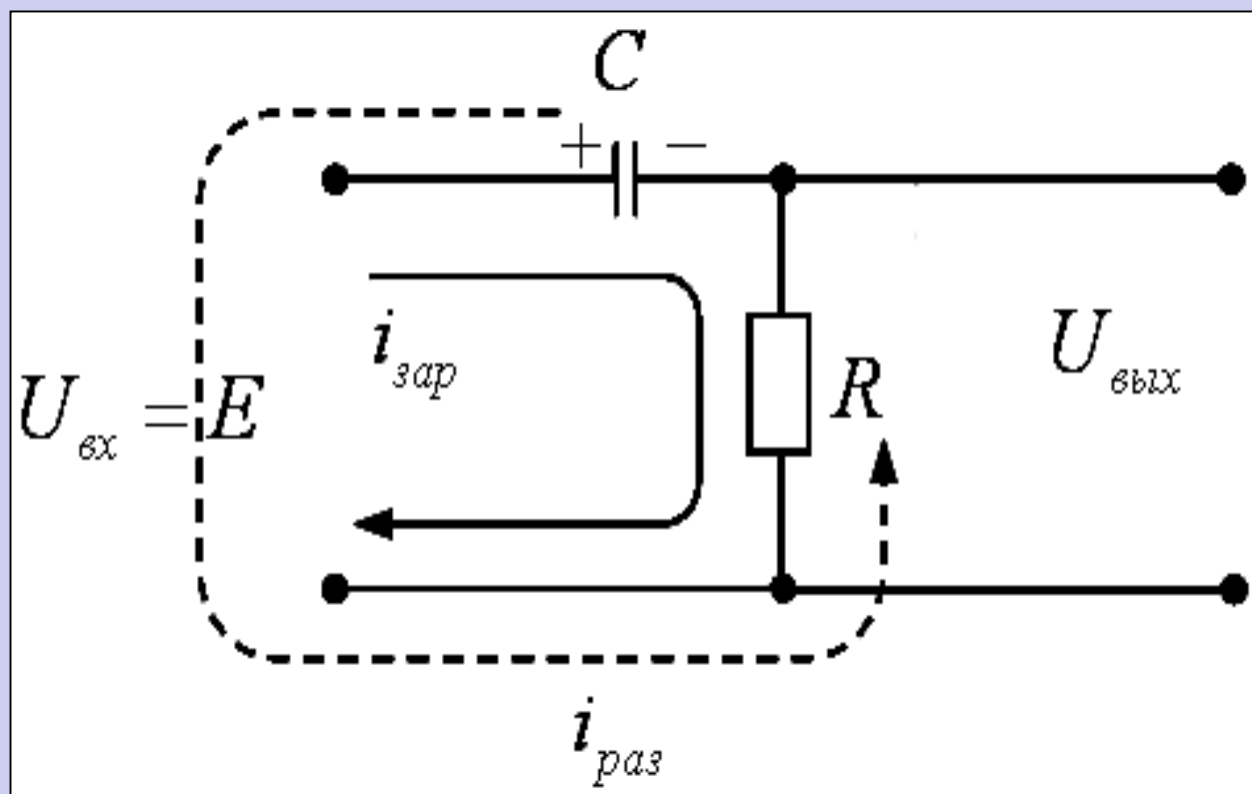


Рис. 2.2. Принципиальная схема ёмкостной дифференцирующей цепи

О

Л

М1

М2

М3

Работа дифференцирующей цепи

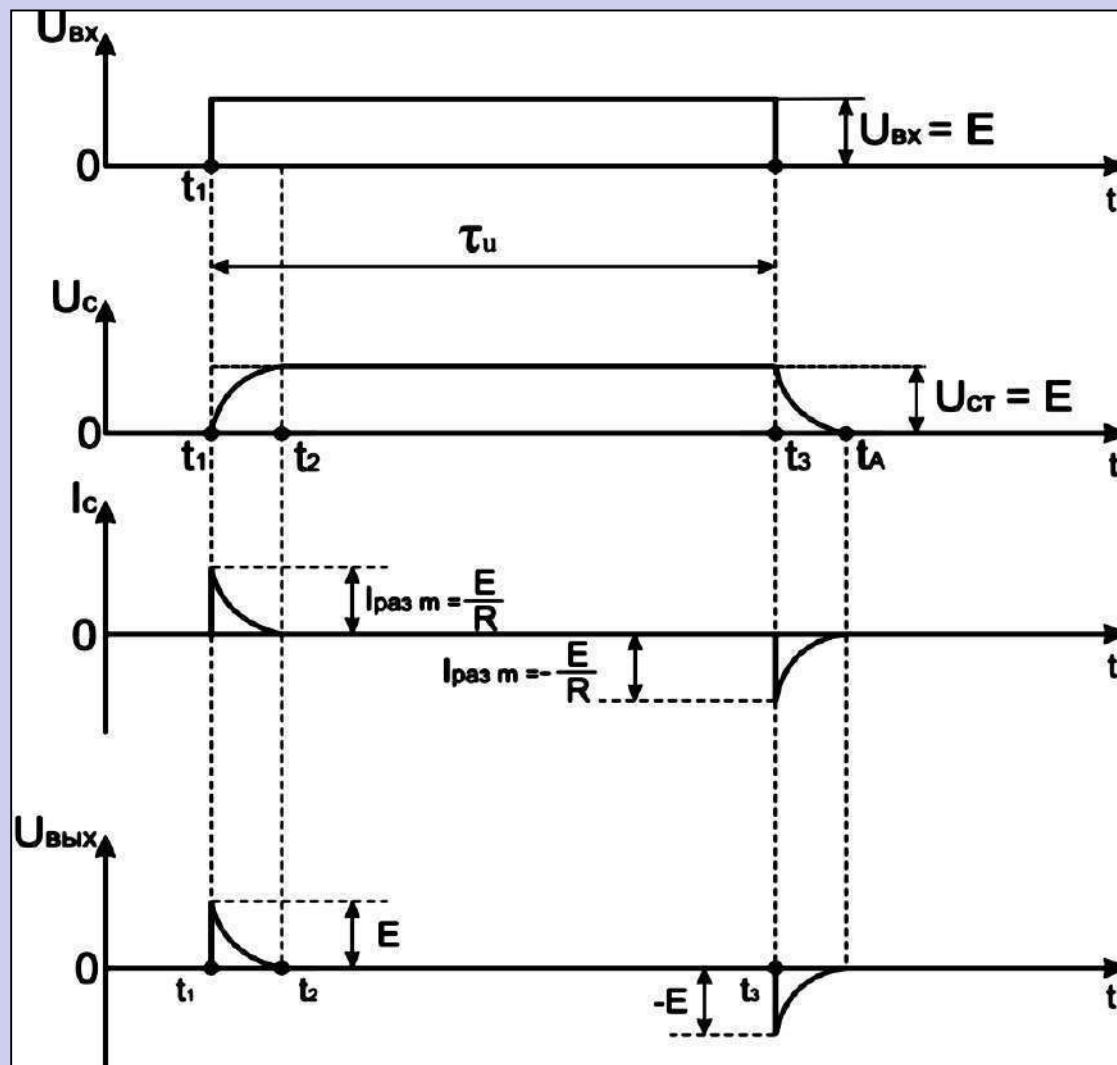


Рис.2.3.
Эпюры напряжений
на элементах
дифференцирующей
цепи

О

Л

М1

М2

М3

Работа дифференцирующей цепи

Пусть на вход подаётся идеальный прямоугольный импульс, у которого $\tau_{\phi} = \tau_c = 0$, а внутреннее сопротивление источника сигнала $R_i = 0$.

Пусть импульс определяется следующим выражением:

$$U_{\text{вх}} = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq t_1 \\ E & \text{при } t_1 < t < t_3 \\ 0 & \text{при } t \geq t_3 \end{cases}$$



Работа дифференцирующей цепи

1. Исходное состояние схемы ($t < t_1$).

В исходном состоянии:

$$U_{вх} = 0; \quad U_c = 0; \quad i_c = 0; \quad U_{вых} = 0.$$

2. Первый скачок напряжения ($t = t_1$).

В момент времени $t = t_1$ на вход ДЦ подаётся скачком напряжение $U_{вх} = E$.

В этот момент $U_c = 0$, т.к. за бесконечно малый промежуток времени ёмкость зарядиться не может.

Но, в соответствии с законом коммутации, ток через ёмкость может нарастать мгновенно.



Работа дифференцирующей цепи

Следовательно, в момент $t = t_1$ ток, протекающий через ёмкость, будет равен

$$i_c = i_{\text{зар}} = \frac{E}{R} = I_{\text{зар.max}}$$

Поэтому напряжение на выходе цепи в этот момент будет равно

$$U_{\text{вых}} = i_{\text{зар}} \cdot R = I_{\text{зар.max}} \cdot R = \frac{E}{R} \cdot R = E$$



Работа дифференцирующей цепи

3. Заряд конденсатора ($t_1 < t < t_2$).

После скачка начинается заряд конденсатора током, убывающим по экспоненциальному закону:

$$i_{\text{зар}} = I_{\text{зар.max}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}}$$

Напряжение на конденсаторе будет нарастать по экспоненциальному закону:

$$U_c = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}}) \quad (2.6)$$

Работа дифференцирующей цепи

Напряжение на выходе ДЦ будет падать по мере нарастания напряжения заряда на конденсаторе, т.к. R и C представляют собой делитель напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{зар.}max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}} \cdot R = E e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}} \quad (2.7)$$

Т.к. в любой момент времени для делителя напряжения выполняется равенство

$$U_{\text{ВХ}} = E = U_C + U_R = U_{\text{ВЫХ}}$$

откуда следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = E - U_C = E - E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}} \right) = E \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}},$$

что подтверждает справедливость выражения (2.7).



Работа дифференцирующей цепи

Теоретически заряд конденсатора будет продолжаться бесконечное время, но практически этот переходный процесс заканчивается через

4. Окончание заряда конденсатора ($t = t_2$).

Напряжение на выходе дифференцирующей цепи

$$U_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{зар}} R$$

достигает практически нулевого значения, т.е. в момент времени $t = t_2$

$$i_{\text{зар}} = 0; \quad U_c = E; \quad U_R = 0.$$



Работа дифференцирующей цепи

5. Установившийся режим ($t_2 < t < t_3$).

При этом

$$U_{\text{ВХ}} = E; \quad U_c = E; \quad i_{\text{зар}} = 0; \quad U_{\text{ВЫХ}} = 0$$

6. Второй скачок напряжения ($t = t_3$).

В момент времени $t = t_3$ напряжение на входе дифференцирующей цепи скачком падает до нуля. Конденсатор C становится источником напряжения, т.к. он заряжен до величины

$$U_{c \max} = E$$



Работа дифференцирующей цепи

При этом ток разряда в данный момент времени становится максимальным:

$$i_{\text{раз}} = -\frac{E}{R} \cdot R = -I_{\text{раз.}max}$$

Напряжение на выходе дифференцирующей цепи

$$U_{\text{вых}} = i_{\text{раз}} \cdot R = -\frac{E}{R} \cdot R = -E$$

Выходное напряжение имеет знак «минус», т.к. ток изменил своё направление.



Работа дифференцирующей цепи

7. Разряд конденсатора ($t_3 < t < t_4$).

После второго скачка напряжение на конденсаторе начинает уменьшаться по экспоненциальному закону:

$$U_c = E \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{раз}}}}; \quad i_{\text{раз}} = -I_{\text{раз.маx}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{раз}}}};$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{раз}} \cdot R = -E \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{\text{раз}}}}$$

Работа дифференцирующей цепи

8. Окончание разряда конденсатора и восстановление исходного состояния схемы ($t \geq t_4$).

После окончания переходного процесса разряда конденсатора

$$U_{\text{ВХ}} = 0; \quad U_c = 0; \quad i_{\text{раз}} \rightarrow 0; \quad U_{\text{ВЫХ}} = 0$$

Таким образом, схема возвратилась в исходное состояние. Окончание разряда конденсатора наступает практически при

$$t = (3 \dots 5)\tau = (3 \dots 5)RC.$$



Определение длительности импульса на уровне U_0 после дифференцирования

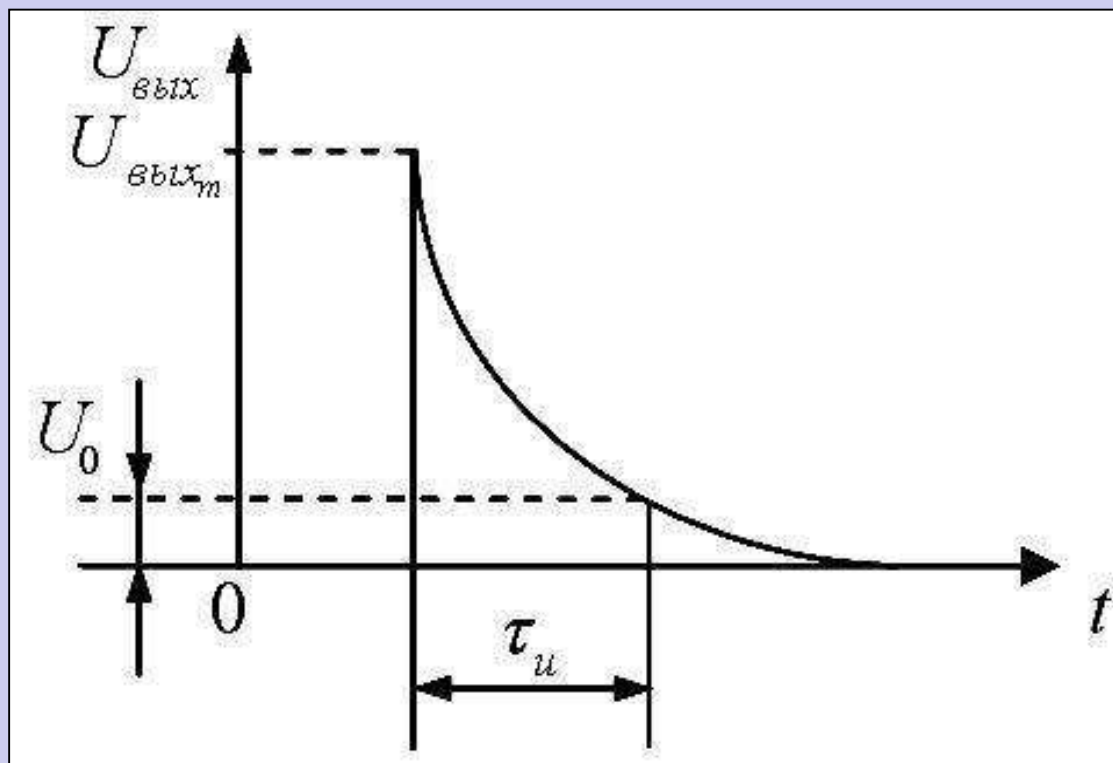


Рис. 2.4 Определение длительности импульса на уровне U_0 после дифференцирования

0

Λ

M1

M2

M3

Определение длительности импульса на уровне U_0 после дифференцирования

Длительность продифференцированного импульса на уровне

$$U_0 = \alpha U_{\text{ВЫХ}}:$$

$$U_0 = \alpha U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \cdot e^{-\frac{\tau_{\text{и}}}{RC}} \quad (2.8)$$

Отсюда:

$$\alpha = e^{-\frac{\tau_{\text{и}}}{RC}} \quad \text{и} \quad \tau_{\text{и}} = RC \cdot \ln \frac{1}{\alpha} \quad (2.9)$$

Дифференцирующая цепь как фильтр верхних частот

Изменение формы импульса на выходе дифференцирующей цепи можно объяснить с точки зрения спектрального анализа.

Каждая гармоника входного импульса делится между R и C . Для гармоник низких частот, определяющих вершину входного импульса, конденсатор представляет большое сопротивление, т.к.

$$x_c = \frac{1}{\omega_H C} \gg R$$



Дифференцирующая цепь как фильтр верхних частот

Поэтому на выход плоская вершина входного импульса почти не передаётся.

Для высокочастотных составляющих входного импульса, формирующих его фронт и срез,

$$x_c = \frac{1}{\omega_b C} \ll R$$

Поэтому фронт и срез входного импульса на выход передаются практически без ослабления. Эти соображения позволяют определить дифференцирующую цепь как *фильтр верхних частот*.



Влияние параметров схемы на результат дифференцирования

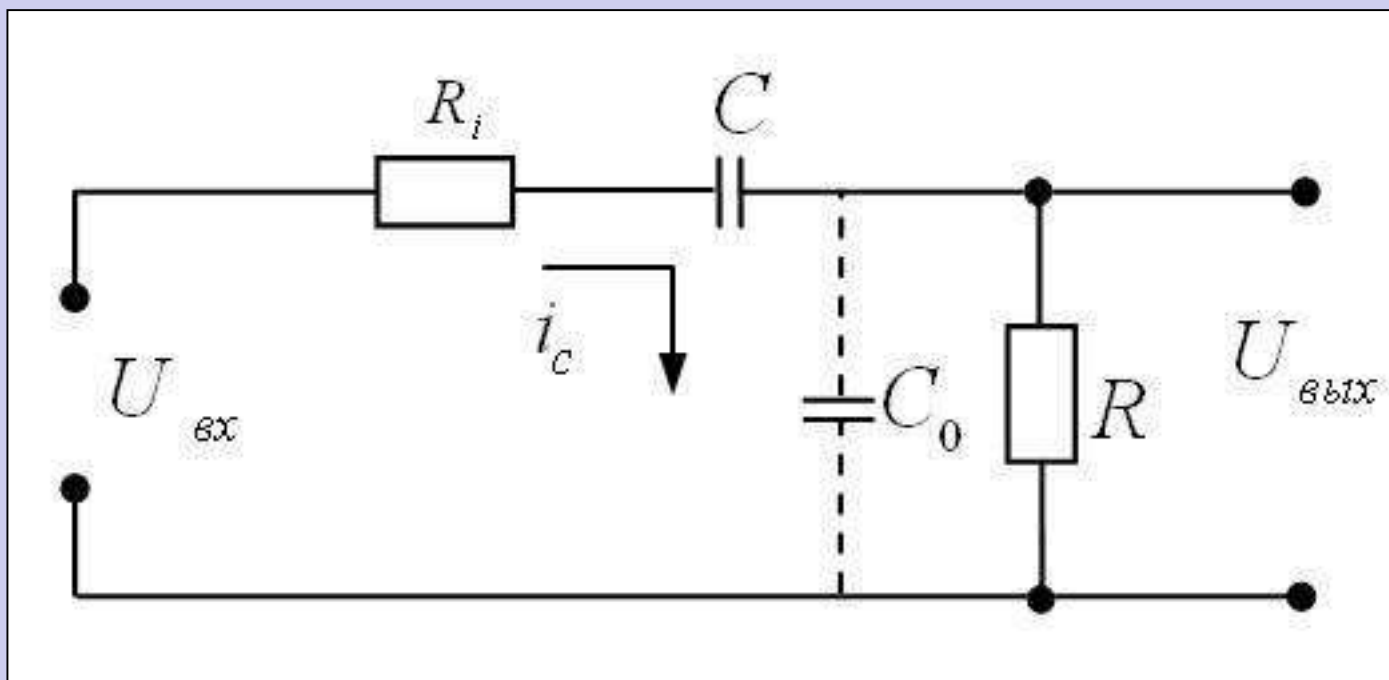


Рис. 2.5. Эквивалентная схема реальной дифференцирующей цепи

Искажающее действие паразитной ёмкости C_0 при дифференцировании

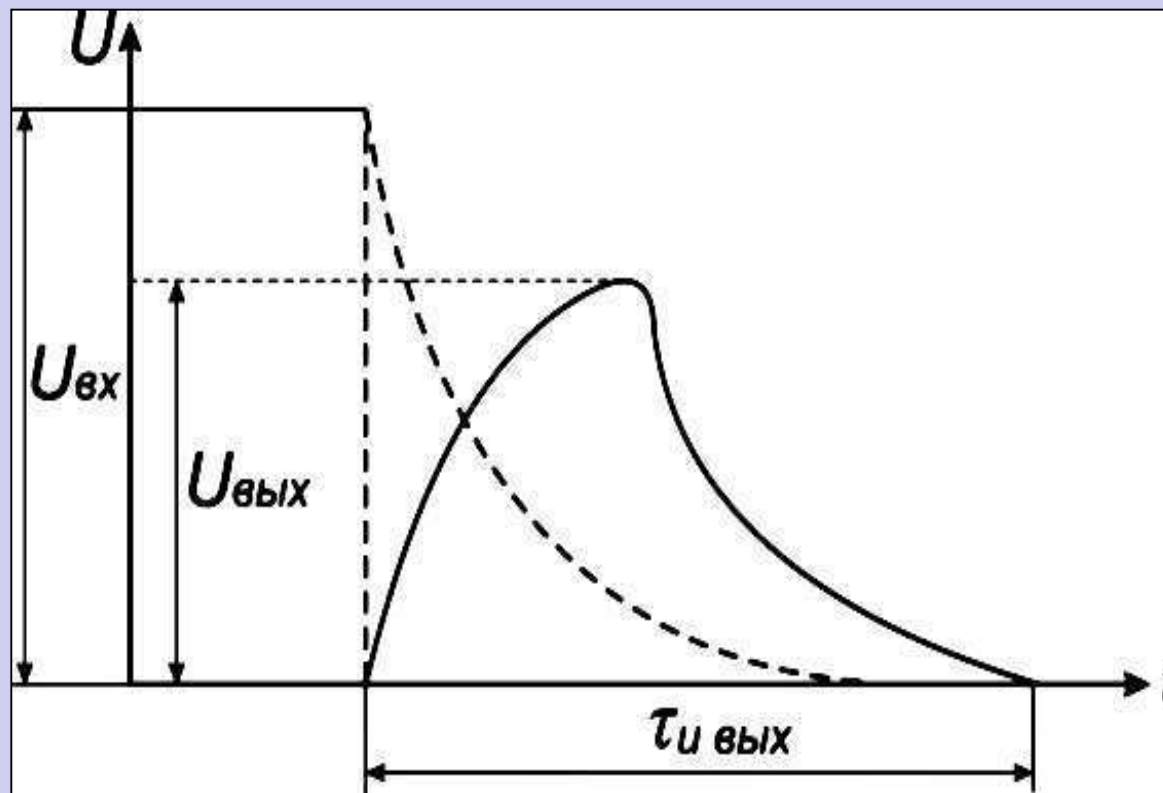


Рис. 2.6. Искажающее действие паразитной ёмкости C_0 при дифференцировании

Тема 5. Переходные цепи

В многокаскадных усилителях (в том числе и импульсных) напряжение с выхода предыдущего каскада на вход следующего передаётся, как правило, через переходные ***RC***- цепи. Такие цепи должны обеспечивать выполнение двух условий:

- минимальные искажения входного сигнала;
- разделение («развязка») каскадов по постоянной составляющей.

Последнее условие необходимо выполнять, потому что режим работы по постоянному току последующего каскада усиления должен выбираться независимо от постоянной составляющей выходного напряжения предыдущего каскада.



Переходные цепи

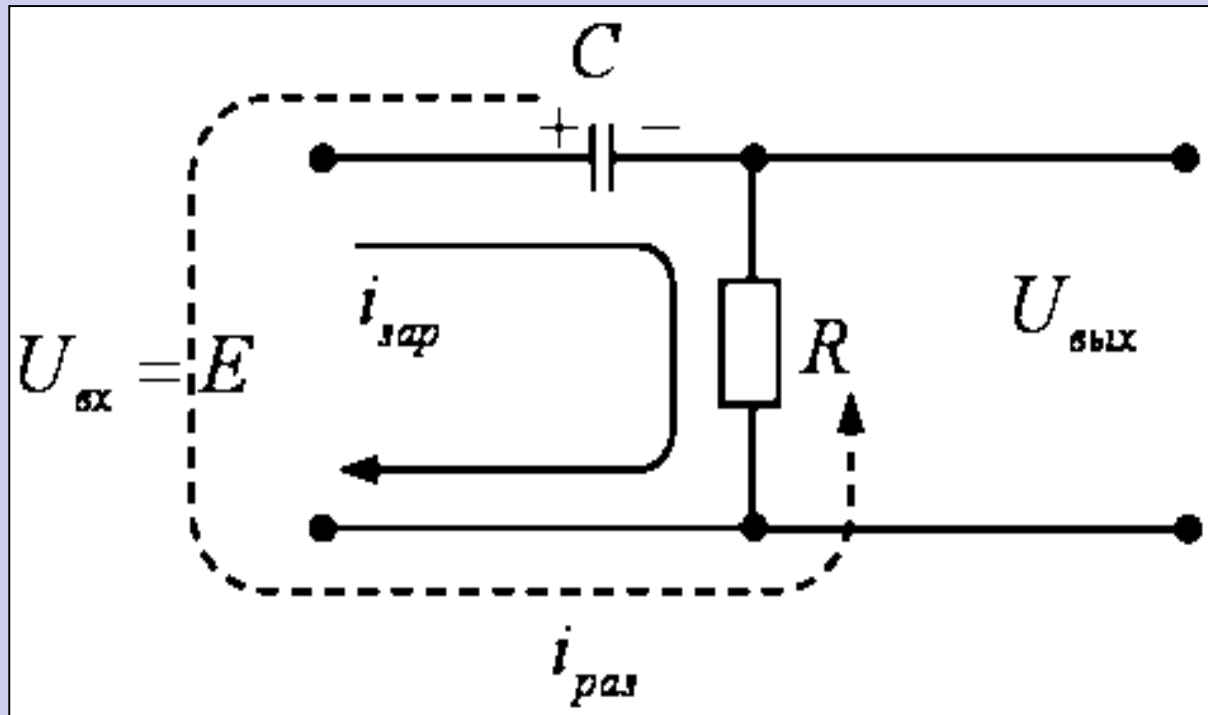
Схема переходной цепи по начертанию ничем не отличается от дифференцирующей цепи. Однако если в дифференцирующей цепи обязательно выполнение соотношения

$$\tau \ll \tau_{\text{и}} ,$$

то в переходной цепи это соотношение должно быть

$$\tau \gg \tau_{\text{и}}$$

Переходные цепи



В дифференцирующей цепи обязательно выполнение соотношения $\tau \ll \tau_{\text{и}}$.

В переходной цепи это соотношение должно быть $\tau \gg \tau_{\text{и}}$.

О

Л

М1

М2

М3

Эпюры напряжений на элементах переходной цепи

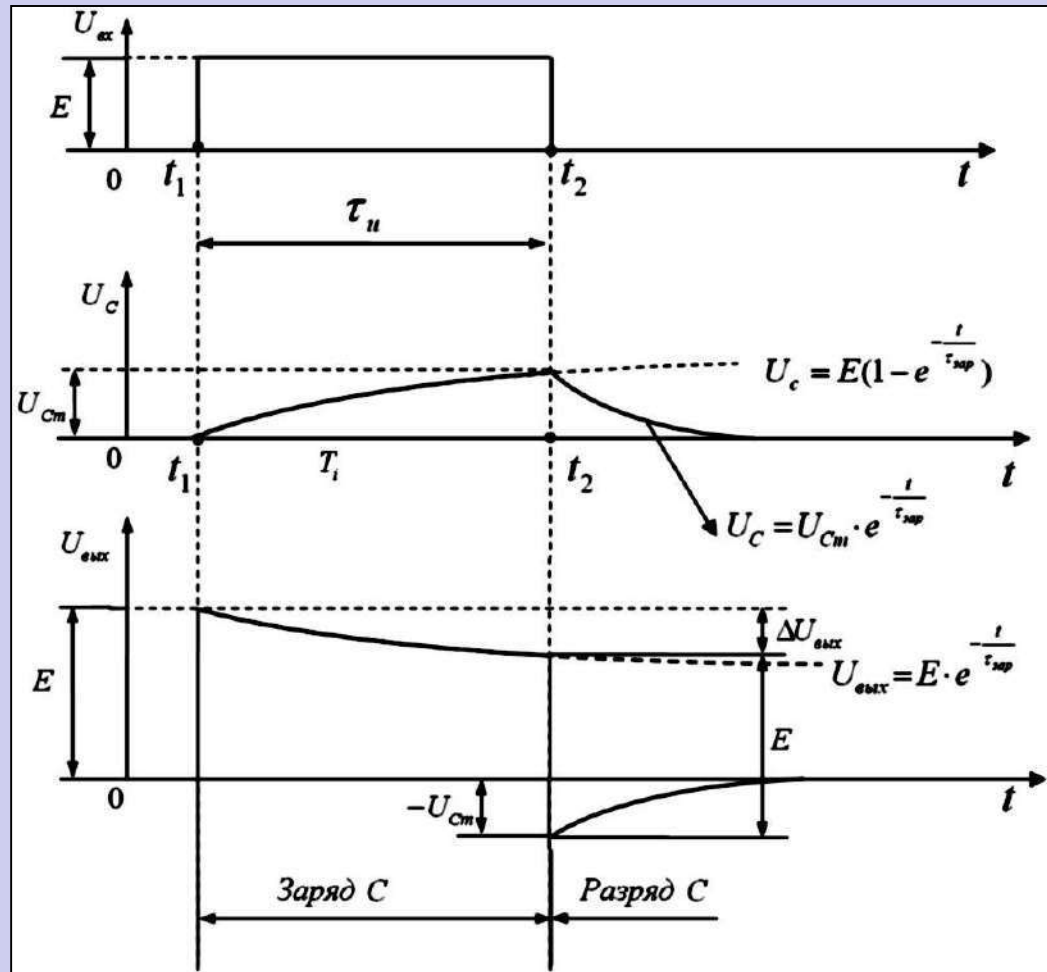


Рис. 2.7. Эпюры напряжений на элементах переходной цепи

0

Л

М1

М2

М3

Принцип работы переходной цепи

Будем считать, что на вход переходной цепи подаётся идеальный прямоугольный импульс, у которого

$$\tau_{\phi} = \tau_c = 0$$

и амплитуда входного напряжения $U_{\text{вх}} = E$.

Принцип действия и эпюры напряжений на элементах переходной цепи показаны на рис. 2.7.



Принцип работы переходной цепи

1. Исходное состояние схемы ($t < t_1$).

В исходном состоянии

$$U_{вх} = 0; \quad U_C = 0; \quad U_R = U_{вых} = 0.$$

2. Первый скачок напряжения ($t = t_1$).

В момент $t = t_1$ происходит скачок напряжения на входе переходной цепи. За время действия фронта импульса в соответствии с законом коммутации конденсатор C мгновенно зарядиться не может, поэтому

$$U_C = 0 \quad \text{и} \quad U_R = E.$$



Принцип работы переходной цепи

3. Заряд конденсатора ($t_1 < t < t_2$).

С момента времени $t = t_1$ напряжение на конденсаторе начинает увеличиваться по экспоненциальному закону

$$U_c = E \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

а ток, протекающий через ёмкость, убывает также по экспоненциальному закону

$$i_c = I_m \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{E}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Поскольку постоянная времени переходной цепи $\tau \gg \tau_u$, то заряд конденсатора будет происходить медленно. Так же медленно спадает по экспоненте напряжение на выходе. Заряд ёмкости происходит до момента времени $t_2 = \tau_u$.

О

Л

М1

М2

М3

Принцип работы переходной цепи

4. Второй скачок напряжения ($t = t_2$).

В этот момент на входе импульс скачком падает до нуля. В соответствии с законом коммутации напряжение на конденсаторе мгновенно измениться не может, но скачкообразно пропадает ток, протекающий через конденсатор. Это вызывает отрицательный скачок напряжения на выходе схемы.



Принцип работы переходной цепи

5. Разряд конденсатора и восстановление исходного состояния схемы ($t > t_2$).

После отрицательного скачка напряжения начинается разряд конденсатора, который происходит по экспоненциальному закону. Чем больше постоянная времени переходной цепи, тем дольше будет длиться разряд конденсатора.

Таким образом, одиночный импульс через переходную цепь проходит с искажениями тем меньшими, чем больше постоянная времени этой цепи. Искажения сигнала при прохождении его через линейную переходную цепь принципиально неизбежны.



Переходные цепи

Эти искажения заключаются в том, что вершина прямоугольного импульса при его передаче уменьшается на величину $\Delta U_{\text{вых}}$, а после окончания входного импульса на выходе цепи появляется экспоненциальный хвост противоположной полярности. Для уменьшения искажений ёмкость C за время действия входного импульса не должна заметно заряжаться, чтобы спад напряжения на выходе цепи был незначительным.

Следовательно, чтобы искажения сигнала на выходе переходной цепи были минимальными, необходимо выполнить условие

$$\tau = RC \gg (5 \dots 10) \tau_u,$$

что соответствует неравенству

$$R \gg \frac{1}{\omega_B C}$$

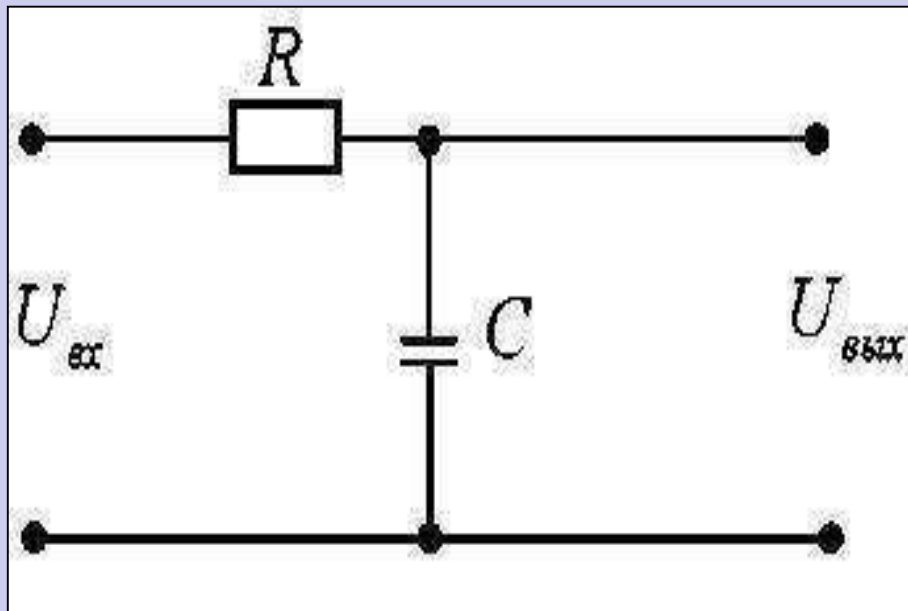


Тема 6. Интегрирующие цепи

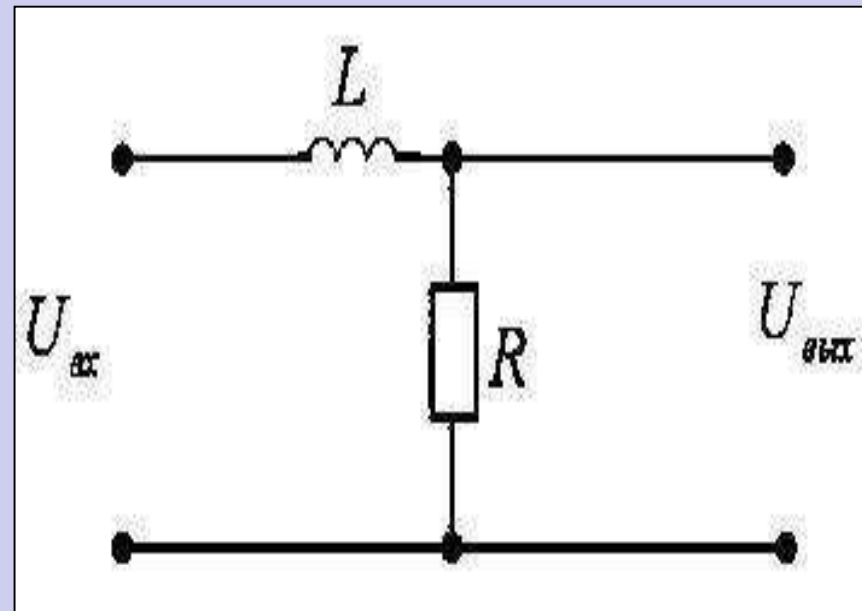
Интегрирующей называется цепь, величина выходного напряжения которой пропорциональна интегралу по времени от величины входного напряжения. Математически это выражается формулой:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = k \int_0^t U_{\text{ВХ}}(t) dt \quad (2.8)$$

Виды интегрирующих цепей



а)



б)

Рис. 2.8. Виды интегрирующих цепей:

а) ёмкостная; б) индуктивная

Интегрирующие цепи

Напряжение на конденсаторе и ток, протекающий через него, связаны зависимостью:

$$U_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (2.9)$$

Интегрирующая цепь представляет собой делитель напряжения, ток через который равен:

$$i_c = \frac{U_{BX}}{R + x_c} \quad (2.10)$$

Отсюда следует:

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{U_{BX}}{R + x_c} dt$$



Интегрирующие цепи

Если выбрать $R \gg x_c$ для высшей гармоники ω_6 прямоугольного импульса, т.е. $R \gg \frac{1}{\omega_6 C}$, то $U_R \gg U_c$ и, следовательно, $U_{\text{ВЫХ}} \ll U_{\text{ВХ}}$.

Тогда последнее выражение примет вид:

$$U_c = U_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ВХ}} dt \quad (2.11).$$

Выражение (2.11) показывает, что чем точнее выполняется неравенство $U_{\text{ВЫХ}} \ll U_{\text{ВХ}}$, тем точнее выполняется условие интегрирования. Для выполнения этого условия необходима достаточно большая величина постоянной времени $\tau = RC$. Поэтому для интегрирования всегда требуется выполнение неравенства $\tau \gg \tau_u$.



Интегрирующие цепи

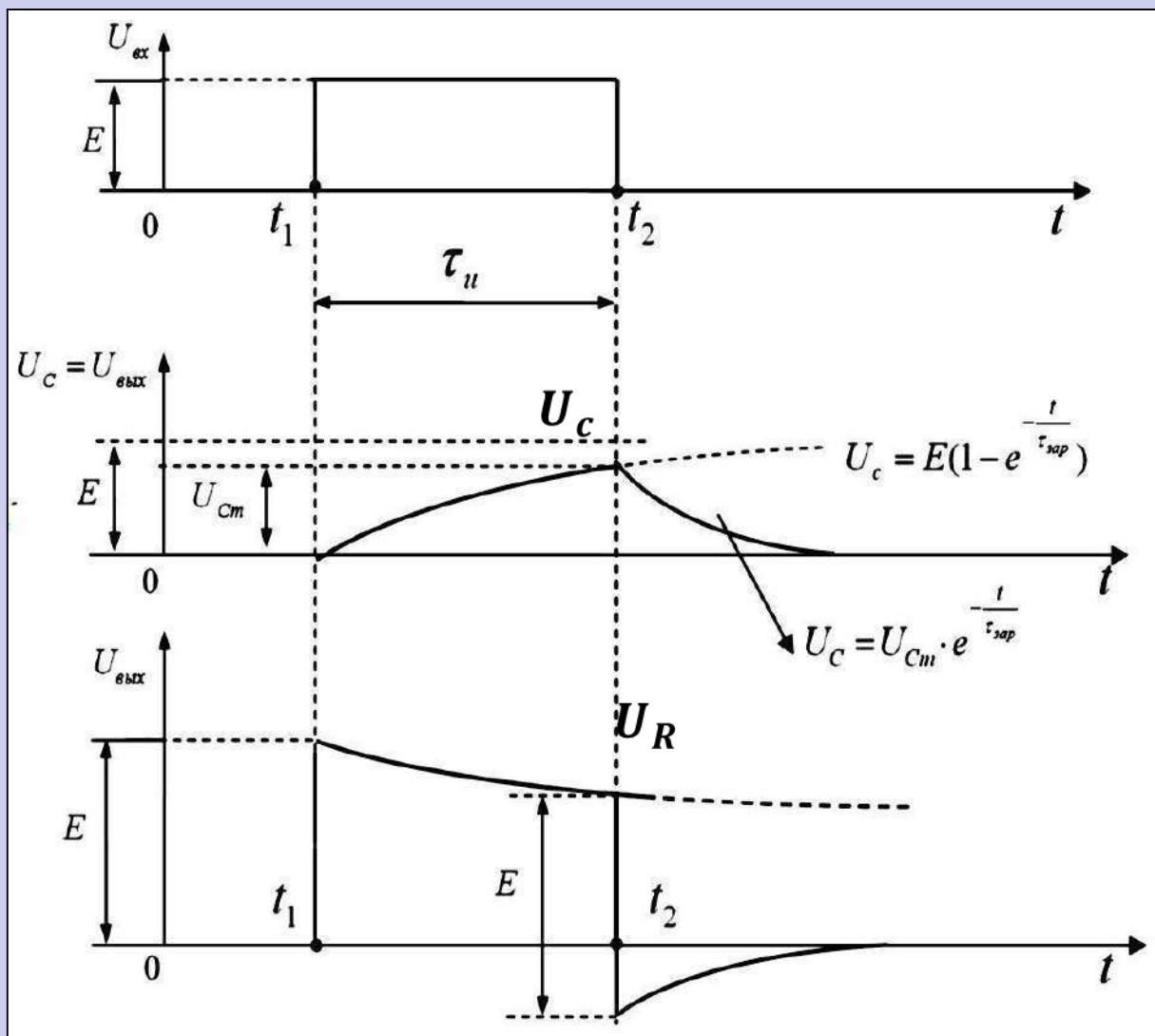


Рис. 2.9.
Эпюры напряжений
на элементах
интегрирующей
цепи

0

Λ

M1

M2

M3

Работа интегрирующей цепи

1. Исходное состояние схемы ($t < t_1$)

$$U_{BX} = 0 \quad U_R = U_C = 0$$

2. Первый скачок ($t = t_1$).

