

Министерство высшего и среднего
специального образования РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ ИМЕНИ С.П. КОРОЛЕВА

Н.Е. Конхов, Е.А. Муштаков,
Н.И. Филимонов

ГЕНЕРАТОРЫ
ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Утверждено на редакционно-издательском
совете института 7/1У - 76 г.

Куйбышев 1977

УДК 621.374

В пособии рассматриваются принципы работы и методы расчета генераторов импульсных сигналов: мультивибраторов, блокинг - генераторов, фантастронов и генераторов линейно изменяющегося во времени напряжения, выполненных на транзисторах, цифровых и аналоговых интегральных схемах.

Пособие предназначено для студентов, изучающих курсы "Импульсные и цифровые устройства" и "Электромагнитная импульсная техника".

Г л а в а I

ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

§ 1.1. Формирование импульсов простейшими RC - цепями

При изучении импульсных устройств мы часто рассматриваем цепи, представляющие собой простейшие комбинации резисторов и конденсаторов - RC - цепи. Эти цепи применяются непосредственно для формирования импульсов, а также являются важнейшими элементами релаксационных генераторов (триггеров, мультивибраторов и т.д.). Поэтому рассмотрение основных свойств элементарных RC - цепей и некоторых вопросов, связанных с прохождением импульсных сигналов через эти цепи, имеет важное практическое значение.

Обычно из практических потребностей формируются три задачи, связанные с прохождением импульсных сигналов через RC - цепи:

о неискаженной передаче импульса через RC - цепь. Подобную задачу решает так называемая разделительная RC - цепь;

о дифференцировании сигнала, действующего на RL цепь, в этом случае на выходе цепи сигнал должен быть пропорционален производной входного сигнала, т.е.

$$U_{\text{вых}} \equiv \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} ;$$

об интегрировании сигнала, действующего на цепь, т.е. сигнал на выходе RC - цепи должен быть пропорционален интегралу входного сигнала

$$U_{\text{вых}} \equiv \int U_{\text{вх}} dt .$$

RC — цепь с последовательным включением конденсатора

В этих цепях конденсатор соединяется последовательно с резистором R , а нагрузка подсоединяется параллельно ему (рис. I.1).

В зависимости от параметров цепи последние могут выполнять роль обычных разделительных цепей или простейших дифференцирующих устройств. Выясним условия дифференцирования входного напряжения. Для этого воспользуемся операторным методом.

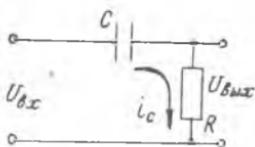


Рис. I.1

Выражение для коэффициента передачи цепи в операторной форме имеет вид:

$$K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{pRC}{1 + pRC} = \frac{p\tau_c}{1 + p\tau_c}, \quad (\text{I.1})$$

где τ_c постоянная времени цепи $\tau_c = RC$.

Коэффициент передачи для идеального дифференцирующего звена

$$K(p) = p\tau_c, \quad (\text{I.2})$$

поэтому реальная цепь тем ближе к идеальному дифференцирующему звену, чем сильнее выполняется неравенство $p\tau_c \ll 1$. Условием дифференцирования синусоидального сигнала является неравенство

$$R \ll \frac{1}{\omega C} \text{ или } \tau_c \ll \frac{1}{\omega}. \quad (\text{I.3})$$

Если на вход цепи подается негармонический сигнал, то для его дифференцирования необходимо выполнение неравенства (3.3) для самой высокочастотной гармонической составляющей сигнала. Рассмотренную цепь (рис. 3.1) часто поэтому называют фильтром RC высоких частот, так как с ростом частоты модуль коэффициента передачи $K(\omega)$ растет, приближаясь к единице.

Проследим реакцию RC — цепи на прямоугольный импульс напряжения, который подается от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_2 \ll R$. Полагаем, что к приходу прямоугольного импульса цепь не имела запасов энергии (т.е. конденсатор был полностью разряжен). В начальный момент времени $t = 0$ на вход подается скачок напряжения U_m (рис. I.2, а), который создает в цепи скачок тока $\Delta i = \frac{U_m}{R}$ и скачок напряжения на выходе, равный $\Delta U_{\text{вых}} = \Delta i R = U_m$

Затем напряжение на конденсаторе C начнет нарастать по закону $U_c = U_m (1 - e^{-\frac{t}{\tau_u}})$, а выходное напряжение — уменьшаться: $U_{\delta_{\text{вых}}} = U_{\delta_{\text{вх}}} - U_c = U_m e^{-\frac{t}{\tau_u}}$ (рис. I.2, б).

Если постоянная времени цепи τ_u достаточно велика по сравнению с длительностью импульса, т.е. $\tau_u \gg t_u$, то за время действия входного импульса напряжения $U_{\delta_{\text{вх}}}$ и U_c изменяются незначительно (рис. I.2, б, кривая 1). Это характерно для RC -цепи, выполняющей роль разделительной.

Искажения, вносимые этой цепью, характеризуются относительным спадом плоской вершины

$$\delta(t_u) = \frac{\Delta U}{U_m} = 1 - e^{-\frac{t_u}{\tau_u}}$$

(рис. I.2, б, кривая 1), который может быть найден по приближенной формуле

$$\delta(t_u) \approx \frac{t_u}{\tau_u} \quad (I.4)$$

Таким образом, условие неискаженной передачи импульса для RC -цепи (рис. I.1) запишется в виде

$$\tau_u \gg t_u \text{ или } RC \gg t_u \quad (I.5)$$

Если же постоянная времени цепи $\tau_u \ll t_u$, то за время импульса напряжение на выходе упадет до нуля, а на конденсаторе возрастет до величины U_m (рис. I.2, б и в, кривая 2).

Таким образом, при $\tau_u \gg t_u$ RC -цепь вызывает только спад плоской вершины, а при $\tau_u \ll t_u$ — укорочение импульса.

С подачей на вход отрицательного перепада в момент времени $t = t_u = t_r$ возникает скачок тока, равный $\Delta i = -\frac{U_m}{R}$, что создает

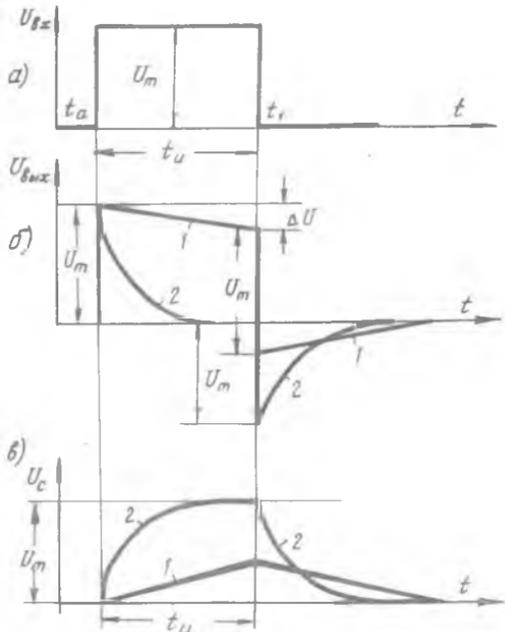


Рис. I.2

на выходе отрицательный перепад напряжения $\Delta U_{\text{вых}} = -U_m$. Конденсатор начинает разряжаться по экспоненте с постоянной времени τ_u , так как по условию $R_2 = 0$ (рис. 1.3). Здесь за начало отсчета принят момент времени $t = t_1 = t_u$. Определим длительность выходного импульса для RC -цепи с постоянной времени

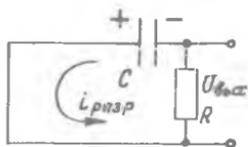


Рис. 1.3

$\tau_u \ll t_u$ (рис. 1.2, б, кривая 2). В этом случае для интервала времени $t_0 < t < t_u$

$$U_{\text{вых}}(t) = U_m e^{-\frac{t}{\tau_u}}$$

Длительность импульса по уровню $0,5 U_m$ получается равной $0,7 \tau_u$.

Длительность импульса t_u обычно задана, а постоянная времени τ_u рассчитывается. Таким образом, выбором τ_u определяется длительность выходного импульса укорачивающей цепи. При дифференцировании прямоугольного импульса с идеальными перепадами возникают трудности, состоящие в том, что на выходе цепи должны получиться остrokонечные пики бесконечно большой величины и бесконечно малой длительности. Это означает, что условие дифференцирования должно выполняться при частотах, стремящихся к бесконечности, что практически неосуществимо. Чем короче длительность фронта входного импульса, тем труднее осуществить его дифференцирование.

Если же $\tau_u \gg 1$, то длительность выходного и входного импульсов одинаковы. Все вышесказанное справедливо, если считать, как уже отмечалось, что $R_2 \approx 0$, $t_{\text{ф.в.х}} \approx 0$ и паразитные емкости не учитываются, т.е. рассматривалась идеальная RC -цепь. На рис. 1.4 представлена реальная цепь.

Влияние конечной длительности входного импульса сводится в основном к уменьшению амплитуды выходных импульсов, передний фронт которых теперь уже становится также не бесконечно коротким. Можно показать, что длительность выходных импульсов в

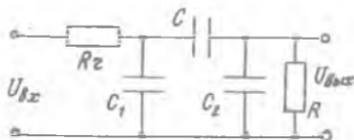


Рис. 1.4

этом случае равна $t_{\text{ф.в.х}} + 3RC$, и поэтому не удастся получить на выходе цепи импульс, более короткий, чем длительность фронта входного импульса. Влиянием $t_{\text{ф.в.х}}$ можно пренебречь, если $t_{\text{ф.в.х}} \leq 0,2 RC$. При этом амплитуда выходных импульсов достигает 90% от величины входного напряжения.

Учет величин $R_2 \neq 0$, C_1 и C_2 - где C_1 выходная емкость генератора, C_2 - емкость нагрузки, приводит к следующему выражению для выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = AE \left(e^{-\frac{t}{\tau_{ч2}}} - e^{-\frac{t}{\tau_{ч1}}} \right). \quad (I.6)$$

При этом справедливы следующие приближенные выражения для коэффициентов формулы (I.6)

$$\tau_{ч1} \cong R_2 (C_1 + C_2); \quad \tau_{ч2} \cong R (C_1 + C_2),$$

$$A \cong \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R} + \frac{C_1 + C_2}{C}}$$

Временная диаграмма выходного напряжения, построенная в соответствии с этими выражениями, приведена на рис. I.5,а

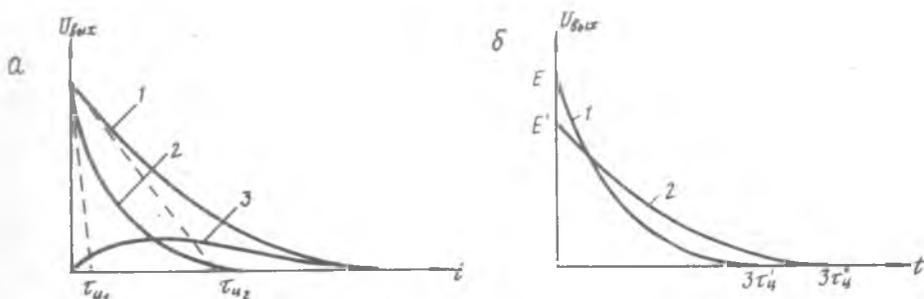


Рис. I.5

Кривой I соответствует первый член, а кривой 2 - второй член выражения (I.6). Кривая 3 представляет их сумму, т.е. $U_{\text{вых}}(t)$

На рис. I.5,б показано влияние сопротивления R_2 на форму выходного напряжения. Кривая I соответствует случаю, когда $R_2 = 0$, $C_1 = 0$ и $C_2 = 0$; т.е. $\tau_{ч} = RC$.

При $R_2 \neq 0$ амплитуда выходного импульса уменьшается в $\frac{R}{R+R_2}$ раз т.е. $E' = E \frac{R}{R+R_2}$, а постоянная цепи увеличивается; $\tau_{ч}'' = 3C(R+R_2)$ (кривая 2).

В цепях такого типа нагрузка подсоединяется параллельно конденсатору C (рис. I.6). Рассмотрим эту цепь. Пусть сопротивление резистора R выбрано настолько большим, что $U_{\delta_{\text{вх}}} \ll U_{\delta_{\text{вх}}}$. В этом случае

$$iR = U_R = U_{\delta_{\text{вх}}} - U_{\delta_{\text{вх}}} \approx U_{\delta_{\text{вх}}}, \quad (\text{I.7})$$

тогда

$$U_{\delta_{\text{вх}}} = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{RC} \int (U_{\delta_{\text{вх}}} - U_{\delta_{\text{вх}}}) dt \approx \frac{1}{\tau_u} \int U_{\delta_{\text{вх}}} dt, \quad (\text{I.8})$$

то есть выходное напряжение RC - цепи пропорционально интегралу входного напряжения. При этом величина выходного напряжения мала по сравнению с величиной входного.

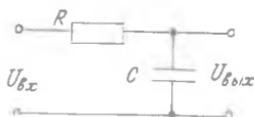


Рис. I.6

Условием интегрирования является неравенство

$$t_u \ll \tau_u = RC. \quad (\text{I.9})$$

Следовательно, для повышения качества интегрирования цепи необходимо увеличивать ее постоянную времени.

Проследим реакцию интегрирующей цепи на воздействие прямо - угольного импульса (рис. I.7), с амплитудой U_m и длительностью t_u .

Выходное напряжение в первый момент равно нулю, так как по законам коммутации напряжение на конденсаторе C скачком измениться не может. Затем в течении длительности импульса t_u выходное напряжение нарастает по экспоненциальному закону

$$U_{\delta_{\text{вх}}} = U_m (1 - e^{-\frac{t}{\tau_u}}), \quad (\text{I.10})$$

т.к. $t_u \ll \tau_u$, то экспоненту можно представить в виде ряда, т.е.

$$U_{\delta_{\text{вх}}}(t) = U_m \left[1 - \frac{t}{\tau_u} + \frac{1}{2!} \frac{t^2}{\tau_u^2} - \dots \right] \quad (\text{I.11})$$

и ограничиться первыми тремя членами.

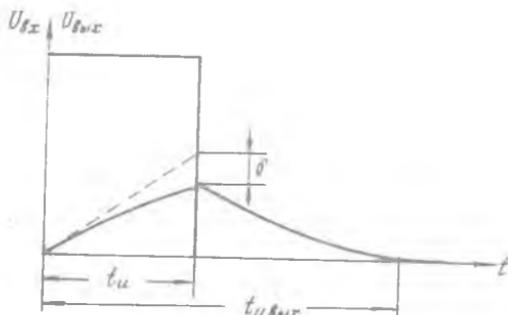


Рис. I.7

Тогда

$$U_{\delta_{0,ix}}(t) \approx \frac{U_m t}{\tau_{\text{ц}}} \left(1 - \frac{t}{2\tau_{\text{ц}}}\right) \quad (\text{I.12})$$

Первый член в этом выражении дает значение для $U_{\delta_{0,ix}}(t)$ при идеальном интегрировании прямоугольного импульса. Второй член отражает ошибку интегрирования. Очевидно, наибольшая ошибка δ будет при $t = t_u$:

$$\delta(t_u) = \frac{1}{2} \frac{t_u}{\tau_{\text{ц}}}.$$

К моменту окончания импульса выходное напряжение достигает величины

$$U_{\delta_{0,ix}}(t_u) \approx U_m \frac{t_u}{\tau_{\text{ц}}} \left(1 - \frac{t_u}{2\tau_{\text{ц}}}\right), \quad (\text{I.13})$$

а затем по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_{\text{ц}}$ убывает до нуля.

Нетрудно видеть, что прямоугольный импульс, проходя через подобную RC - цепь, не только преобразуется по форме, но и растягивается по длительности.

Для передачи прямоугольного импульса с малыми искажениями необходимо уменьшать постоянную времени цепи. Это соображение является противоположным по отношению к RC - цепи с последовательно включенным конденсатором, где для уменьшения искажений требовалось увеличивать $\tau_{\text{ц}}$. На рис. 1.8 приведены временные диаграммы выходного напряжения для различных значений постоянной времени $\tau_{\text{ц}} = 5t_u$ (кривая 1), $\tau_{\text{ц}} = t_u$ (кривая 2) и $\tau_{\text{ц}} = 0,1t_u$ (кривая 3).