В этот момент на вход интегрирующей цепи подаётся прямоугольный импульс с амплитудой $U_{вх} = E$. В соответствии с законом коммутации в момент $t = t_1$ напряжение на конденсаторе скачком измениться не может. Ток через конденсатор увеличивается скачком, и всё входное напряжение падает на сопротивлении

$$(\text{так как при } \tau_{\phi} = 0 \quad x_c = \frac{1}{2\pi f_B C} = 0).$$



Работа интегрирующей цепи

3. Заряд ёмкости ($t_1 < t < t_2$)

После скачка начинается заряд ёмкости током, спадающим по экспоненте:

$$i_c = i_{\text{зар}} = \frac{E}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Напряжение на ёмкости нарастает по экспоненциальному закону:

$$U_c = E \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Работа интегрирующей цепи

4. Разряд ёмкости и восстановление исходного состояния схемы ($t > t_2$).

В момент $t = t_2$ импульс на входе прекращается, и конденсатор, заряженный до величины U_{cm} , начинает разряжаться. Отрицательный скачок тока в этот момент создаёт на сопротивлении R максимальное падение напряжения $U_m = -E$.

С этого момента конденсатор начинает разряжаться по экспоненциальному закону:

$$U_c = U_{cm} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Окончание разряда наступает через $(3...5)\tau$.



Интегрирующая цепь как фильтр нижних частот

Существенное изменение формы входного импульса при интегрировании можно объяснить с помощью спектрального анализа. Действительно, при $\tau \gg \tau_u$ реактивное сопротивление конденсатора большой ёмкости

$$x_c = \frac{1}{\omega C}$$

становится значительно меньшим величины R не только для высокочастотных гармоник, определяющих фронты импульса, но и для низкочастотных гармоник, формирующих его плоскую вершину.

Следовательно, бóльшая часть напряжения всех участков входного импульса падает на сопротивлении R , а не на выходе цепи. Поэтому интегрирующую цепь можно рассматривать как *фильтр нижних частот*.



Тема 7. Контур ударного возбуждения

Контур ударного возбуждения (КУВ) формирует пачки синусоидальных сигналов длительностью, равной длительности импульса на входе генератора.

Существуют две разновидности генераторов с КУВ:

- генератор с КУВ в цепи коллектора;
- генератор с КУВ в цепи эмиттера.



Контур ударного возбуждения

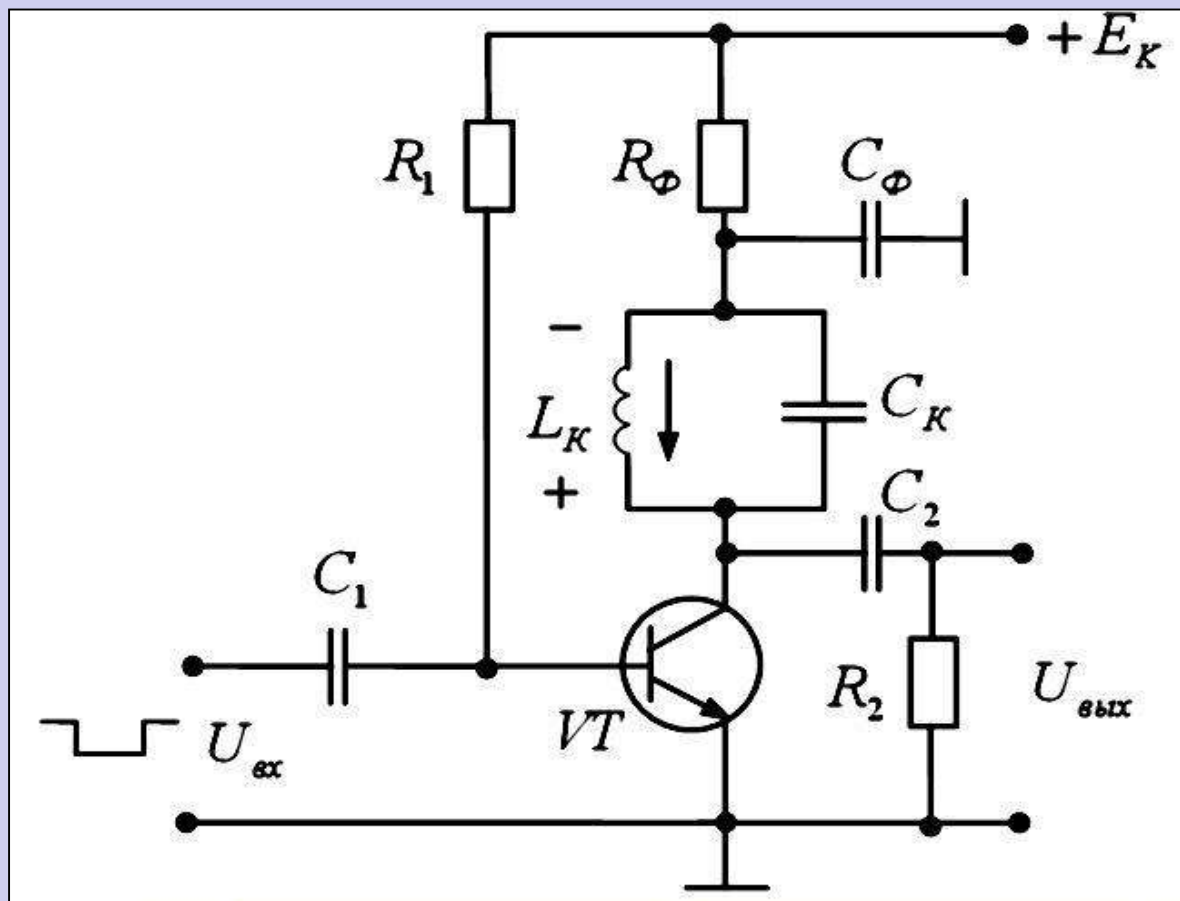


Рис. 2.10. Каскад с контуром ударного возбуждения в цепи коллектора

О

Л

М1

М2

М3

Работа контура ударного возбуждения

В исходном состоянии транзистор открыт и насыщен, т.к. на его базу через резистор R_1 подаётся положительное напряжение от источника питания $+E_k$. Через открытый транзистор протекает постоянный ток. Падение напряжения на активном сопротивлении катушки ничтожно мало. Поэтому конденсатор контура практически не заряжен.

Ток коллектора, проходя через катушку индуктивности, создаёт в ней магнитное поле, в котором сосредоточивается энергия

$$W_L = \frac{L \cdot I_k^2}{2}$$

Работа контура ударного возбуждения

В момент поступления на вход схемы отрицательного прямоугольного импульса ($t = t_1$) транзистор запирается, и ток коллектора прекращается. Однако в индуктивности ток сразу не прекращается, так как в магнитном поле имеется запас энергии, который скачком измениться не может.

В результате этого в катушке индуктивности возникает ЭДС самоиндукции, которая стремится поддержать ток в прежнем направлении. Этот ток контура, имеющий направление, показанное на рис. 2.10, проходя через ёмкость, заряжает её таким образом, что на нижней обкладке конденсатора появляется положительный по отношению к верхней обкладке потенциал.



Работа контура ударного возбуждения

Нижняя обкладка конденсатора присоединена к коллектору транзистора, а верхняя — по переменной составляющей — к эмиттеру (так как источник коллекторного питания $+E_k$ блокируется конденсатором большой ёмкости). Поэтому первый полупериод напряжения получается положительным.

По мере заряда конденсатора энергия катушки W_L постепенно переходит в энергию электрического поля W_c . К моменту, когда ток в контуре становится равным нулю, конденсатор заряжается до максимального напряжения, и вся энергия, накопленная ранее в магнитном поле катушки, сосредоточивается теперь в электрическом поле конденсатора:

$$W_c = \frac{C \cdot U^2}{2} \approx \frac{L \cdot I_k^2}{2}$$



Работа контура ударного возбуждения

После окончания отрицательного импульса ($t = t_2$) транзистор открывается и насыщается. Контур вторично возбуждается положительным перепадом тока. Однако эти колебания быстро затухают, так как контур шунтируется открытым транзистором.

Его малое внутреннее сопротивление в этот момент оказывается подключённым по переменной составляющей параллельно контуру. Энергия из контура быстро отбирается, и колебания в нём резко затухают.



Контур ударного возбуждения

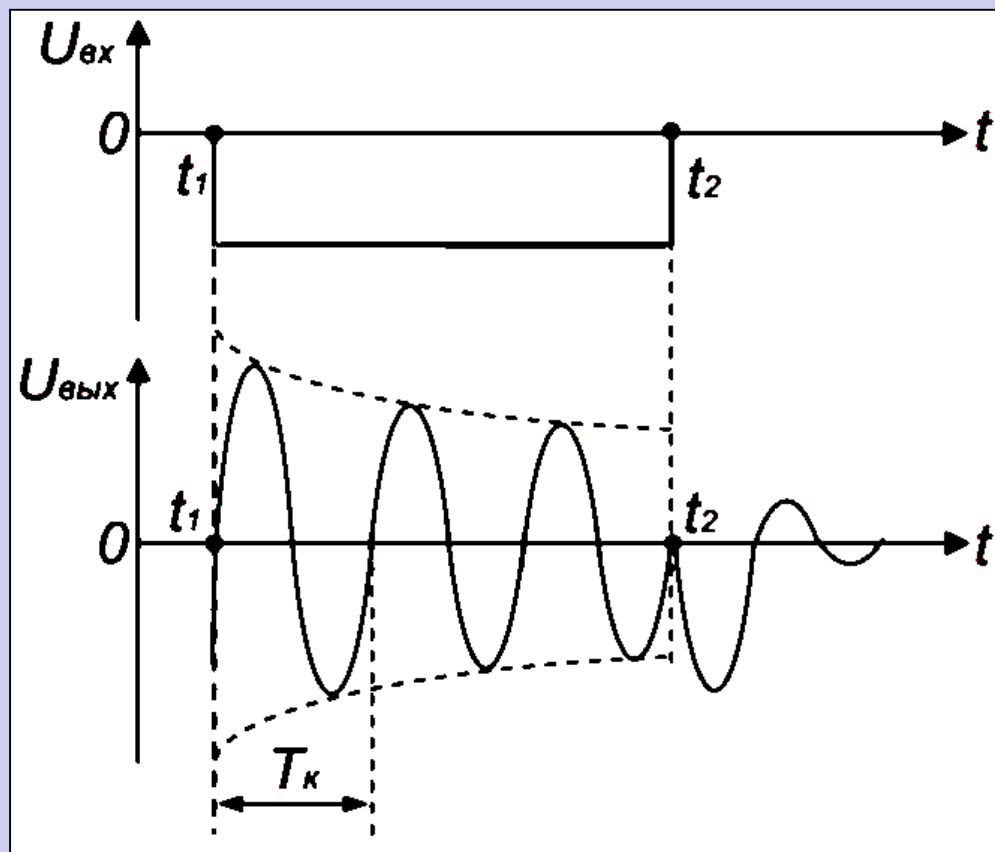


Рис. 2.11. Эпюры напряжений на элементах контура ударного возбуждения

О

Л

М1

М2

М3

Контур ударного возбуждения

Выходное напряжение каскада с КУВ представляет собой затухающее по экспоненциальному закону синусоидальное колебание

$$U_{\text{к}} \approx U_{\text{км}} e^{-\alpha t} \sin \omega_1 t \quad (2.14)$$

где $U_{\text{км}}$ — максимальная амплитуда колебаний в контуре.

Частота ω_1 называется собственной частотой контура:

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$



Контур ударного возбуждения

α – коэффициент затухания:

$$\alpha = \frac{1}{2L} \left(\frac{\omega_0^2 L^2}{r} + R \right) = \frac{R_0}{2L}$$

Здесь R_0 – активное сопротивление контура, состоящее из сопротивления катушки R и пересчитанного в контур сопротивления

$$\frac{\omega_0^2 L^2}{r}$$

r – входное сопротивление последующего каскада.

Контур ударного возбуждения

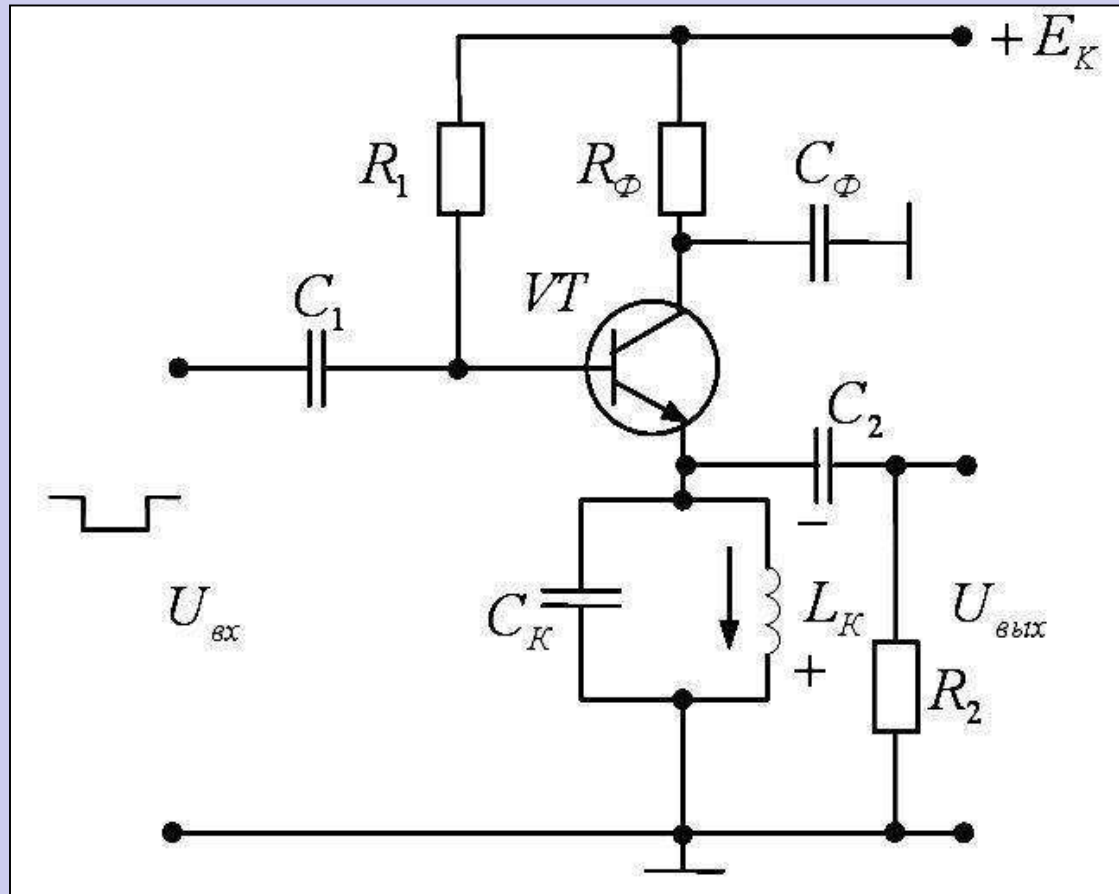


Рис. 2.12. Каскад с контуром ударного возбуждения в цепи эмиттера

О

Л

М1

М2

М3

Контур ударного возбуждения

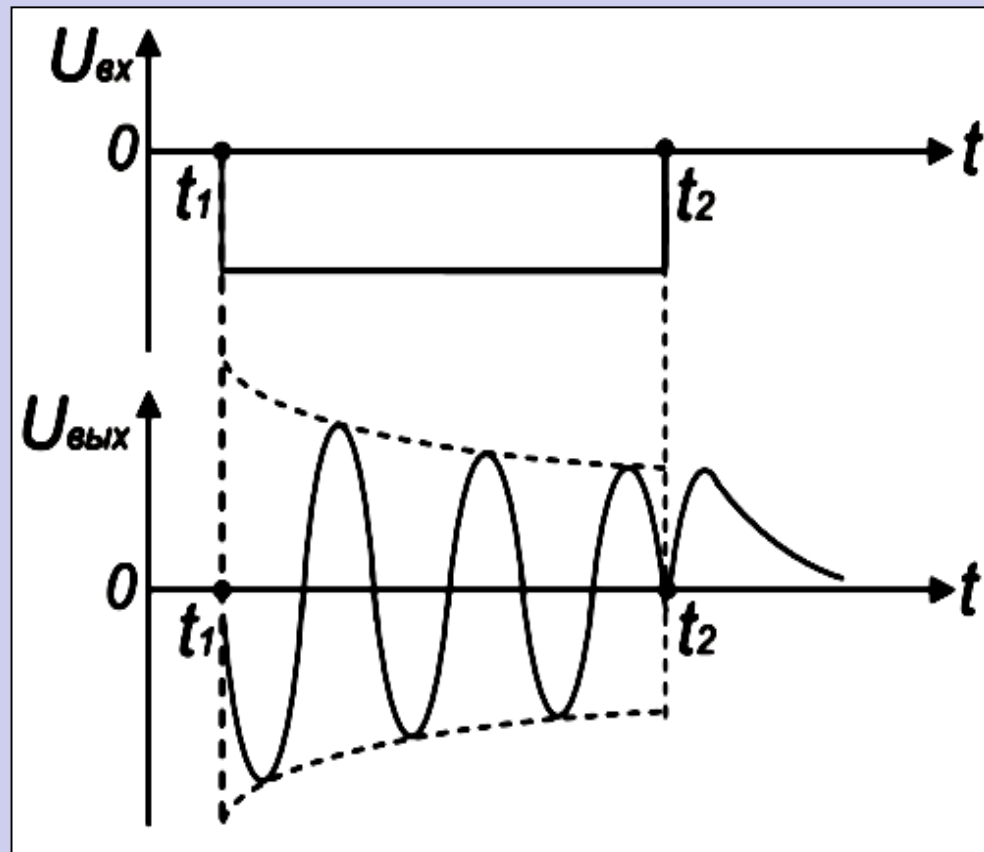


Рис. 2.13. Эпюры напряжений на элементах генератора с КУВ
в цепи эмиттера

О

Л

М1

М2

М3

Контур ударного возбуждения

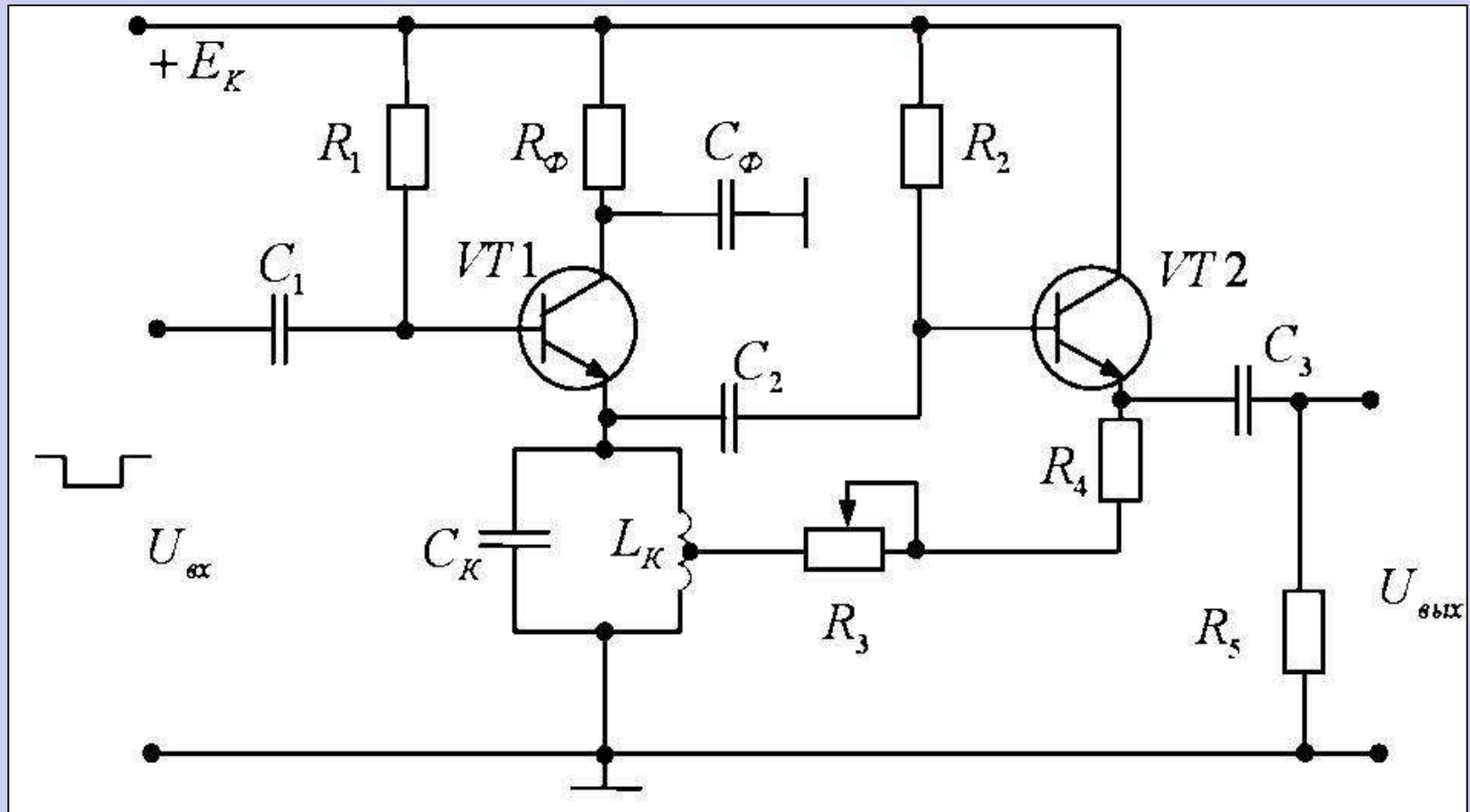


Рис. 2.14. Схема генератора с КУВ с индуктивной обратной связью

Контур ударного возбуждения

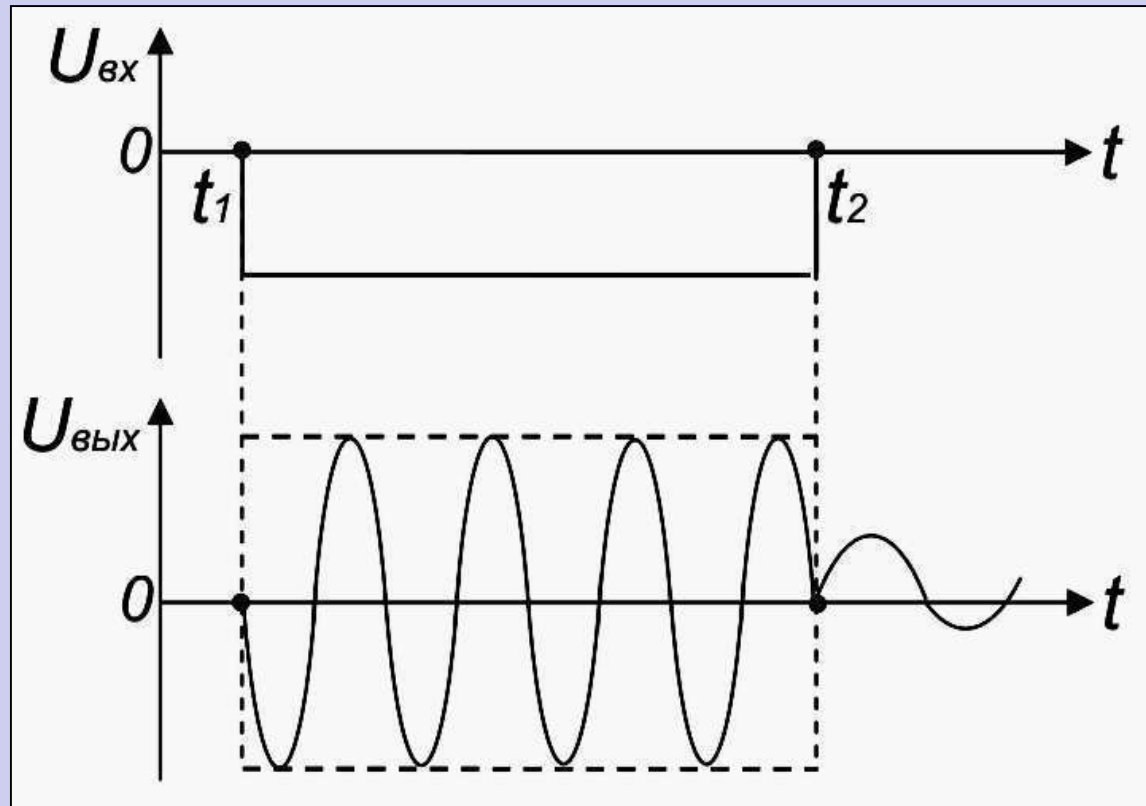


Рис. 2.15. Эпюры напряжений на элементах схемы генератора с КУВ при получении серии незатухающих колебаний

О

Л

М1

М2

М3

Тема 8. Ограничители амплитуды

Ограничителем амплитуды называется устройство, напряжение на выходе которого следует за входным напряжением до определённого его значения (порога ограничения), после чего выходное напряжение остаётся постоянным или равным нулю.

Существуют три вида ограничения:

- ограничение по максимуму (ограничение сверху);
- ограничение по минимуму (ограничение снизу);
- двустороннее ограничение (одновременное ограничение сверху и снизу).



Ограничители амплитуды

Верхним порогом ограничения $E_{ПВ}$ называется предельный уровень входного напряжения, выше которого выходное напряжение практически не зависит от входного.

Нижним порогом ограничения $E_{ПН}$ называется предельный уровень входного напряжения, ниже которого выходное напряжение практически не зависит от входного.

Основным назначением ограничителей является изменение формы подводимого к ним входного напряжения путём «срезания» части этого напряжения. Следовательно, при ограничении происходит изменение спектрального состава входного напряжения, что возможно лишь при применении нелинейных цепей.



Ограничители амплитуды

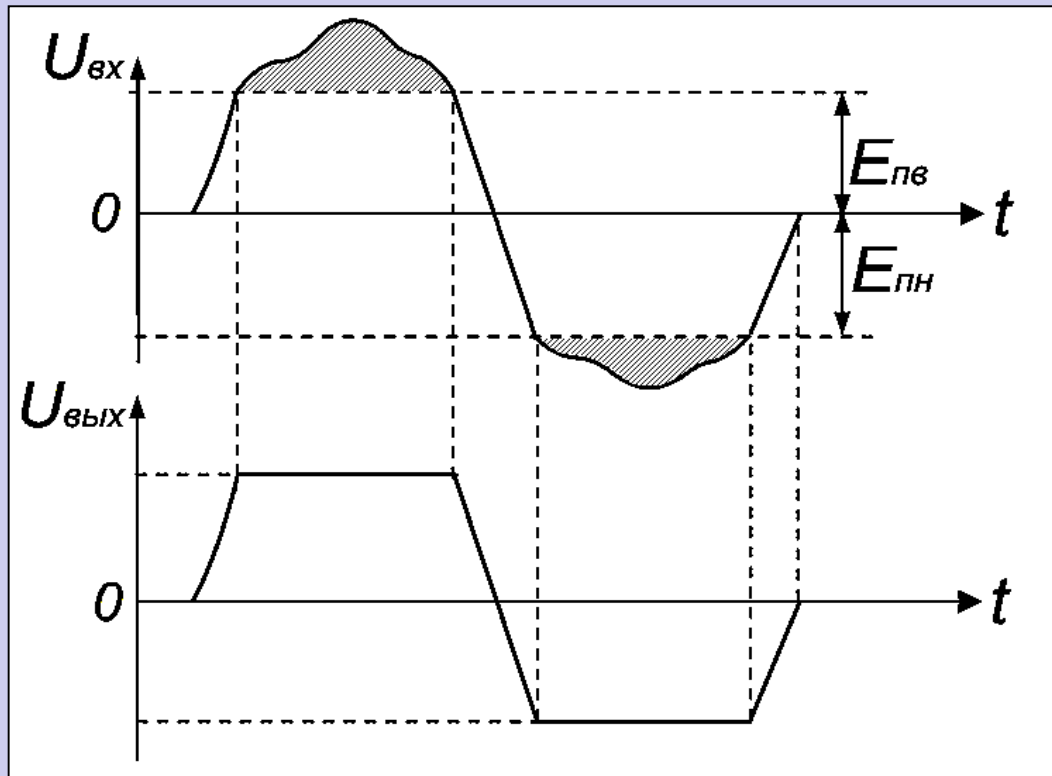


Рис. 2.16. Напряжения на входе и выходе ограничителя с положительным верхним и отрицательным нижним порогом ограничения

О

Л

М1

М2

М3

Ограничители амплитуды

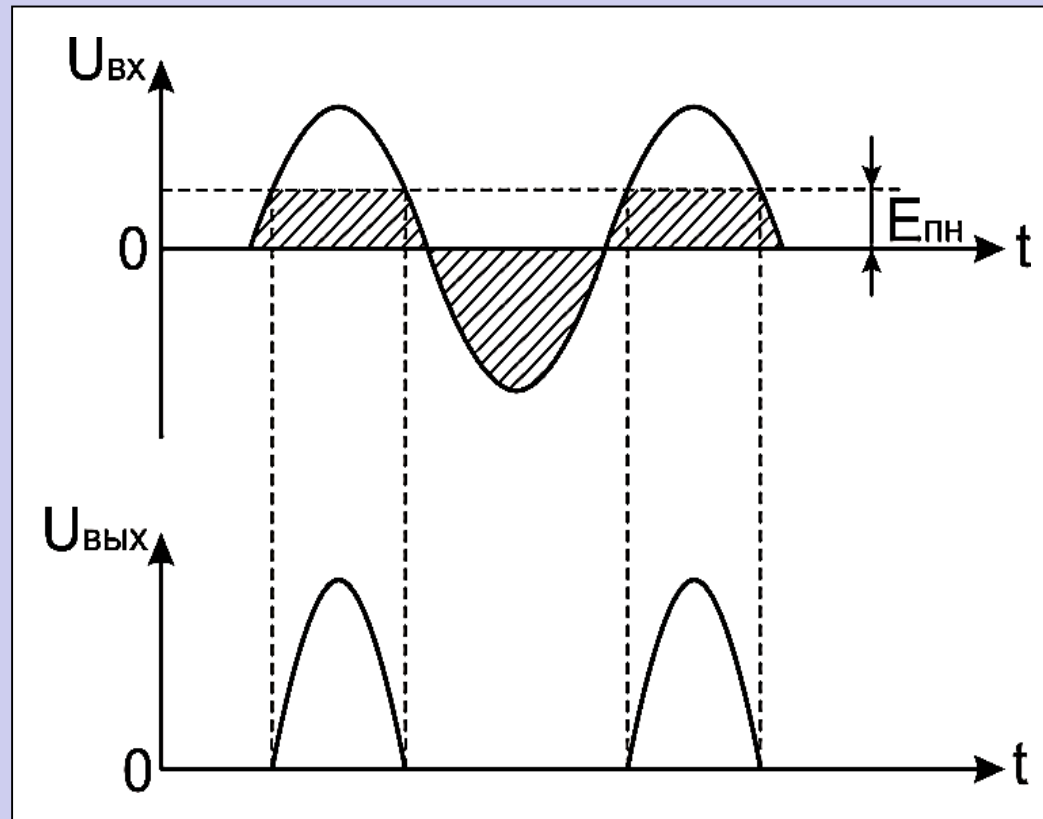


Рис. 2.17. Напряжения на входе и выходе ограничителя при положительном нижнем пороге ограничения

О

Л

М1

М2

М3

Формирование прямоугольных импульсов из синусоиды

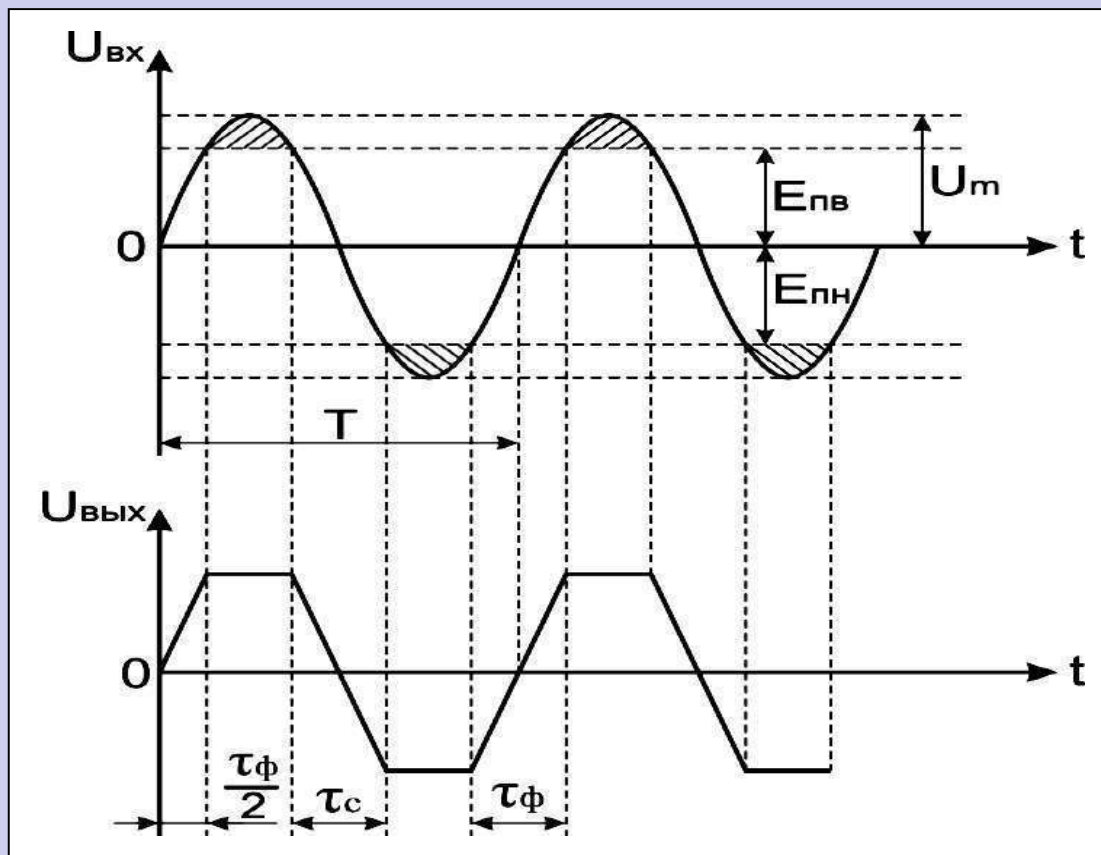


Рис. 2.18. Получение прямоугольных импульсов при двустороннем симметричном ограничении синусоиды

О

Л

М1

М2

М3

Формирование прямоугольных импульсов из синусоиды

Пусть на вход двустороннего амплитудного ограничителя подаётся синусоидальное напряжение

$$U_{\text{ВХ}} = U_m \sin \omega t$$

Поскольку ограничитель двусторонний симметричный, то

$$E_{\text{нв}} = E_{\text{нн}} = E_{\text{п}}$$

Напряжение на выходе будет определяться как

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{п}} = U_{\text{огр}} \cdot \sin \omega \frac{\tau_{\text{ф}}}{2} \quad (2.15)$$

и, следовательно, $\omega \tau_{\text{ф}} \ll 2\pi$

Формирование прямоугольных импульсов из синусоиды

Если учесть, что τ_ϕ значительно меньше периода синусоиды T , т.е. $\tau_\phi \ll T = \frac{2\pi}{\omega}$ и, следовательно, $\omega\tau_\phi \ll 2\pi$, то можно функцию синуса заменить его аргументом.

В результате получим:

$$\sin \omega \frac{\tau_\phi}{2} \approx \frac{\omega\tau_\phi}{2}.$$

Тогда
$$U_{\text{ВЫХ}} = E_\Pi \approx U_{\text{огр}} \cdot \frac{\omega\tau_\phi}{2}$$

После преобразований получим

$$\frac{2E_\Pi}{\tau_\phi} = S_\phi = \omega \cdot U_{\text{огр}} \quad (2.16)$$

Формирование прямоугольных импульсов из синусоиды

Из этого выражения следует, что формируемое напряжение будет тем ближе к прямоугольной форме, чем больше будет амплитуда синусоиды, чем больше её частота и чем меньше будет порог ограничения $E_{\text{п}}$.

В зависимости от способа включения диода и нагрузки различают два вида ограничителей:

- диодные ограничители с последовательным включением диода и нагрузки;
- диодные ограничители с параллельным включением диода и нагрузки.