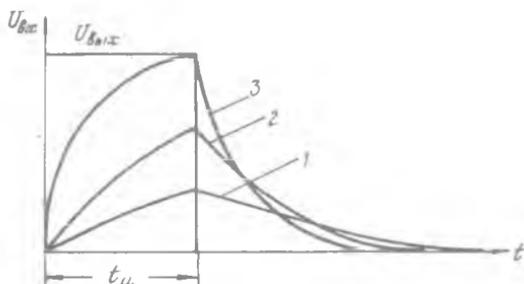


Рис.1.8

§ 1.2. Ограничители амплитуды импульсов

Ограничителем называется линейный четырехполюсник (рис.1.9,а) напряжение на выходе которого $U_{\delta_{0,ix}}$ повторяет форму входного напряжения $U_{\delta_{0,x}}$, если последнее лежит в пределах некоторых уровней, и остается постоянным, если входное напряжение оказывается за этими уровнями.

На рис. 1.9,б для примера приведены временные диаграммы входного и выходного напряжения, иллюстрирующие работу двухстороннего ограничителя. Как видно из диаграмм, пока входное напряжение остается в пределах $U_{o1}' \geq U_{вх} \geq U_{o1}''$, напряжение $U_{вх}$ на выходе ограничителя меняется по такому же закону, что и входное напряжение $U_{вх}$, — ограничение отсутствует; если же величина $U_{вх}$ превышает уровня U_{o1}' и U_{o1}'' , то наступит ограничение — напряжение $U_{вх}$, достигнув соответствующей значений U_{o2}' и U_{o2}'' , остается постоянным.

Напряжения U_{o1}' и U_{o1}'' , определяющие границы ограничения, называются уровнями ограничения входного напряжения, а значения U_{o2}' и U_{o2}'' , устанавливающиеся в области ограничения, — уровнями выходного напряжения при ограничении.

Наряду с двухсторонними ограничителями или, как их еще называют, ограничителями сверху и снизу (по максимуму и минимуму) применяют односторонние ограничители, обеспечивающие ограничение входного напряжения только сверху (по максимуму) или только снизу (по минимуму).

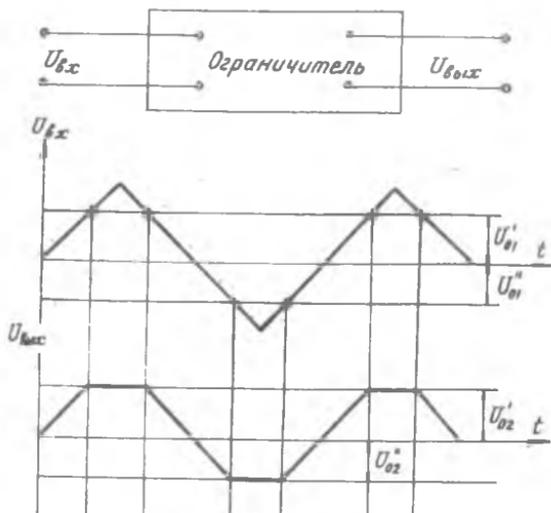


Рис.1.9

В качестве ограничителей используются известные уже диодные или транзисторные ключи. При этом необходимо подчеркнуть, что прин-

тип работы этих схем как ограничителей не содержит ничего нового. Отличие заключается только в их другом функциональном назначении. Ранее ключи рассматривались как устройства, используемые для решения задач коммутации. Ключевые схемы, используемые в качестве ограничителей, решают другие задачи. Ключ-ограничитель применяется как устройство, служащее для формирования импульсов.

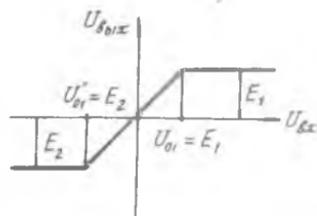
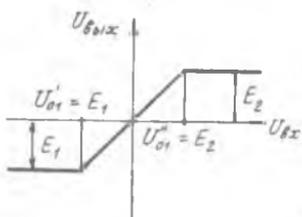
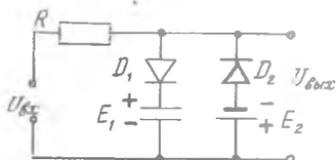
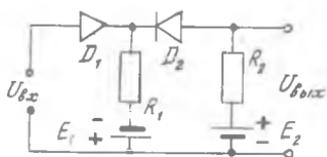
Для двухстороннего ограничения применяют двойные диодные или транзисторные ключи. В соответствии с этим различают двухсторонние диодные и транзисторные ограничители. Для ограничения только сверху или только снизу используют последовательный диодный ключ (последовательный диодный ограничитель) или параллельный диодный ключ (параллельный диодный ограничитель) с соответствующей полярностью включения диода. Одностороннее ограничение с помощью транзисторных ключей достигается за счет использования только режима запертия ключа или только режима полного включения ключа.

На рис. I.10 приведены идеализированные характеристики передачи диодных ключей, обеспечивающих двустороннее ограничение (а), ограничение сверху (б) и ограничение снизу (в).

Уровни ограничения входного напряжения U_{o1} как в диодных так и в транзисторных ограничителях равны уровням включения и выключения соответствующих ключей и их можно менять с помощью источников напряжения смещения. На рис. I.10, в, например, характеристика ABC соответствует ограничителю снизу с уровнем ограничения $U_{o1} < 0$, а характеристика DFC — тоже ограничителю снизу, но с уровнем ограничения $U_{o1} > 0$. Уровни выходного напряжения при ограничении U_{o2} в диодных ключах, как правило, совпадают с напряжением источника смещения, но могут быть равными нулю независимо от смещения, как показано на рис. I.11.

В транзисторных ограничителях эти уровни определяются напряжением источника коллекторного питания E_k , когда транзистор закрыт, и остаточным напряжением на коллекторе $U_{кэмлн}$, когда транзистор находится в области насыщения (режим полного включения).

К характеристикам передачи ограничителей обычно не предъявляется жестких требований. Желательно, чтобы области ограничения были четко обозначены, уровни выходного напряжения при ограничении мало зависели бы от входного напряжения и, лишь если необходимо без искажения воспроизвести форму входного напряжения; важно, чтобы в пределах уровней ограничения характеристика передачи была бы линейной.



a

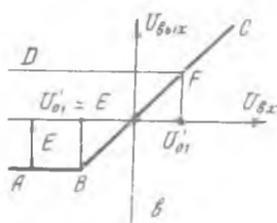
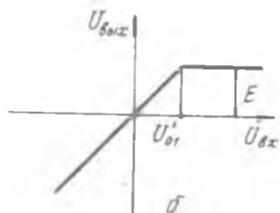
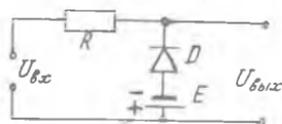
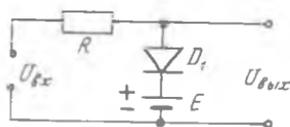


Рис. I.10

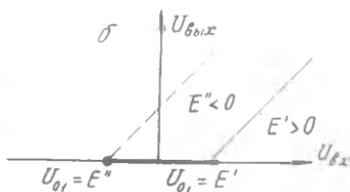
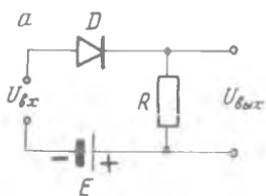


Рис. I.11

С точки зрения удовлетворения этих требований преимущество принадлежит транзисторным ограничителям. Уровни выходного напряжения при ограничениях у них практически не зависят от входного напряжения. В диодных же ограничителях эти уровни не всегда остаются постоянными. Недостатком диодных ограничителей является также отсутствие усиления ограничиваемого сигнала.

С помощью ограничителей решается ряд важных задач в схемах формирования импульсов.

Формирование напряжения трапецеидальной формы из синусоидального напряжения

Для решения этой задачи применяют двусторонний ограничитель с равными по величине и противоположными по знаку уровнями ограничения входного напряжения:

$$|U_{o1}'| = |U_{o1}''| = |U_{o1}|.$$

Уровни выходного напряжения при ограничении также равны по величине и противоположны по знаку:

$$|U_{o2}'| = |U_{o2}''| = |U_{o2}|.$$

Характеристика передачи такого ограничителя и порядок построения выходного напряжения для случая, когда на входе ограничителя действует напряжение синусоидальной формы, приведены на рис. I.12.

Непосредственно из графиков видно, что для сокращения длительности фронтов надо увеличивать амплитуду входного сигнала или уменьшать уровень ограничения. Если выполнить условие $U_{max} \gg U_{o1}$, то на выходе будет напряжение прямоугольной формы (меандр).

Селекция импульсов по амплитуде

Для селекции (выделения) импульсов с заданной амплитудой U_n , превышающими некоторый уровень E , используют односторонний ограничитель с уровнем ограничения входного напряжения $U_{o1} = E$ и уровнем выходного напряжения при ограничении $U_{o2} = 0$. Характеристика такого устройства и временные диаграммы приведены на рис. I.13.

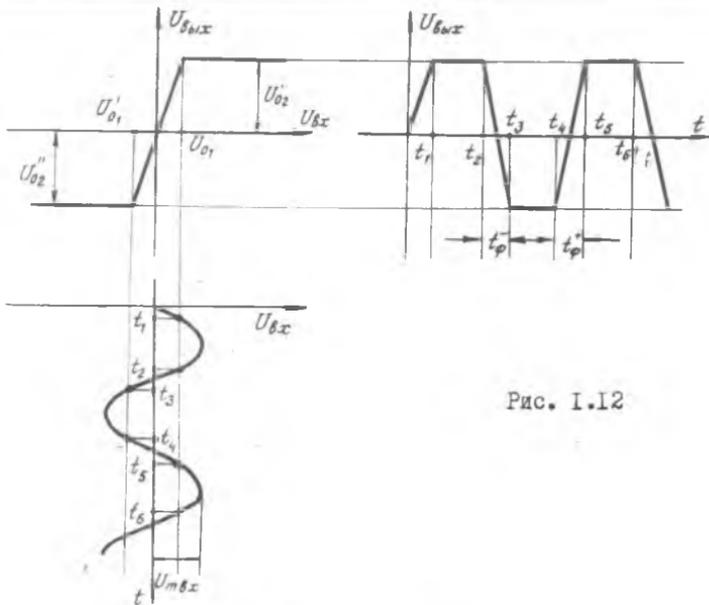


Рис. 1.12

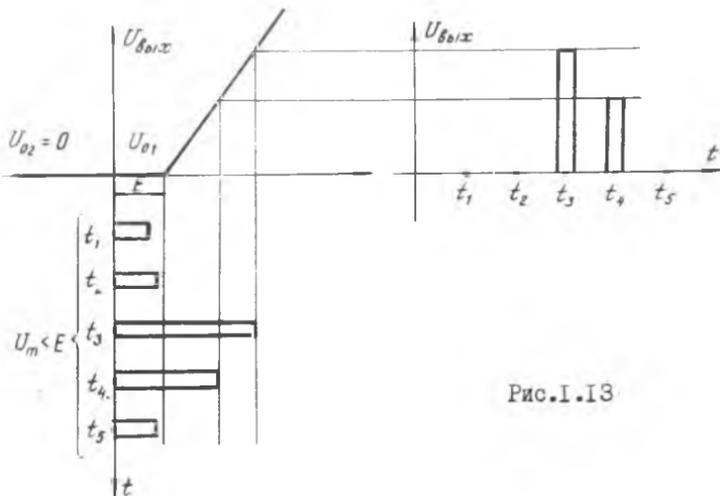


Рис. 1.13

Выделение импульсов заданной полярности

Задача выделения импульсов заданной полярности из последовательности разнополярных импульсов решается с помощью одностороннего ограничителя, у которого уровень ограничения входного напряжения $U_{01} = 0$ и выходное напряжение при ограничении $U_{02} = 0$. На рис. I.14 приведены характеристики ограничителя и временные диаграммы для случая, когда выделяются импульсы положительной полярности.

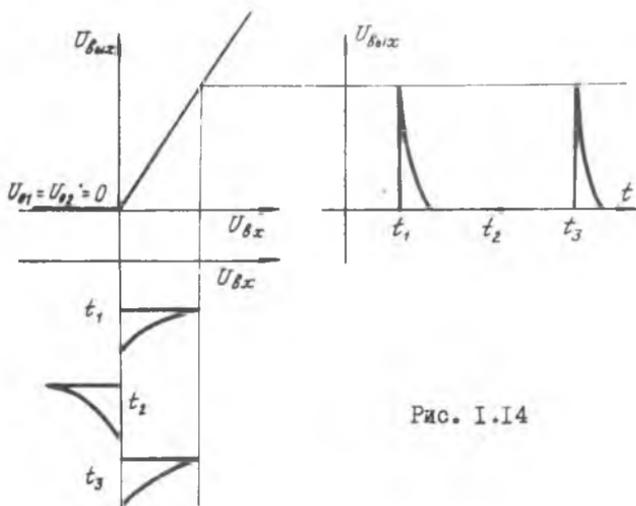


Рис. I.14

§ I.3. Усилители-формирователи

В ряде случаев требуется укорочение импульсов или формирование из входного перепада напряжения импульса с крутым фронтом. В качестве укорачивающей цепи обычно применяется RC - цепь. Для увеличения же крутизны фронтов эта укорачивающая цепь применяется совместно с усилителем, работающим в ключевом режиме. Укорачивающая цепь при этом может быть включена как на вход, так и на выход усилителя.

Рассмотрим усилитель-формирователь с укорачивающей цепью на выходе. Его схема приведена на рис. I.15,а, временные диаграммы - на рис. I.15,в.

В исходном состоянии транзистор заперт, $i_K = 0$, $U_{\beta_{вх}} = 0$, $U_C(0) = -E_K$, $U_K = -E_K$.

При подаче отрицательного перепада входного напряжения $U_{\beta_{вх}}$ появляется ток базы J_{β_1} , и ток коллектора транзистора нарастает по экспоненциальному закону, стремясь к уровню $J_{\beta_1} \beta$.

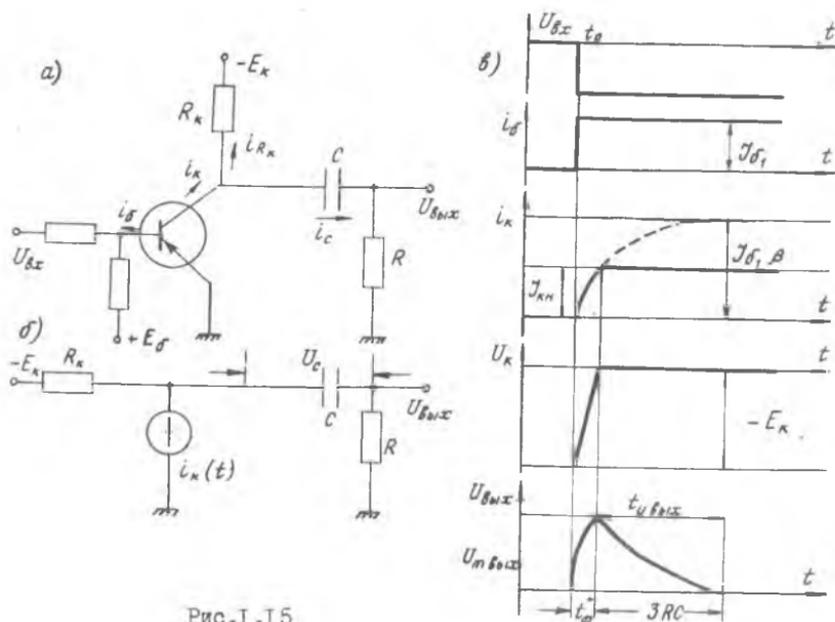


Рис. I.15

Пусть $\beta J_{\beta_1} \gg J_{KH}$, т.е. имеет место сильный отрицательный сигнал, когда

$$i_K(t) = \frac{J_{\beta_1}}{t_{\alpha}} t. \quad (I.14)$$

Длительность фронта определяется моментом достижения тока $i_K(t)$ значения J_{KH} .

При определении J_{KH} следует иметь в виду комплексный характер коллекторной нагрузки. При $C \rightarrow \infty$ нагрузка равна $R // R_K$, т.е. $J_{KH} = \frac{E_K}{R_K // R_C}$, а при $C \rightarrow 0$ коллекторная нагрузка равна R_K , т.е. $J_{KH} = \frac{E_K}{R_K}$; в промежуточном случае при конечном значении C нагрузка изменяется в процессе заряда конденсатора.

Длительность переключения транзистора можно определить из условия изменения напряжения от уровня E_K до уровня $U_{KH} = U_{K\min} \approx 0$, используя при этом эквивалентную схему коллекторной цепи в активной области (рис. 1.15,б), где для простоты не учтено выходное сопротивление транзистора z_K .

Так как изображение по Лапласу (3-14)

$$I_K(t) \rightarrow J_K(p) = \frac{J_{\beta 1}}{T_K} \frac{1}{p^2},$$

то нетрудно получить при помощи рис. 1.15,б изображение выходного напряжения $U_{\beta \delta x}(p)$, и затем перейти к оригиналу

$$U_{\beta \delta x}(t) = \frac{J_{\beta 1}}{T_K} R_K CR (1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}}) \quad (1.15)$$

здесь $\tau_0 = C(R + R_K)$.