Последовательные диодные ограничители

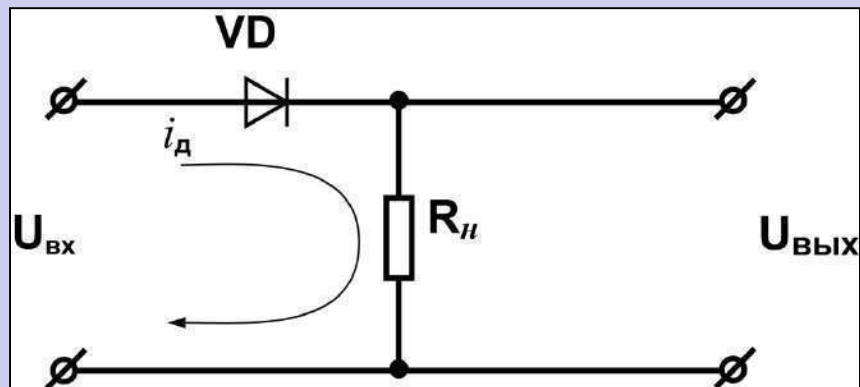
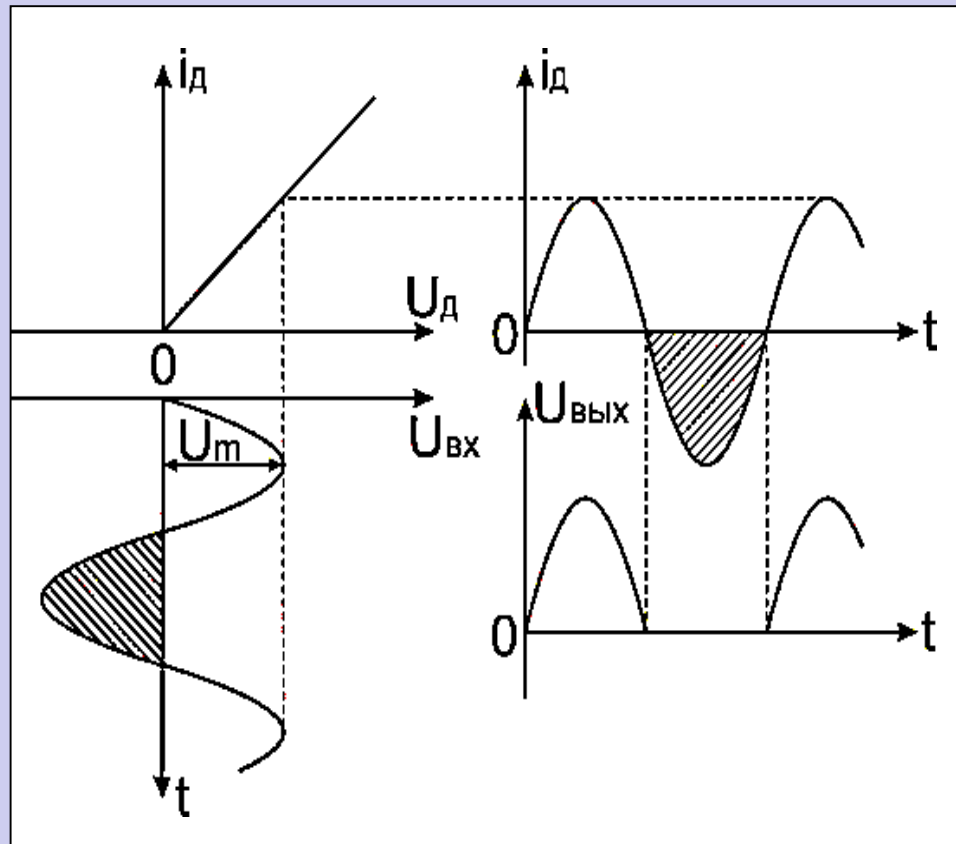


Рис. 2.19.
Последовательный
ограничитель с нулевым
порогом ограничения
снизу



Последовательные диодные ограничители

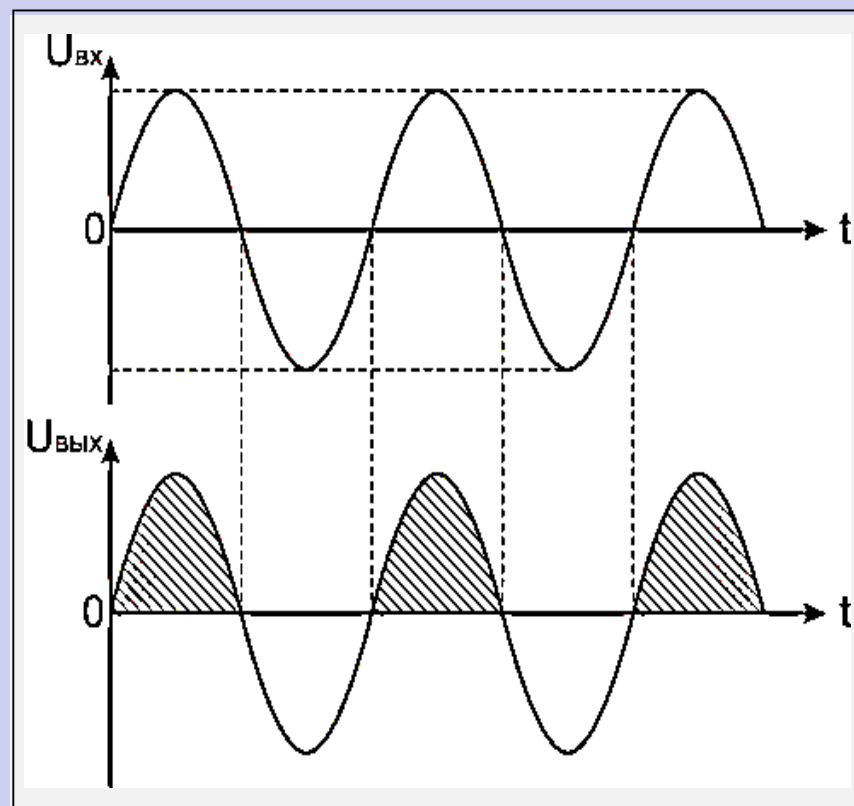
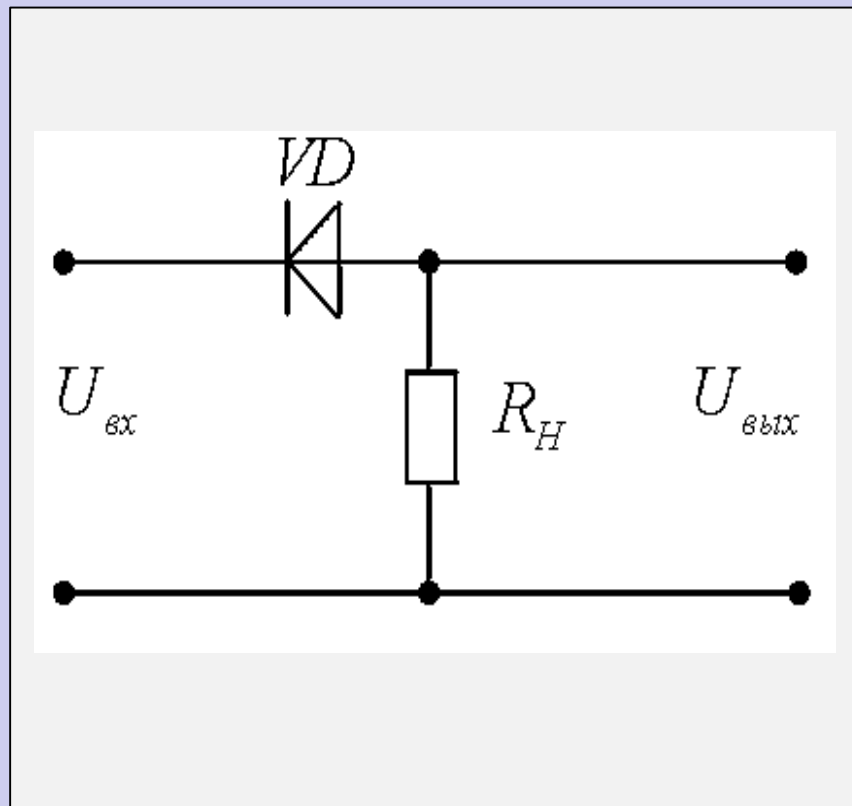


Рис. 2.20. Последовательный ограничитель с нулевым порогом ограничения сверху

Получение импульсов одной полярности из последовательности разнополярных импульсов

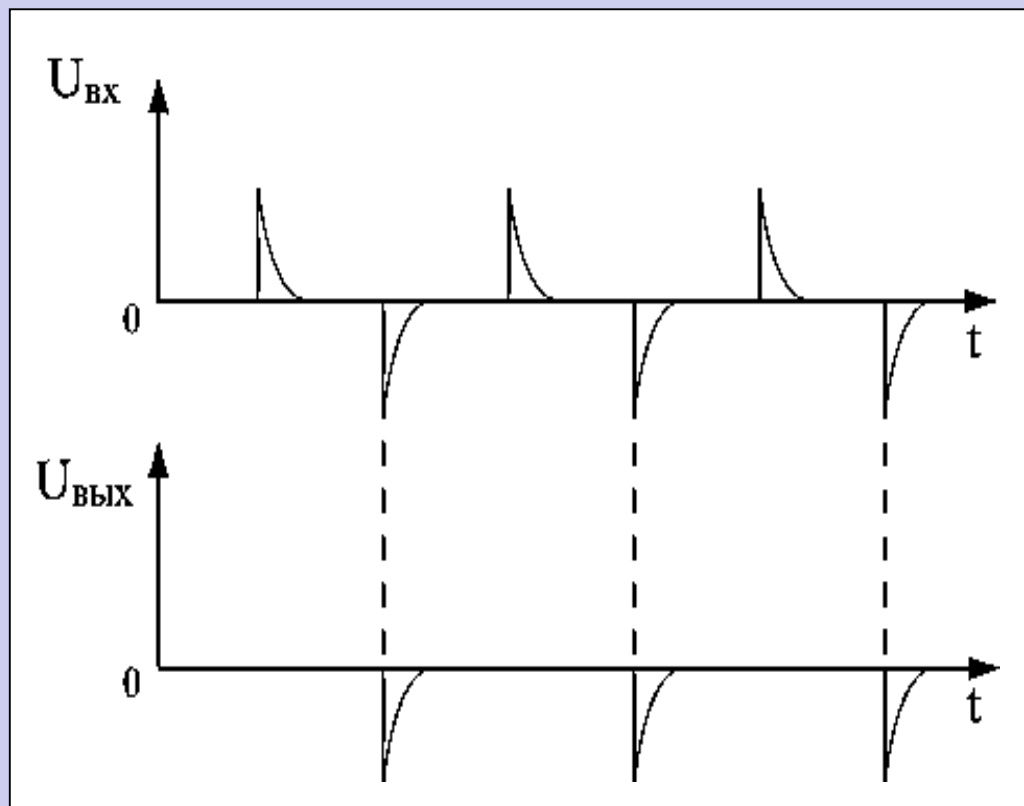


Рис. 2.21. Получение импульсов одной полярности из последовательности разнополярных импульсов

Последовательные ограничители с ненулевым порогом ограничения

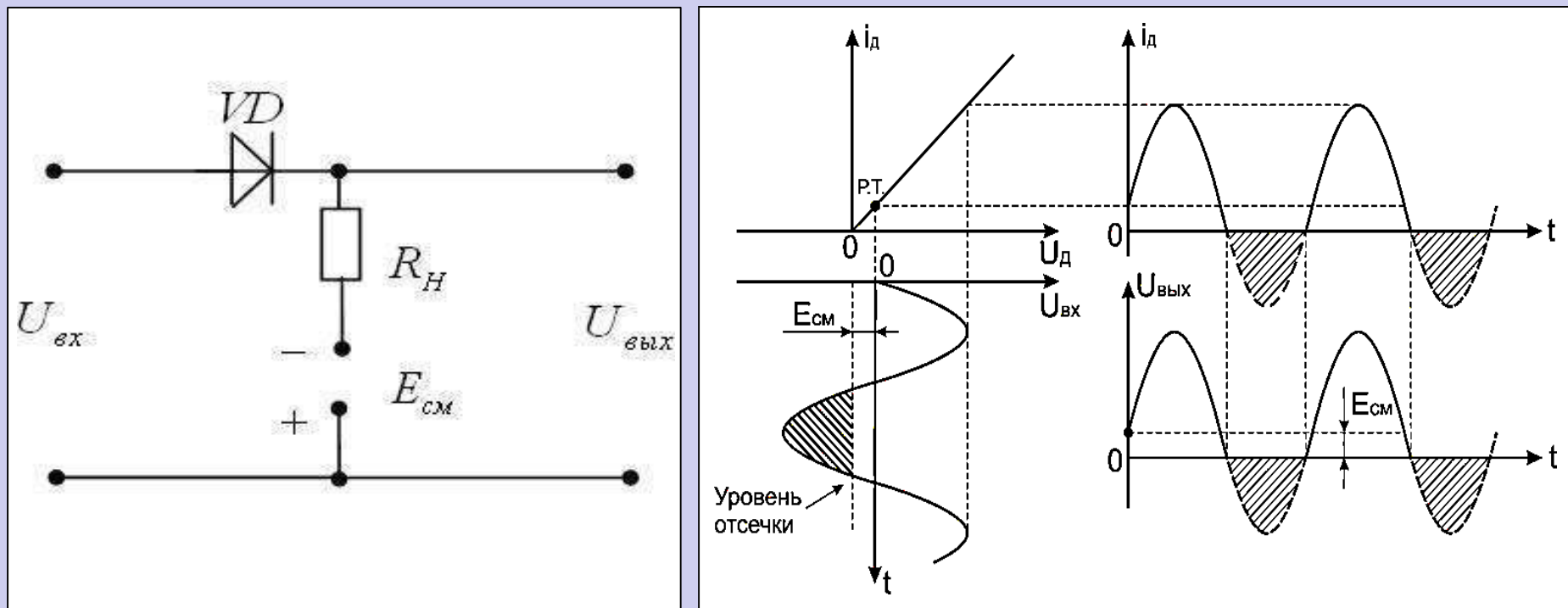


Рис. 2.22. Ограничитель снизу с отрицательным порогом ограничения

Последовательные ограничители с ненулевым порогом ограничения

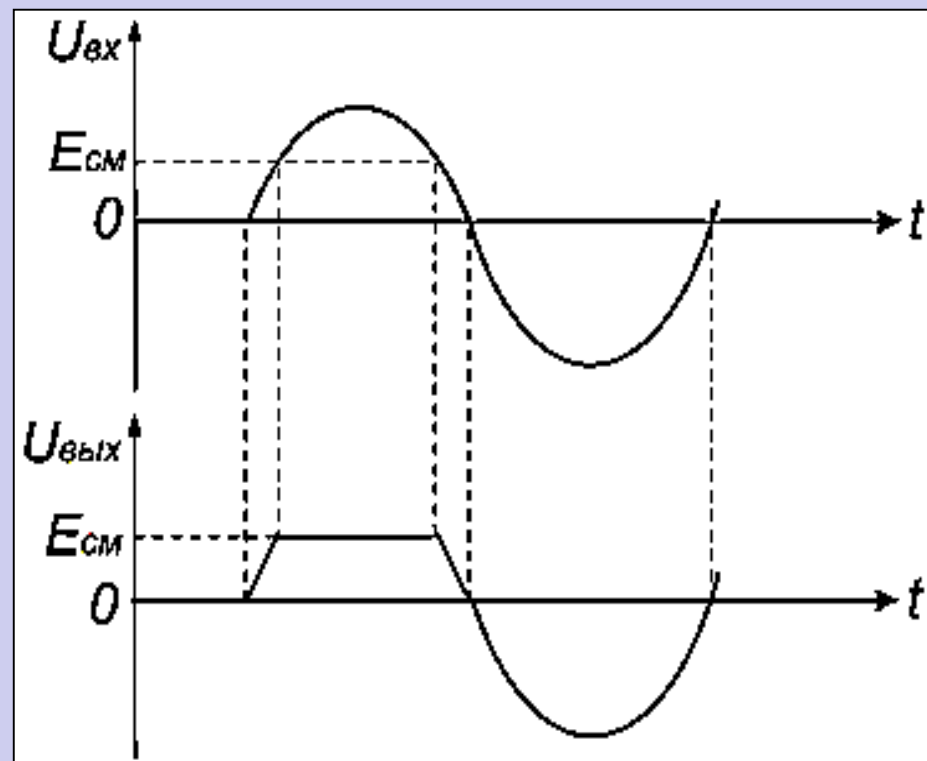
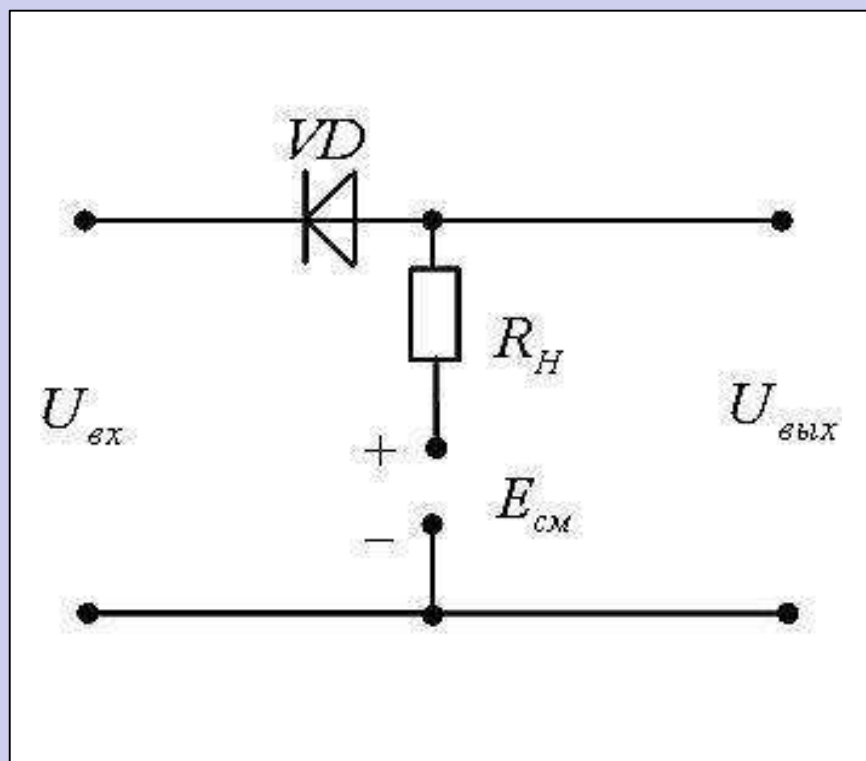


Рис. 2.23. Ограничитель сверху с положительным порогом ограничения

Последовательные ограничители с ненулевым порогом ограничения

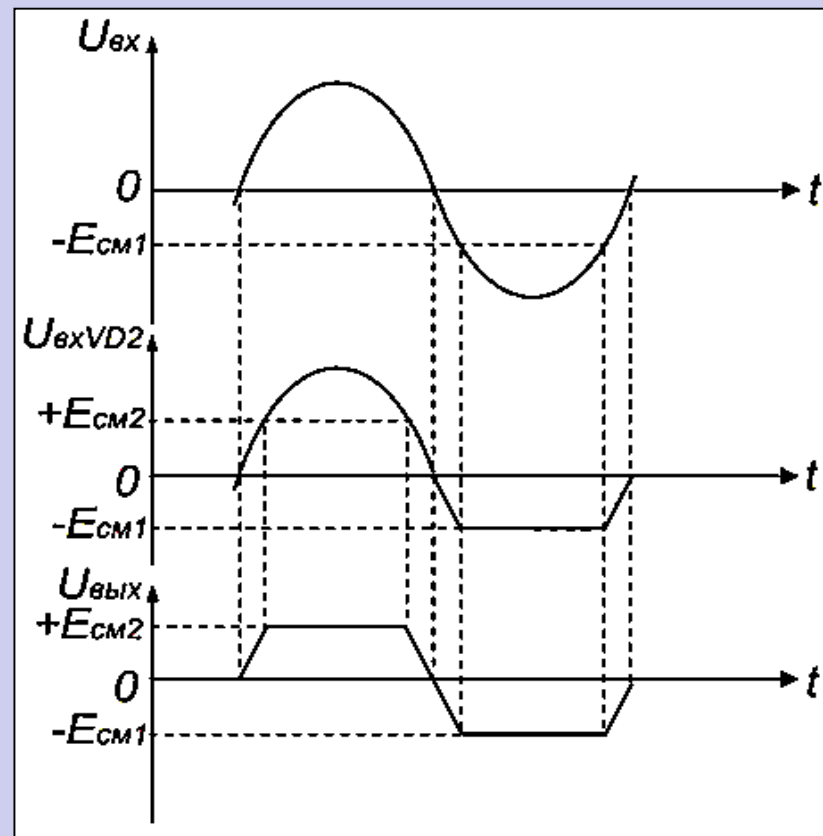
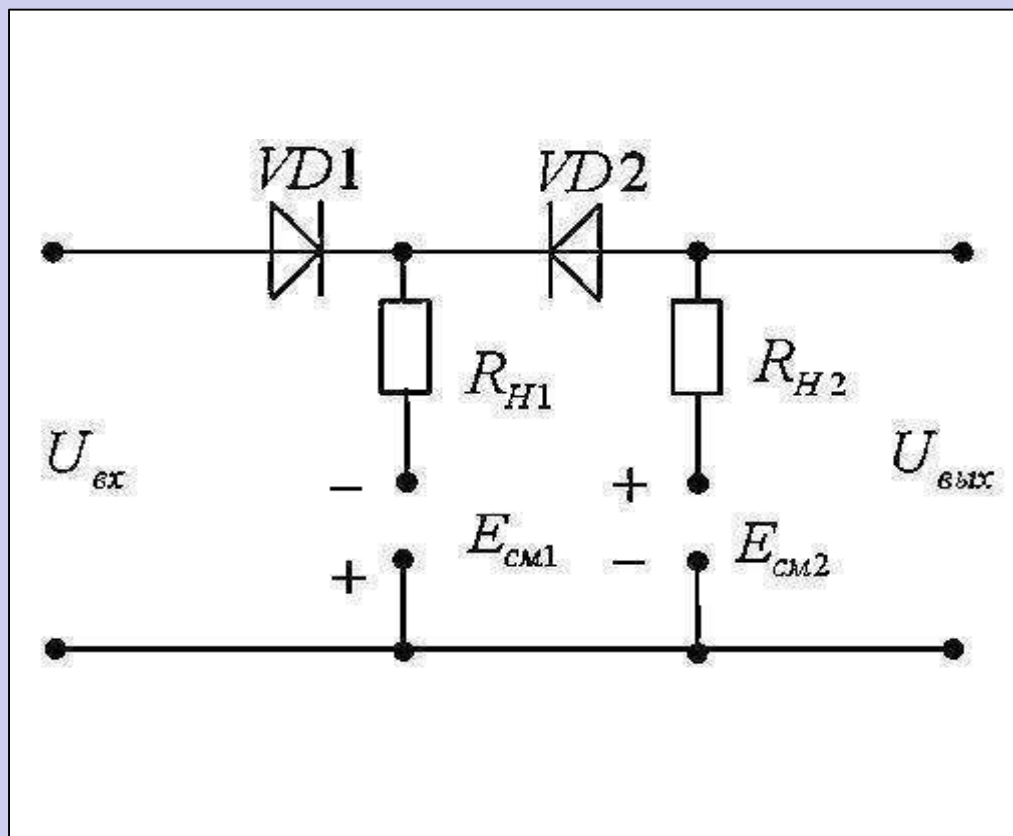


Рис. 2.24. Двусторонний симметричный ограничитель

Параллельные ограничители с нулевым порогом ограничения

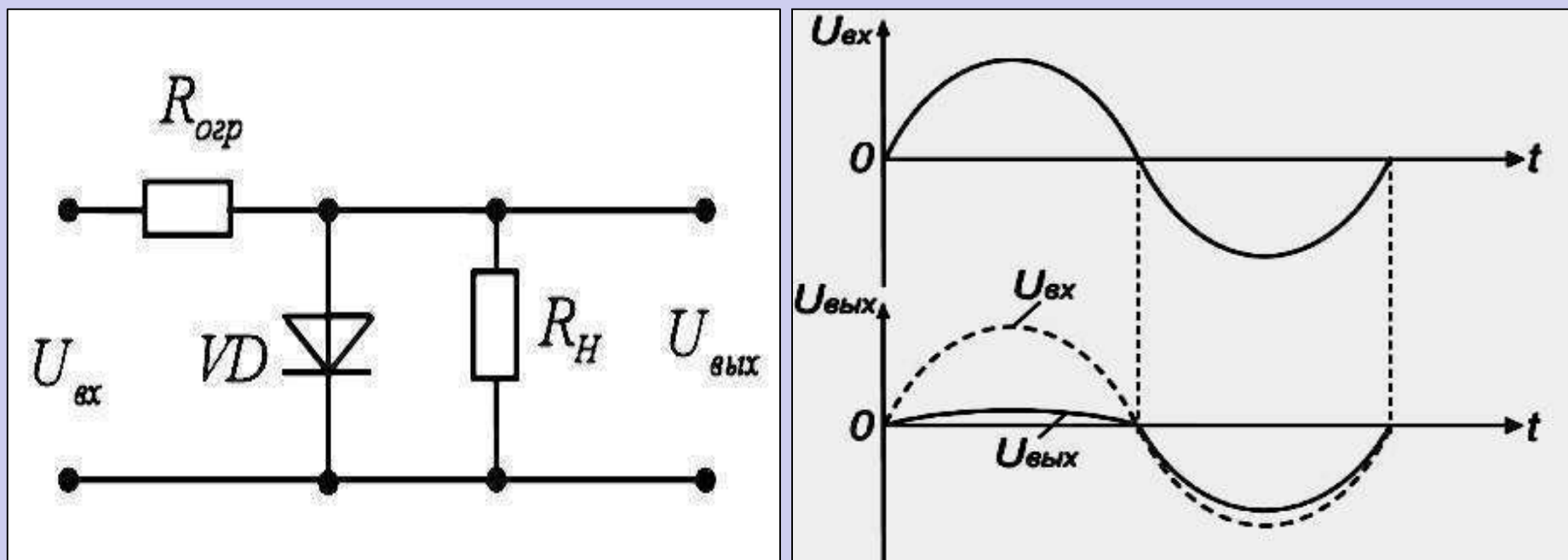


Рис. 2.25. Параллельный ограничитель с нулевым порогом ограничения сверху

Параллельные ограничители

Необходимым элементом схемы параллельных ограничителей является ограничивающий резистор $R_{огр}$, который выбирается из условия:

$$R_{обр} \gg R_n \gg R_{огр} \gg R_{пр}$$

где $R_{пр}$ и $R_{обр}$ — сопротивления диода, смещённого в прямом и обратном направлениях соответственно.

Входное напряжение ограничителя распределяется (делится) между $R_{огр}$ и участком цепи, образованным параллельно включённым диодом и нагрузкой R_n . Когда на вход схемы поступает положительная полуволна входного напряжения, диод VD отпирается, через него протекает ток, и почти всё входное напряжение выделяется на $R_{огр}$ (т.к. $R_{огр} \gg R_{пр}$), а $U_{вых} \approx 0$.

Параллельные ограничители

При поступлении на вход отрицательной полуволны диод оказывается запертым, и поэтому он не шунтирует нагрузку R_n (т.к. $R_{обр} \gg R_n$). Входное напряжение делится между $R_{огр}$ и R_n , и так как $R_n \gg R_{огр}$, то на нагрузке падает основная часть входного напряжения, поэтому $U_{вых} \approx U_{вх}$.

В этой схеме диод открывается на время действия положительной полуволны входного напряжения. Поэтому на выходе выделяется по существу только отрицательная полуволна – схема обеспечивает ограничение сверху с нулевым порогом.



Параллельные ограничители

Хотя $R_{огр} \ll R_n$, часть входного напряжения выделяется на $R_{огр}$, поэтому даже при запертом диоде выходное напряжение несколько меньше входного. Сопротивление открытого диода мало ($R_{пр} \ll R_{огр}$), но не равно нулю, поэтому часть положительной полуволны входного напряжения на выходе всё-таки выделяется.

Если изменить направление включения диода, то на выходе схемы выделится положительная полуволна — схема обеспечивает ограничение снизу с нулевым порогом.



Параллельные ограничители с нулевым порогом ограничения

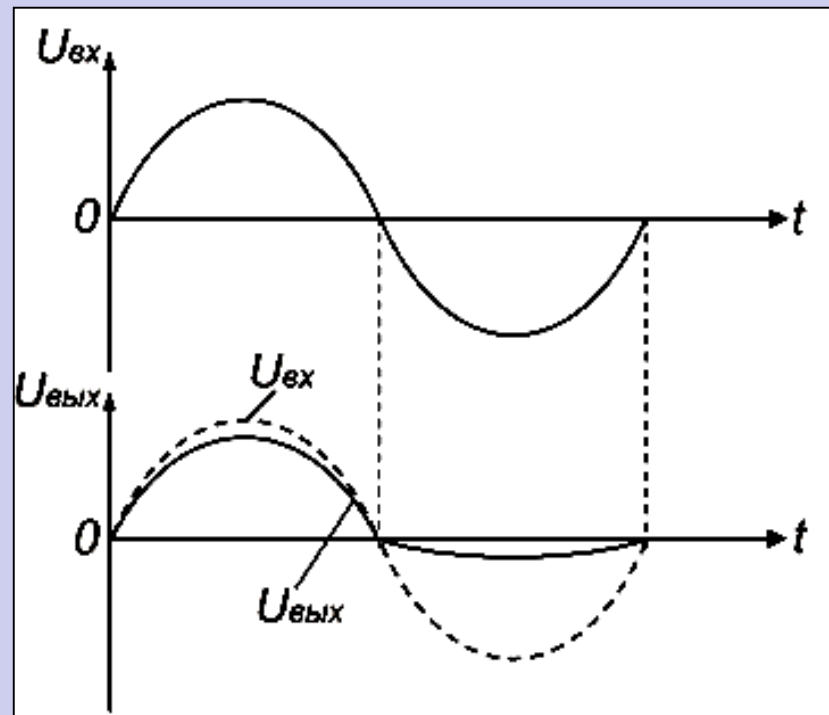
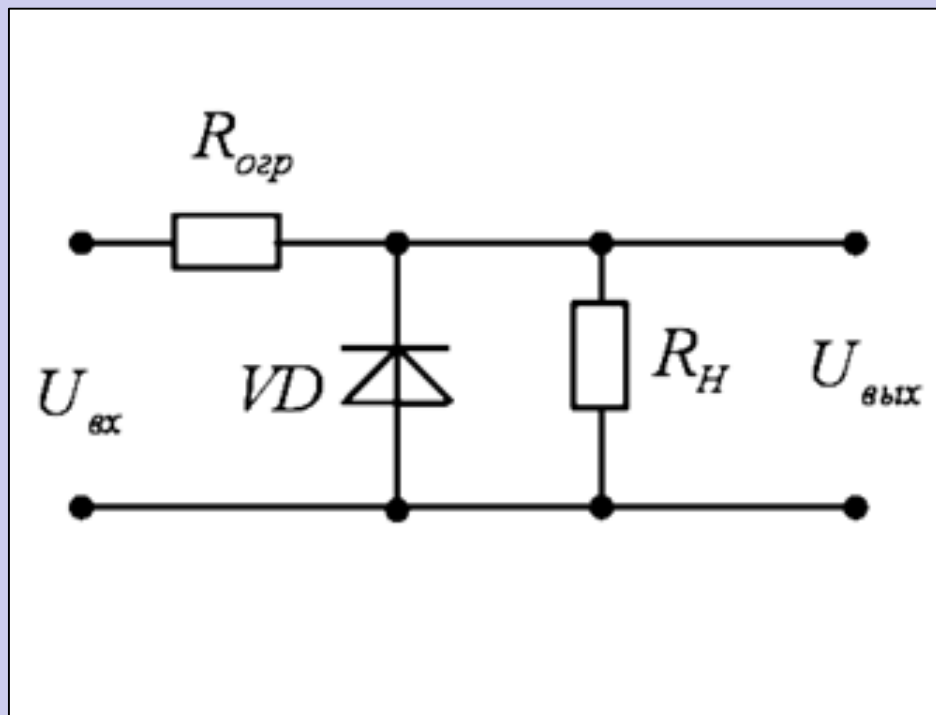


Рис. 2.26. Параллельный ограничитель
с нулевым порогом ограничения снизу

Параллельные ограничители с нулевым порогом ограничения

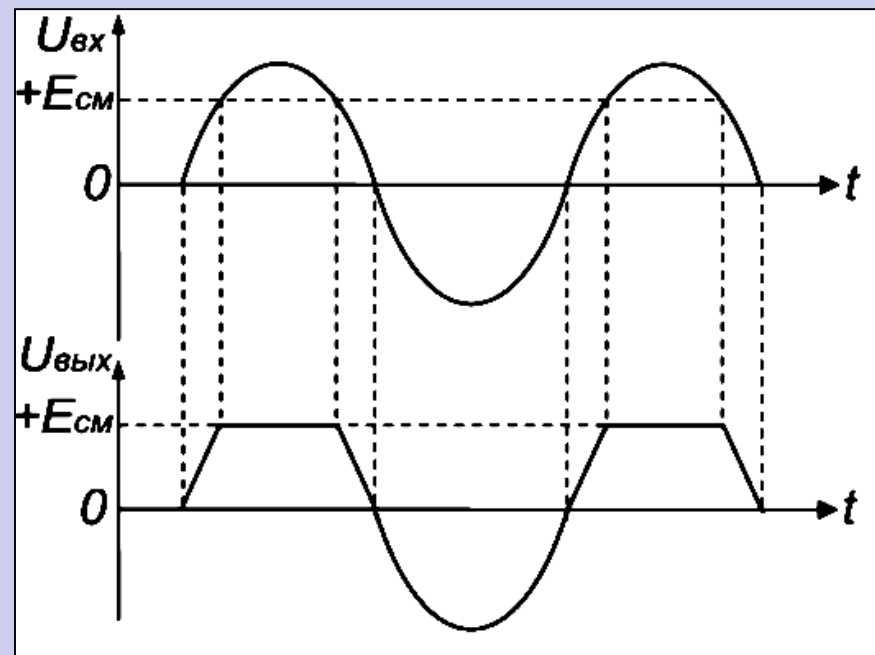
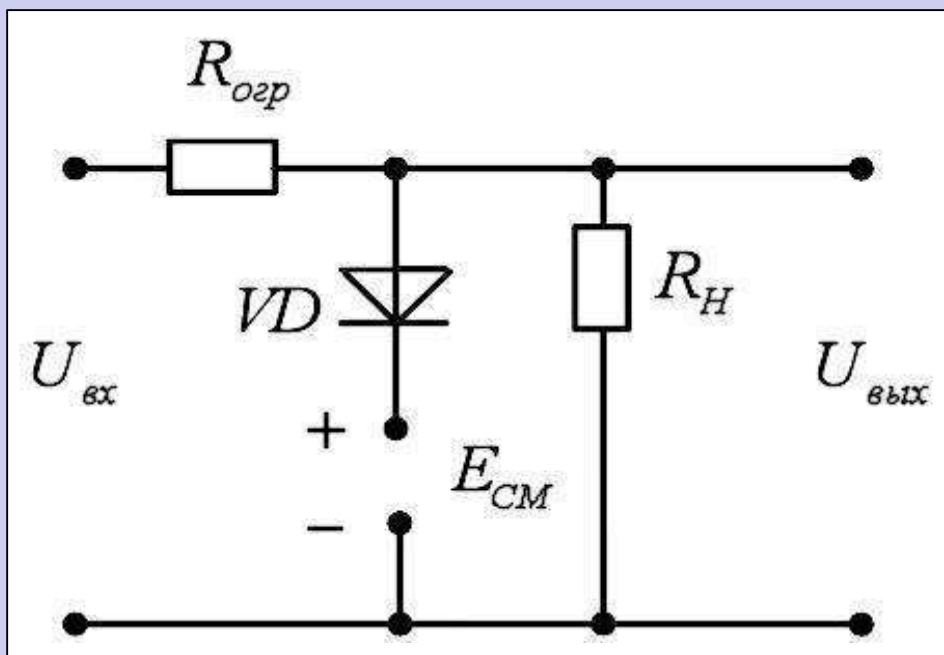


Рис. 2.27. Параллельный ограничитель снизу
с положительным ненулевым порогом ограничения

Параллельные ограничители с ненулевым порогом ограничения

Пока положительная полуволна не достигнет уровня отпираания диода, напряжение с входа передаётся на выход схемы. После того как $U_{вх}$ превысит $E_{см}$, диод откроется, и выходное напряжение перестанет изменяться вслед за входным. Отрицательная полуволна входного напряжения не может отпереть диод, и почти вся она выделяется на выходе. Таким образом, схема обеспечивает ограничение сверху на уровне $E_{см}$.

Ограничение снизу на уровне $-E_{см}$ даёт схема, приведенная на следующем слайде

Параллельные ограничители с ненулевым порогом ограничения

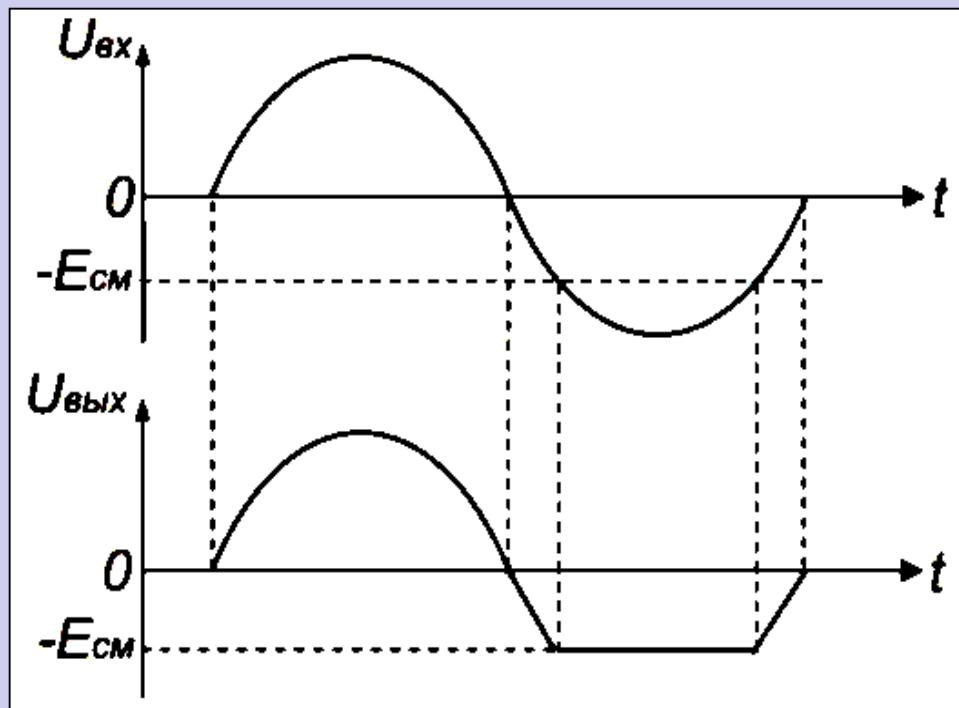
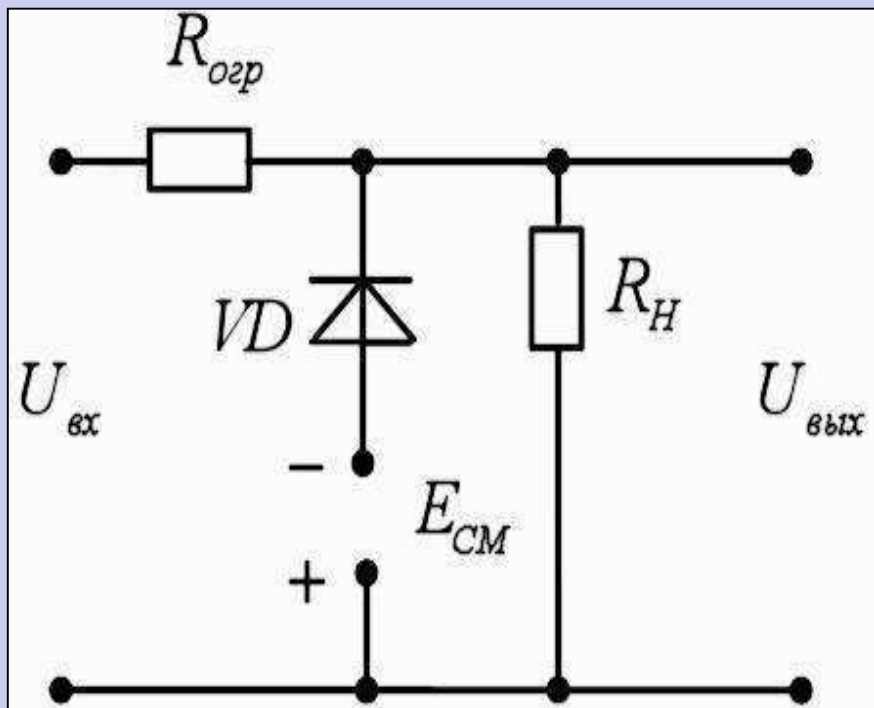


Рис. 2.28. Параллельный ограничитель снизу
с отрицательным ненулевым порогом ограничения

Параллельные ограничители с ненулевым порогом ограничения

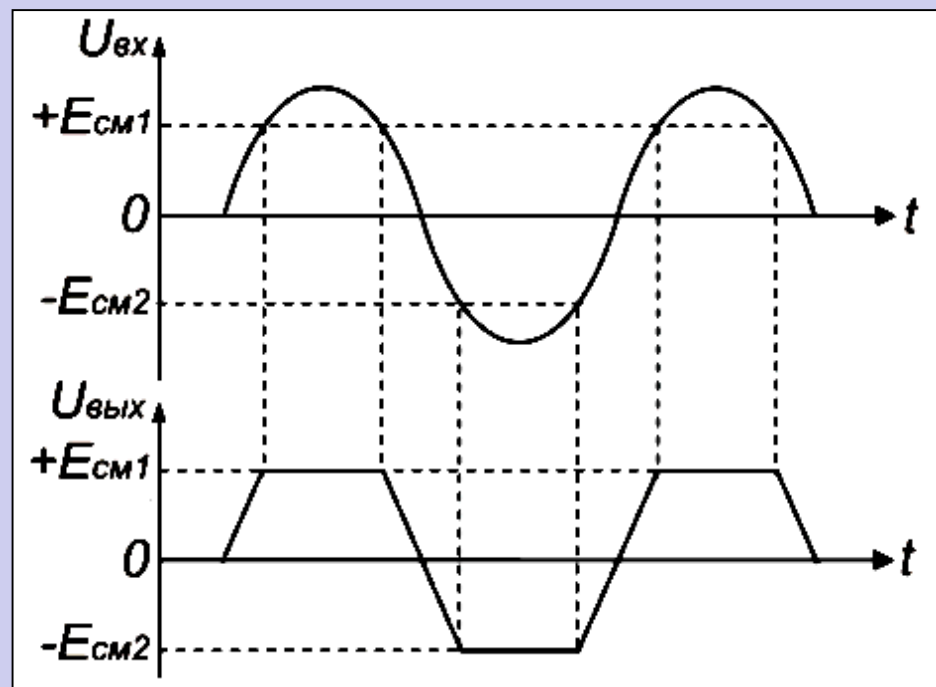
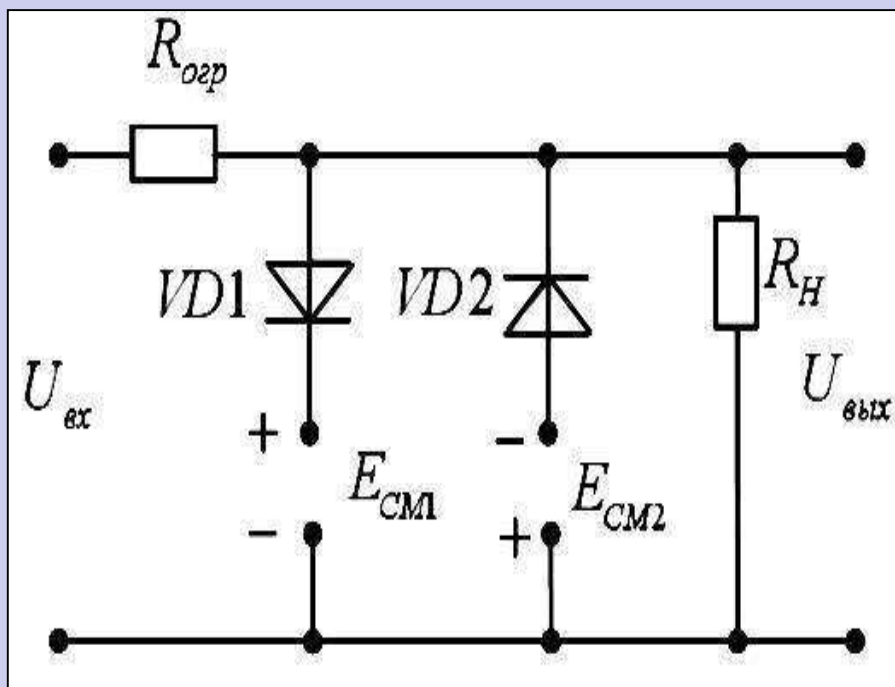


Рис. 2.29. Параллельный ограничитель
с двусторонним ненулевым порогом ограничения

Усилитель-ограничитель

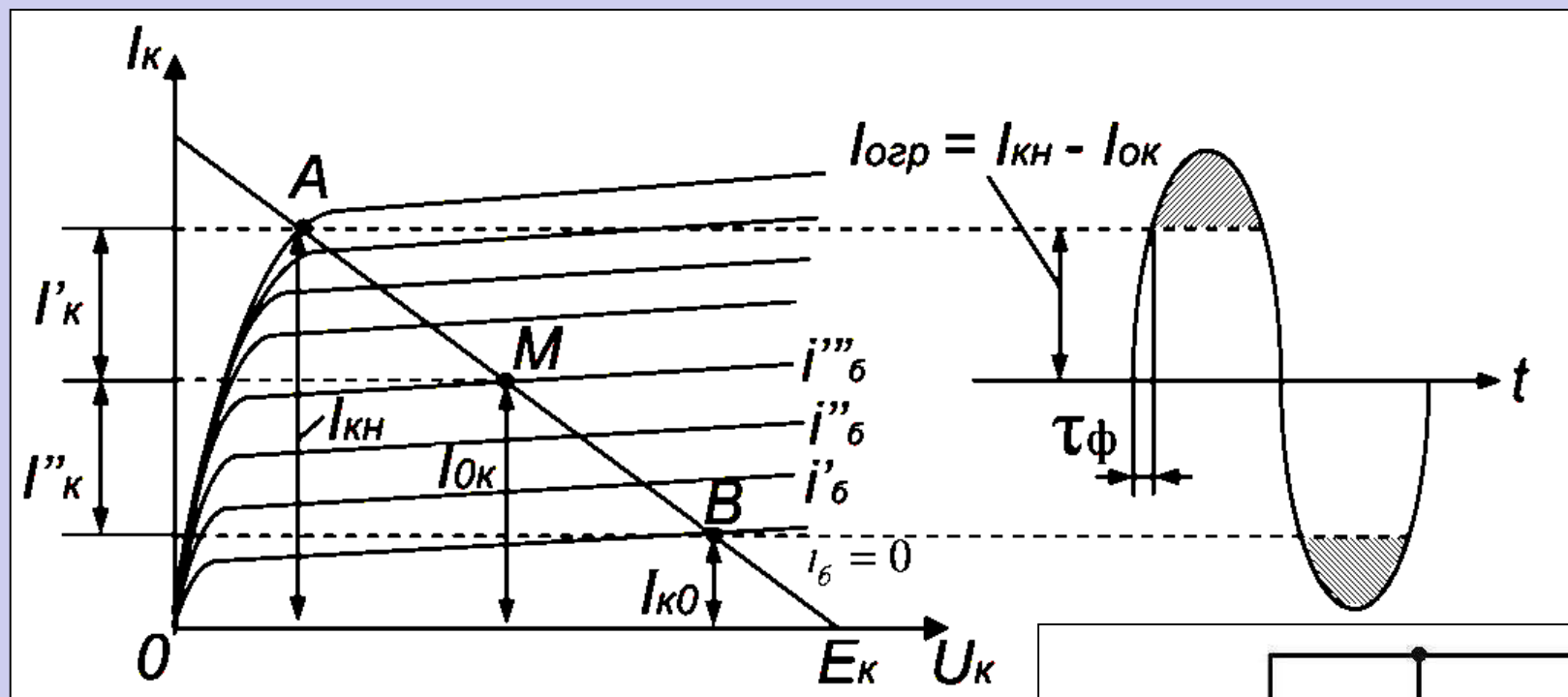
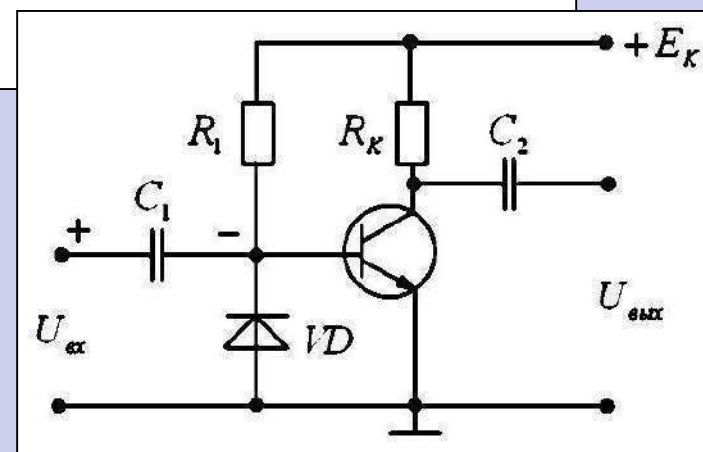


Рис. 2.30.