При $t = t_{\varphi}^+$ очевидно $U_{\beta \delta x}(t) = U_{m\beta \delta x}$, т.е.

$$U_{m\beta \delta x} = \frac{J_{\beta 1}}{T_K} R_K CR (1 - e^{-\frac{t_{\varphi}^+}{\tau_0}}). \quad (1.16)$$

При $t > t_{\varphi}^+$ транзистор насыщен и емкость C разряжается с постоянной времени CR (см. рис. 1.15,в). Следовательно,

$$t_{\beta \delta x} \approx t_{\varphi}^+ + 3RC.$$

Будем полагать, что во время формирования фронта напряжение на конденсаторе не изменится, то $J_{KH} = \frac{E_K}{R_K}$ и

$$t_{\varphi}^+ \approx \tau_{\alpha} \frac{J_{KH}}{J_{\beta 1}} = \tau_{\alpha} \frac{E_K}{J_{\beta 1} R_K}. \quad (1.17)$$

Очевидно, что $t_{\varphi}^+ \ll \tau_0$ и из (1.16) следует

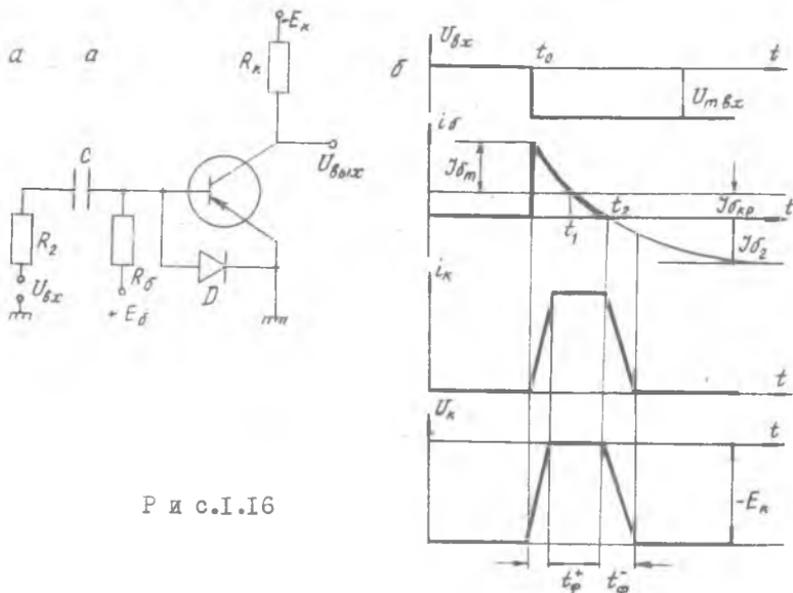
$$U_{m\beta \delta x} \approx \frac{J_{\beta 1}}{T_K} R_K CR \frac{t_{\varphi}^+}{C(R_K + R)} \approx E_K \frac{R}{R_K - R}. \quad (1.18)$$

Схема усилителя-формирователя с укорачивающей RC - цепью приведена на рис. 1.16.

В схеме формируется импульс, имеющий короткие фронты и благодаря использованию режима насыщения транзистора плоскую вершину, последнее отличает этот импульс от импульса, формируемого в схеме с укорачивающей цепью на выходе.

Принцип работы формирователя заключается в следующем. В исходном состоянии транзистор заперт. При подаче отпирающего перепада $U_{m\beta x}$ входного напряжения транзистор отпирается, ток базы после начального скачка $J_{\beta m} = \frac{U_{m\beta x} - E_B}{R_2 + R_{\beta x}}$, где R_2 - сопротивление генератора, $R_{\beta x}$ - входное сопротивление транзистора в активном режиме, убывает вследствие заряда конденсатора

Предполагается, что отпирающий ток базы - сильный сигнал и коллекторный ток возрастает практически по линейному закону. За время t_p^* коллекторный ток достигнет значения J_{KH} , и напряжение U_K достигнет уровня $U_{K \approx min} \approx 0$.



Р и с. I.16

Транзистор оказывается в режиме насыщения - формируется плоская вершина. По мере спада тока базы в ней происходит рассасывание избыточного заряда. При $t = t_1$, $i_B = J_{Bm}$, но из-за инерционности транзистор еще насыщен, и только при $t = t_2$ выходит из насыщения и в дальнейшем запирается под действием источника $+E_B$. Для быстрого восстановления схемы после окончания входного перепада в схему включен диод D , через который конденсатор C быстро разряжается.

§ I.4. Формирователи на диодах с накоплением заряда (ДНЗ)

В последние годы широкое распространение получили схемы укорочения крутых на диодах с накоплением заряда.

В формирователях на диодах с накоплением заряда (ДНЗ) используются особенности переходной характеристики диода при его запираании. Схема формирователя на ДНЗ показана на рис. I.17,а.

В исходном состоянии ДНЗ открыт, и прямой ток определяется источником постоянного смещения E и резистором R_2 . На вход схемы поступает запирающий перепад напряжения с положительным фронтом (рис. I.17,б), длительность которого, однако, меньше времени рассасывания t_p избыточного заряда. В течение стадии рассасывания носителей диод шунтирует сопротивление R_H , при этом выходное напряжение мало. Затем после рассасывания носителей в базе сопротивление ДНЗ возрастает и выходное напряжение резко возрастает.

Длительность среза обратного тока в ДНЗ составляет десятые и даже сотые доли наносекунды и, что особенно важно, практически не зависит от режима переключения, длительности импульса прямого тока диода J_{np} и длительности фронта входного сигнала. Длительность же стадии рассасывания регулируется изменением

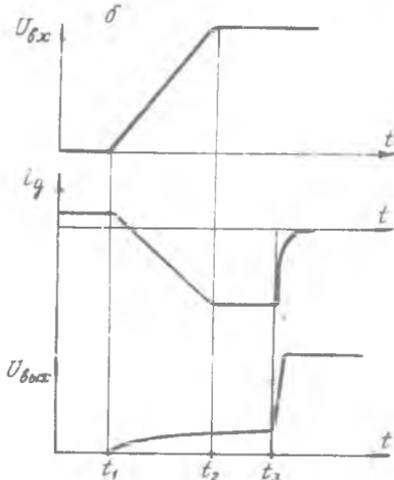
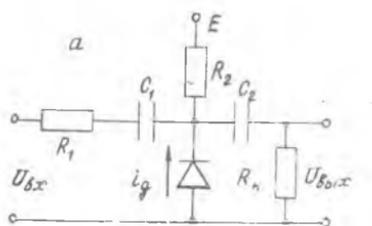


Рис. I.17

величины прямого тока $J_{np} = \frac{E}{R_2}$.

С увеличением J_{np} возрастает время рассасывания t_{pac} и, следовательно, схема позволяет укорачивать все более пологие фронты. Увеличение прямого тока ограничено недопустимым перегревом диода или ухудшением резкости его восстановления. Следовательно, длительность стадии рассасывания оказывается тоже ограниченной. Если при этом фронт входного сигнала превышает t_{pac} , то осуществить формирование сигнала на одном ДНЗ не удастся. Желаемые результаты можно получить с помощью многокаскадных схем формирования.

Л и т е р а т у р а

1. Г о л ь д е н б е р г Л.М. Импульсные и цифровые устройства. М., "Связь", 1973.
2. Г у с е в В.В., З е л и ч е н к о Л.Г., К о н е в К.В. Основы импульсной и цифровой техники. М., "Сов. радио", 1975.
3. Ф р о л к и н В.Т. Импульсные устройства. М., "Машиностроение", 1966.
4. А г а х а н я н Т.М., Г а в р и л о в Л.Б., М и щ е н к о Б.Г. Основы наносекундной импульсной техники. М., Атомиздат, 1967.

Г л а в а П

ДРУГИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Для получения колебаний с крутыми перепадами напряжения широко используются так называемые регенеративные импульсные устройства [2], [3]. Наибольшее распространение получили регенеративные устройства, основанные на использовании усилителей с положительной обратной связью (ПОС).

Характерной особенностью регенеративных импульсных устройств является то, что при определенных условиях в них возникает регенеративный процесс лавинообразного изменения напряжения.