Усилитель-ограничитель на транзисторе



Усилитель-ограничитель

Наличие областей отсечки и насыщения позволяет выполнить двустороннее ограничение с одновременным усилением ограниченного сигнала. В такой схеме транзистор работает в режиме ключа, переходя из режима насыщения в режим отсечки и обратно. При этом конденсатор C_1 заряжается с полярностью, указанной на слайде, а за счёт того, что ток заряда через насыщенный транзистор больше тока разряда через R_1 , когда транзистор заперт. Диод VD создаёт цепь быстрого разряда разделительного конденсатора, тем самым предотвращает «сползание» исходной рабочей точки.

Усилитель-ограничитель

Чтобы напряжение на выходе ограничителя было симметричным относительно оси времени, исходную рабочую точку на нагрузочной прямой выбирают так, чтобы изменения коллекторного тока до границы насыщения и до границы отсечки были одинаковы ($I'_k = I''_k$).

При нарастании положительной полуволны входного напряжения рабочая точка перемещается по нагрузочной прямой вверх, ток коллектора увеличивается, а напряжение на нём падает.

При некотором значении тока базы наступает насыщение, при котором дальнейшее увеличение входного напряжения больше не вызывает изменения тока коллектора и, следовательно, напряжения на коллекторе.



Усилитель-ограничитель

При уменьшении напряжения $U_{вх}$ в течение того же положительного полупериода транзистор выходит из режима насыщения, и рабочая точка возвращается в активную область. Теперь при изменении входного напряжения рабочая точка движется по нагрузочной прямой вниз и при $U_{вх} = 0$ занимает положение точки M .

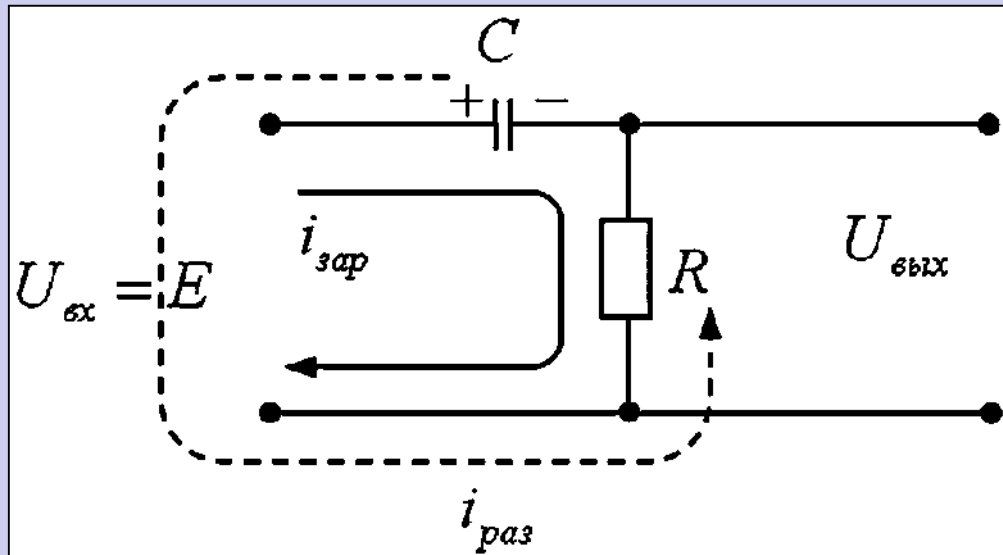
Отрицательная полуволна входного напряжения приводит к уменьшению коллекторного тока и, следовательно, к увеличению напряжения на коллекторе (рабочая точка перемещается по нагрузочной прямой вниз). При некотором значении $U_{вх}$ транзистор переходит в режим отсечки, при котором дальнейшее увеличение отрицательной полуволны напряжения на входе не приводит к изменению тока коллектора.



Тема 9. Восстановление постоянной составляющей сигналов.

Фиксирование уровня напряжения

Для нормальной работы импульсных устройств необходимо, чтобы к началу каждого импульса, вырабатываемого схемой, или импульса, поступающего на её вход, напряжение на выходе этой схемы имело одну и ту же постоянную величину.



Когда мы рассматривали работу переходной цепи, то речь шла об одиночном импульсе.

Восстановление постоянной составляющей сигналов. Фиксирование уровня напряжения

На самом же деле через переходную цепь проходит периодическая последовательность импульсов (или любых других сигналов с переменной составляющей). При этом на переходном конденсаторе, связывающем отдельные каскады, происходит постепенное накопление электрических зарядов.

За счёт этого на входе следующего каскада имеет место изменение начального уровня напряжения.

Это приводит к так называемому «сползанию» рабочей точки в область малой крутизны входной характеристики транзистора, что нарушает режим работы каскада и в итоге приводит к уменьшению амплитуды выходных импульсов.



Фиксирование уровня напряжения

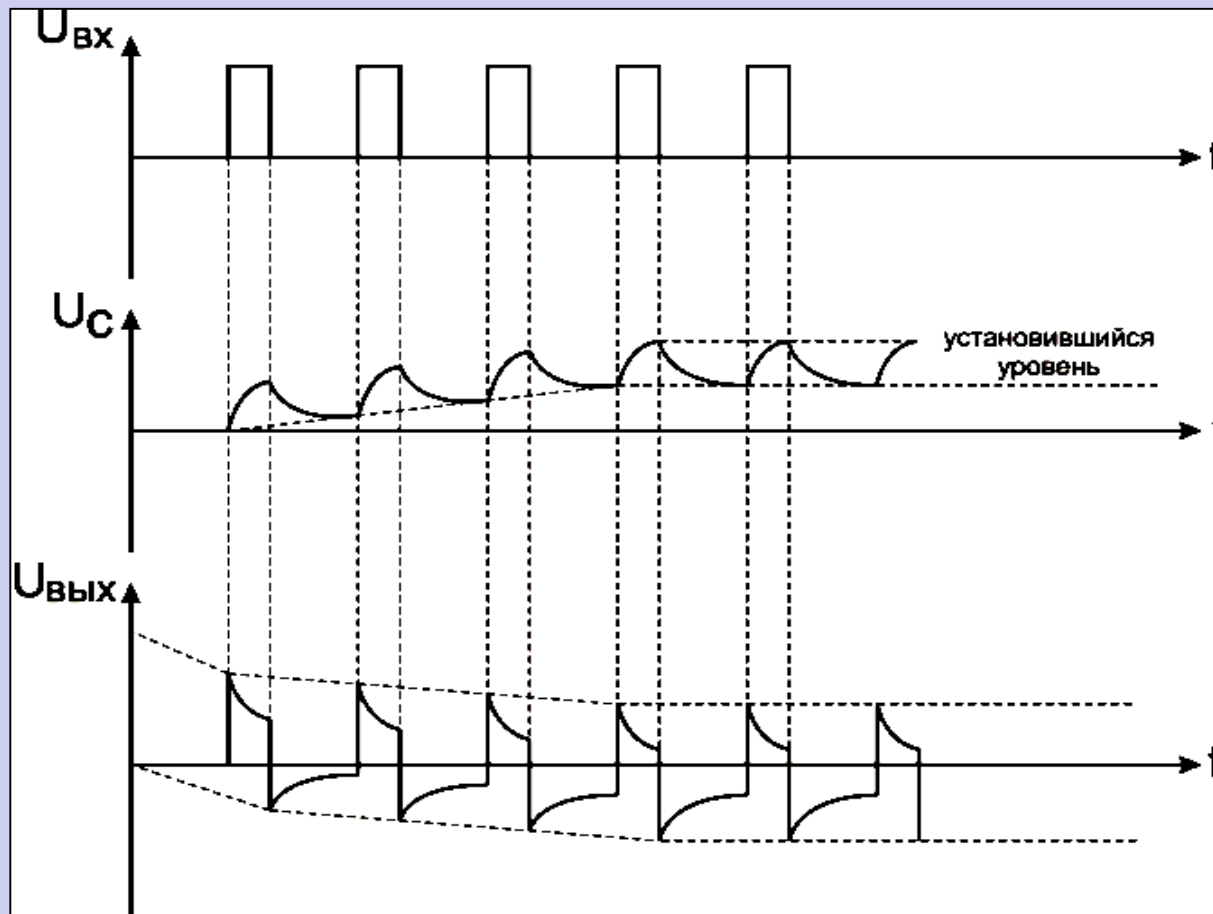


Рис. 2.31. Изменение уровня постоянного напряжения на выходе переходной цепи при передаче серии однополярных импульсов

О

Л

М1

М2

М3

Фиксаторы уровня напряжения

Фиксаторы уровня обеспечивают постоянный заданный уровень напряжения на выходе переходной цепи независимо от любых изменений параметров импульсов на её входе в любой момент времени. Влияние фиксатора уровня на работу схемы сводятся к резкому уменьшению постоянной времени цепи заряда или разряда переходного конденсатора, вследствие чего уже задолго до прихода очередного импульса в схеме устанавливается необходимый исходный режим.



Фиксаторы уровня напряжения

Чаще всего используются диодные фиксаторы.

Диод, в зависимости от способа включения, уменьшает постоянную времени цепи заряда или разряда переходного конденсатора.

Действие фиксаторов основано на использовании свойств *нелинейной переходной цепи* (когда $\tau_{зар} \neq \tau_{раз}$).

Чаще всего применяются диодные фиксаторы уровня.



Фиксаторы уровня напряжения

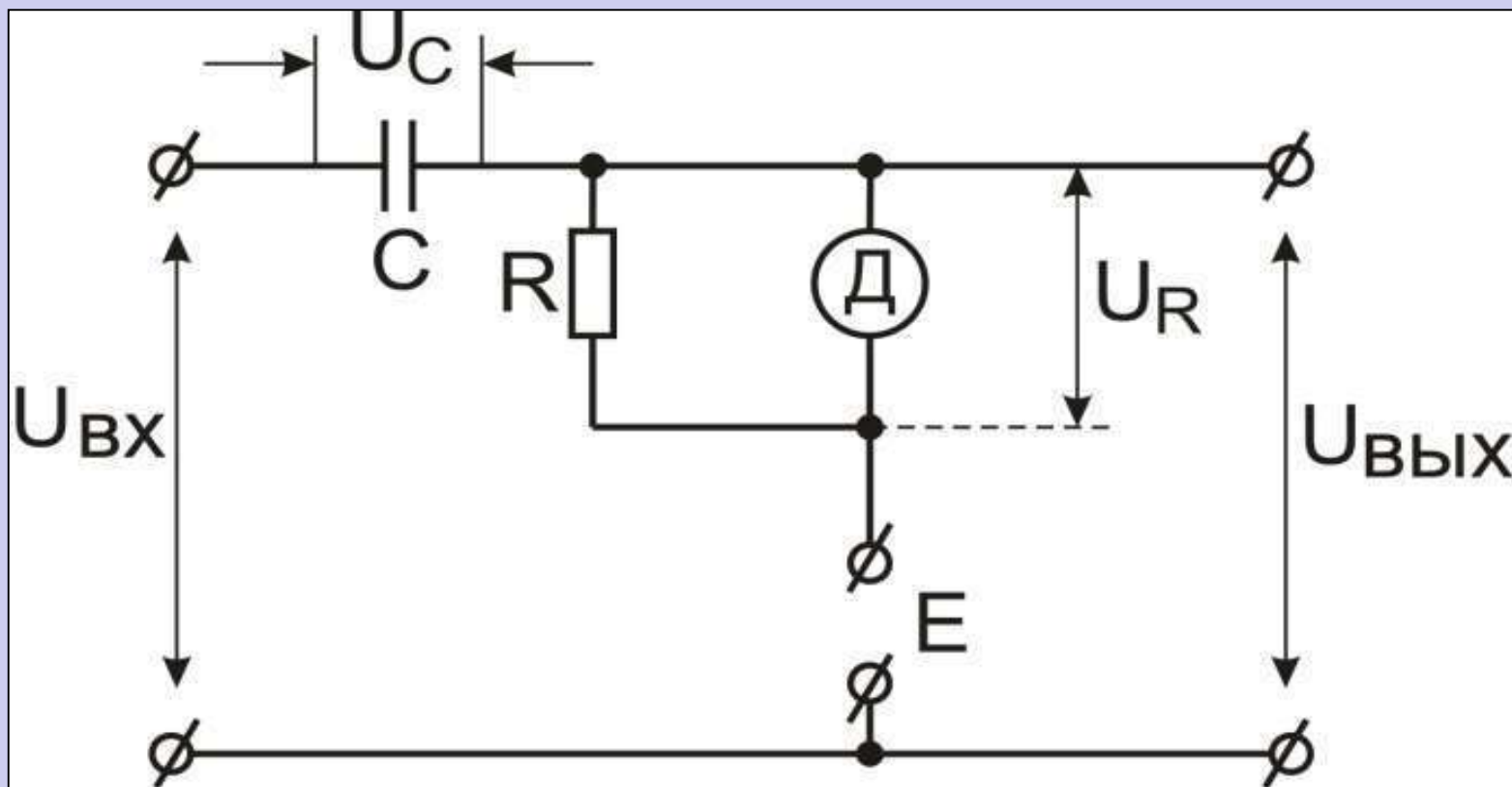


Рис. 2.32. Обобщённая схема фиксатора уровня

Фиксаторы уровня напряжения

Диод подключён параллельно резистору R переходной цепи. Вследствие односторонней проводимости диод делает эту переходную цепь нелинейной ($R_{\text{зар}} \neq R_{\text{раз}}$). В зависимости от полярности включения диод шунтирует сопротивление для тока заряда или разряда конденсатора C .

При отсутствии источника смещения (E) максимальное или минимальное значение напряжения $U_R = U_{\text{ВЫХ}}$ фиксируется на нулевом уровне.

Источник смещения E включается последовательно с диодом D и резистором R , включённым параллельно диоду, так что напряжение на выходе фиксатора уровня будет $U_{\text{ВЫХ}} = U_R + E$. Напряжение смещения E определяет требуемое (отличное от нуля) значение начального уровня и, следовательно, постоянной составляющей $U_{\text{ВЫХ}}$.

На работу диода и прохождение переменной составляющей входного напряжения и величина E не влияет.



Фиксаторы уровня напряжения

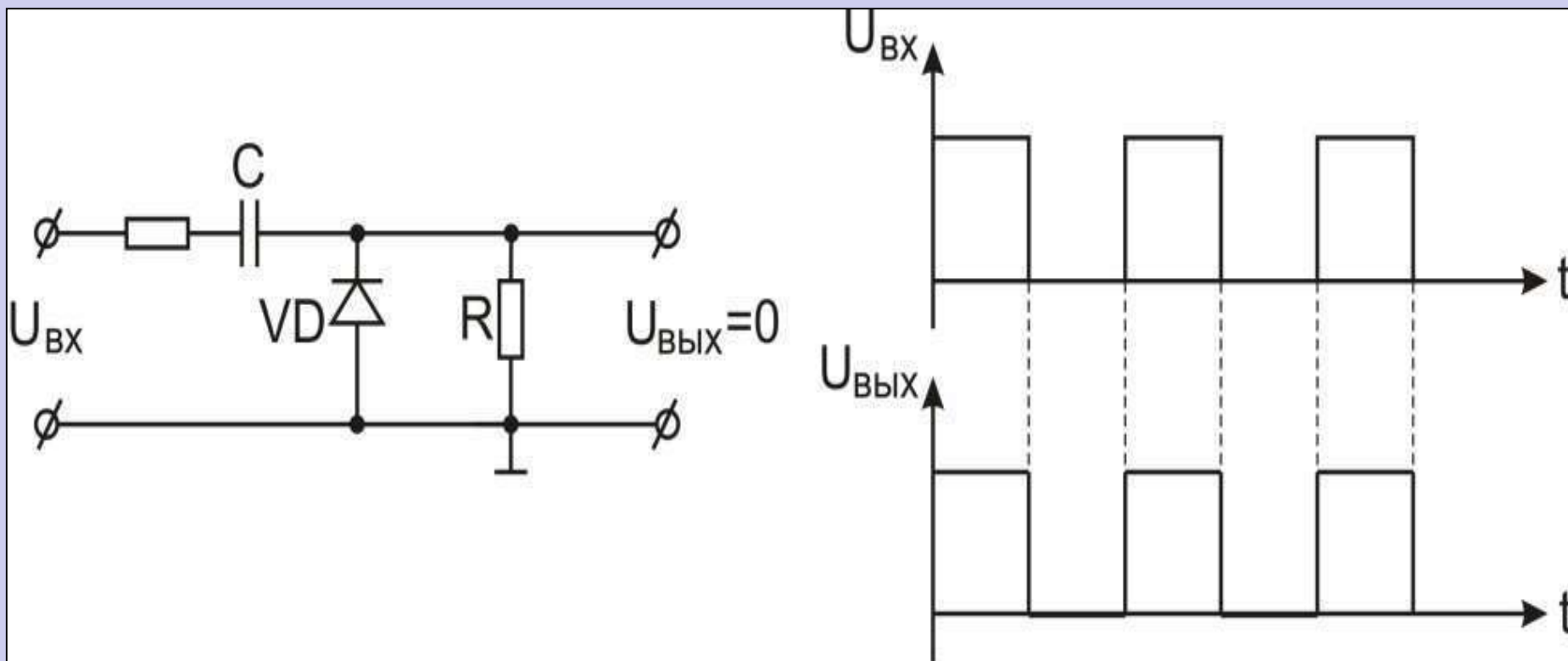


Рис. 2.33. Фиксатор нулевого уровня снизу

Фиксаторы уровня напряжения

Во время действия положительного импульса диод D заперт, и заряд конденсатора C происходит через резистор R с постоянной времени заряда $\tau_{\text{зар}} = RC$, которая для получения минимальных искажений формы импульса выбирается из условия $\tau_{\text{зар}} \gg \tau_{\text{и}}$.

В паузах между импульсами происходит быстрый разряд конденсатора C через прямое сопротивление диода ($R_{\text{д}} \ll R$).

В паузах конденсатор практически полностью разряжается и к началу следующего импульса $U_{\text{вых}} = 0$.

Так как в рассмотренном случае нулю был равен нижний начальный уровень входного напряжения, то фиксатор работает в режиме восстановления нулевого уровня снизу, т.е. восстановителя постоянной составляющей цепи.

Фиксаторы уровня напряжения

При $\tau_{\text{раз}} = CR_{\text{д}} \ll t_{\text{п}}$ где ($t_{\text{п}}$ – время паузы) фиксируемый уровень $U_{\text{вых}} = 0$ будет сохраняться при любых изменениях параметров входных импульсов (вплоть до изменения их полярности) и их начального уровня. При этом будет изменяться лишь постоянная составляющая напряжения на конденсаторе C .



Фиксаторы уровня напряжения

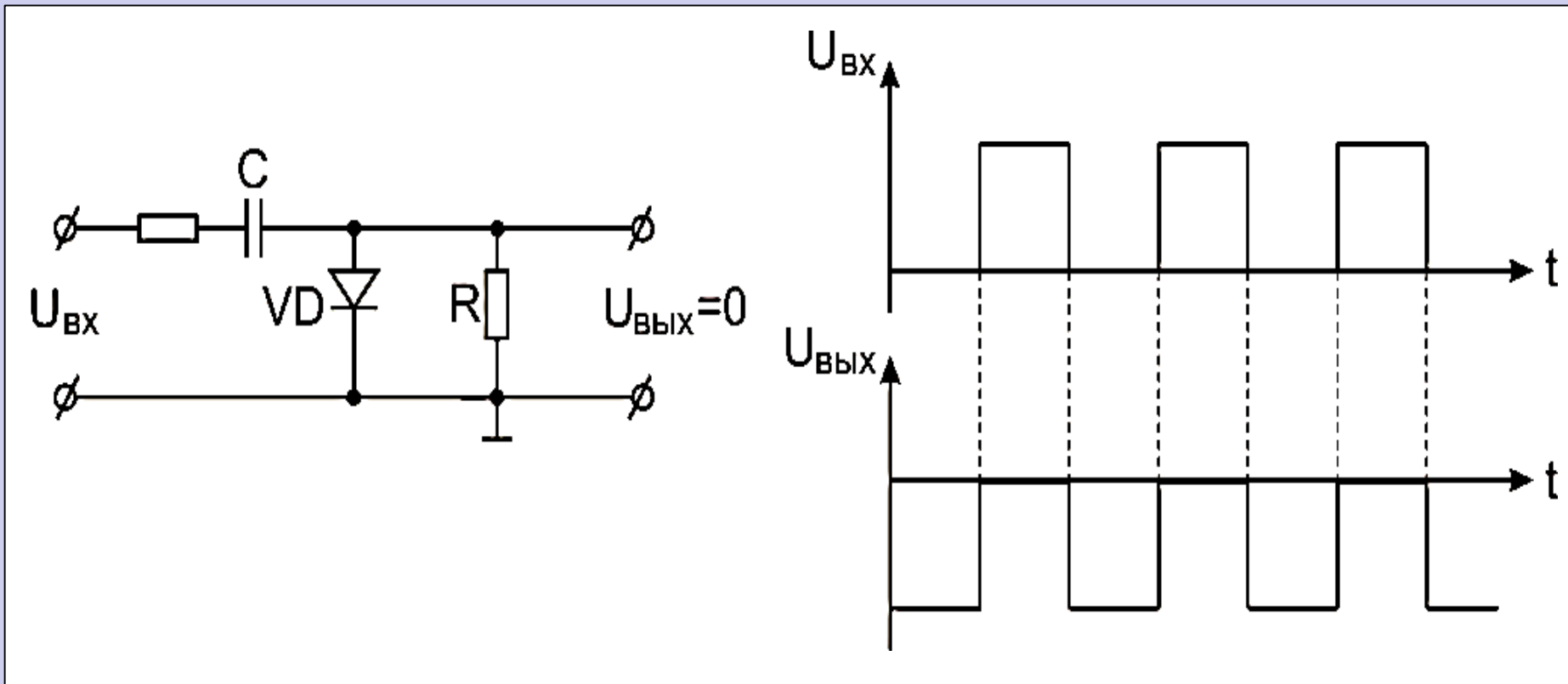


Рис. 2.34. Фиксатор нулевого уровня сверху

Фиксаторы уровня напряжения

В этой схеме за время длительности импульса конденсатор C быстро заряжается через открытый диод D , а в паузах между импульсами медленно разряжается через резистор R .

Постоянная времени цепи заряда

$$\tau_{\text{зар}} = CR_{\text{д}} \ll \tau_{\text{разр}} = CR.$$

Если $\tau_{\text{зар}} \ll \tau_{\text{и}}$, то конденсатор за время действия каждого импульса успевает практически полностью зарядиться до напряжения $U_{c \max} = U_{\text{вх}}$, в результате чего к концу каждого импульса напряжение на выходе схемы будет равно

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_c \text{ и } U_{\text{вых}} = 0.$$

Фиксаторы уровня напряжения

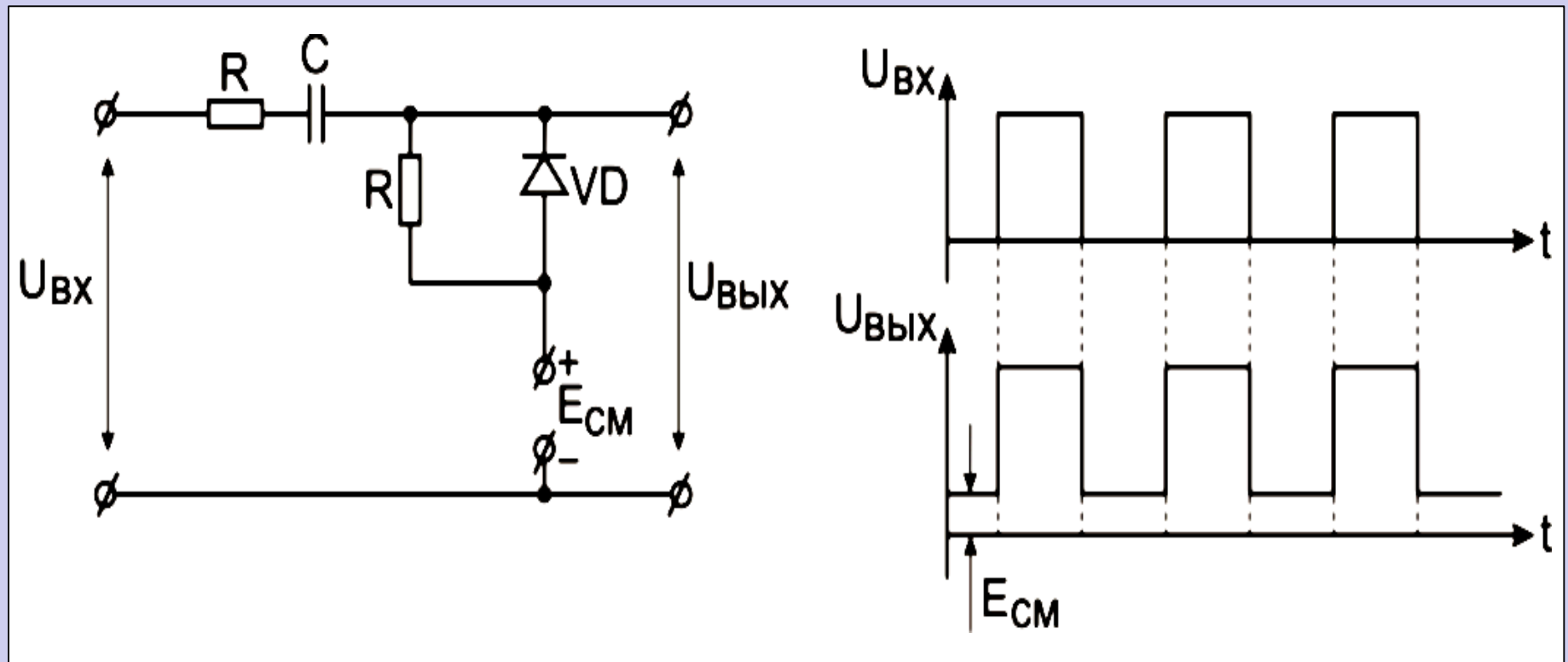


Рис. 2.35. Фиксатор положительного уровня снизу

Фиксаторы уровня напряжения

В этой схеме при $U_{ВХ} = 0$ под действием напряжения $E_{см}$ конденсатор C заряжается через диод по цепи:

$$+ E_{см} \rightarrow Д \rightarrow C \rightarrow R_i \rightarrow -E_{см}$$

до напряжения $U_{C0} = E_{см}$.

При этом $U_{ВЫХ} = U_{C0} = E_{см}$. Так как смещение никакого влияния на работу диода не оказывает («минус» источника смещения отделён от катода диода конденсатором C), то при воздействии $U_{ВХ}$ процессы заряда и разряда конденсатора будут происходить так же, как и в схеме фиксатора нулевого уровня снизу.

Таким образом, $U_{ВЫХ} = E_{см} + U_R > 0$.

Если изменить полярность источника смещения и диода, то получим схему *фиксатора отрицательного уровня снизу*.

Фиксаторы уровня напряжения

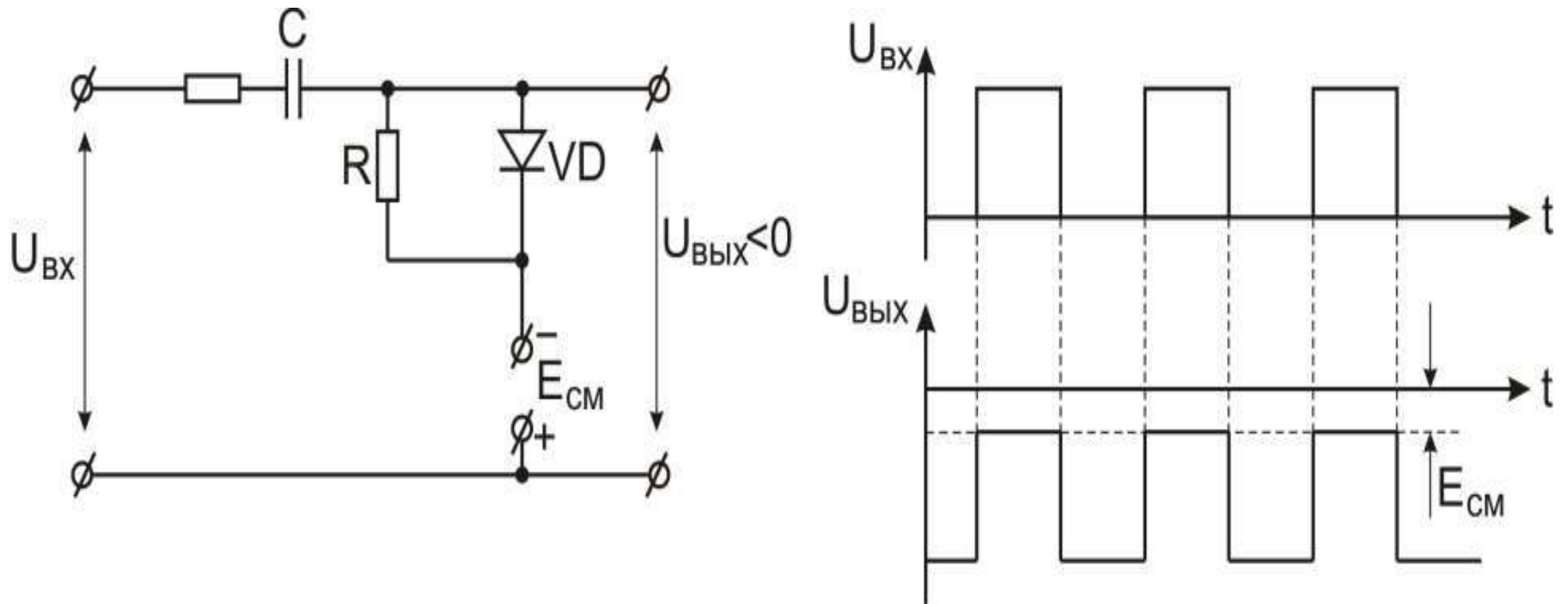


Рис. 2.36. Фиксатор отрицательного уровня снизу

Контрольные задания

1. Определить, будет ли цепь дифференцирующей, если $R = 1 \text{ Мом}$ и $C = 10 \text{ нФ}$. На вход цепи подаётся прямоугольный импульс длительностью 150 мкс .

2. На цепь, состоящую из конденсатора ёмкостью 200 нФ и сопротивления $0,25 \text{ МОм}$, подан прямоугольный импульс. Определить, на сколько длительность импульса, снимаемого с конденсатора, больше длительности входного импульса. Сопротивлением источника импульсов напряжения пренебречь. Длительность импульса определяется на нулевом уровне.

3. Определить длительность импульсов на выходе дифференцирующей цепи, состоящей из конденсатора ёмкостью 20 нФ и сопротивления 50 кОм , если на вход цепи подаются прямоугольные импульсы. Длительность импульса определяется на нулевом уровне.



Контрольные задания

4. На вход последовательного диодного ограничителя приложено синусоидальное напряжение с амплитудой **100 В**. Определить напряжения положительной и отрицательной полуволн на выходе ограничителя и на диоде, если $R_n = 20 \text{ кОм}$, сопротивление открытого диода $R_{д.откр.} = 200 \text{ Ом}$, а $R_{д.закр.} = 20 \text{ МОм}$.

5. На вход параллельного диодного ограничителя приложено синусоидальное напряжение амплитудой **100 В**. Определить напряжения положительной и отрицательной полуволн на выходе ограничителя и на диоде, если $R_n = 20 \text{ кОм}$, сопротивление открытого диода $R_{д.откр.} = 200 \text{ Ом}$, а $R_{д.закр.} = 20 \text{ МОм}$.

Контрольные задания

6. Синусоидальное напряжение ограничивается на уровне $U_{огр.}$. Определить длительность фронта ограниченного напряжения, если синусоидальное напряжение имеет амплитуду U_m и частоту f .

7. Синусоидальное напряжение с частотой 20 кГц ограничивается сверху на уровне 20 В . Определить амплитуду синусоидального напряжения, необходимую для получения длительности фронта ограниченного напряжения 2 мкс .

8. На последовательный диодный ограничитель подаются отрицательные прямоугольные импульсы с амплитудой 100 В . Начертить схему ограничителя и определить, какое постоянное напряжение надо подать на анод диода, чтобы на выходе получить амплитуду импульсов не более 50 В .



Контрольные задания

9. Синусоидальное напряжение с амплитудой **20 В** ограничивается сверху с помощью последовательного диодного ограничителя. Какое постоянное напряжение следует подать на анод кристаллического диода, чтобы угол отсечки тока равнялся 60° . Начертить схему ограничителя и форму напряжения на нагрузке и на диоде.

10. Начертить схему контура ударного возбуждения для получения незатухающих колебаний. Объяснить назначение элементов схемы и начертить эпюры напряжений на элементах схемы.



Модуль 3.

Генерирование импульсов

Тема 10. Мультивибраторы

Тема 11. Генераторы импульсов с внешним запуском

Тема 12. Триггеры

Тема 13. Блокинг-генераторы

Тема 14. Генераторы пилообразных импульсов напряжения и тока

Тема 15. Линеаризация пилообразного напряжения

Контрольные задания



Тема 10. Мультивибраторы

Колебания, в которых медленные изменения напряжения чередуются со скачкообразными, называются *релаксационными*.

Условия возникновения релаксационных колебаний:

- *Наличие положительной обратной связи*

Только при этом условии возможны скачки напряжения и тока.

- *Баланс амплитуд*

Это условие реализуется, если коэффициент усиления усилительного элемента будет больше единицы.

- *Баланс фаз*

Это условие реализуется, если с выхода усилительного элемента на его вход будет подаваться сигнал с фазой, равной фазе входного сигнала, что возможно только при наличии положительной обратной связи.



Релаксационные генераторы

Релаксационные генераторы могут работать в трёх режимах:

1. Автоколебательном;
2. Ждущем (режим внешнего запуска);
3. Автоколебательном с внешней синхронизацией

Кроме того, релаксационные генераторы могут работать в режиме деления частоты (разновидность режима синхронизации).

К релаксационным генераторам относятся генераторы прямоугольных и пилообразных импульсов. Прямоугольные импульсы вырабатывают мультивибраторы, спусковые схемы, триггеры и блокинг-генераторы.



Мультивибраторы

По схеме мультивибратор представляет собой двухкаскадный апериодический усилитель с глубокой положительной обратной связью, у которого выход первого каскада связан с входом второго и наоборот.

Такое соединение каскадов создаёт условия для возникновения релаксационных колебаний, т.к. при этом выполняются все три условия их возникновения.



Условия самовозбуждения симметричного мультивибратора

Условиями самовозбуждения симметричного мультивибратора являются:

- Коэффициент усиления каждого плеча:

$$K_1 > 1 \quad K_2 > 1 \quad \text{При } K_1 = K_2 \quad K_1 \cdot K_2 = K^2 > 1$$

Это условие реализует требование баланса амплитуд в автогенераторе

- Глубокая положительная обратная связь. Это условие реализует требование баланса фаз в автогенераторе.



Мультивибратор

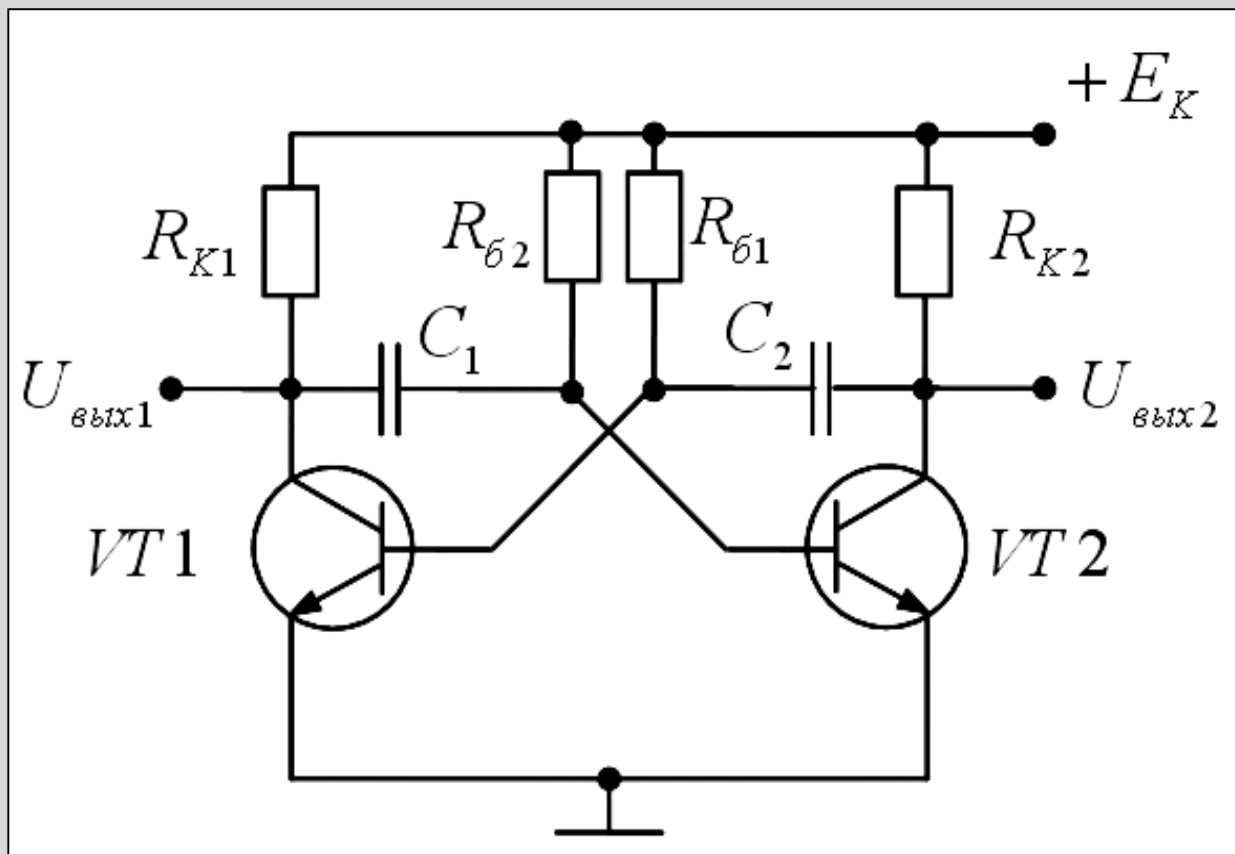


Рис. 3.1. Принципиальная схема симметричного мультивибратора

О

Л

М1

М2

М3

Мультивибратор

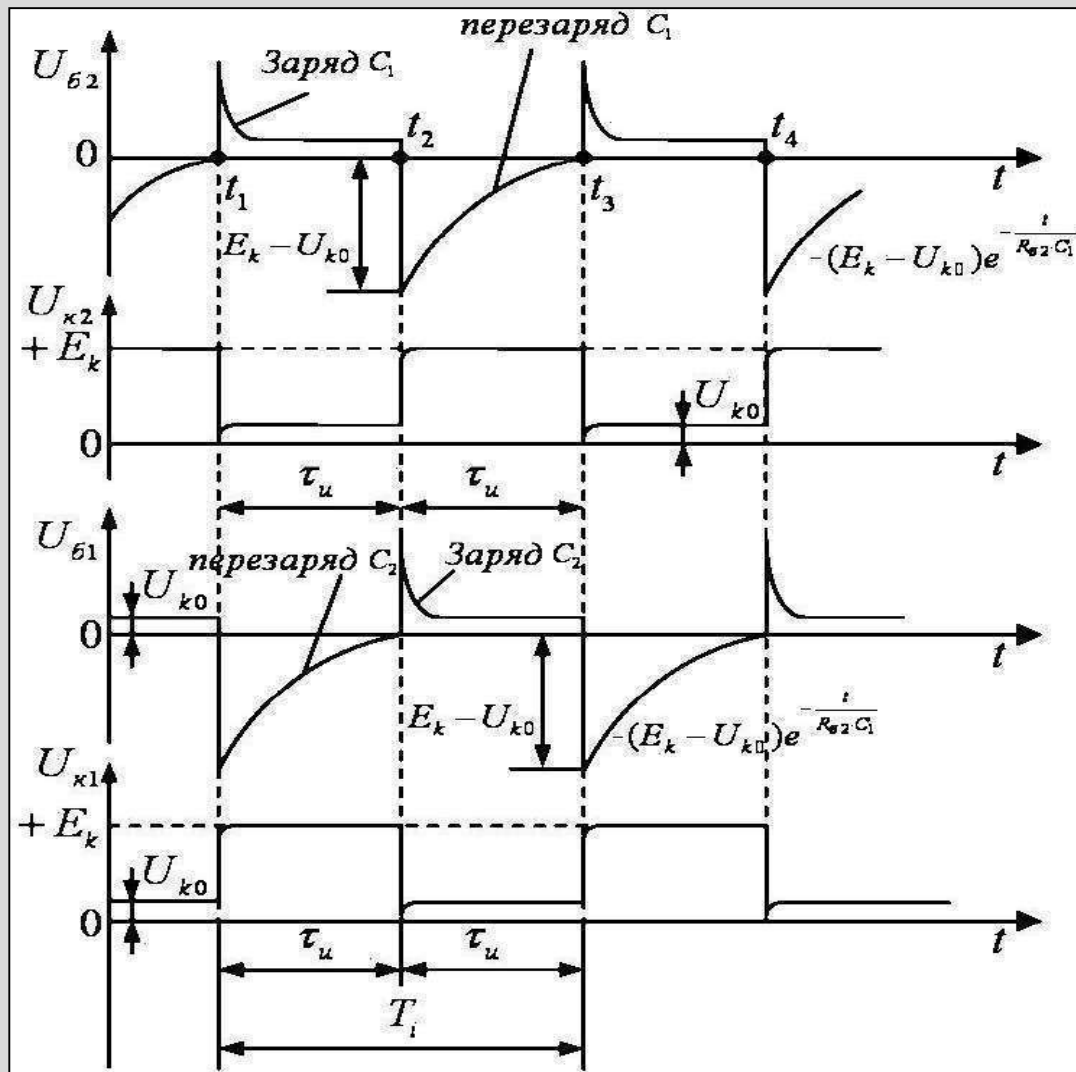


Рис. 3.2.

Эпюры напряжений на
элементах схемы
мультивибратора

0

Л

М1

М2

М3

Работа мультивибратора

Предположим, что при включении напряжения питания $+E_k$ через транзисторы VT_1 и VT_2 будут протекать абсолютно одинаковые токи, а на коллекторах транзисторов установятся одинаковые напряжения:

$$U_{k1} = U_{k2} = U_k = E_k - I_k \cdot R_k$$

Следовательно, конденсаторы C_1 и C_2 будут заряжены до одинакового напряжения U_k . Однако равенство коллекторных токов бесконечно долгим оставаться не может, так как во всякой реальной цепи всегда возникнет некоторое неравенство (пусть очень малое) токов из-за наличия флуктуаций.

Работа мультивибратора

Допустим, что в результате этих флуктуаций ток через транзистор VT_2 в какой-то момент времени возрос на Δi_{k2} . Это приведёт к следующему процессу:

$$\begin{aligned} +\Delta i_{k2} \rightarrow -\Delta U_{k2} \rightarrow -\Delta U_{\delta 1} \rightarrow -\Delta i_{\delta 1} \rightarrow -\Delta i_{k1} \rightarrow +\Delta U_{k1} \rightarrow \\ \rightarrow +\Delta U_{\delta 2} \rightarrow +\Delta i'_{k2} > +\Delta i_{k2}. \end{aligned}$$

Так как каждый последующий скачок напряжения на базе больше предыдущего (за счёт усилительных свойств транзисторов), то описанный процесс нарастает лавинообразно и, спустя доли микросекунды, транзистор VT_2 окажется открытым. Поскольку оба транзистора являются усилителями с коэффициентом усиления, большим единицы, то $\Delta i'_{k2} > \Delta i_{k2}$.

О	Л	М1	М2	М3
----------	----------	-----------	-----------	-----------

Работа мультивибратора

Отсюда видно, что возникла и замкнулась цепь положительной обратной связи. Возникновение цепи положительной обратной связи приводит к появлению лавинообразного процесса, в результате которого транзистор VT_2 полностью открывается, а VT_1 запирается и переходит в режим отсечки коллекторного тока.

1. Первый скачок (опрокидывание схемы), $t = t_1$:

VT_2 открывается, VT_1 запирается. За время скачка (будем считать его практически мгновенным) напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 не изменились.

При этом $+\Delta U_{к1} = +E_k$; $\Delta U_{к2} = U_{к0}$.

Однако в этом состоянии схема не может оставаться сколь угодно долго.



Работа мультивибратора

2. Промежуток времени $t_1 < t < t_2$:

В этот промежуток времени начинается заряд C_1 и разряд C_2 .

Заряд C_1 происходит по цепи:

$$+E_K \rightarrow R_{K1} \rightarrow C_1 \rightarrow (B - Э)VT_2 \rightarrow \text{корпус } (-E_K).$$

Этот процесс происходит быстро, т.к. заряд C_1 происходит через открытый промежуток база-эмиттер VT_2 .

Разряд C_2 происходит по цепи:

$$+C_2 \rightarrow (K - Э)VT_2 \rightarrow \text{корпус } (-E_K) \rightarrow +E_K \rightarrow R_{61} \rightarrow -C_2$$

Разрядный ток C_2 будет значительно меньше тока заряда C_1 , т.к. в цепи разряда C_2 включено большое сопротивление R_{61} .

Ток разряда C_2 уменьшается по экспоненциальному закону.



Работа мультивибратора

По мере разряда C_2 падение напряжения на R_{61} будет уменьшаться в силу уменьшения тока разряда по абсолютной величине:

$$U_{61} = -(E_k - U_{k0}) \cdot e^{-\frac{t}{R_{61} \cdot C_2}} = -U_m \cdot e^{-\frac{t}{R_{61} \cdot C_2}}$$

Напряжение на базе U_{61} отрицательное, а потому поддерживает VT_1 в запертом состоянии до тех пор, пока U_{61} не станет примерно равным нулю. Пока VT_1 находится в запертом состоянии, напряжение на его коллекторе

$$U_{к1} = +E_k, \text{ а } U_{к2} = U_{к0}.$$

Таким образом, в этот промежуток времени формируется плоская вершина импульса на коллекторе VT_1 .



Работа мультивибратора

3. Второй скачок (обратное опрокидывание схемы), $t = t_2$:

Как только напряжение на базе VT_1 примет значение $U_{\delta 1} \approx 0$ В, происходит второй скачок (опрокидывание схемы). В этот момент в транзисторе VT_1 появляется ток. Вновь возникает положительная обратная связь, которая вызывает развитие лавинообразного процесса:

$$+\Delta i_{k1} \rightarrow -\Delta U_{k1} \rightarrow -\Delta U_{\delta 2} \rightarrow -\Delta i_{k2} \rightarrow +\Delta U_{k2} \rightarrow +\Delta U_{\delta 1} \rightarrow \\ \rightarrow +\Delta i'_{k1} > +\Delta i_{k1}.$$

В результате этого процесса VT_1 отпирается, а VT_2 запирается. Во время возникновения и протекания лавинообразного процесса оба транзистора оказываются открытыми. На коллекторе VT_1 формируется отрицательный скачок напряжения, а на коллекторе VT_2 – положительный скачок.



Работа мультивибратора

4. Восстановление исходного состояния схемы, $t_2 < t < t_3$:

В этом промежутке времени происходит разряд конденсатора C_1 и заряд C_2 по цепям:

а) разряд C_1 :

$+C_1 \rightarrow (K - Э)VT_1 \rightarrow \text{корпус } (-E_k) \rightarrow +E_k \rightarrow R_{62} \rightarrow -C_1$;

б) заряд C_2 :

$+E_k \rightarrow R_{k2} \rightarrow C_2 \rightarrow (Б - Э)VT_1 \rightarrow \text{корпус } (-E_k)$.

Далее процесс происходит так, как это описано в этапах (2) – (4), только C_1 и C_2 меняются ролями.

В результате работы симметричного мультивибратора на коллекторах VT_1 и появляются прямоугольные импульсы. Длительность этих импульсов определяется параметрами схемы.

Последовательность импульсов симметричного мультивибратора называется «меандр».



Работа мультивибратора

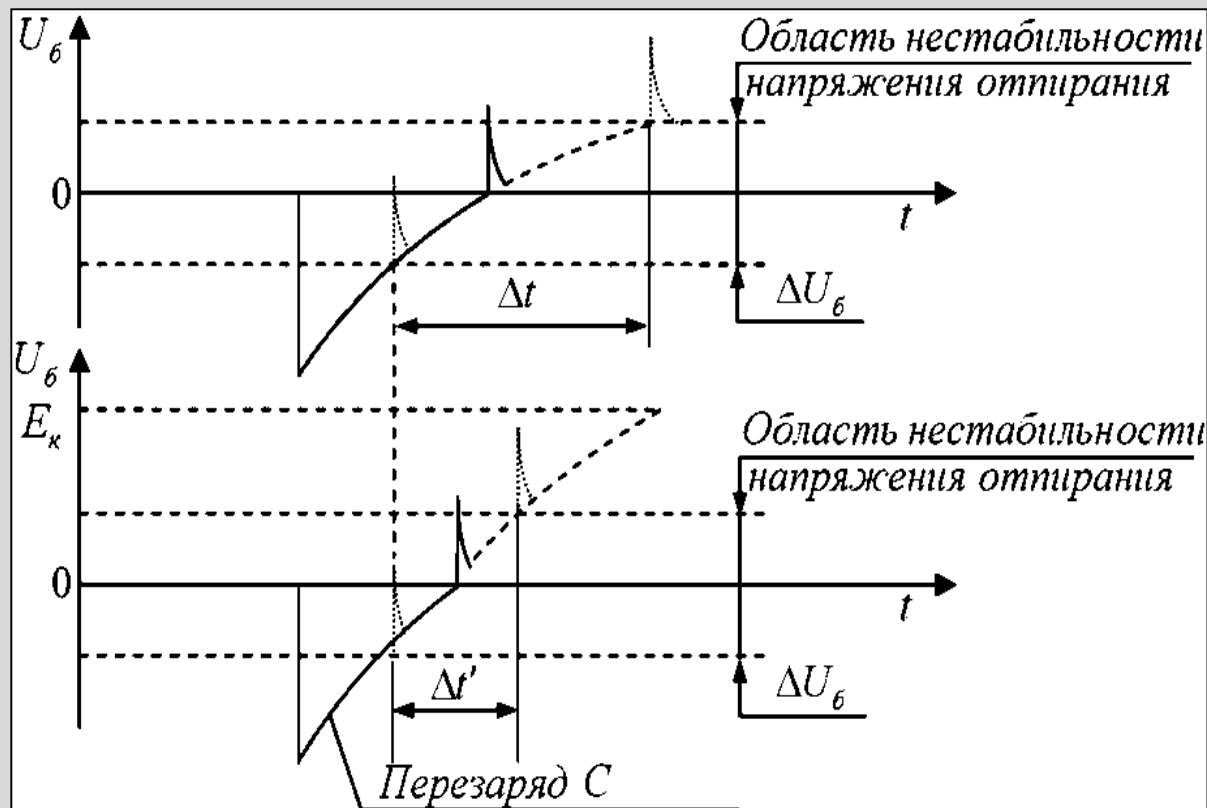
Подключение баз транзисторов к источнику коллекторного питания E_k обеспечивает бóльшую скорость перезаряда времязадающих конденсаторов, т.к. экспонента напряжения перезаряда в этом случае стремится к напряжению E_k .

Это позволяет уменьшить влияние разброса параметров транзисторов и получить более стабильный период повторения колебаний (нижний график).



Влияние скорости перезаряда конденсаторов на стабильность периода колебаний мультивибратора

Рис.3.3.
Влияние скорости перезаряда конденсаторов на стабильность периода колебаний мультивибратора:



- при схеме с нулевой базой (верхний график);
- при схеме с положительной (отрицательной) базой (нижний график).

Ждущий мультивибратор

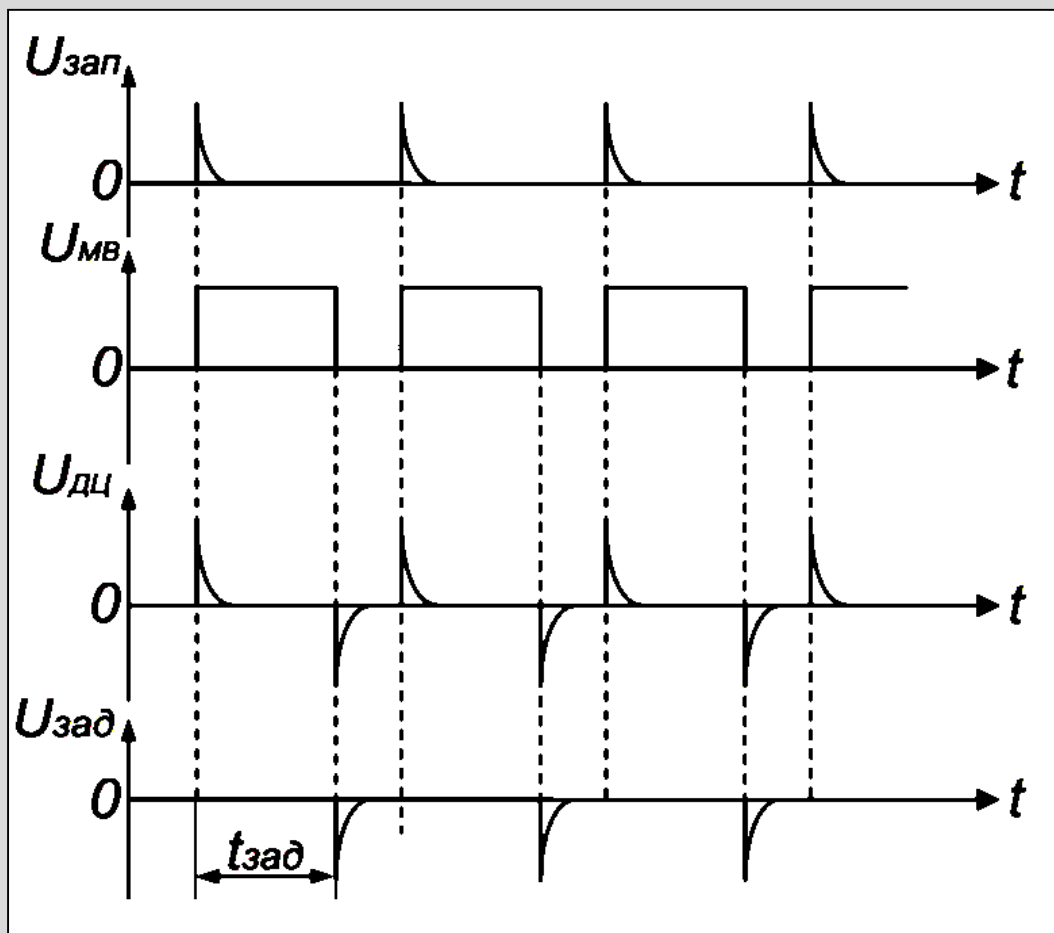


Рис. 3.4. Принцип задержки импульсов с помощью мультивибратора

О

Л

М1

М2

М3

Ждущий мультивибратор

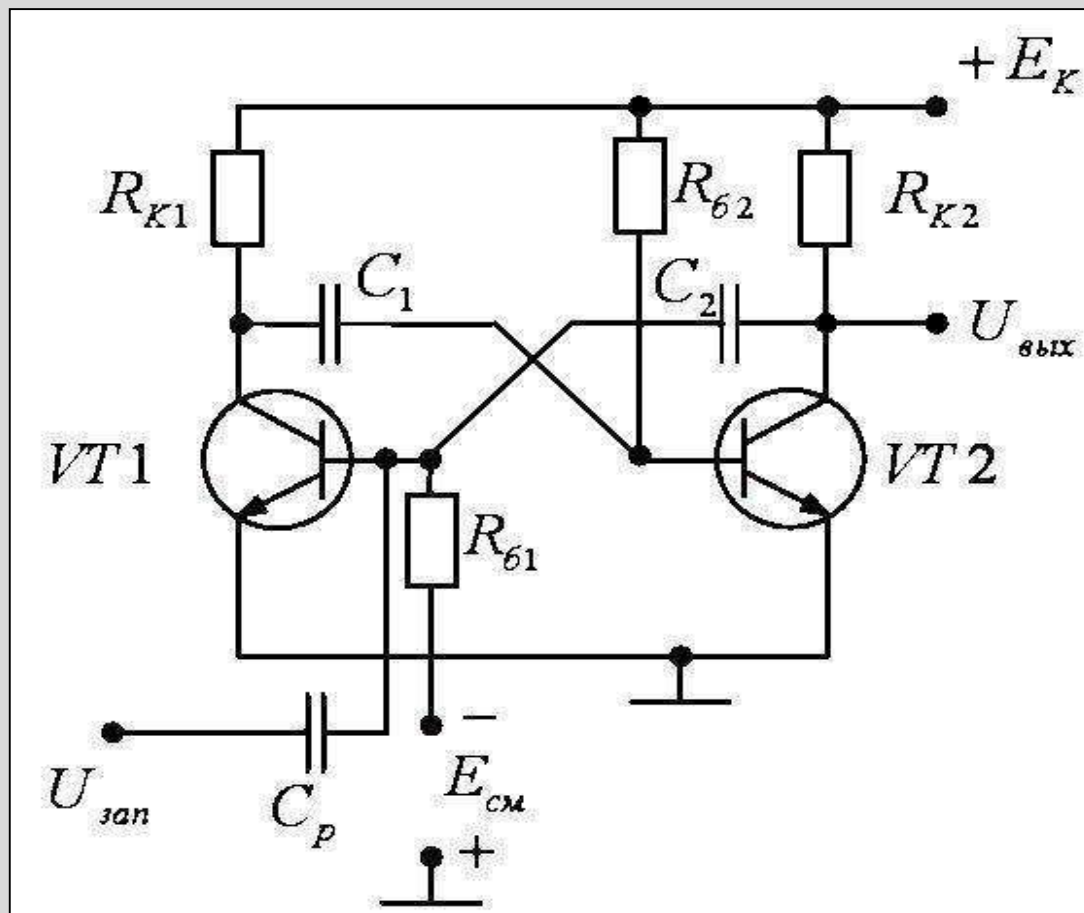


Рис. 3.5. Схема ждущего мультивибратора

О

Л

М1

М2

М3

Ждущий мультивибратор

В исходном состоянии транзистор VT_1 заперт от источника постороннего смещения – $E_{см}$.

Конденсатор C_1 будет заряжен по цепи:

$+ E_k \rightarrow R_{к1} \rightarrow C_1 \rightarrow (Б - Э)VT_2 \rightarrow \text{корпус } (-E_k) \text{ до величины } \approx + E_k$

Для генерирования импульса необходимо вывести схему из устойчивого состояния. Для этого на базу транзистора VT_1 через разделительный конденсатор C_p подают положительный запускающий импульс. При двух открытых транзисторах развивается лавинообразный процесс, приводящий к опрокидыванию схемы: VT_1 отпирается, а VT_2 запирается.

Конденсатор C_1 перезаряжается по цепи:

$+ C_1 \text{ (левая по схеме обкладка)} \rightarrow (К - Э)VT_1 \rightarrow \text{корпус} \rightarrow (-E_k) \rightarrow$
 $\rightarrow + E_k \rightarrow R_{б2} \rightarrow - C_1 \text{ (правая по схеме обкладка)}.$

В это же время конденсатор C_2 заряжается по цепи:

$+ E_k \rightarrow R_{к2} \rightarrow C_2 \rightarrow (Б - Э)VT_1 \rightarrow \text{корпус } (-E_k).$

О

Л

М1

М2

М3

Ждущий мультивибратор

По мере перезаряда конденсатора C_1 потенциал базы транзистора VT_2 уменьшается по экспоненциальному закону, и при достижении нулевого напряжения на базе транзистор отпирается. С этого момента начинается новый лавинообразный процесс, в результате которого транзистор VT_1 запирается, а VT_2 отпирается. После этого конденсатор C_1 вновь заряжается от источника $+E_k$ через $R_{к1}$, и схема возвращается в исходное устойчивое состояние.

В данной схеме транзистор VT_1 удерживается в запертом состоянии не напряжением конденсатора C_2 , а напряжением источника $-E_{см}$. Поэтому связь коллектора VT_2 с базой VT_1 можно осуществить через резистор R . Для обеспечения более быстрой и чёткой передачи перепадов напряжения с коллектора VT_2 на базу VT_1 резистор R шунтируют «ускоряющим» конденсатором C небольшой ёмкости.



Ждущий мультивибратор

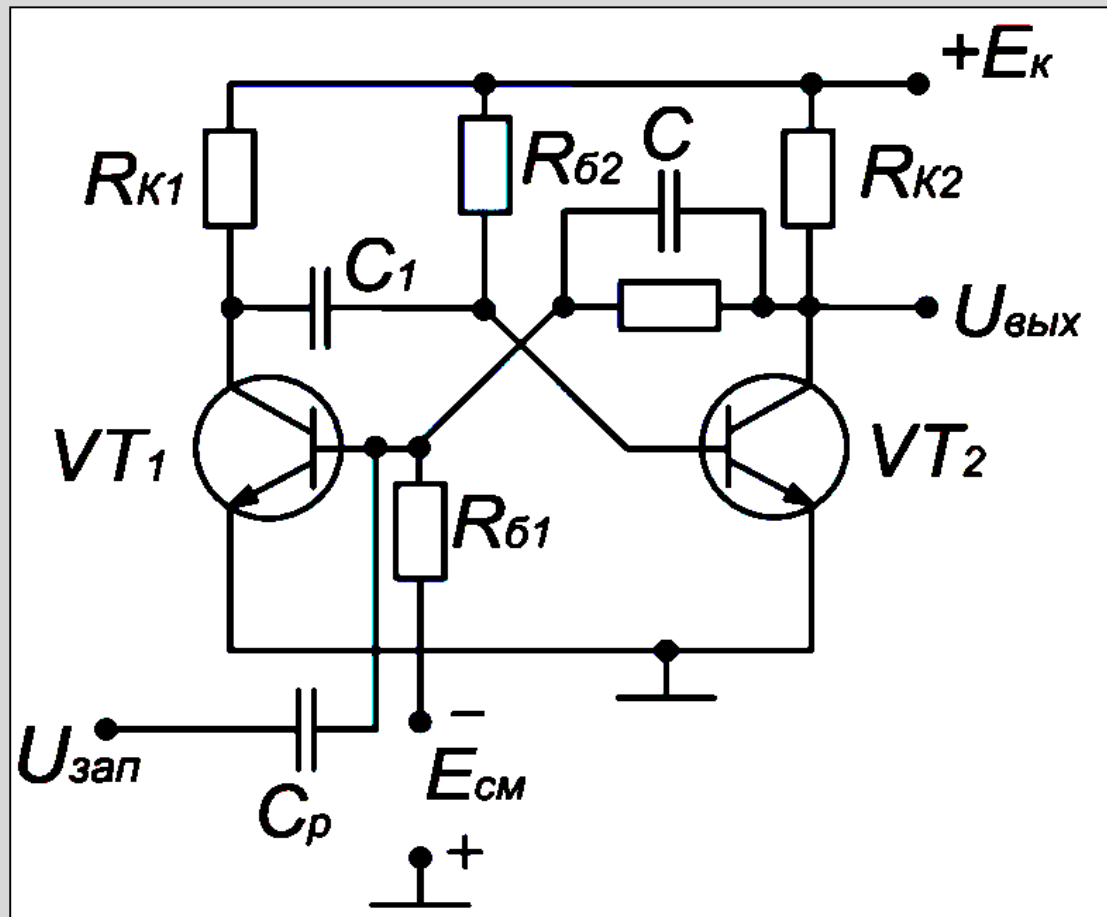


Рис. 3.6. Ждущий мультивибратор с ускоряющим конденсатором

О

Л

М1

М2

М3

Тема 11. Генераторы импульсов с внешним запуском (спусковые схемы)

Схемы таких генераторов иногда называют *спусковыми*.

По количеству устойчивых состояний равновесия все спусковые схемы можно разделить на два класса:

- схемы с одним устойчивым состоянием равновесия. Эти схемы в своём составе обязательно имеют реактивный элемент (чаще всего это ёмкость). Такие схемы называют *одновибраторами*.
- схемы с двумя устойчивыми состояниями равновесия. Такие схемы в своём составе могут иметь только активные элементы и называются *триггерами*.



Спусковые схемы

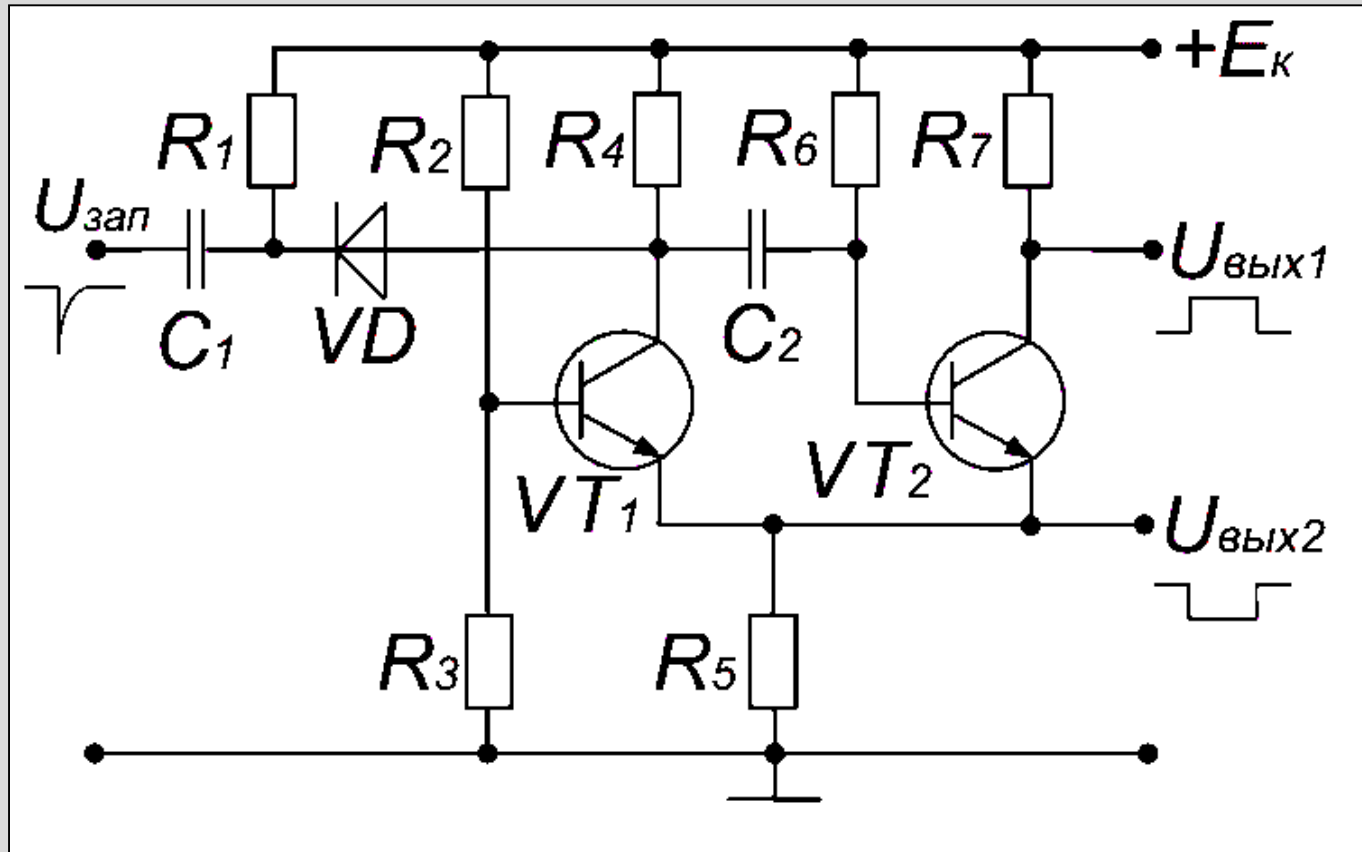


Рис. 3.7. Спусковая схема с эмиттерной связью

О

Л

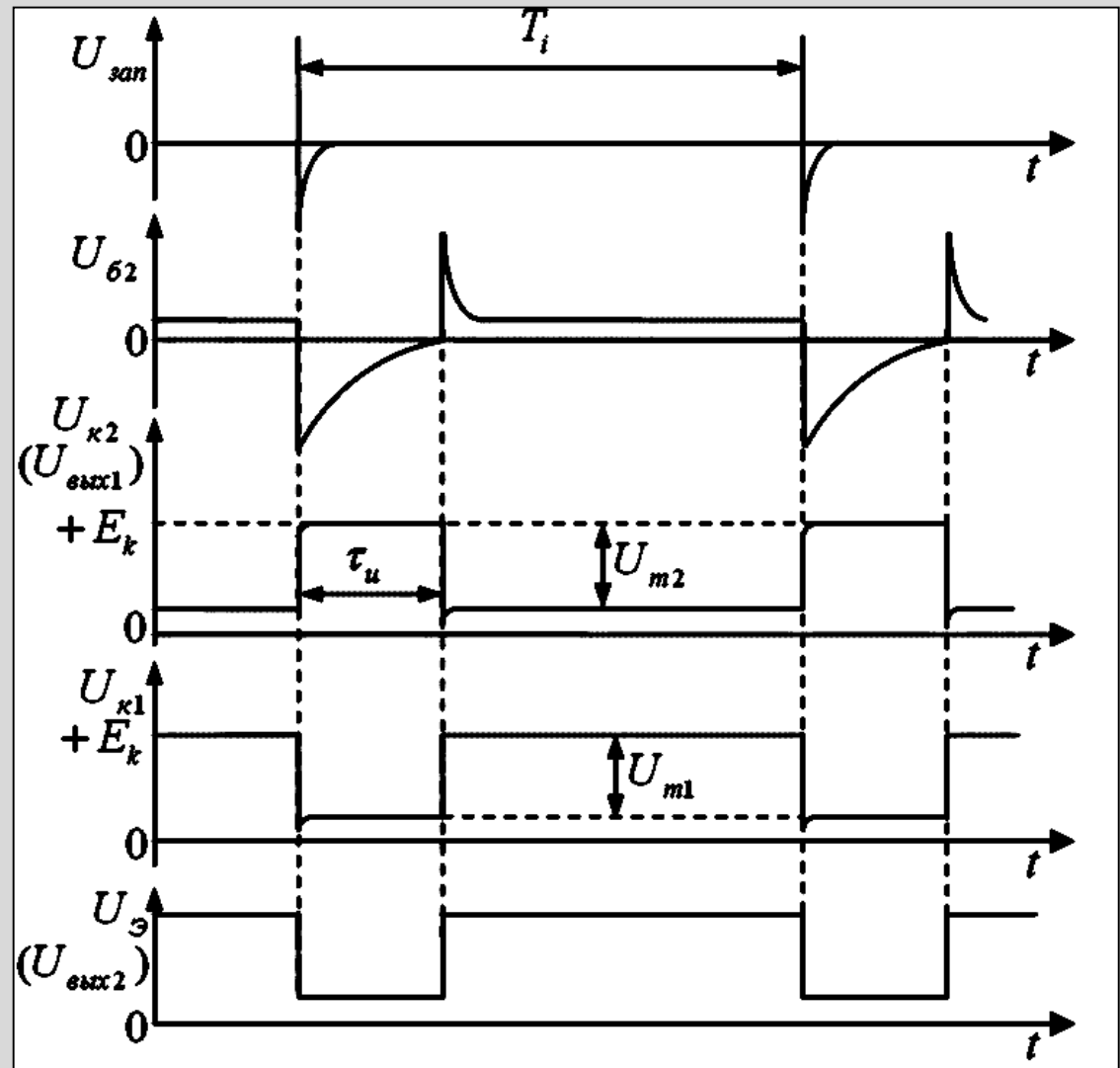
М1

М2

М3

Спусковые схемы

Рис. 3.8.
Временные
диаграммы
спусковой схемы



0

Λ

M1

M2

M3

Работа спусковой схемы

1. Исходное состояние

В исходном состоянии транзистор VT_2 открыт, т.к. на его базу подаётся положительное напряжение $+E_k$ через резистор R_6 .

На базу транзистора VT_1 также подаётся положительное напряжение через делитель $R_2 - R_3$. Однако напряжения смещения на базах выбираются так, чтобы $U_{б2} > U_{б1}$. Кроме того, параметры схемы выбираются таким образом, чтобы $R_7 < R_4$.

Поэтому при включении питания через VT_2 протекает ток $I_{к2} > I_{к1}$. Этот ток $I_{к2}$ создаёт на резисторе R_5 в цепи эмиттеров VT_1 и VT_2 падение напряжения, запирающее VT_1 . Режим VT_2 выбирается таким, чтобы в открытом состоянии он был насыщен.

Конденсатор C_2 заряжен по цепи:

$$+E_k \rightarrow R_4 \rightarrow C_2 \rightarrow (Б-Э)VT_2 \rightarrow R_5 \rightarrow \text{корпус } (-E_k).$$



Работа спусковой схемы

2. Запуск и опрокидывание схемы.

Транзистор VT_2 запирается и возникает лавинообразный процесс:

$$\begin{aligned} -U_{ex} \rightarrow -\Delta U_{\delta 2} \rightarrow -\Delta i_{\delta 2} \rightarrow -\Delta i_{k2} \rightarrow -\Delta U_{\delta} \rightarrow +\Delta U_{\delta 1} \rightarrow +\Delta i_{k1} \rightarrow \\ \rightarrow -\Delta U_{k1} \rightarrow -\Delta U'_{\delta 2} > -\Delta U_{\delta 2}, \end{aligned}$$

при котором замыкается цепь положительной обратной связи.

В результате появления лавинообразного процесса VT_2 запирается, а VT_1 полностью отпирается и насыщается.

В момент скачка происходит резкое уменьшение напряжения на коллекторе VT_1 , в результате чего диод VD запирается и отключает источник импульсов запуска от схемы генератора.

Работа спусковой схемы

3. Формирование импульса.

После отпирания VT_1 конденсатор C_2 начинает разряжаться по цепи:

$+ C_2$ (левая обкладка) $\rightarrow (K - Э)VT_1 \rightarrow R_5 \rightarrow$ корпус $(- E_k) \rightarrow$
 $\rightarrow + E_k \rightarrow R_6 \rightarrow - C_2$ (правая обкладка).

Работа спусковой схемы

4. Восстановление исходного состояния схемы.

В момент отпирания VT_2 в цепи его коллектора появляется ток, что вновь приводит к возникновению лавинообразного процесса и замыканию цепи положительной обратной связи:

$$+ \Delta i_{k2} \rightarrow + \Delta U_3 \rightarrow - \Delta U_{61} \rightarrow - \Delta i_{k1} \rightarrow + \Delta U_{k1} \rightarrow + \Delta U_{62} \rightarrow \\ \rightarrow + \Delta i'_{k2} > + \Delta i_{k2}.$$

Происходит обратное опрокидывание схемы, в результате которого VT_1 запирается, а VT_2 полностью отпирается. Конденсатор C_2 снова начинает заряжаться по цепи:

$$+ E_k \rightarrow R_4 \rightarrow C_2 \rightarrow (Б - Э)VT_2 \rightarrow R_5 \rightarrow - E_k \text{ (корпус)}.$$

Запуск и принудительный срыв спусковых схем

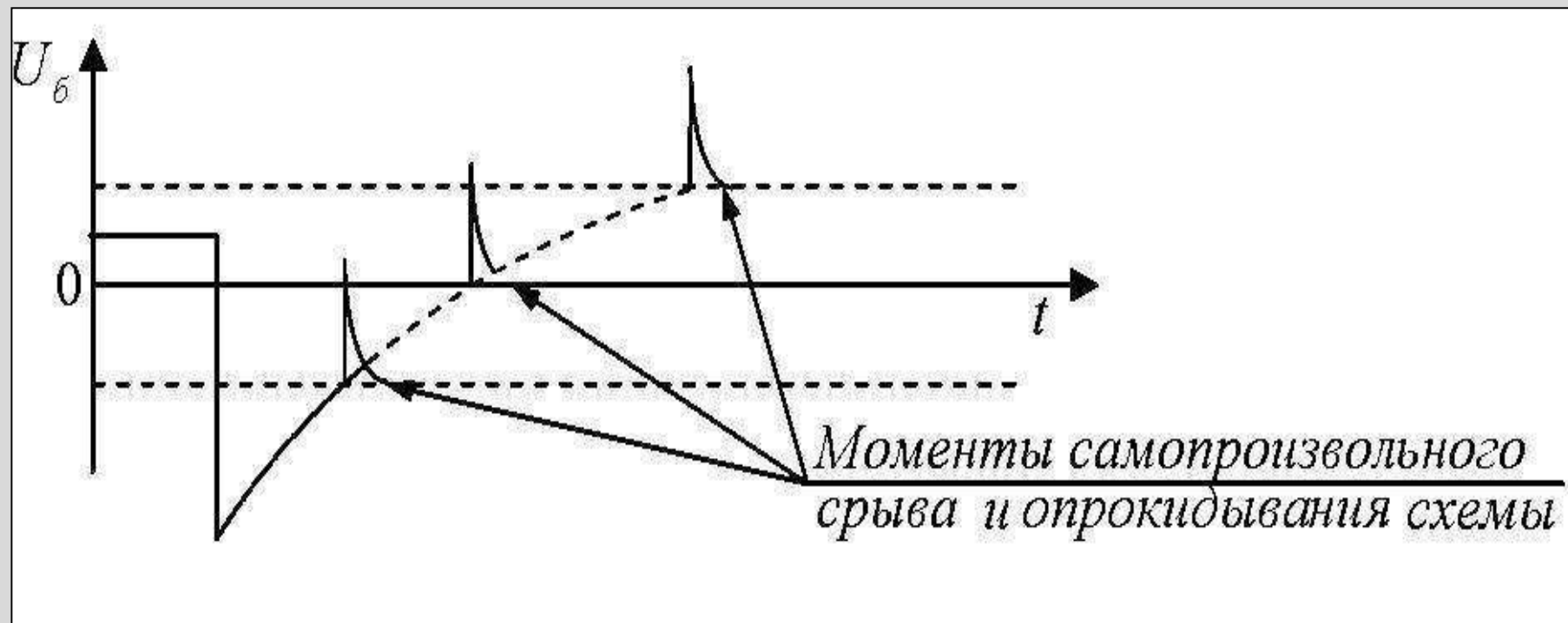


Рис. 3.9. Влияние разброса напряжения отпираания транзистора на длительность формируемого импульса