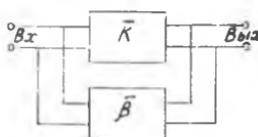


Рис.2.1

Рассмотрим такой усилитель (рис. 2.1), характеризующийся комплексным коэффициентом усиления $\bar{K} = K e^{j\varphi_K}$, выход которого связан со входом цепью обратной связи с комплексным коэффициентом передачи $\bar{\beta} = \beta e^{-j\varphi_\beta}$. Такое устройство представляет собой самовозбуждающуюся систему, так как даже незначительные входные сигналы могут привести к неограниченно быстрому возрастанию процесса на выходе.

Для обеспечения самовозбуждения должны выполняться два условия:

- а) модуль общего коэффициента передачи системы должен быть больше единицы, т.е. $K_{\beta} > 1$;
- б) суммарный сдвиг фаз колебаний в усилителе и цепи обратной связи должен быть кратен 2π , т.е. $\varphi_K + \varphi_{\beta} = 2m\pi (m=1, 2, \dots)$.

Первое условие получило название условие баланса амплитуд, а второе — условие баланса фаз. Для формирования скачков напряжений, обладающих широким спектром, условия самовозбуждения регенеративных устройств должны выполняться в широком диапазоне частот.

Рассмотрим механизм образования скачков напряжения. Пусть в усилителе с обратной связью выполняются условия баланса фаз и амплитуд. Пусть по случайной причине напряжение на входе увеличилось на величину ΔU_1 . Так как $K_{\beta} > 1$, то это вызовет появление на выходе цепи обратной связи приращение напряжения $\Delta U_2 = K_{\beta} \Delta U_1 > \Delta U_1$, которое передается на вход, причем ввиду баланса фаз оно совпадает по полярности с исходным приращением напряжения ΔU_1 . В результате приращение напряжения на входе возрастает, что приводит, в свою очередь, к еще большему возрастанию напряжения на выходе и т.д. Таким образом, вследствие действия обратной связи, напряжения в рассматриваемой идеализированной системе должны изменяться с большой скоростью, т.е. скачком. Суммарный прирост напряжения ограничивается из-за нелинейных свойств усилителя. При больших сигналах усилитель работает в режиме ограничения, его коэффициент усиления падает, и величина K_{β} становится меньше единицы. Это приводит к подавлению процесса регенерации.

Реальные регенеративные устройства обладают инерционностью, обусловленной как инерционностью электронных приборов, так и наличием емкостей. Из-за этого аргументы φ_K и φ_{β} зависят от частоты, но лишь при достаточно высокой частоте эта зависимость приводит к нарушению баланса фаз, поэтому в реальных устройствах напряжения изменяются со скоростью, пропорциональной той высокой частоте, на которой баланс фаз еще сохраняется.

Обеспечить баланс фаз можно несколькими методами. Как известно, обычный резистивный усилитель создает сдвиг фазы выходного напряжения относительно входного на 180° . Если выход одного усилителя соединить со входом другого, а выход второго — со входом первого (рис. 2.2), то можно получить устройство, в котором будут выполняться условия регенерации. Регенеративные устройства подобного типа получили название мультивибраторов.

Необходимый баланс фаз может быть получен за счет использования в цепи обратной связи трансформатора. Регенеративные устройства с трансформаторами получили название блокинг-генераторов (рис.2.3).

В мультивибраторах и блокинг-генераторах после прекращения

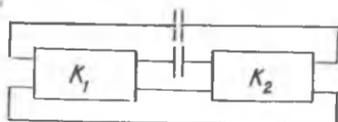


Рис.2.2.

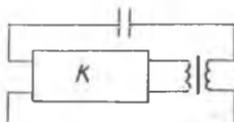


Рис.2.3

регенеративного процесса, в течение которого формируется фронт импульса, наступает стадия формирования рабочей части импульса. В этой стадии в схеме протекает процесс, который приводит к восстановлению условий регенерации и называется релаксационным процессом. Длительность релаксационных процессов обуславливает временные параметры формируемых импульсов. Поэтому рассматриваемые регенеративные устройства часто называют релаксационными генераторами, или просто релаксаторами.

Релаксационные генераторы могут работать в одном из следующих режимов:

- ждущем;
- автоколебаний;
- синхронизации и деления частоты.

В ждущем режиме релаксатор работает как устройство с одним устойчивым состоянием. Внешний запускающий импульс вызывает скачкообразный переход устройства в новое неустойчивое состояние. В этом состоянии, называемом квазиравновесным или квазистойчивым, в схеме релаксатора протекает относительно медленный релаксационный процесс, который приводит к обратному скачку, после чего восстанавливается исходное устойчивое состояние.

Таким образом, ждущий релаксатор генерирует только один импульс определенной длительности при воздействии на него внешнего запускающего импульса.

Следует отметить, что мультивибраторы, работающие в ждущем режиме (ждущие мультивибраторы), часто называют одноктактными, одновибраторами, заторможенными мультивибраторами.

В автоколебательном режиме релаксатор имеет два квазиустойчивых состояния. В этом режиме без какого-либо внешнего воздействия релаксатор последовательно переходит скачками из одного квазиустойчивого состояния в другое. При этом он генерирует импульсы, амплитуда, длительность и частота повторения которых определяется в основном только параметрами элементов.

В режиме синхронизации частота повторения импульсов, генерируемых релаксатором, определяется частотой внешнего синхронизирующего напряжения. В режиме деления частоты релаксатор генерирует импульсы, частота повторения которых кратна частоте внешнего синхронизирующего напряжения.

В качестве активных элементов в релаксаторах могут использоваться электронные и газоразрядные лампы, транзисторы. В данном пособии мы рассмотрим схемы транзисторных релаксаторов.

§ 2.1. Мультивибратор с коллекторно-базовыми связями

Начнем рассмотрение принципов работы релаксационных генераторов с анализа ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями. Схема мультивибратора приведена на рис.2.4. При рассмотрении процессов в мультивибраторе не будем учитывать базовый и коллекторный токи закрытого транзистора, а напряжение между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора будем считать равным нулю.

Мультивибратор, схема которого изображена на рис.2.4 может находиться в двух состояниях:

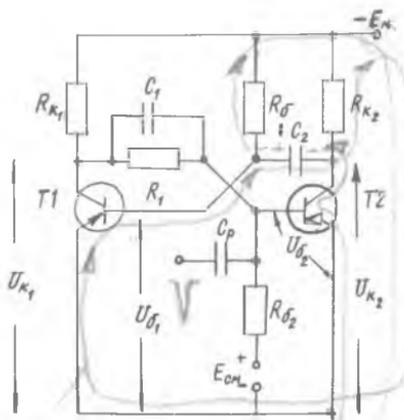
устойчивом, когда транзистор T_1 , открыт, транзистор T_2 , закрыт;

квазиустойчивом, когда транзистор T_1 закрыт, транзистор T_2 открыт. При подаче питающих напряжений мультивибратор устанавливается в устойчивое исходное состояние, в котором он может находиться неограниченно долгое время.

Переход из устойчивого состояния в квазиустойчивое осуществляется под воздействием запускающего импульса, с приходом которого начинается рабочий такт мультивибратора, подразделяющийся на четыре основные этапа:

первый скачок;	второй скачок;
формирование импульса;	восстановление.

Этап запуска определяется интервалом времени от момента прихода запускающего импульса до момента перехода схемы в квазистойчивое состояние. Этап формирования импульса — это интервал времени, в течение которого схема находится в квазистойчивом состоянии до начала второго скачка. Второй скачок — интервал времени,



в течение которого транзисторы возвращаются в исходное состояние. Этап восстановления определяется интервалом времени от момента возврата транзисторов в исходное состояние до момента восстановления напряжений на всех элементах схемы.

Рассмотрим работу схемы на каждом из этапов.

Исходное состояние. В исходном устойчивом состоянии транзистор T_1 открыт и насыщен, а транзистор T_2 закрыт. Насыщение транзистора T_1 обеспечивается подачей

Рис. 2.4

отпирающего тока в цепь базы через резистор $R_{б1}$ от источника питания коллекторных цепей. Транзистор T_2 закрыт при насыщении транзистора T_1 за счет подачи в цепь базы запирающего напряжения от внешнего источника E . В этом состоянии напряжение на коллекторе транзистора T_1 близко к нулю, а напряжение на коллекторе транзистора T_2 равно напряжению источника питания коллекторных цепей E_k .