Влияние нестабильности параметров транзистора на момент опрокидывания схемы

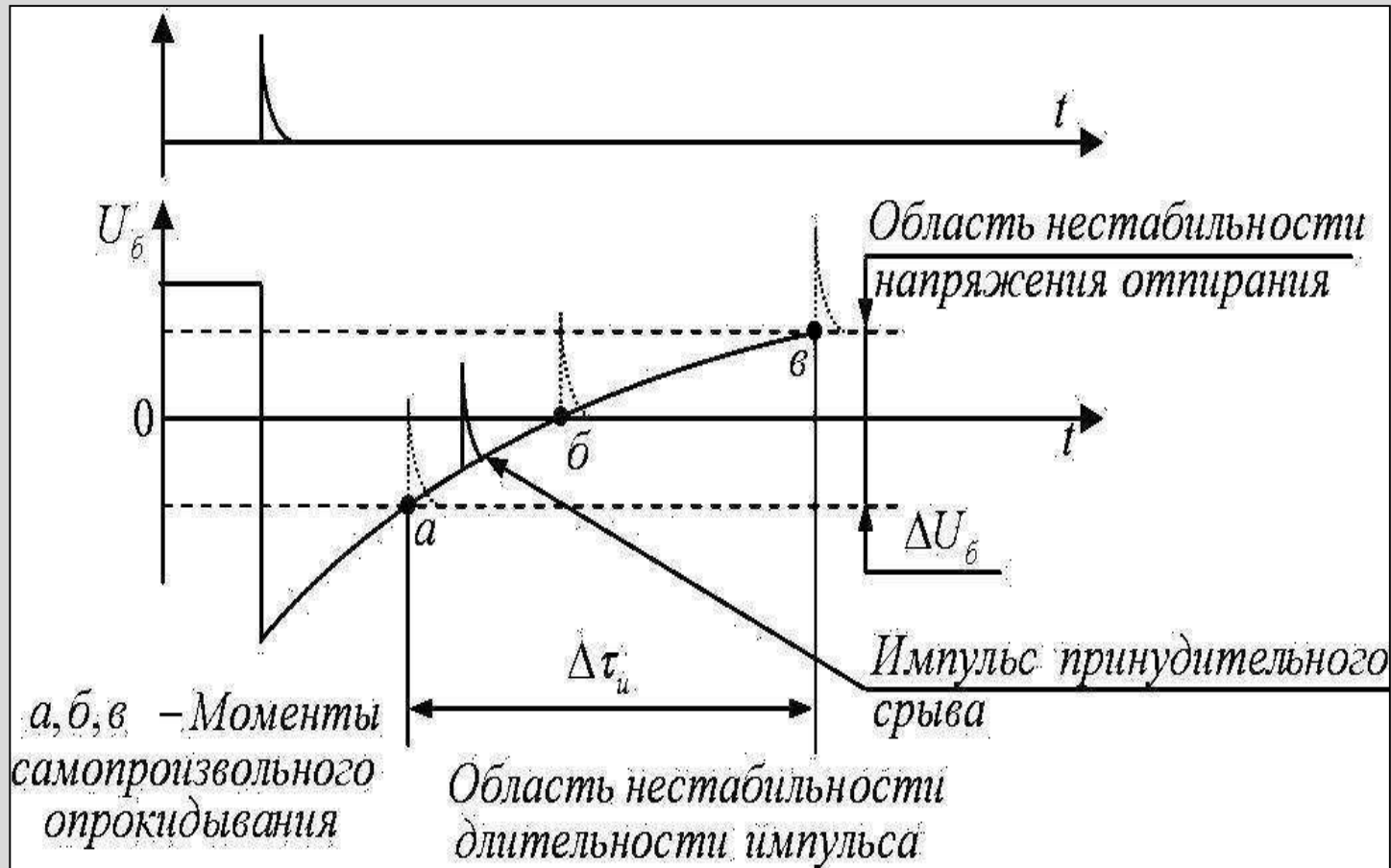


Рис. 3.10. Принцип принудительного срыва спусковой схемы

Запуск и принудительный срыв спусковых схем

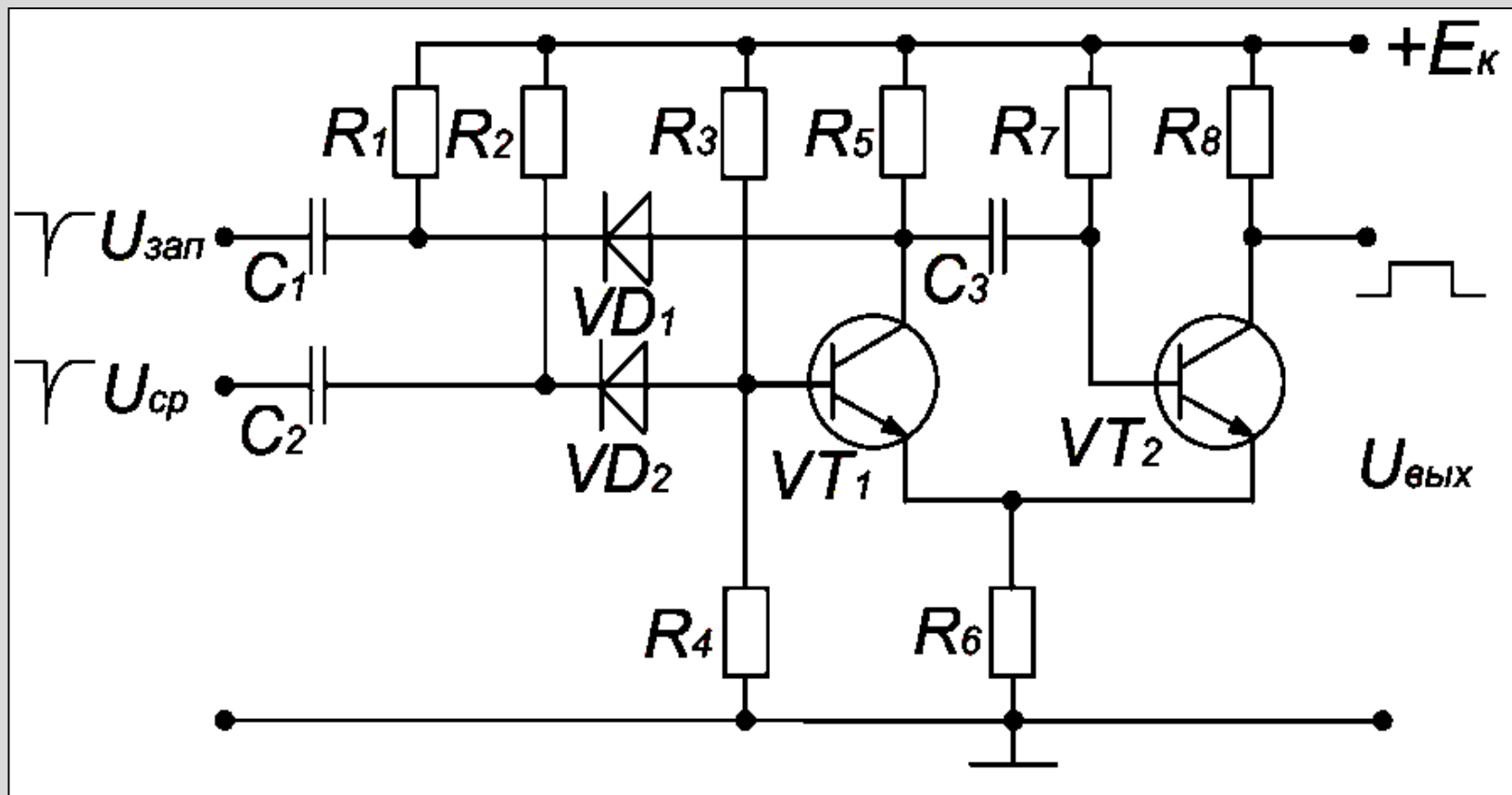


Рис. 3.11. Генератор прямоугольных импульсов с принудительным срывом

Тема 12. Триггеры

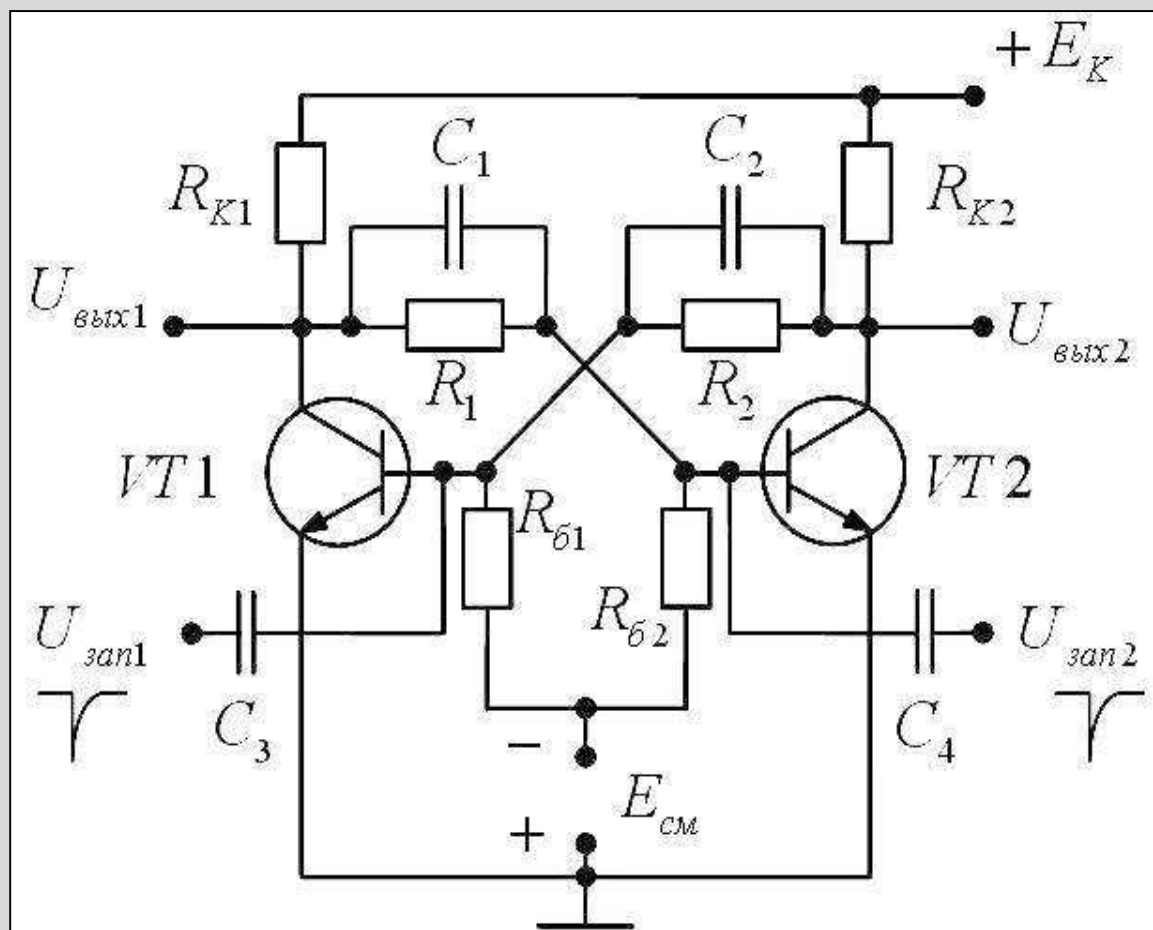


Рис. 3.12. Симметричный триггер с внешним смещением и раздельным запуском

О

Л

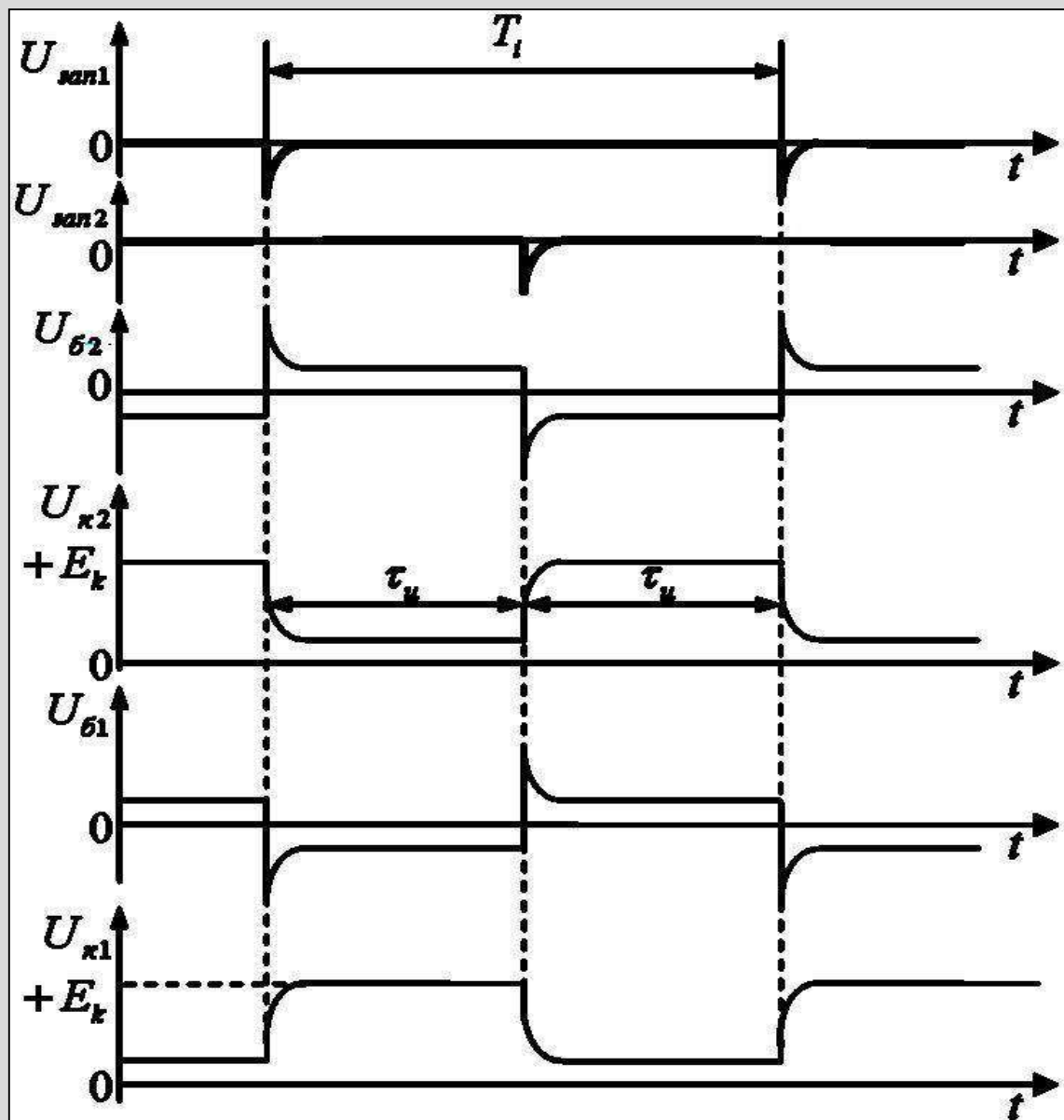
М1

М2

М3

Триггеры

Рис. 3.13.
Временные
диаграммы работы
триггера



0

Л

М1

М2

М3

Работа триггера

При включении питания, несмотря на симметрию схемы, за счёт флуктуаций ток в одном из плеч в какой-то момент времени окажется больше тока в другом плече. В результате лавинообразного процесса нарастания тока один из транзисторов быстро откроется, а другой – закроется.

Пусть, например, транзистор VT_1 отпирается, а VT_2 запирается. В этом состоянии триггер будет находиться до тех пор, пока на вход VT_1 не поступит отрицательный запускающий импульс.



Работа триггера

При поступлении на вход открытого транзистора VT_1 отрицательного запускающего импульса транзистор VT_1 начинает выходить из режима насыщения и переходит в активную зону. Ток через VT_1 начинает уменьшаться, что приводит к возникновению лавинообразного процесса:

$$-\Delta i_{k1} \rightarrow +\Delta U_{k1} \rightarrow +\Delta U_{\delta 2} \rightarrow +\Delta i_{k2} \rightarrow -\Delta U_{k2} \rightarrow -\Delta U_{\delta 1} \rightarrow -\Delta i'_{k1},$$

в результате которого VT_1 переходит в режим отсечки и запирается, а VT_2 переходит в режим насыщения и отпирается. Напряжение на коллекторе VT_1 скачком возрастает до $+E_k$, а напряжение на коллекторе VT_2 скачком падает до уровня насыщения $U_{k0} = I_{k0} \cdot R_{k2}$.

Симметричный триггер с автосмещением

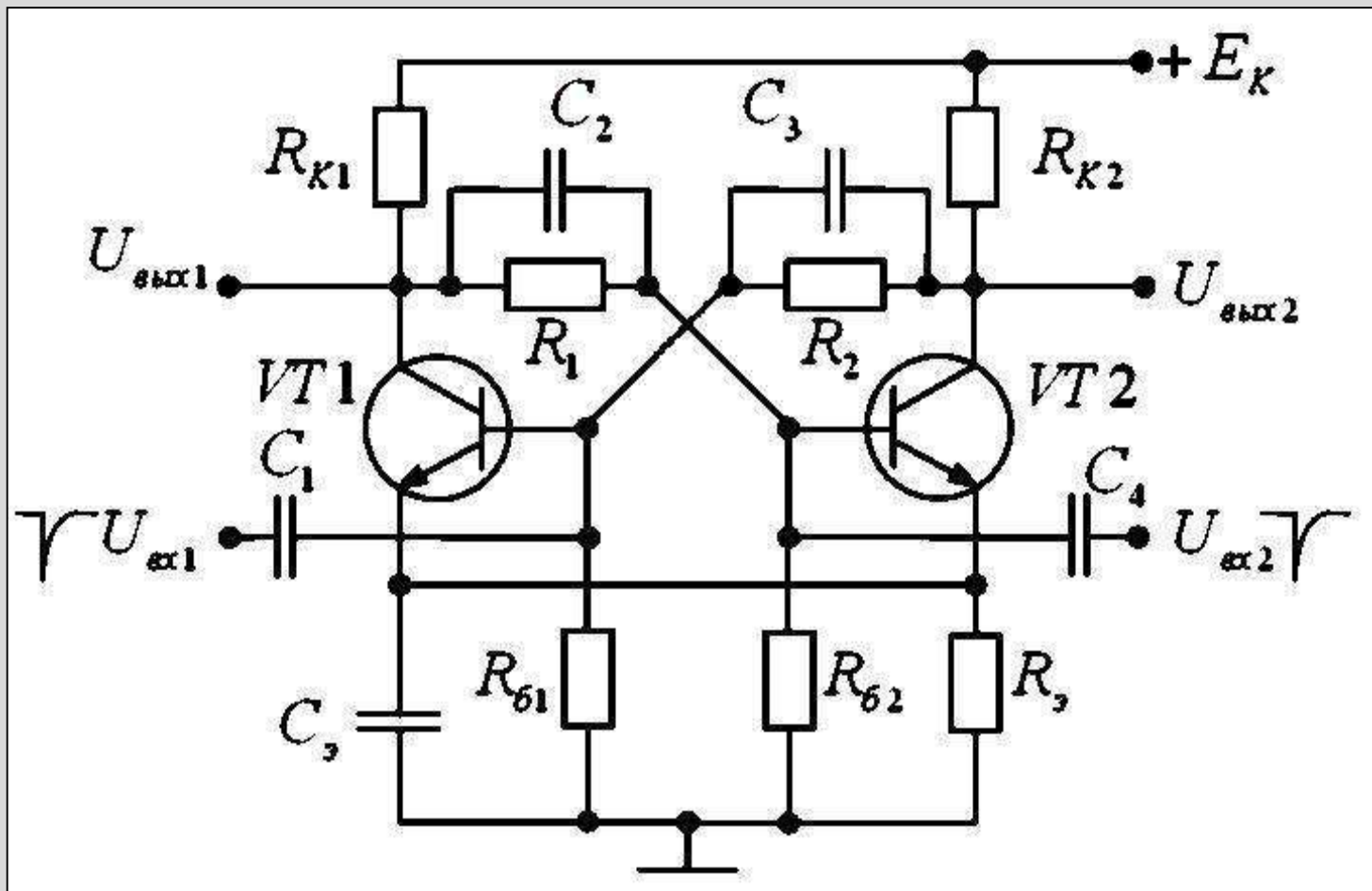


Рис. 3.14. Схема симметричного триггера с автосмещением

О

Л

М1

М2

М3

Несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта)

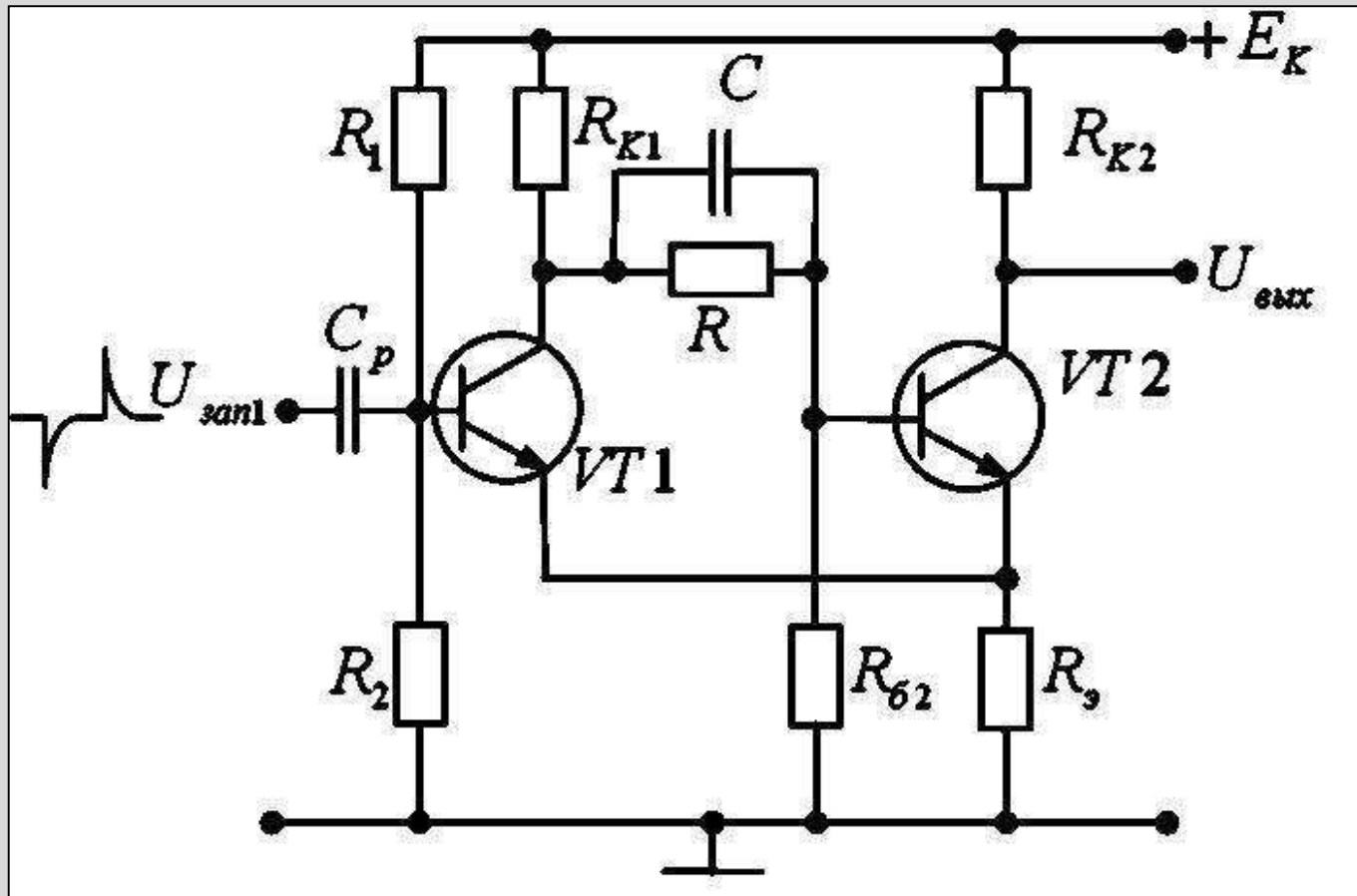


Рис. 3.15. Принципиальная схема триггера Шмитта

О

Л

М1

М2

М3

Несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта)

Данная схема имеет два устойчивых состояния равновесия.

Здесь перепады напряжения с левого плеча на правое передаются, как обычно, через делитель напряжения $R - R_{62}$, а с правого на левое – через общий резистор в цепи эмиттеров R_3 .

Шунтировать этот резистор конденсатором нельзя, в противном случае напряжение на R_3 не сможет быстро изменяться. Конденсатор C является ускоряющим. Делитель напряжения $R_1 - R_2$ обеспечивает необходимый режим работы транзистора VT_1 .



Работа триггера Шмитта

Введём следующие обозначения:

- ✓ $U'_{\text{э}}$ – уровень напряжения на эмиттерах схемы, при котором происходит отпирание транзистора VT_1 ;
- ✓ $U''_{\text{э}}$ – уровень напряжения на эмиттерах схемы, при котором происходит отпирание транзистора VT_2 .

В исходном состоянии VT_1 открыт и насыщен за счёт напряжения, снимаемого с делителя $R - R_2$.

Несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта)

Напряжение коллектора $U_{к1}$ делится цепью $R-R_{б2}$ и лишь часть его подаётся на базу транзистора VT_2 . Таким образом, база транзистора VT_2 имеет положительный потенциал, меньший, чем эмиттер, а поэтому при открытом транзисторе VT_1 транзистор VT_2 заперт.

Когда же открыт и насыщен VT_2 , транзистор VT_1 будет заперт только в том случае, если напряжение на эмиттерах $U'_э$ будет превышать по абсолютному значению напряжение на базе $U_{б1}$. Это условие выполняется подбором сопротивлений плеч делителя $R-R_2$ и тока насыщения транзистора VT_2 .



Несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта)

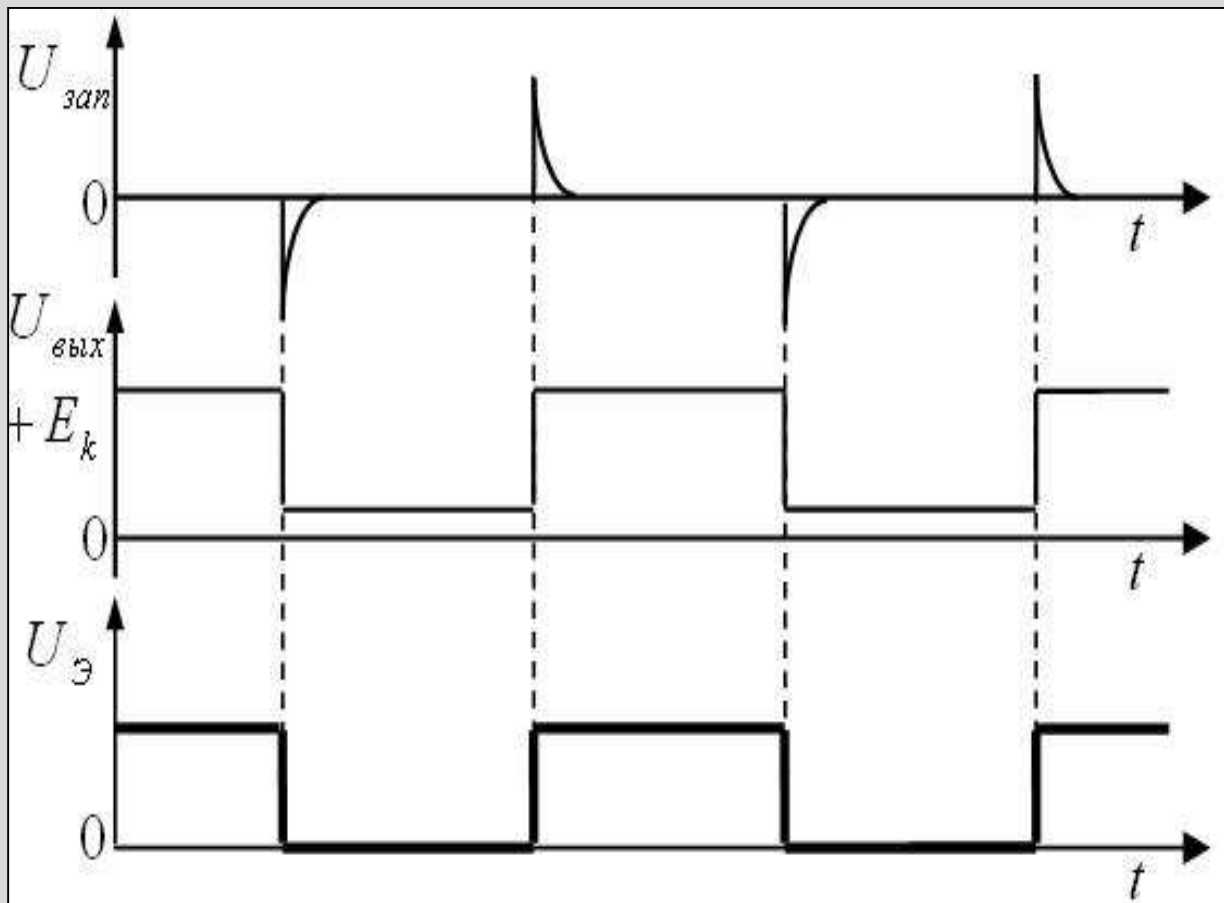


Рис. 3.16. Временные диаграммы работы триггера Шмитта

Работа триггера Шмитта

Пусть на базу открытого транзистора VT_1 подаётся отрицательный запускающий импульс, под действием которого VT_1 выходит из состояния насыщения и потенциал его коллектора становится более положительным.

Возникает лавинообразный процесс:

$$\begin{aligned} +\Delta U_{к1} \rightarrow +\Delta U_{б2} \rightarrow +\Delta i_{к2} \rightarrow +\Delta i_{э2} \rightarrow +\Delta U_{Rэ} \rightarrow -\Delta U_{б1} \rightarrow \\ \rightarrow -\Delta i_{к1} \rightarrow +\Delta U'_{к1} (> +\Delta U_{к1}). \end{aligned}$$

В результате лавинообразного процесса транзистор VT_1 запирается, а VT_2 полностью отпирается и насыщается.

Аналогично протекает и обратный процесс, когда на вход VT_1 поступает положительный импульс.

Триггер Шмитта часто используют для формирования прямоугольных импульсов из напряжения произвольной формы и, в частности, из синусоидального напряжения.



Работа триггера Шмитта

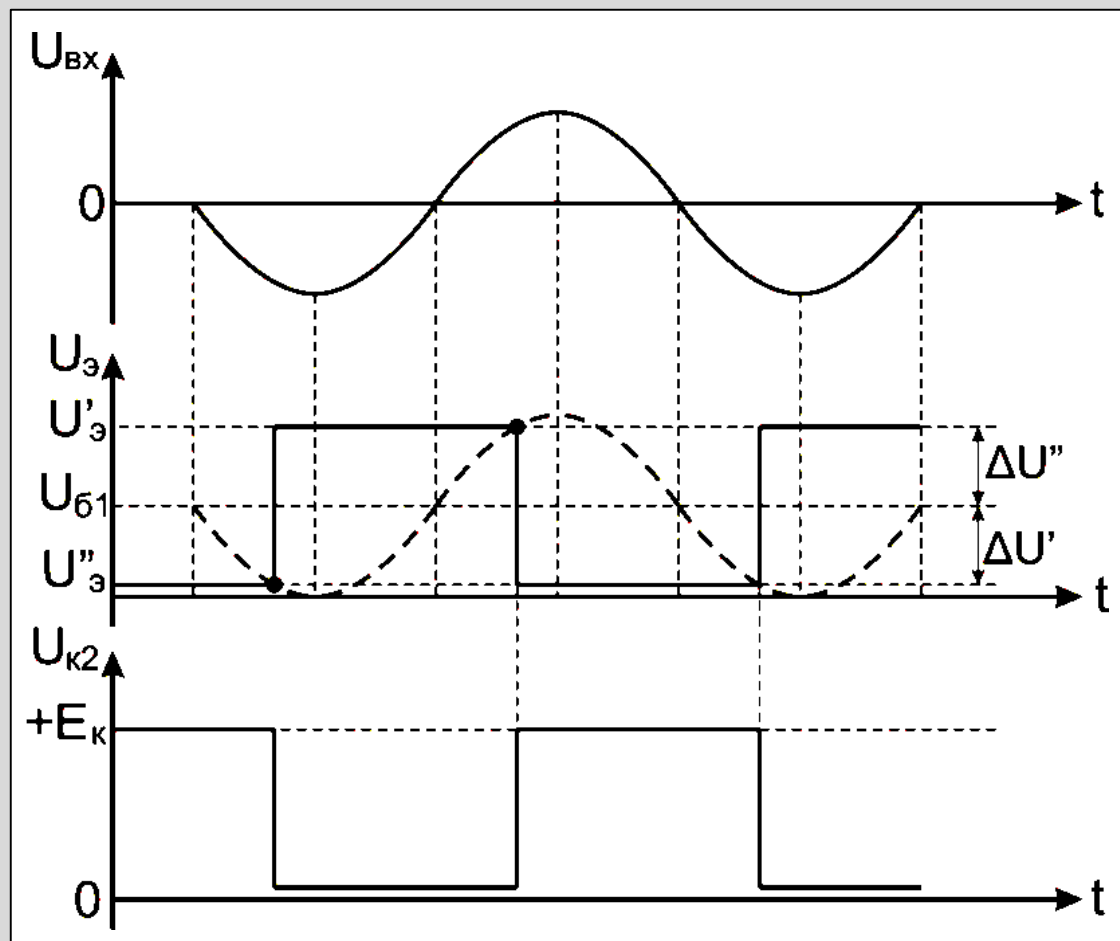


Рис. 3.17. Получение прямоугольных импульсов из синусоиды с помощью триггера Шмитта

0

Λ

M1

M2

M3

Работа триггера Шмитта

Как только под действием $U_{вх}$ потенциал базы транзистора VT_1 станет равным потенциалу эмиттера ($U_{б1} = U'_{э}$), транзистор VT_1 запирается, схема лавинообразно опрокидывается, и транзистор VT_2 отпирается и насыщается.

Пока VT_1 остаётся запертым, на выходе формируется плоская вершина импульса.

Когда под действием $U_{вх}$ потенциал базы VT_1 сравняется с новым значением потенциала эмиттера ($U_{б1} = U'_{э}$), начнётся новый лавинообразный процесс, в результате которого будет сформирован срез импульса, после чего схема вернётся в своё исходное состояние.

Подбором величин резисторов R_1 и R_2 можно так подобрать режим работы VT_1 , что он будет находиться одинаковое время в запертом и открытом состояниях.



Работа триггера Шмитта

При $\Delta U' = \Delta U''$ триггер может переключаться разнополярными напряжениями одинакового уровня.

При этом длительности формирования импульса и паузы будут одинаковыми. При $\Delta U' \neq \Delta U''$ переключение осуществляется разнополярными напряжениями разных значений.

При $\Delta U' = \Delta U''$ триггер может переключаться разнополярными напряжениями одинакового уровня.

При этом длительности формирования импульса и паузы будут одинаковыми. При $\Delta U' \neq \Delta U''$ переключение осуществляется разнополярными напряжениями разных значений.



Работа триггера Шмитта

Благодаря лавинообразным процессам триггер Шмитта, по сравнению с ограничителями амплитуды, обеспечивает лучшую форму прямоугольных импульсов, формируемых из синусоиды.

Триггер Шмитта можно использовать как пороговое устройство: если входной сигнал достигает определённого порога, то триггер переключается. Величину порога переключения можно менять, изменяя потенциал базы VT_1 с помощью делителя напряжения $R_1 - R_2$.



Запуск транзисторных триггеров

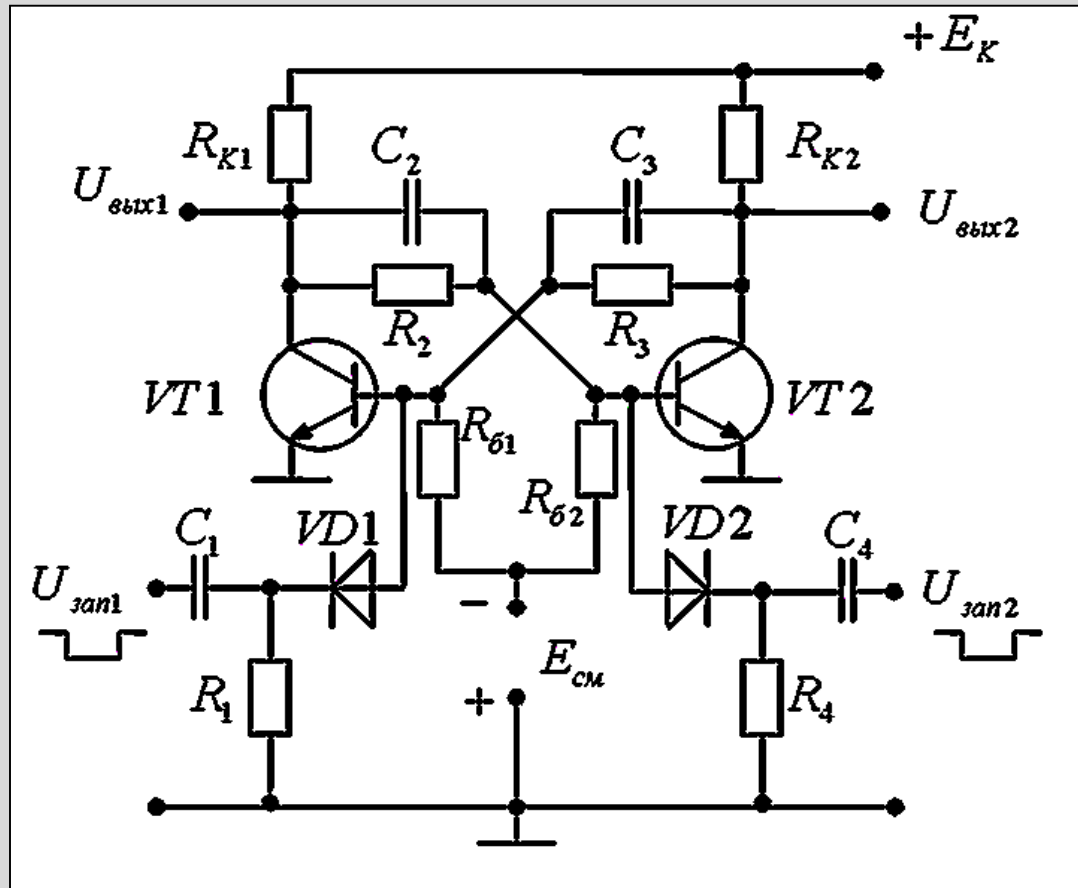


Рис. 3.18. Триггер с раздельным запуском и дифференцирующими цепями на входах

О

Л

М1

М2

М3

Триггер со счётным запуском

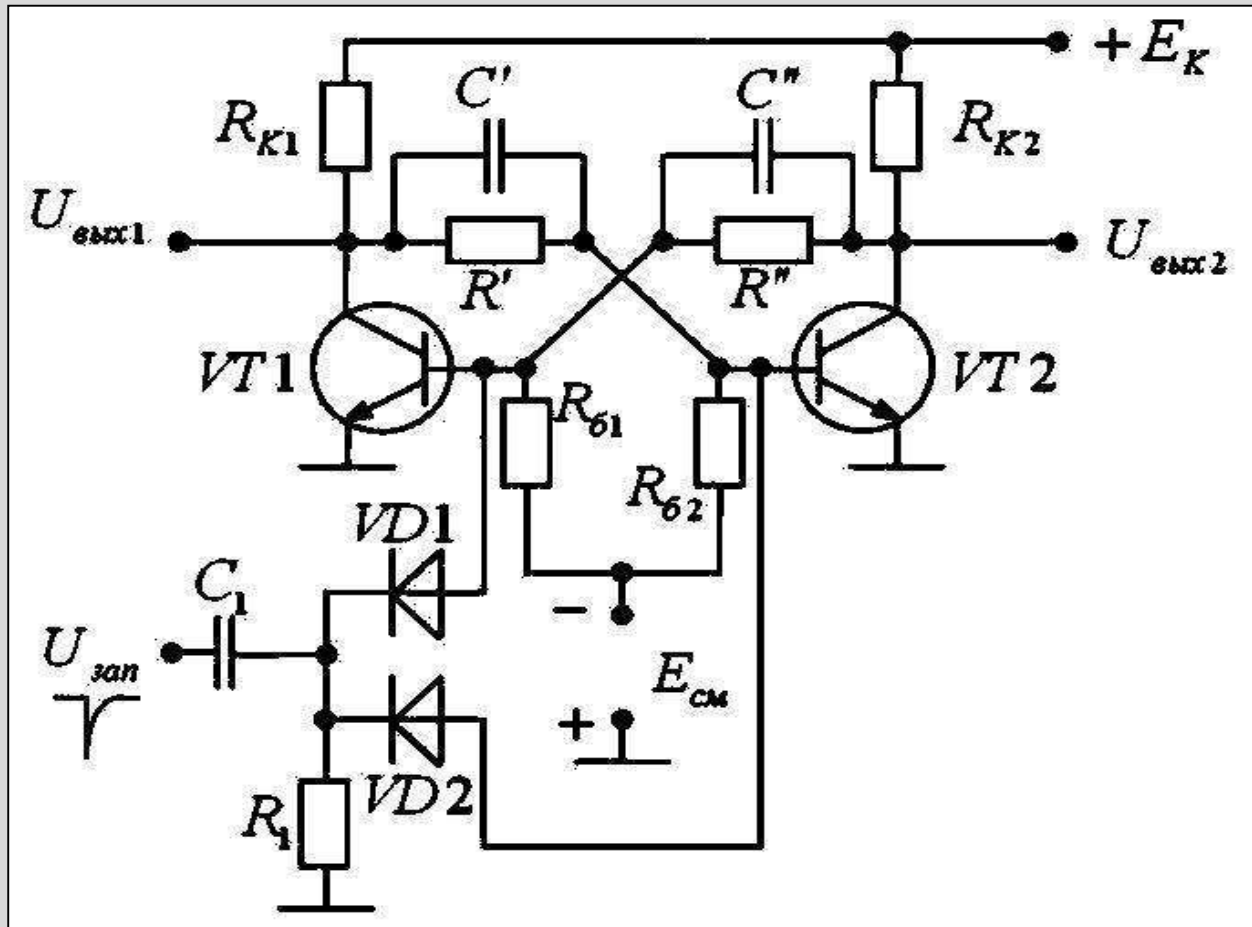


Рис. 3.19. Схема триггера со счётным запуском
(*T*-триггер)

О

Л

М1

М2

М3

Тема 13. Блокинг-генератор

Блокинг-генератор – это релаксационный генератор коротких импульсов, представляющий собой однокаскадный неинвертирующий усилитель с глубокой положительной обратной связью.

Выполнение фазового условия самовозбуждения (т.е. создание положительной обратной связи) обеспечивается соответствующим включением обмоток импульсного трансформатора.

Импульсный трансформатор – это трансформатор с ферромагнитным сердечником, служащий для преобразования электрических импульсов длительностью от нескольких наносекунд до десятков микросекунд.

Основным требованием, предъявляемым к импульсному трансформатору, является обеспечение минимальных искажений генерируемого импульса.