Конденсатор C_2 в исходном состоянии заряжен почти до напряжения E_k , так как, правая обкладка его имеет потенциал $-E_k$, а левая — потенциал $U_{б1}$, близкий при насыщенном транзисторе T_2 к нулю. Ускоряющий конденсатор C_1 заряжен до небольшого напряжения, так как правая его обкладка имеет небольшой положительный потенциал $U_{б2}$, составляющий обычно несколько десятых вольта, а левая обкладка находится под потенциалом коллектора насыщенного транзистора T_1 , близким к нулю.

Как уже отмечалось, из состояния устойчивого равновесия мультивибратор выводится внешним запускающим импульсом.

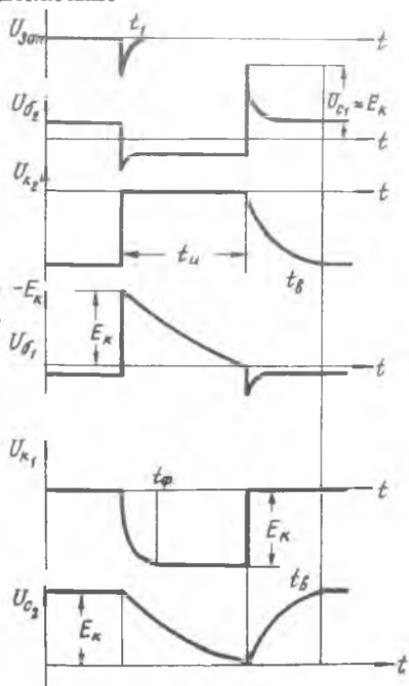
Запуск и первый скачок. На рис. 2.4 показана одна из возможных схем запуска, когда отрицательный запускающий импульс подается в цепь базы закрытого транзистора T_2 через разделительную емкость C_p . Продолжительность рассматриваемого этапа определяется временем задержки избыточных носителей в базе транзистора и времени регенерации, когда оба транзистора находятся в активном режиме и происходит лавинообразный процесс-скачок перехода схемы в квазистойчивое состояние. Длительностью этих процессов будем пренебрегать, и на временных диаграммах рис.2.5 они не показаны.

После окончания регенерации транзистор T_2 переходит в режим насыщения, а транзистор T_1 закрывается. Мультивибратор переходит в квазистойчивое состояние.

Этап формирования импульса. После перехода мультивибратора в квазистойчивое состояние конденсатор C_2 , заряженный до напряжения E_k , начинает перезарядаться через насыщенный транзистор T_2 , и резистор $R_{\delta 1}$ - до напряжения $-E_k$.

При насыщенном транзисторе T_2 напряжение на базе T_1 определяется в основном напряжением на конденсаторе $C_2 - U_{\delta 1} \approx U_{C_2}$. Это напряжение, учитывая полярность заряда конденсатора, положительно и по мере перезарядки стремится к отрицательному значению $-E_k$. В некоторый момент времени оно становится равным напряжению отпирания транзистора T_1 , на чем и заканчивается этап формирования импульса.

Длительность рассматриваемого этапа определяется скоростью перезарядки конденсатора C_2 , которая зависит от постоянной времени цепи перезарядки $R_{\delta 1} C_2$. Именно поэтому элементы схемы $R_{\delta 1}$ и C_2 называются времязадающими.



Р и с . 2 . 5

Следует отметить, что на этапе формирования импульса происходит заряд конденсатора C_1 от источника коллекторного питания E_K через переход эмиттер-база насыщенного транзистора T_2 и резистора R_{K1} до напряжения, близкого к E_K . Этот процесс определяет длительность фронта импульса, формируемого на коллекторе транзистора T_1 .

В т о р о й с к а ч о к. При отпирании транзистора T_1 приращения его коллекторного тока замыкаются через C и участок база-эмиттер транзистора T_2 вызывая рассасывание избыточного заряда и вывод этого транзистора из насыщения. Оба транзистора оказываются в активном режиме, коэффициент усиления в петле положительной обратной связи становится больше единицы, и в схеме начинается регенеративный процесс, приводящий к запираению транзистора T_2 и насыщению транзистора T_1 . Однако возврат транзисторов в исходное состояние еще не определяет возврата в исходное состояние всей схемы в целом.

Э т а п в о с с т а н о в л е н и я. На этом этапе происходит заряд времязадающего конденсатора C_2 и разряд ускоряющего конденсатора C_1 . Конденсатор C_2 заряжается от источника E_K по цепи - переход эмиттер-база насыщенного транзистора T_1 , резистор R_{K2} . Так как сопротивлением участка эмиттер-база можно пренебречь, то постоянная времени цепи заряда определяется величиной $C_2 R_{K2}$. Конденсатор C_1 разряжается через резистор R_{C2} , насыщенный транзистор T_1 и через параллельно подключенный к ним резистор R_1 . Обычно емкость конденсатора C_2 значительно больше емкости конденсатора C_1 , поэтому длительность этапа восстановления определяется временем заряда конденсатора C_2 .

Таким образом, в результате воздействия запускающего импульса на коллекторах транзисторов мультивибратора формируются импульсы, длительность которых определяется временем нахождения схемы в квазистойчивом состоянии. Частота следования этих импульсов будет равна частоте запускающих импульсов.

Импульс, формируемый на коллекторе транзистора T_1 - отрицательный. Длительность его фронта t_{ϕ} определяется временем заряда конденсатора C_1 , а длительность среза характеризуется скоростью перехода транзистора T_1 из закрытого состояния в состояние насыщения во время второго скачка.

На коллекторе транзистора T_2 формируется импульс положительной полярности. Длительность фронта этого импульса определяется длительностью регенеративного процесса во время первого скачка. Длительность среза этого импульса определяется временем заряда конденсатора C_2 и равна времени восстановления.

Условия правильного функционирования. Эти условия определяют требования к элементам схемы для обеспечения устойчивого исходного состояния и состояния квазиравновесия. В исходном состоянии должен быть обеспечен режим насыщения транзистора T_1 и режим отсечки транзистора T_2 . Для насыщения необходимо выполнение неравенства $J_{\delta_1} > J_{\delta n_1} = \frac{J_{K n_1}}{\beta_{min}}$, где J_{δ_1} - ток базы первого транзистора, $J_{\delta n_1}$ - ток базы насыщения, $J_{K n_1}$ - ток коллектора в режиме насыщения, β_{min} - минимальная величина коэффициента усиления по току. Учитывая, что $J_{K n_1} \approx \frac{E_K}{R_{K1}}$, $J_{\delta_1} = \frac{E_K}{R_{\delta_1}}$, получим условие насыщения транзистора T_1

$$R_{\delta_1} \leq \beta_{min} R_{K1}. \quad (2.1)$$

Для запираания транзистора T_2 должно выполняться условие

$$R_{\delta_2} \leq \frac{E_{cm}}{J_{ш\delta}}. \quad (2.2)$$

где $J_{ш\delta}$ - экстремальное значение теплового тока транзистора T_2 .

В квазистойчивом состоянии необходимо обеспечить насыщение транзистора T_2 , поскольку условие запираания транзистора T_1 всегда выполняется.

Ток базы транзистора T_2 будет максимален сразу после окончания процесса регенерации $J_{\delta_2 max} = \frac{E_K}{R_{K1}} - \frac{E_{cm}}{R_{\delta_2}}$.

После заряда ускоряющей емкости C_1 этот ток будет меньше

$$J_{\delta_2} = \frac{E_K}{R_{K1} + R} - \frac{E_{cm}}{R_{\delta_2}}.$$

Ток коллектора T_2 обусловлен двумя составляющими - током самого транзистора

$$J_{K n_2} \approx \frac{E_K}{R_{K2}}$$

и током перезаряда емкости C_2

$$J_c = \frac{2E_K}{R_{\delta_1}}$$

так что максимальный ток коллектора

$$J_{K2 \max} \approx \frac{E_K}{R_{K2}} + \frac{2E_K}{R_{\sigma}}$$

Увеличение тока коллектора транзистора T_2 за счет тока J_c можно рассматривать как эквивалентное уменьшение резистора R_{K2} . Действительно, последнее выражение можно переписать в виде

$$J_{K2 \max} \approx \frac{E_K}{R'_{K2}}$$

где $R'_{K2} = \frac{R_{K2}}{1 + \frac{2R_{K2}}{R_{\sigma}}}$ — эквивалентное сопротивление коллектор-

ной нагрузки.