Блокинг-генератор

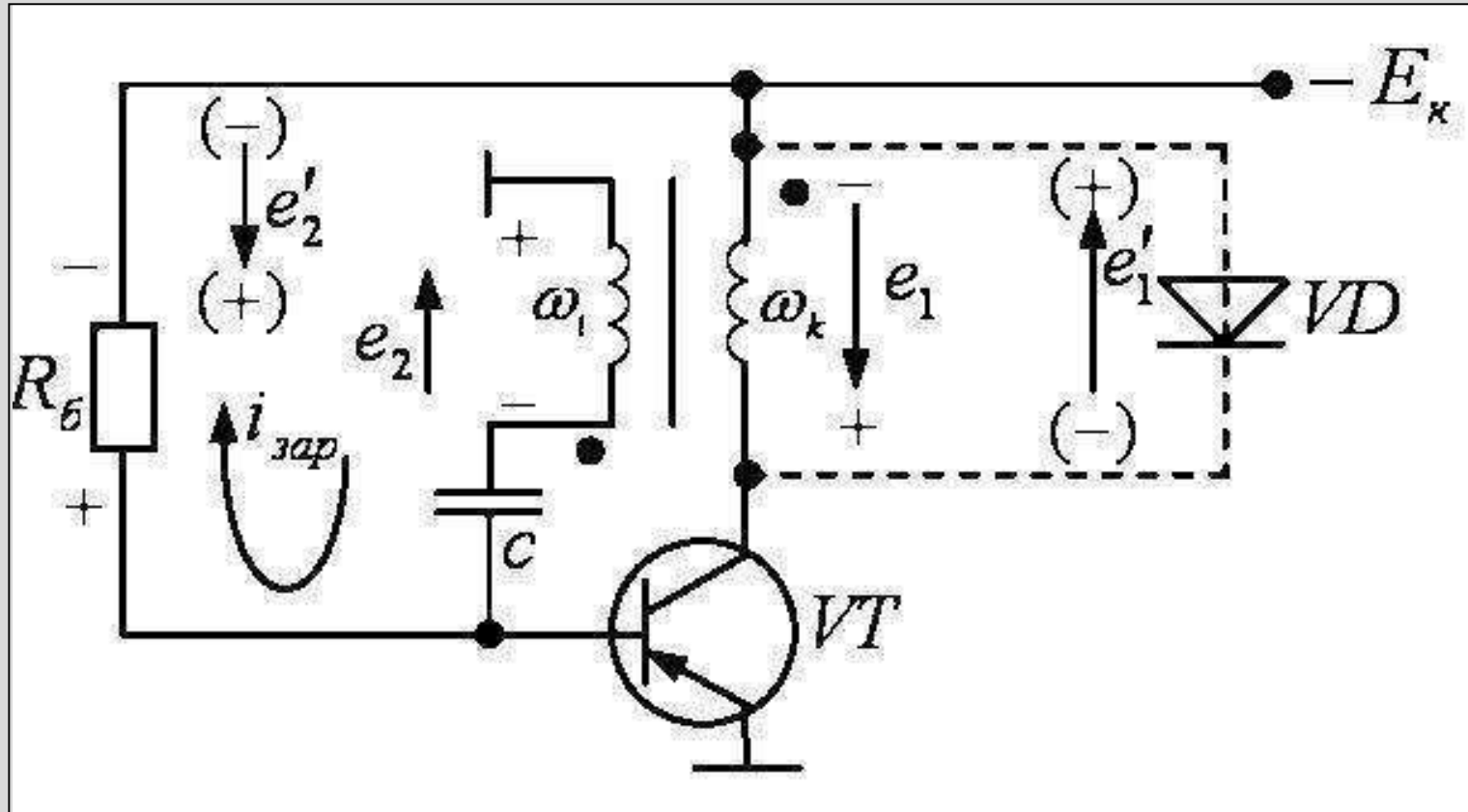
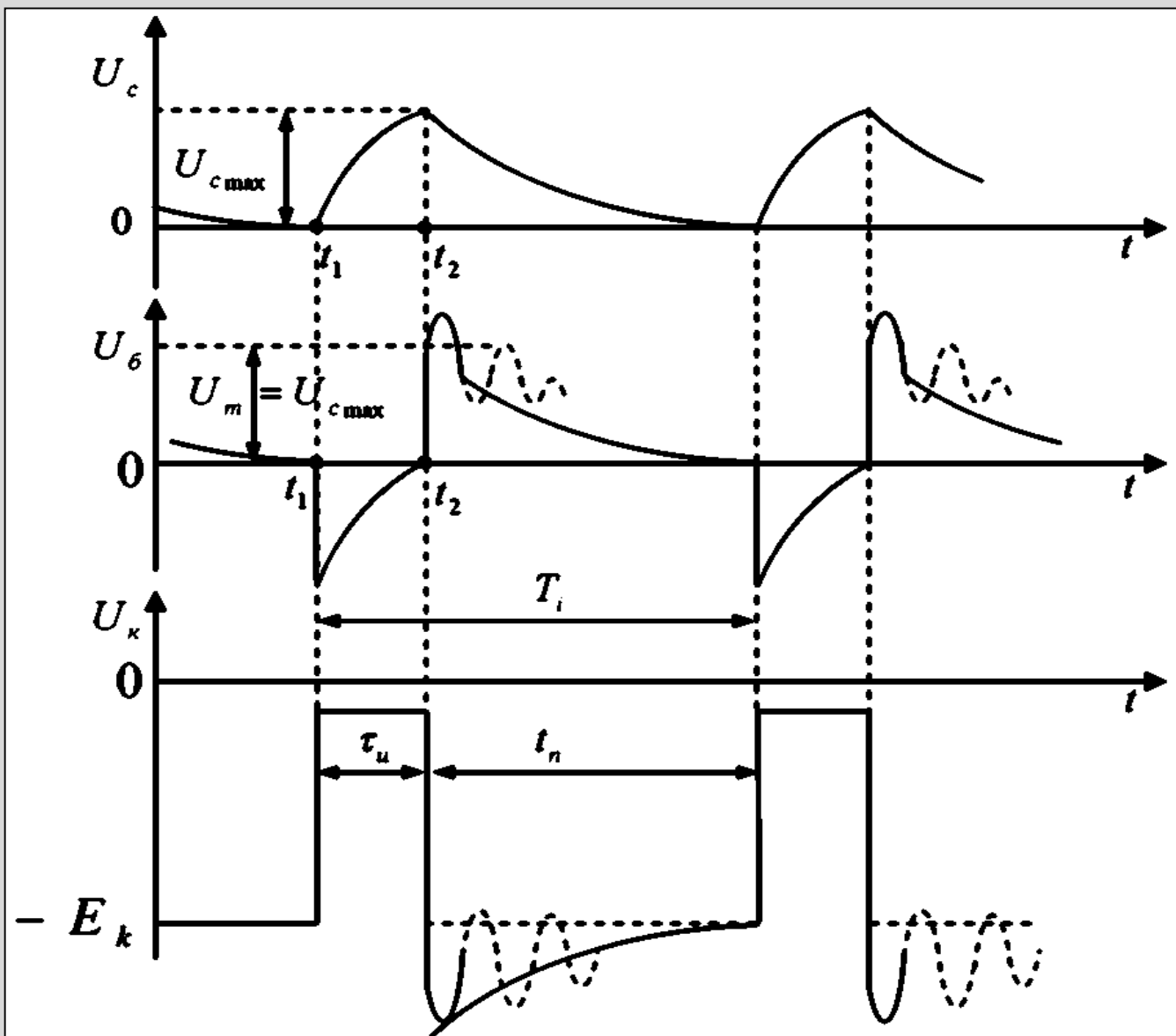


Рис. 3.20. Схема транзисторного блокинг-генератора

Блокинг-генератор

Рис. 3.21.
Временные диаграммы
работы
блокин-
генератора



Работа блокинг-генератора

1-й этап. *Перезаряд конденсатора.*

Конденсатор C , заряженный при формировании предыдущего импульса, перезаряжается по цепи:

$$+E_K (\text{корпус}) \rightarrow \omega_{\bar{o}} \rightarrow C \rightarrow R_{\bar{o}} \rightarrow -E_K$$

Ток перезаряда создаёт на $R_{\bar{o}}$ падение напряжения, полярность которого приложена к базе транзистора плюсом. В результате потенциал базы относительно эмиттера оказывается более положительным и поэтому транзистор находится в запертом состоянии. По мере перезаряда конденсатора положительное напряжение на базе уменьшается.

Работа блокинг-генератора

**2-й этап. Первое опрокидывание схемы
(прямой блокинг-процесс).**

$$+\Delta i_k \rightarrow +\Delta e_1 \rightarrow -\Delta e_2 \rightarrow -\Delta U_{\delta} \rightarrow +\Delta i_{\delta} \rightarrow +\Delta i'_k (>\Delta i_k)$$

В тот момент, когда напряжение на базе VT_1 достигнет нуля ($t = t_1$), транзистор отпирается, и в цепях базы и коллектора начинают протекать токи i_{δ} и i_k .

Появление i_k вызывает возникновение ЭДС самоиндукции e_1 в обмотке импульсного трансформатора ω_k , препятствующей возникновению и росту i_k .

Работа блокинг-генератора

Возникновение e_1 , в свою очередь, вызывает появление ЭДС взаимной индукции e_2 в обмотке ω_6 , минус которой оказывается приложенным к базе.

При этом замыкается цепь положительной обратной связи:

$$+ \Delta i_k \rightarrow + \Delta e_1 \rightarrow - \Delta e_2 \rightarrow - \Delta U_6 \rightarrow + \Delta i_6 \rightarrow + \Delta i'_k (> \Delta i_k)$$

и начинается лавинообразный процесс отпирания транзистора (прямой блокинг-процесс). Говорят, что схема «опрокидывается». Процесс опрокидывания идёт до тех пор, пока транзистор не зайдёт в область насыщения. В этот момент токи i_6 и i_k достигают максимальных значений, а отрицательное напряжение на коллекторе становится равным почти нулю.

Работа блокинг-генератора

3-й этап. *Формирование вершины импульса.*

С момента перехода транзистора в режим насыщения входной ток i_b перестаёт управлять током коллектора i_k , и транзистор теряет свои усилительные свойства. ЭДС самоиндукции e_1 и взаимоиндукции e_2 пропадают; начинается формирование плоской вершины импульса.

С момента отпирания транзистора в цепи базы появляется ток.

В обмотке импульсного трансформатора ω_b возникает ЭДС за счёт энергии, запасённой во время формирования вершины импульса, и начинается заряд конденсатора C током базы по цепи:

корпус \rightarrow переход (Э-Б) \rightarrow C \rightarrow ω_b \rightarrow корпус (эмиттер).

Напряжение на конденсаторе нарастает быстро, так как прямое сопротивление перехода «эмиттер-база» очень мало. По мере заряда конденсатора положительный потенциал базы увеличивается, а ток в цепи эмиттер - база (i_b) уменьшается, что приводит к выходу транзистора из режима насыщения.



Работа блокинг-генератора

4-й этап. *Второе опрокидывание схемы (обратный блокинг-процесс).*

Процесс формирования вершины заканчивается в тот момент ($t = t_2$), когда ток заряда конденсатора i_{ϕ} уменьшится настолько, что величина коэффициента усиления по току β будет достаточной для возникновения обратного блокинг-процесса. В этот момент транзистор вновь становится активным элементом, обладающим усилительными свойствами.

Уменьшение тока базы i_{ϕ} вызывает уменьшение тока коллектора i_k и появление ЭДС самоиндукции e'_1 и взаимоиндукции e'_2 . Эти ЭДС имеют направление, противоположное соответствующим ЭДС, возникающим при первом опрокидывании схемы. Вновь замыкается петля положительной обратной связи:

$$-\Delta i_{\phi} \rightarrow -\Delta i_k \rightarrow -\Delta e'_1 \rightarrow +\Delta e'_2 \rightarrow \Delta U_{\phi} \rightarrow -\Delta i'_{\phi} (> -\Delta i_{\phi}).$$



Работа блокинг-генератора

Процесс развивается лавинообразно и приводит к резкому запиранию транзистора. Напряжение на коллекторе U_k понижается до величины $-E_k$, даже ниже $-E_k$. Это объясняется тем, что в процессе формирования вершины импульса ток намагничивания импульсного трансформатора после запирания транзистора не может исчезнуть мгновенно.

В результате ударно возникает ЭДС самоиндукции, приводящая к «всплеску» U_k .



Ждущий блокинг-генератор

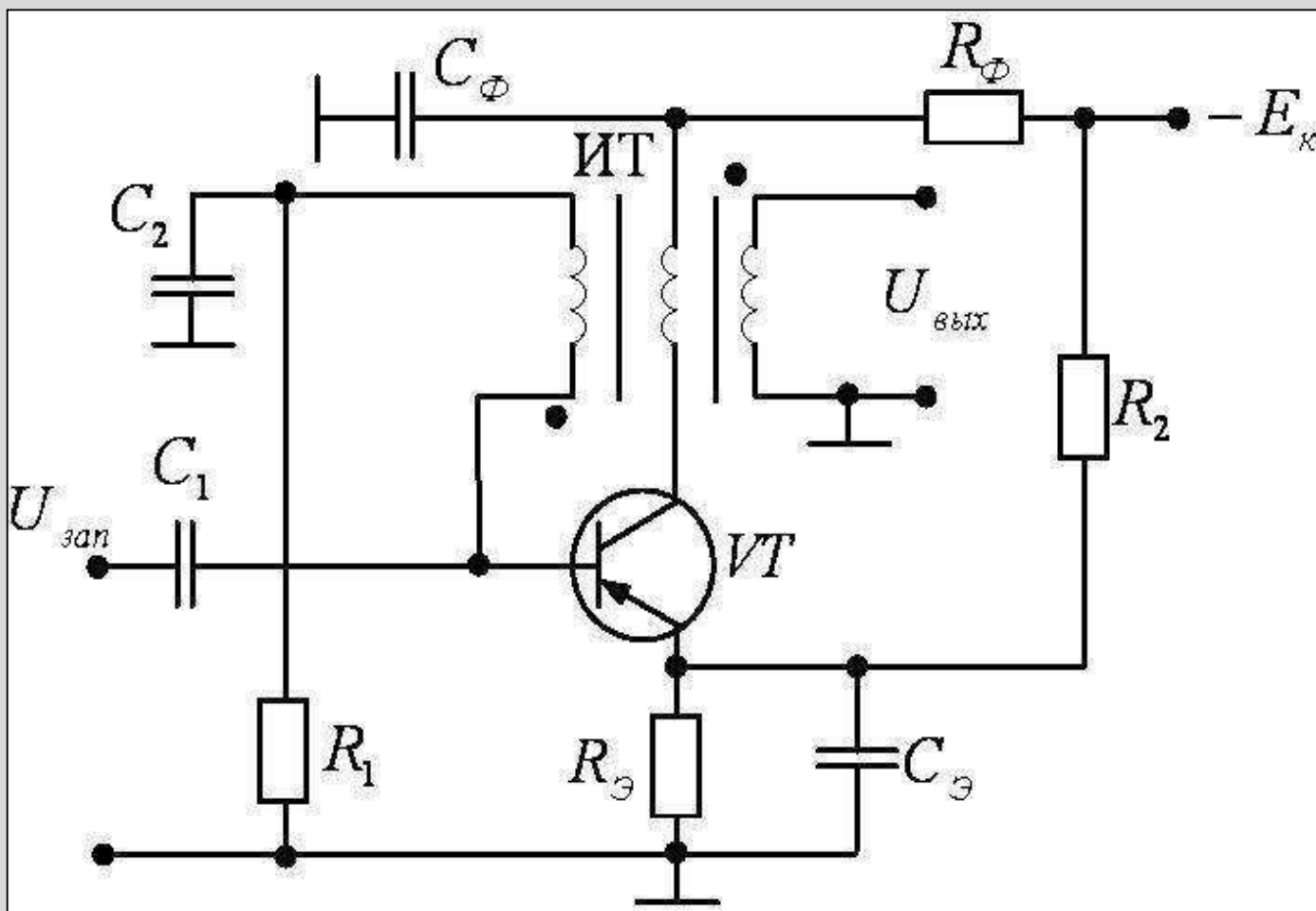


Рис. 3.22. Ждущий блокинг-генератор

О

Л

М1

М2

М3

Тема 14. Генераторы пилообразных импульсов

Импульсами напряжения пилообразной формы называются импульсы, фронт которых изменяется по закону, близкому к линейному.

Плоской части у такого импульса нет. В подавляющем большинстве случаев стремятся получить пилообразное напряжение с максимальной линейностью.

Генераторы, вырабатывающие такие импульсы, называются генераторами линейно изменяющегося напряжения (*ГЛИН*), или генераторами пилообразного напряжения (*ГПН*).

Существуют два способа получения *ПН*: формирование и генерирование. В первом случае для получения *ПН* используются формирующие четырёхполюсники (чаще всего, это интегрирующие цепи). Во втором случае *ПН* получается с помощью генератора, который может работать либо в автоколебательном, либо в ждущем режиме.



Генераторы пилообразных импульсов

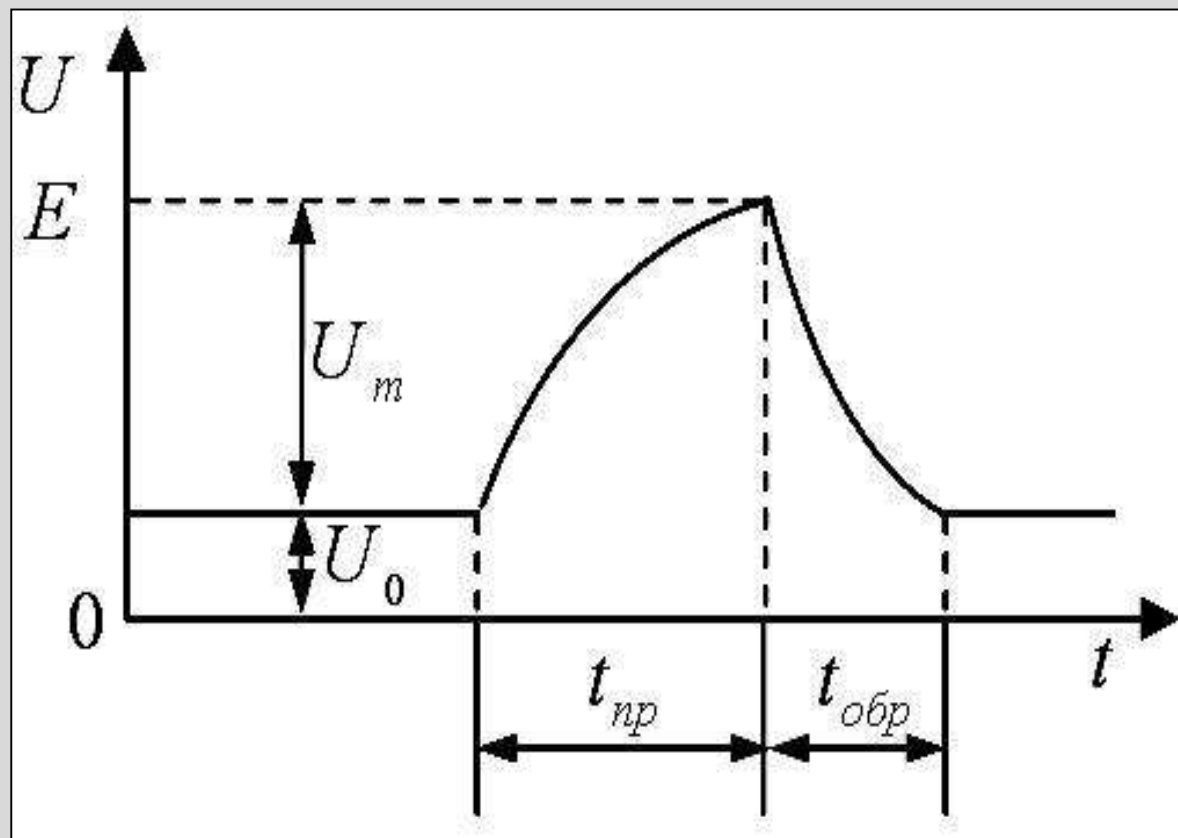


Рис. 3.23. Пилообразный импульс и его параметры

Генераторы пилообразных импульсов



Рис. 3.24. Виды пилообразного напряжения

Параметры пилообразного напряжения

1. Начальный уровень (U_0);
2. Амплитуда (U_m);
3. Длительность прямого (рабочего) хода ($t_{пр}$);
4. Длительность обратного хода ($t_{обр}$);
5. Средняя скорость нарастания (спадания) переднего фронта (k):

$$k = \frac{U_m}{t_{пр}} \text{ [В/с]}$$

6. Коэффициент нелинейности (γ), который показывает, насколько закон изменения напряжения на рабочем участке отличается от идеально линейного;

7. Коэффициент использования напряжения источника питания (ε)

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E - U_0} \text{ (\%)}. \quad \text{О} \quad \text{Л} \quad \text{М1} \quad \text{М2} \quad \text{М3}$$



Оценка нелинейности пилообразного напряжения

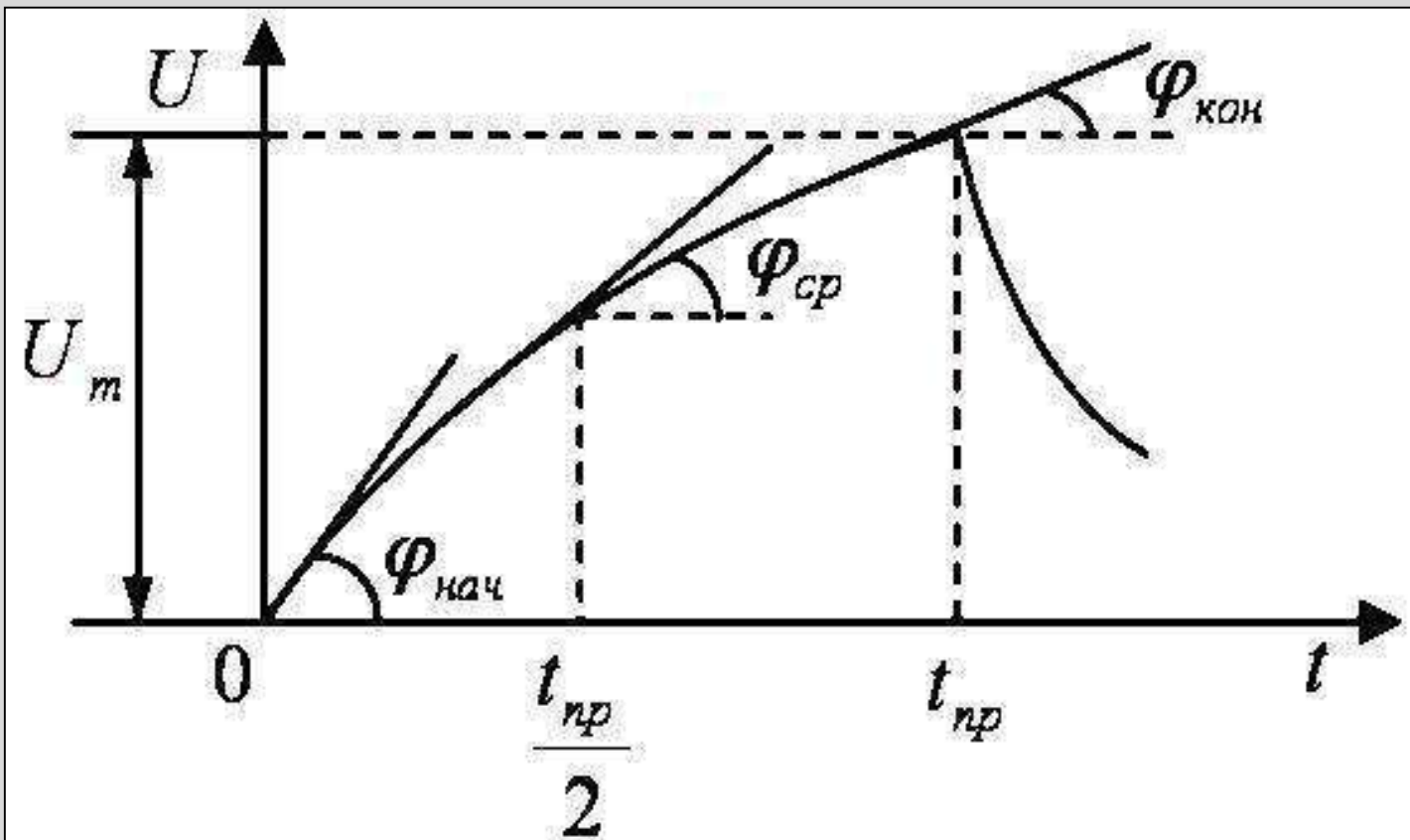


Рис. 3.25. По относительному изменению его крутизны

Оценка нелинейности пилообразного напряжения

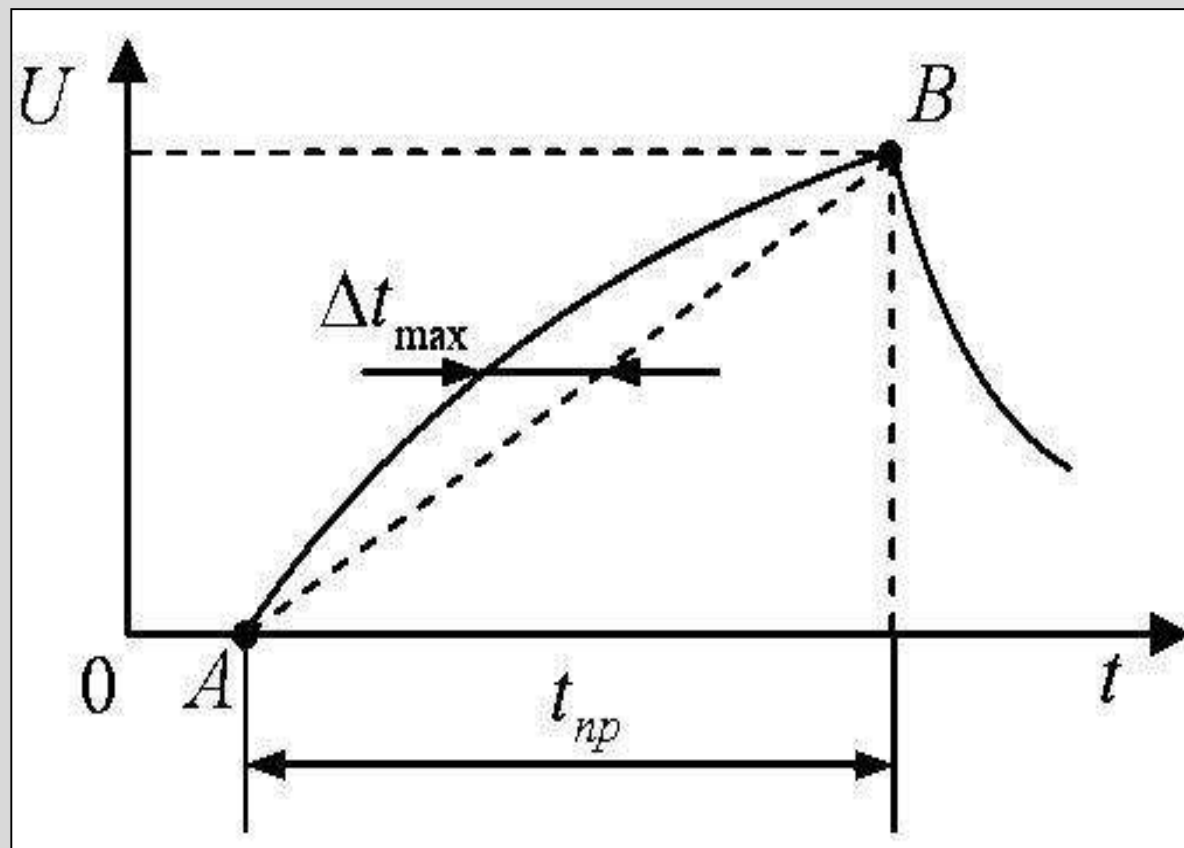


Рис. 3.26. По относительному временному отклонению реального пилообразного напряжения от идеально линейного

Оценка нелинейности пилообразного напряжения

(по относительному изменению его крутизны)

1. Если изменение крутизны в конце прямого хода сравнивается с крутизной в начале рабочего участка, то:

$$\gamma = \frac{\frac{dU_{\text{нач}}}{dt} - \frac{dU_{\text{кон}}}{dt}}{\frac{dU_{\text{нач}}}{dt}} = \frac{tg\varphi_{\text{нач}} - tg\varphi_{\text{кон}}}{tg\varphi_{\text{нач}}}$$

2. Для середины участка:

$$\gamma = \frac{tg\varphi_{\text{нач}} - tg\varphi_{\text{кон}}}{tg\varphi_{\text{ср}}}$$



Получение пилообразного напряжения

Чаще всего пилообразное напряжение получают при заряде или разряде конденсатора, т.е. при экспоненциальном законе изменения напряжения, когда

$$U_c = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

т.е. при интегрировании прямоугольного импульса. При этом скорость изменения напряжения заряда будет равна

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{E}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$



Получение пилообразного напряжения

В момент $t = 0$ это выражение приобретает вид

$$tg\varphi_{\text{нач}} = \left(\frac{dU_c}{dt} \right)_{\text{нач}} = \frac{E}{\tau}$$

В момент $t = t_{\text{пр}}$

$$tg\varphi_{\text{кон}} = \left(\frac{dU_c}{dt} \right)_{\text{кон}} = \frac{E}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_{\text{пр}}}{\tau}}$$

Отсюда следует

$$\gamma = \frac{\frac{E}{\tau} - \frac{E}{\tau} \cdot e^{-\frac{t_{\text{пр}}}{\tau}}}{\frac{E}{\tau}} = 1 - e^{-\frac{t_{\text{пр}}}{\tau}}$$

О

Л

М1

М2

М3

Получение пилообразного напряжения

Обычно $t \gg t_{пр}$, что даёт нам право разложить экспоненциальную часть последнего выражения в степенной ряд:

$$e^{-\frac{t_{пр}}{\tau}} = 1 - \frac{t_{пр}}{\tau} + \frac{t_{пр}^2}{\tau^2 \cdot 2!} - \frac{t_{пр}^3}{\tau^3 \cdot 3!} + \dots$$

Этот ряд быстро сходится, поэтому членами ряда, начиная с третьего, можно пренебречь. Тогда

$$e^{-\frac{t_{пр}}{\tau}} \approx 1 - \frac{t_{пр}}{\tau},$$

Откуда следует

$$\gamma \approx \frac{t_{пр}}{\tau}.$$



Получение пилообразного напряжения

Принимая во внимание, что при интегрировании прямоугольного импульса напряжение на конденсаторе в конце заряда $U_C = U_m$, получим

$$U_m = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = \gamma E$$

Коэффициент использования напряжения источника питания

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E - U_0},$$

где U_0 – начальный уровень, от которого начинается формирование пилообразного импульса.



Получение пилообразного напряжения

Этот уровень определяется напряжением насыщения транзистора и поэтому можно считать, что $U_0 \approx 0$. Поэтому

$$\varepsilon = \frac{U_m}{E}$$

Подставив в это выражение формулу последнего слайда, получим

$$\varepsilon = \frac{\gamma E}{E} = \gamma .$$

Отсюда следует важный вывод: при изменении пилообразного напряжения по закону экспоненты (простейший случай интегрирования прямоугольного импульса) оказывается, что $\gamma = \varepsilon$, т.е. коэффициент нелинейности равен коэффициенту использования напряжения источника питания.

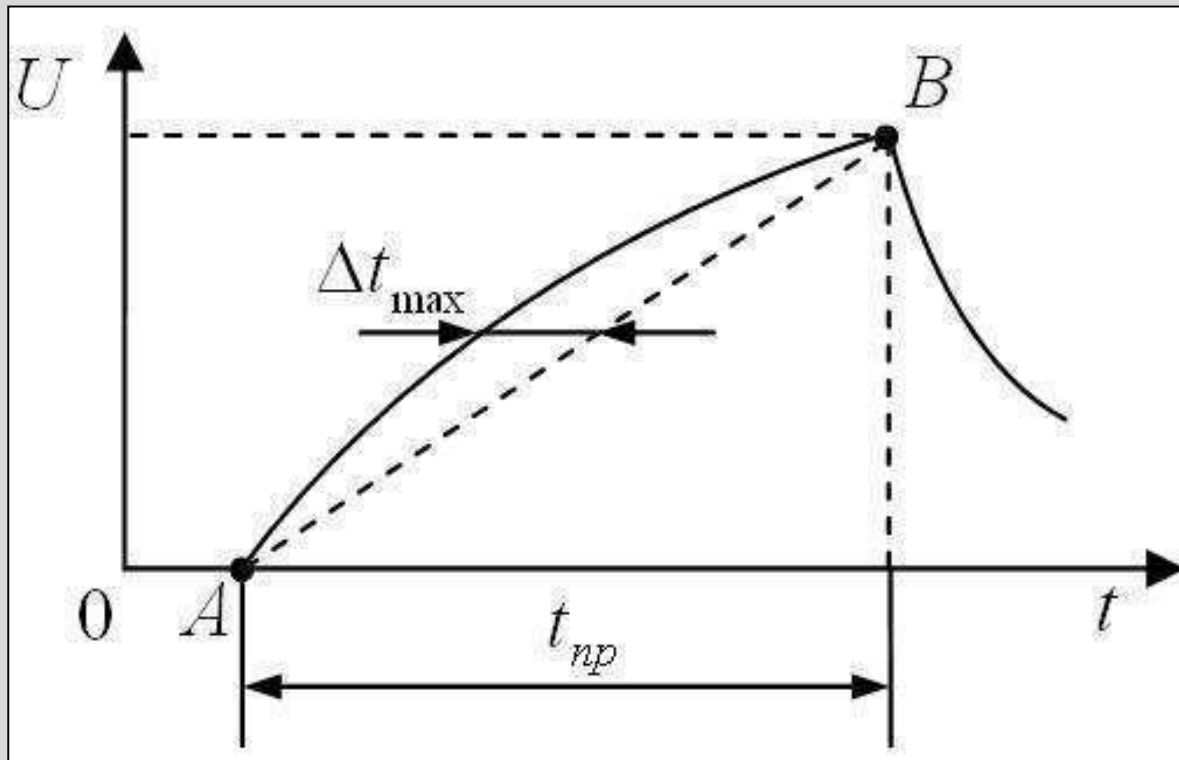
0	Λ	M1	M2	M3
----------	----------	-----------	-----------	-----------

Получение пилообразного напряжения

Следовательно, чем более линейным мы хотим получить пилообразное напряжение (т.е. чем меньше γ), тем меньше должен быть коэффициент использования напряжения источника питания (ϵ). Поэтому для получения малой величины нелинейности γ (т.е. наибольшей линейности пилообразного напряжения) следует использовать начальный участок экспоненты, где рабочее напряжение изменяется достаточно линейно.



Оценка линейности пилообразного напряжения (по относительному временному отклонению реального пилообразного напряжения от идеально линейного)



$$\delta = \frac{\Delta t_{max}}{t_{np}}$$

Генераторы пилообразных импульсов

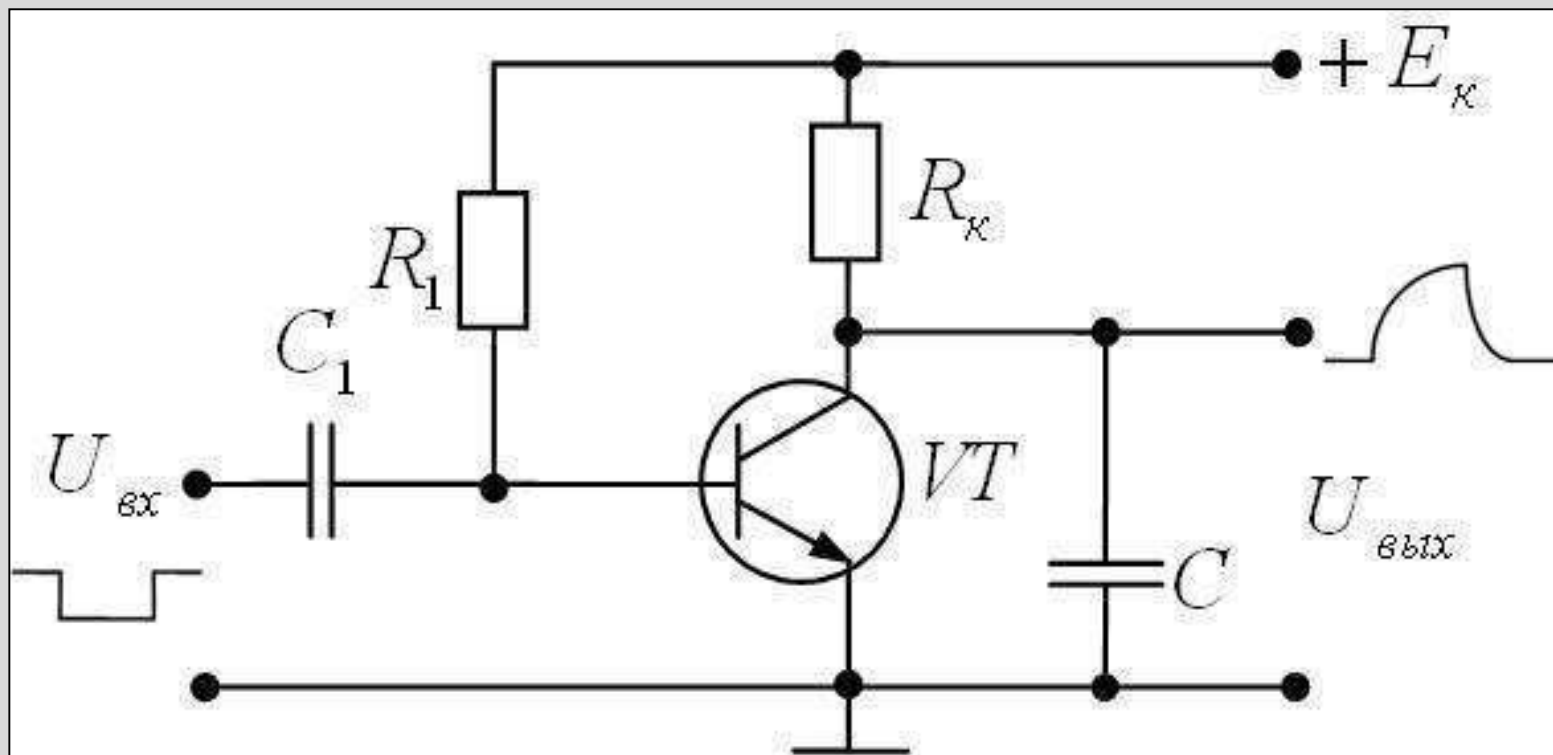


Рис. 3.27. Простейший генератор пилообразного напряжения

Генератор пилообразных импульсов

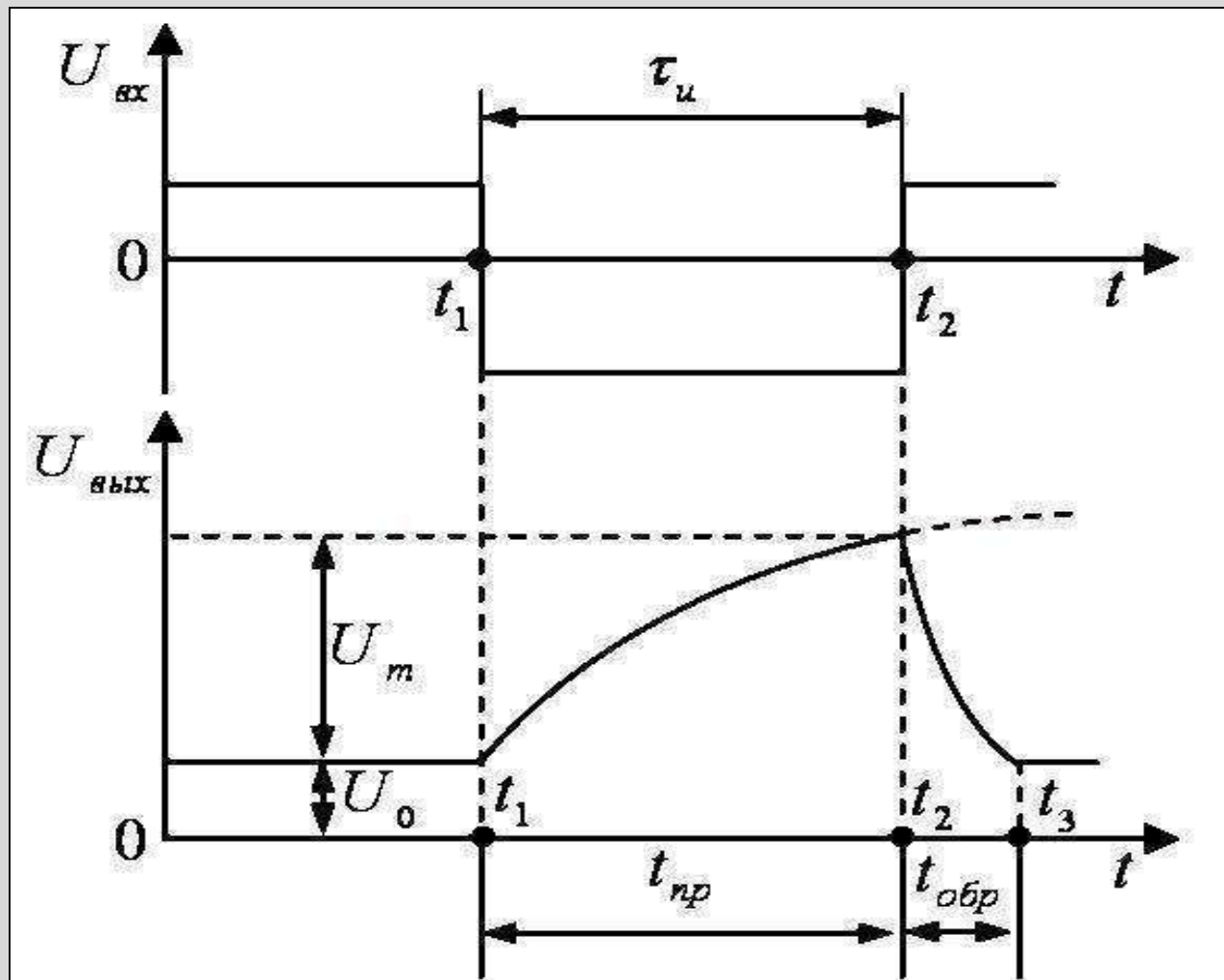


Рис. 3.28.
Временные
диаграммы
простейшего ГПН

Работа генератора пилообразного напряжения

1. Исходное состояние

В исходном состоянии транзистор открыт и находится в режиме неглубокого насыщения. Конденсатор C разряжен до величины

$$U_0 = E_K - I_K \cdot R_K$$

2. Формирование импульса

При подаче на вход схемы отрицательного прямоугольного импульса транзистор быстро запирается (происходит скачок напряжения на входе). В соответствии с законами коммутации конденсатор C мгновенно зарядиться не может, поэтому в момент времени $t = t_1$ напряжение на его верхней обкладке не изменяется



Работа генератора пилообразного напряжения

С момента времени $t > t_1$ начинается заряд конденсатора по цепи:

$$E_k \rightarrow R_k \rightarrow C \rightarrow -E_k \text{ (корпус)}$$

Напряжение на конденсаторе возрастает по экспоненциальному закону:

$$U_c = U_0 + (E_k - U_0) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}),$$

где $\tau = R_k \cdot C$.

Процесс заряда конденсатора происходит в промежутке времени $t_1 \dots t_2$.



Работа генератора пилообразного напряжения

3. Восстановление исходного состояния схемы

Ёмкость конденсатора достаточно велика и он продолжал бы заряжаться дальше, но в момент $t = t_2$ напряжение на входе скачком прекращается, транзистор отпирается, и конденсатор C быстро разряжается через малое внутреннее сопротивление насыщенного транзистора по цепи:

$$+C \rightarrow VT \rightarrow \text{корпус} \rightarrow -C.$$

Разряд происходит также по экспоненте, но постоянная времени цепи разряда

$$\tau_{\text{раз}} = C \cdot R_{\text{кэ}} \ll \tau_{\text{зар}} = C \cdot R_{\text{к}}$$



Тема 15. Линеаризация пилообразного напряжения

Линеаризация означает достижение максимальной линейности изменения пилообразного напряжения.

Для повышения линейности используют различные способы, но все они сводятся к реализации одной идеи:

для достижения высокой линейности формирующий конденсатор необходимо заряжать (или разряжать) постоянным током.



Линеаризация пилообразного напряжения

Известно, что

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt$$

Если выполнить условие $i_c = I_0 = \text{Const}$,

то получим:

$$U_c = \frac{1}{C} \cdot I_0 \cdot t$$

В этом случае при $t = t_{np}$ получаем:

$$U_c = U_m = \frac{I_0}{C} \cdot t_{np} = k \cdot t_{np}$$

где $k = \frac{I_0}{C}$ – коэффициент пропорциональности.

О

Л

М1

М2

М3

Принципы линеаризации пилообразного напряжения

- 1. Включение в цепь заряда (разряда) формирующего конденсатора токостабилизирующего элемента.*
- 2. Применение обратной связи.*



Линеаризация пилообразного напряжения

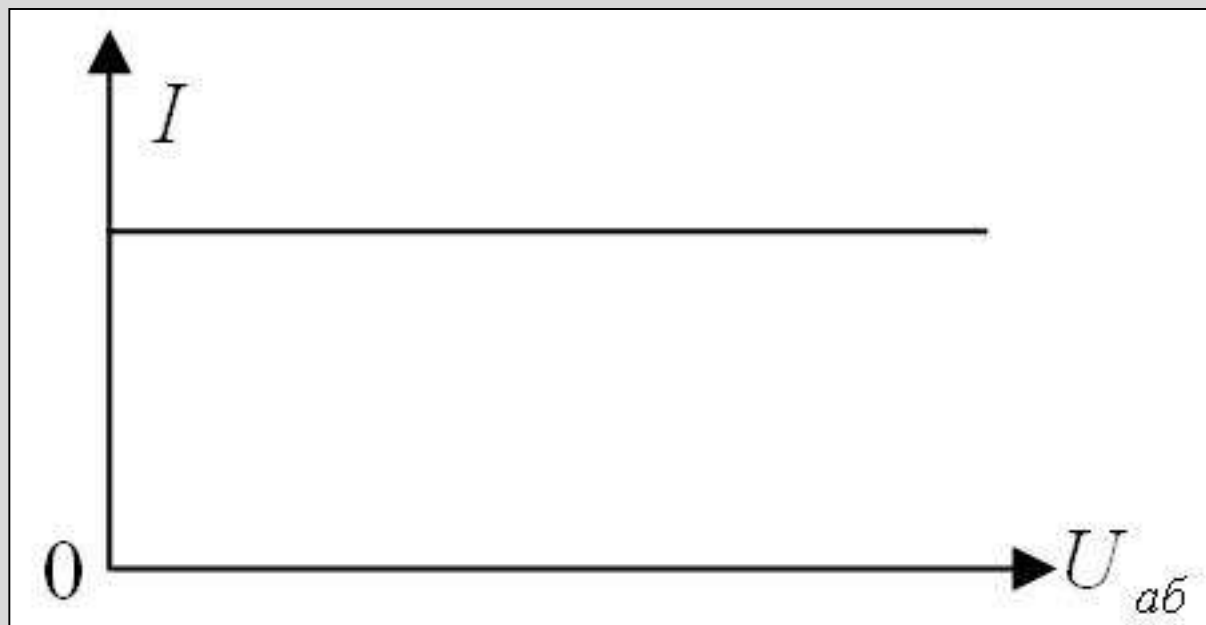


Рис. 3.29. Вольт-амперная характеристика токостабилизирующего элемента

Схема включения токостабилизирующего элемента в цепь формирующего конденсатора



Рис. 3.30. Схема включения токостабилизирующего элемента в цепь формирующего конденсатора

ГПН с токостабилизирующим транзистором

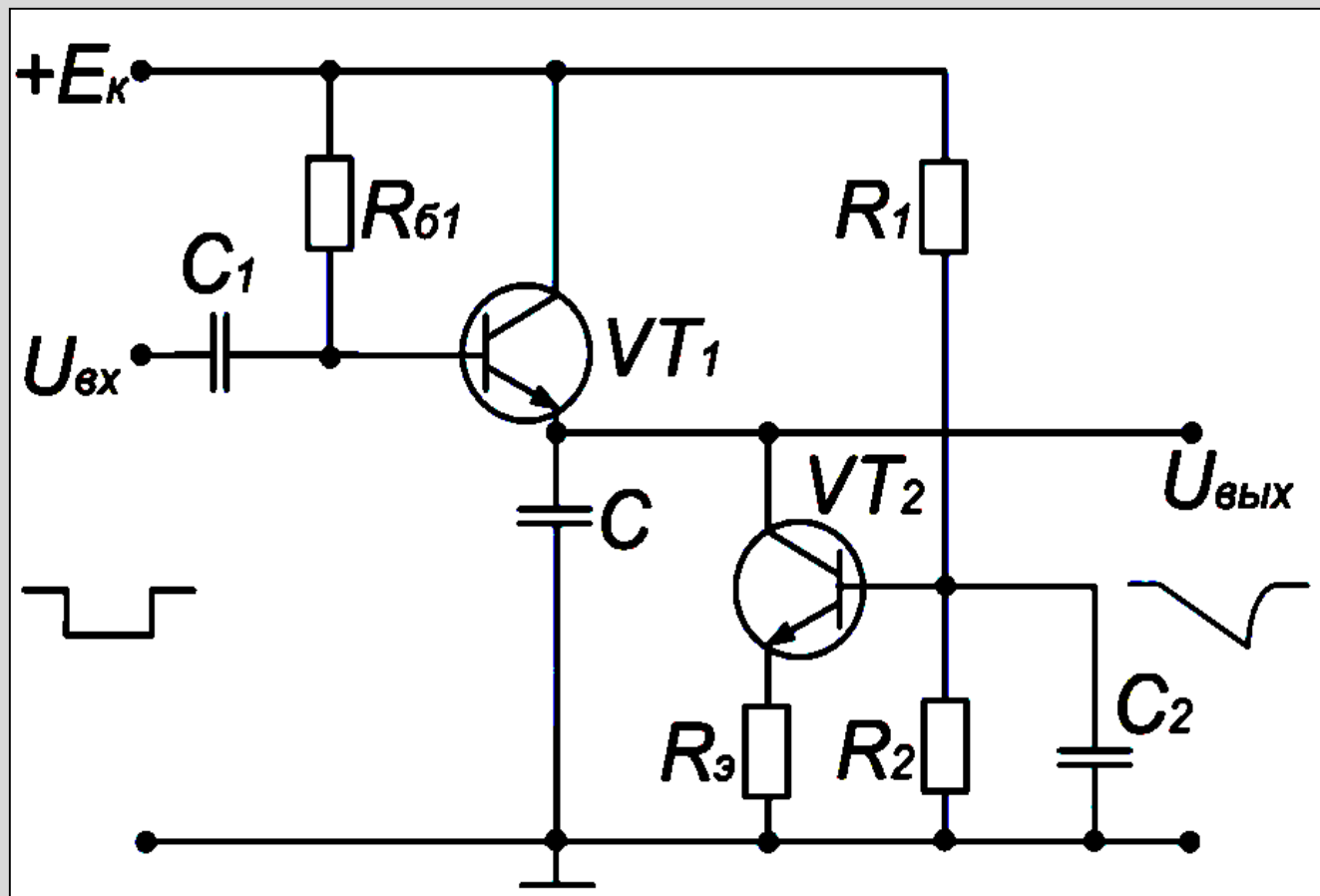


Рис. 3.31. ГПН с токостабилизирующим транзистором

ГПН с токостабилизирующим транзистором

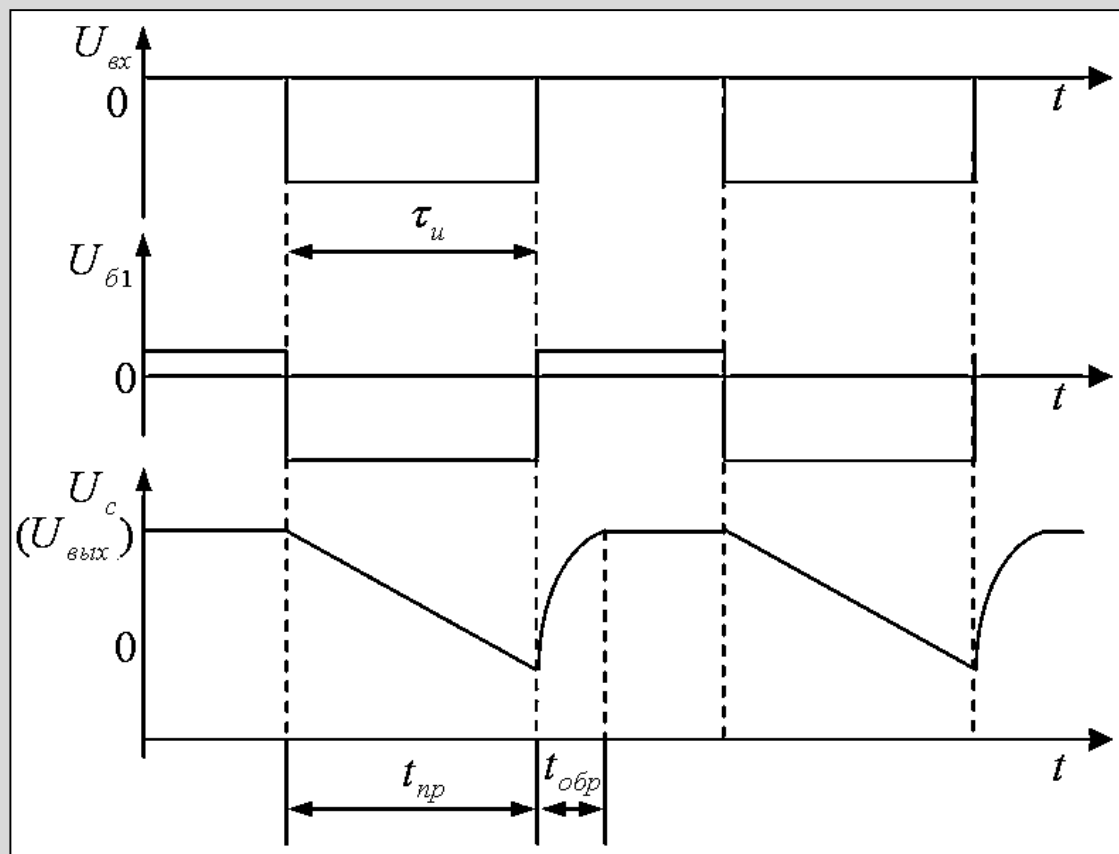


Рис. 3.32. Временные диаграммы работы ГПН с токостабилизирующим транзистором

О

Л

М1

М2

М3

ГПН с токостабилизирующим транзистором

Работа схемы

1. Исходное состояние

В исходном состоянии VT_1 и VT_2 открыты, так как на их базы подаётся положительное смещение: на базу VT_1 смещение подаётся от источника питания $+E_K$ через $R_{\delta 1}$, а на базу VT_2 – через делитель $R_1 - R_2$. Режим VT_1 выбран таким, чтобы он находился в режиме неглубокого насыщения.

В режиме насыщения напряжение на эмиттере VT_1 будет примерно равно $+E_K$. До такого же напряжения будет заряжен формирующий конденсатор C по цепи:

$$+ E_K \rightarrow VT_1 \rightarrow C \rightarrow \text{корпус } (- E_K).$$

Режим работы VT_2 выбран таким образом, чтобы его рабочая точка находилась в активной области $ВАХ$



ГПН с токостабилизирующим транзистором

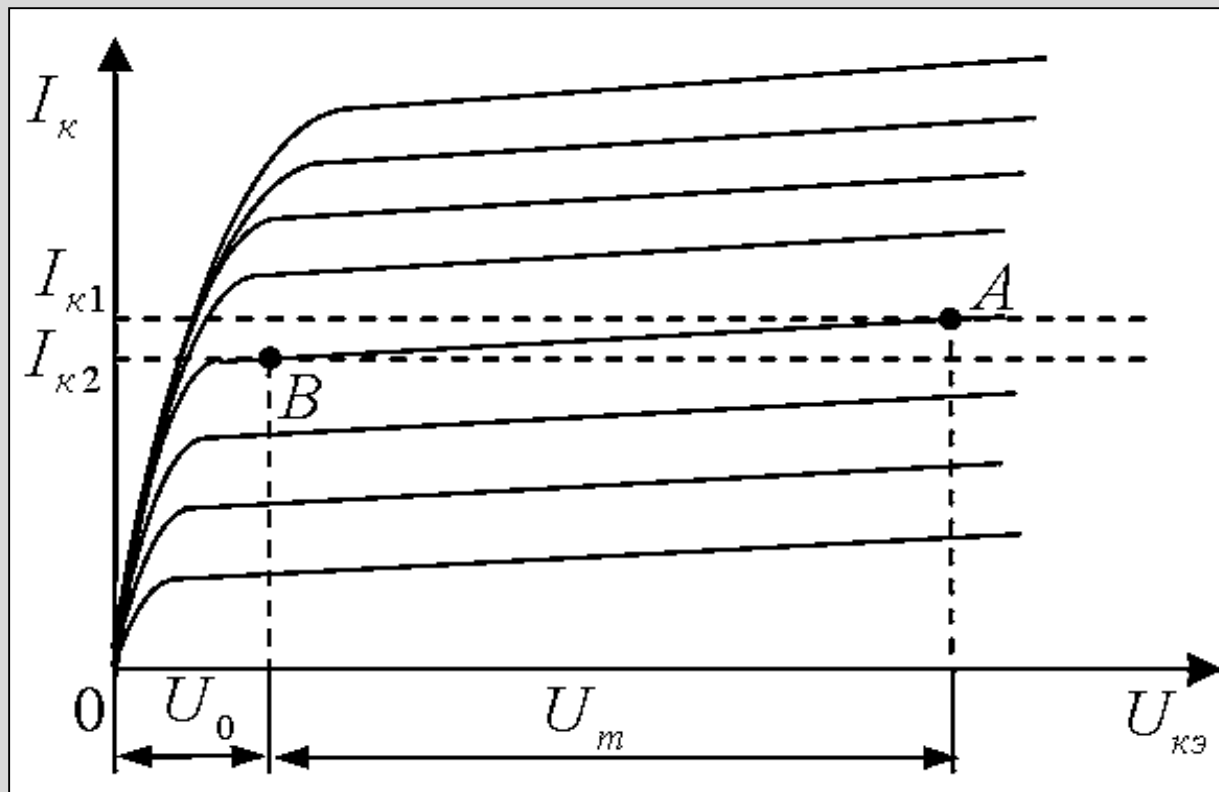


Рис. 3.33. К объяснению работы токостабилизирующего транзистора

ГПН с токостабилизирующим транзистором

Для обеспечения линейности изменения напряжения на выходе **ГПН** необходимо сделать по возможности ток разряда конденсатора C постоянным. Это можно сделать, обеспечив работу VT_2 при постоянном токе базы. В свою очередь, постоянства тока базы можно добиться, если будет выполнено соотношение $i_b \ll i_{дел}$. В этом случае ток базы будет определяться током делителя напряжения $R_1 - R_2$.

До прихода импульса запуска рабочая точка VT_2 будет находиться в точке A (рис. 3.33), при этом ток, протекающий через VT_2 , будет равен $I_{к1}$.

ГПН с токостабилизирующим транзистором

2. Формирование импульса

С приходом на базу отрицательного прямоугольного импульса транзистор VT_1 запирается. Конденсатор C начинает разряжаться по цепи: $+C$ (*верхняя обкладка*) $\rightarrow VT_2 \rightarrow R_e \rightarrow$ корпус ($-C$).

Потенциал коллектора VT_2 начинает уменьшаться, при этом рабочая точка начинает смещаться по выходной характеристике влево из точки A в точку B .

Но так как напряжение на базе VT_2 остаётся практически постоянным, то рабочая точка перемещается влево по характеристике, определяемой постоянным током базы. Как видно из семейства выходных характеристик, ток коллектора VT_2 изменяется от $I_{к1}$ до $I_{к2}$ в очень малых пределах (так как наклон характеристики к оси абсцисс очень мал). Поэтому конденсатор C разряжается практически постоянным током. Следовательно, напряжение на выходе будет изменяться практически по линейному закону.



ГПН с токостабилизирующим транзистором

3. Восстановление исходного состояния схемы

После окончания входного импульса VT_1 открывается, и конденсатор C снова быстро заряжается по цепи:

$$+ E_k \rightarrow VT_1 \rightarrow C \rightarrow \text{корпус } (- E_k)$$

Линеаризация пилообразного напряжения с помощью обратных связей

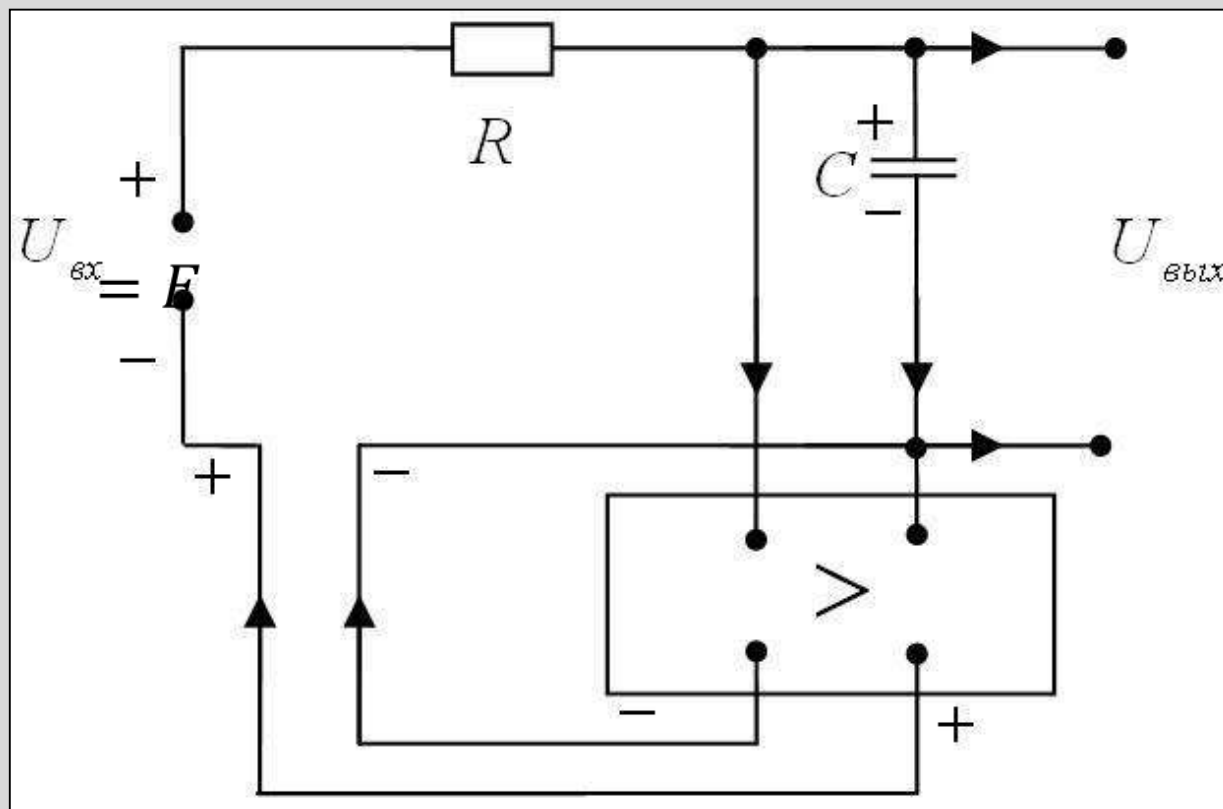


Рис. 3.34. Линеаризация тока заряда конденсатора с помощью положительной обратной связи

Линеаризация пилообразного напряжения с помощью обратных связей

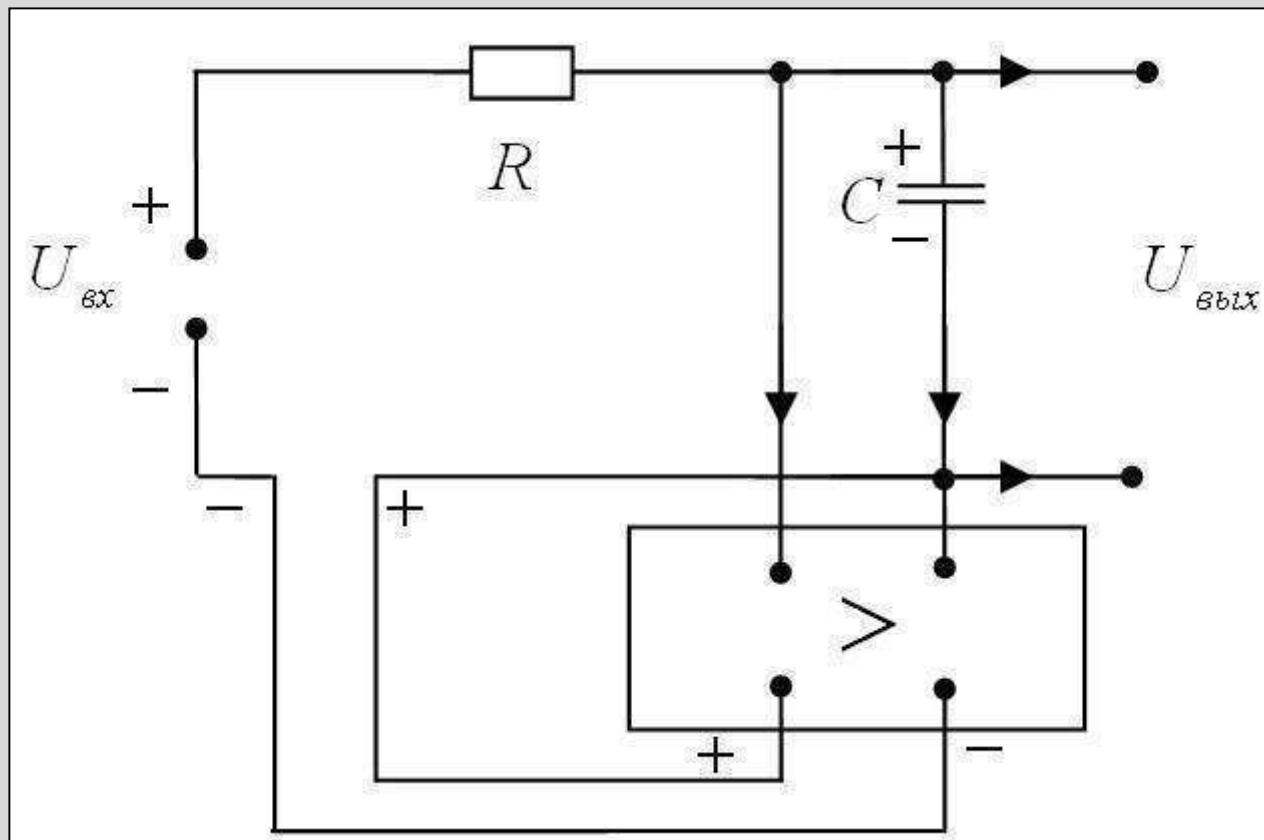


Рис. 3.35. Линеаризация тока заряда конденсатора с помощью отрицательной обратной связи

ГПН с положительной обратной связью

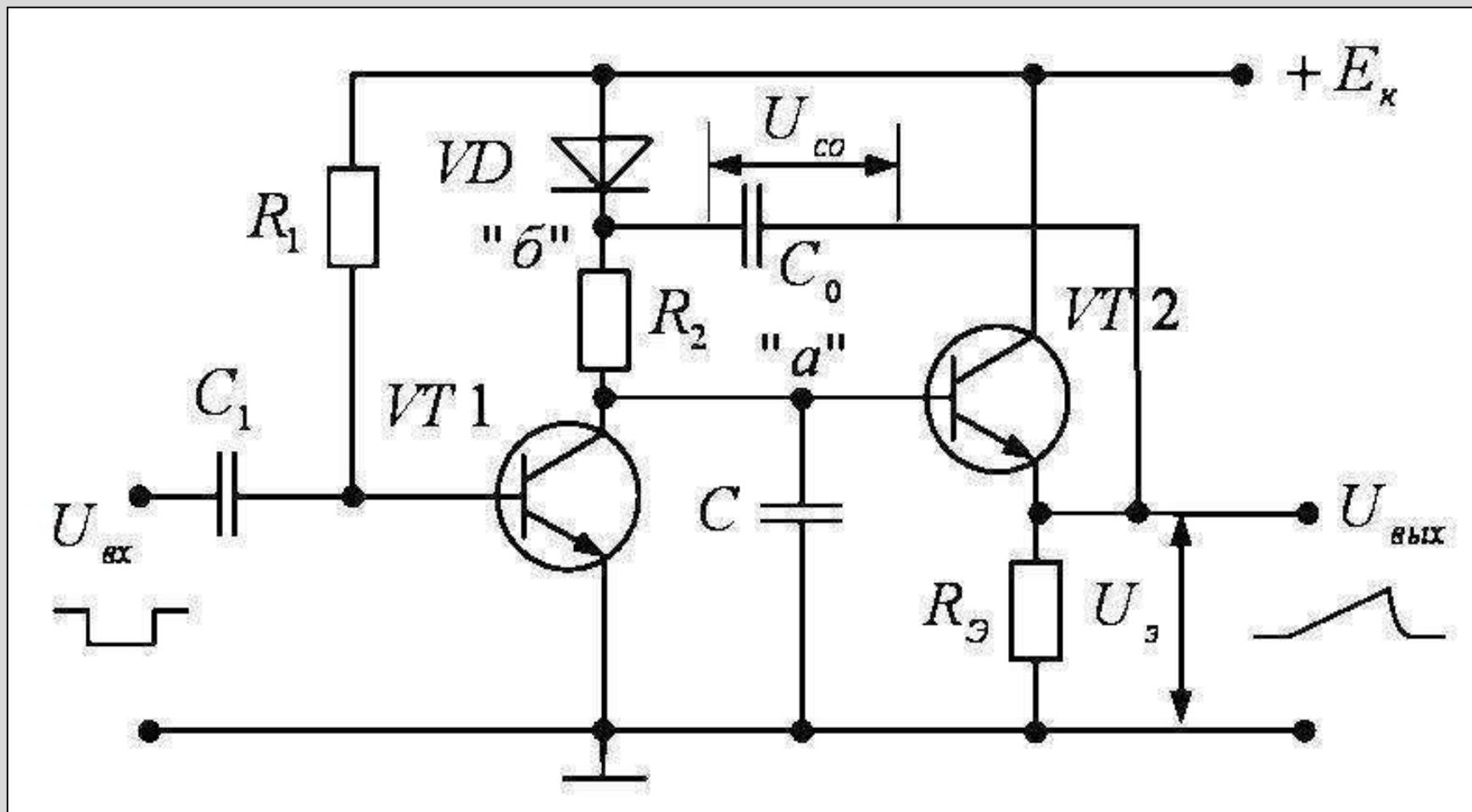


Рис. 3.36. ГПН с положительной обратной связью

ГПН с положительной обратной связью

В этой схеме формирующим является конденсатор C . Транзистор VT_1 играет роль коммутирующего каскада, переключающего конденсатор C с разряда на заряд. Транзистор VT_2 играет роль источника компенсирующего тока.

По схеме – это эмиттерный повторитель с коэффициентом передачи $k \approx 1$.

Диод VD обеспечивает отключение источника напряжения $+E_k$ от схемы на время заряда конденсатора C .

Конденсатор C_0 является источником тока заряда формирующего конденсатора C . По величине $C_0 \gg C$ (не менее чем в 50... 100 раз), поэтому за время заряда конденсатора C напряжение на конденсаторе C_0 остаётся практически постоянным. Оба вывода конденсатора C_0 изолированы от корпуса схемы, что соответствует указанным ранее особенностям ГПН с положительной обратной связью.



ГПН с положительной обратной связью

В исходном состоянии транзистор VT_1 открыт и насыщен, так как его база подключена к источнику $+E_k$ через R_1 . Ток через VT_1 протекает по цепи:

$$+ E_k \rightarrow VD \rightarrow R_2 \rightarrow VT_1 \rightarrow \text{корпус } (- E_k).$$

Так как VT_1 насыщен, то напряжение на его коллекторе $U_{к1} \approx 0$ и напряжение на формирующем конденсаторе C также близко к нулю. Соответственно близко к нулю напряжение на базе и на эмиттере VT_2 . Конденсатор C_0 очень большой ёмкости заряжен практически до напряжения $+ E_k$, т.к. диод VD открыт и его сопротивление в прямом направлении очень мало. Поэтому падение напряжения на диоде незначительно. Цепь заряда C_0 :

$$+ E_k \rightarrow VD \rightarrow C_0 \rightarrow R_3 \rightarrow \text{корпус } (- E_k).$$



ГПН с положительной обратной связью

2. Формирование импульса

При поступлении отрицательного прямоугольного импульса на базу VT_1 последний запирается, и формирующий конденсатор C начинает заряжаться по цепи:

$$+E_k \rightarrow VD \rightarrow R_2 \rightarrow C \rightarrow \text{корпус } (-E_k).$$

Напряжение на конденсаторе C начинает возрастать. Соответственно возрастает напряжение и на выходе эмиттерного повторителя $U_э$. Теперь сумма согласно действующих напряжений $U_{C0} + U_э$ превышает $+E_k$. Это приводит к повышению напряжения на катоде диода VD и его запиранию. Запирание диода происходит в самом начале процесса. С этого момента источником заряда формирующего конденсатора становится C_0 .



ГПН с положительной обратной связью

Поскольку, как уже было сказано, $C_0 \gg C$, то напряжение на C_0 за время заряда конденсатора C остаётся практически неизменным, близким к $+E_k$.

Так как коэффициент передачи эмиттерного повторителя $k \approx 1$, то рост потенциала точки «а» приводит к почти такому же повышению потенциала точки «б», т.е. напряжение на выходе эмиттерного повторителя как бы «следит» за напряжением на конденсаторе C .

Поэтому разность потенциалов на концах резистора R_2 в течение времени заряда формирующего конденсатора $U_{a\bar{b}} \approx \text{Const}$.



ГПН с положительной обратной связью

Это приводит к тому, что ток заряда конденсатора C , протекающий через R_2 , остаётся постоянным, а напряжение на его обкладках будет нарастать по линейному закону.

Теперь становится понятной роль отсекающего диода VD . Если бы его не было, то потенциал точки «б» оставался бы равным $+E_k$.

Таким образом, диод VD даёт возможность изменяться потенциалу точки «б» по закону нарастания выходного напряжения на эмиттере VT_2 .

Заряд формирующего конденсатора C происходит по цепи:

$$+C_0 \rightarrow R_2 \rightarrow C \rightarrow \text{корпус} \rightarrow R_3 \rightarrow -C_0.$$



ГПН с положительной обратной связью

3. Восстановление исходного состояния схемы

После окончания входного импульса напряжение на базе становится больше нуля и он насыщается. Конденсатор C разряжается по цепи:

$$+ C \rightarrow VT_1 \rightarrow - C \text{ (корпус)}.$$

Разряд происходит до напряжения U_{c0} . Напряжение на катодe VD скачком уменьшается и он отпирается. Конденсатор C_0 дозаряжается по цепи:

$$+ E_k \rightarrow VD \rightarrow C_0 \rightarrow R_3 \rightarrow - E_k \text{ (корпус)}.$$



Генераторы линейно изменяющегося тока

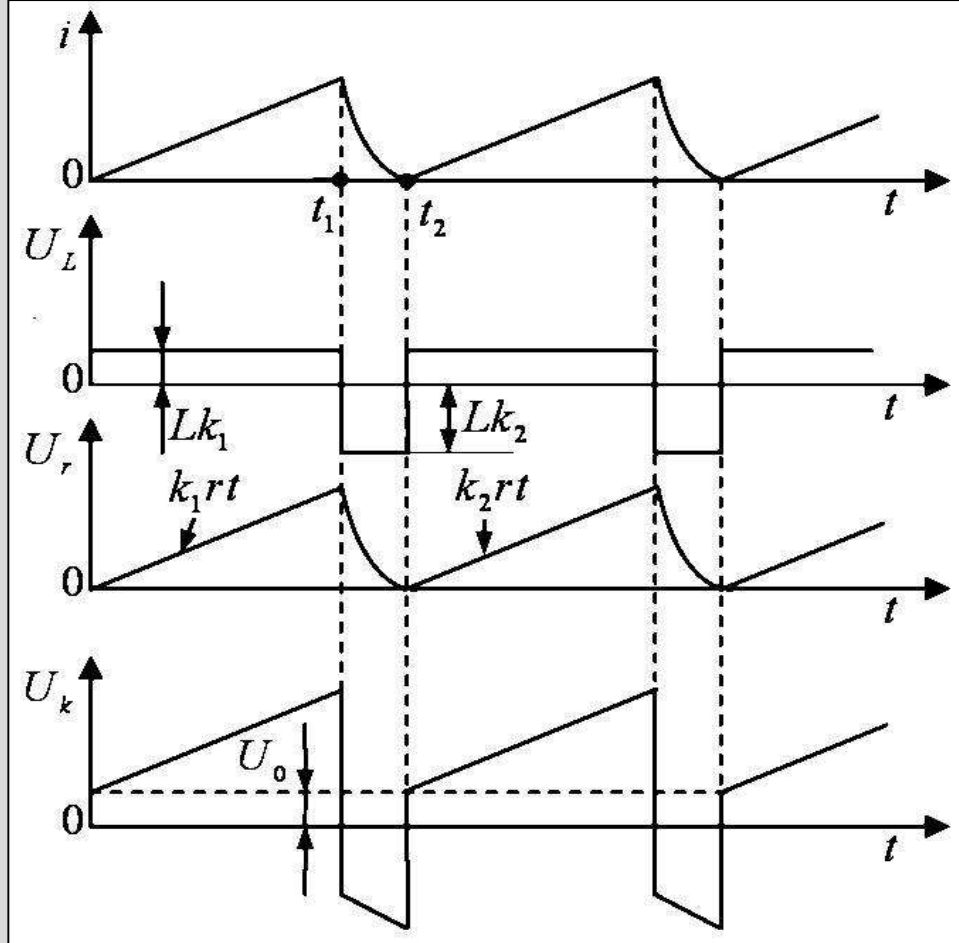
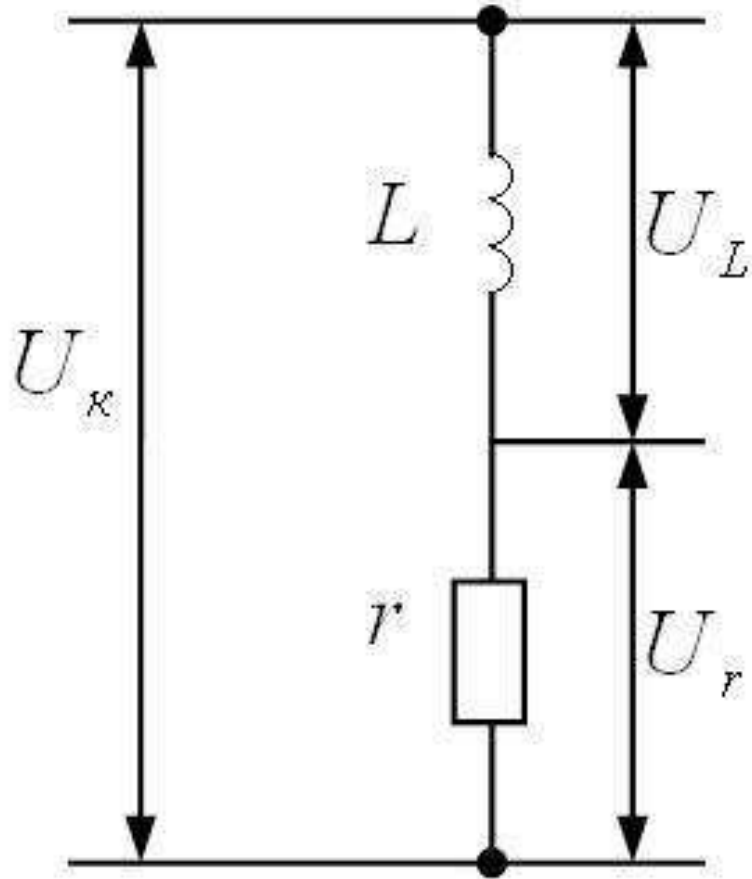


Рис. 3.37. Эквивалентная схема отклоняющей катушки

Генераторы линейно изменяющегося тока

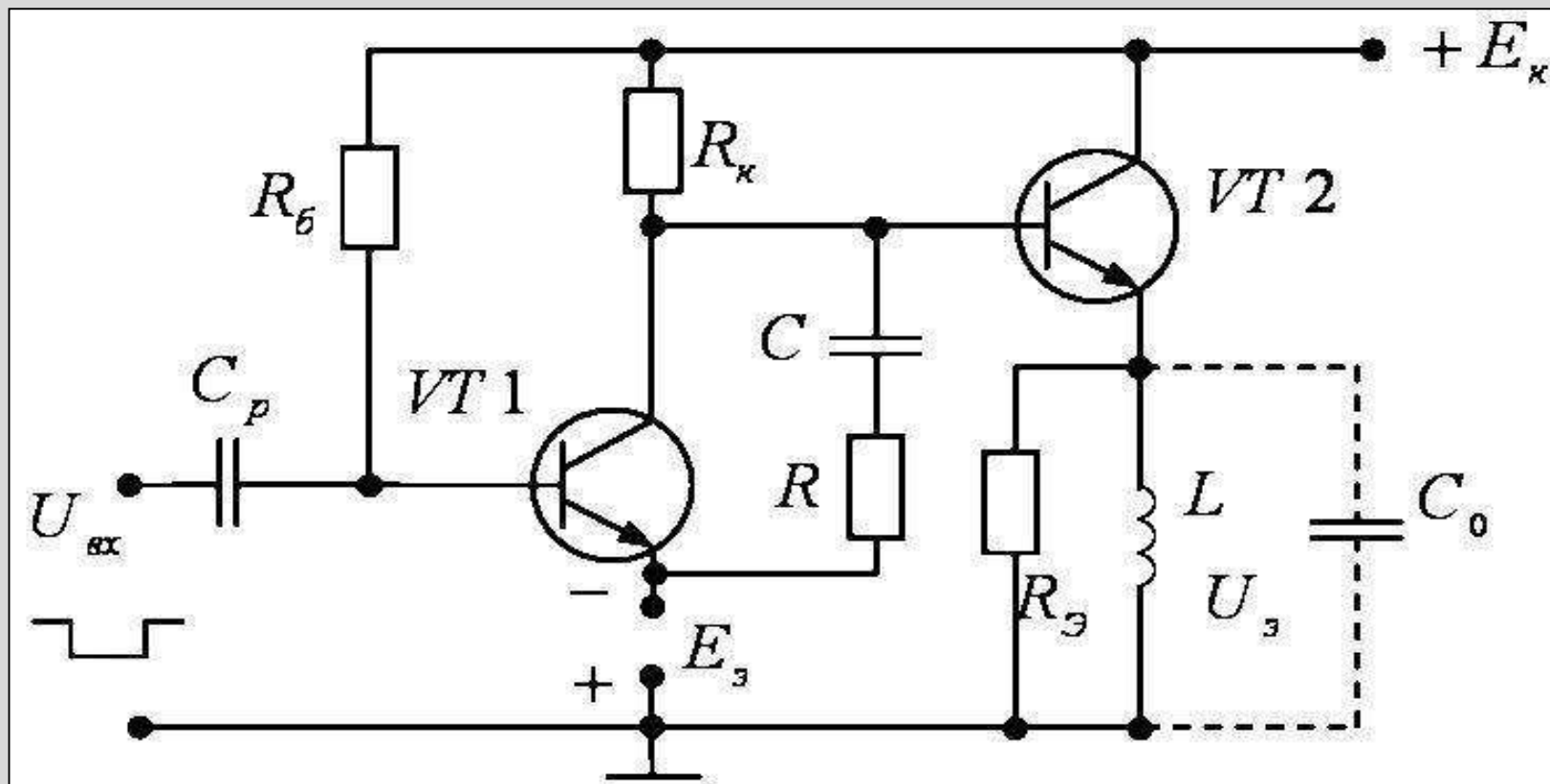


Рис. 3.38. Принципиальная схема генератора линейно изменяющегося тока

Контрольные задания

1. Сформулируйте условия генерирования релаксационных колебаний.
2. Начертите по памяти схему симметричного мультивибратора и объясните назначение его элементов.
3. Объясните назначение элементов спусковой схемы с эмиттерной связью.
4. Почему у симметричного мультивибратора отсутствуют состояния устойчивого равновесия?
5. Объясните, почему у триггера два устойчивых состояния равновесия.
6. Прямоугольные импульсы можно получить синусоиды и с помощью триггера Шмитта. В каком случае фронты прямоугольных импульсов будут иметь бóльшую крутизну и почему?



Контрольные задания

7. Каким образом в блокинг-генераторе выполняется условие баланса фаз?
8. Какая связь между интегрирующей цепью и генератором пилообразного напряжения?
9. Объясните, в чём смысл линеаризации пилообразного напряжения и какими способами она осуществляется?
10. Объясните работу генератора линейно изменяющегося тока и назначение его элементов.