Для поддержания тока $J_{K2 \max}$ необходим базовый ток

$$J_{\sigma 2} \geq \frac{J_{K2 \max}}{\beta_2 \min}$$

Подставляя значение $J_{\sigma 2}$ и $J_{K2 \max}$, получим

$$\frac{E_K}{R_{K1} + R_1} - \frac{E_{cm}}{R_{\sigma 2}} \geq \frac{E_K}{\beta_2 \min R'_{K2}}$$

Решая это уравнение относительно $R_{\sigma 2}$ с учетом того, что $R_{K1} \ll R_1$, получим

$$R_{\sigma 2} \geq \frac{E_{cm}}{E_K} \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R'_{K2} \beta_2 \min}}$$

Из этого выражения следует необходимое условие насыщения транзистора T_2

$$\frac{1}{R_1} > \frac{1}{R_K \beta_2 \min}, \text{ или } R_1 < \beta_2 \min R'_{K2}. \quad (2.3)$$

Д л и т е л ь н о с т ь и м п у л ь с а. Длительность импульса определяется продолжительностью квазистационарного состояния мультивибратора, которая, в свою очередь, зависит от постоянной времени цепи перезаряда конденсатора C_2 . Эквивалентная схема этой цепи приведена на рис.2.6, где насыщенный транзистор T_2 показан "стянутым" в точку. В начальный момент после первого скачка напряжение на конденсаторе C_2 приблизительно равно E_K .

Изменение этого напряжения в процессе перезаряда описывается выражением

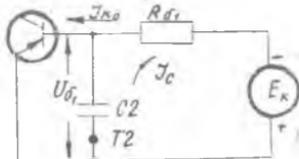
$$U_{C_2}(t') = U_{\delta_1} = -E_K + 2E_K e^{-\frac{t'}{R_{\delta_1} C_2}}$$

$$t' = t - t_1$$

Этап формирования импульса заканчивается, когда напряжение на конденсаторе C_2 , который оказывается подключенным между базой и эмиттером транзистора T_1 , достигает напряжения отпирания этого транзистора - U_{δ_0} .

Приравнявая $U_{C_2}(t) = U_{\delta_0}$, подставляя в последнее выражение $t' = t_u$ и решая его относительно t_u , получим

$$t_u = R_{\delta_1} C_2 \ln \frac{2E_K}{U_{\delta_0} + E_K}$$



Р и с. 2.6

Полагая $U_{\delta_0} \approx 0$, получим приближенное выражение

$$t_u \approx 0,7 R_{\delta_1} C_2 \quad (2.4)$$

Рассмотрим теперь влияние на длительность импульса теплового тока первого транзистора. Протекание этого тока эквивалентно шунтированию перезарядной цепи дополнительным резистором. Чтобы это шунтирование можно следующим образом. Ток J_{K0} создает на резисторе R_{δ_1} дополнительное падение напряжения $J_{K0} \cdot R_{\delta_1}$. Это приводит к тому, что в процессе перезаряда напряжение на конденсаторе C_2 стремится к величине $E_K + J_{K0} \cdot R_{\delta_1}$. Тогда выражение для длительности импульса запишется в виде

$$t_u \approx R_{\delta_1} C_2 \ln \left(1 + \frac{E_K}{E_K + J_{K0} \cdot R_{\delta_1}} \right)$$

Зависимость J_{K0} от температуры будет определять нестабильность длительности генерируемого импульса при изменении температуры окружающей среды. Так при увеличении температуры J_{K0} возрастает, а длительность импульса уменьшается. Выражение для t_u можно переписать в виде

$$t_u \approx R_{\delta_1} C_2 \ln \left(1 + \frac{1}{1 + \frac{R_{\delta_1}}{R_{H1}}} \right),$$

где $R_{H1} = \frac{E_K}{J_{K0}}$ - эквивалентное шунтирующее сопротивление, величина которого составляет, например, для транзисторов МП-40 - 0,3 - 0,5 МОм, МП 104 - $R_{H1} = 10-100$ МОм. Учитывая, что величина R_{δ_1} обычно составляет 20-100 Ом, для приближенных расчетов t_u можно пренебречь влиянием J_{K0} , и использовать упрощенную формулу.

Время восстановления. Как уже указывалось, на этапе восстановления происходит разряд конденсатора C_1 и заряд конденсатора C_2 . Время разряда C_1 определяется соотношением

$$t_p \approx 3C_1 \frac{R_1 R_{\sigma_2}}{R_1 + R_{\sigma_2}},$$

а время заряда конденсатора C_2 - соотношением

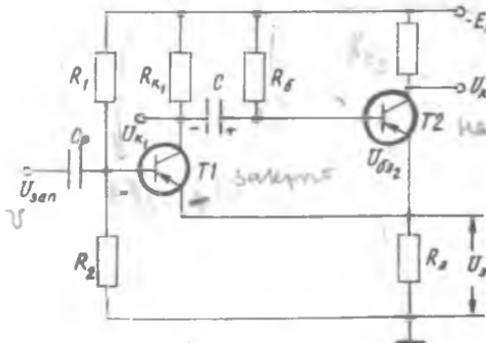
$$t_f \approx 3R_{\kappa_2} C_2. \quad (2.5)$$

Так как обычно $C_2 > C_1$, то время восстановления t_f определяется временем заряда конденсатора C_2 .

§ 2.2. Мультивибратор с эмиттерной связью

Схема мультивибратора с эмиттерной связью приведена на рис. 2.7. Элементами петли положительной обратной связи в этой схеме являются конденсатор C и резистор R_3 . Основные этапы работы данного мультивибратора совпадают с этапами работы предыдущей схемы.

Исходное состояние. В исходном устойчивом состоянии транзистор T_1 закрыт, транзистор T_2 насыщен. Запирание транзистора T_1 обеспечивается подачей с делителя $R_1; R_2$ потенциала, меньшего по абсолютной величине, чем потенциал эмиттера, обусловленный падением напряжения U_3 на резисторе R_3 за счет протекания тока эмиттера транзистора T_2 . Транзистор T_2 открыт и насыщен за счет подачи в цепь базы отпирающего тока через резистор R_4 .



Р и с. 2.7

Конденсатор C заряжен до напряжения $U_C' \approx E_{\kappa} - |U_3'|$, где U_3' - напряжение на эмиттере в исходном устойчивом состоянии.

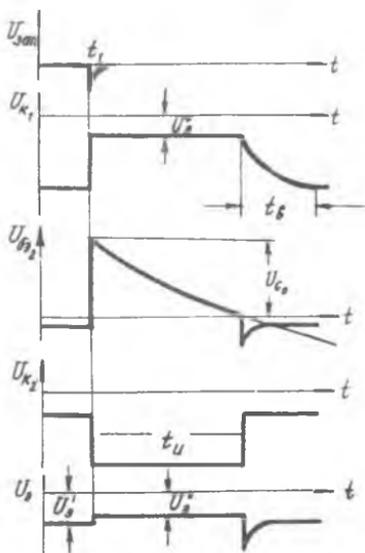
Запуск и первый скачок. На схеме рис. 2.7, запускающий импульс отрицательной полярности подается на базу транзистора T_1 .

Отпирание этого транзистора приводит к появлению на коллекторе положительного перепада, который, передаваясь в цепь базы транзистора T_2 , способствует рассасыванию избыточного заряда и переходу его в активный режим. В схеме восстанавливается цепь положительной обратной связи. Уменьшение тока транзистора T_2 ведет к уменьшению падения напряжения на резисторе R_3 , что приводит к еще большему отпиранию транзистора T_1 и подзапиранию транзистора T_2 . Возникающий регенеративный процесс заканчивается насыщением транзистора T_1 и запиранием транзистора T_2 . Схема переходит в квазистойчивое состояние.

Эта п ф о р м и р о в а н и я и м п у л ь с а. На этом этапе конденсатор C , заряженный в исходном состоянии до напряжения $U_C^1 \approx E_K - |U_3^*|$, оказывается подключенным через насыщенный транзистор T_1 к участку база-эмиттер транзистора T_2 (положительной обкладкой к базе), благодаря чему транзистор T_2 поддерживается в закрытом состоянии. Конденсатор C начинает перезаряжаться через резистор R_3 , источник коллекторного питания, параллельно соединенные резисторы $R_3; R_1; R_2; R_K$, насыщенный транзистор T_1 , и напряжение на нем стремится к величине

$-(E_K - |U_3^*|)$, где U_3^* - падение напряжения на R_3 в квазистойчивом состоянии за счет тока транзистора T_1 . Когда напряжение на конденсаторе приблизится к нулю, транзистор T_2 открывается, и процесс формирования импульса заканчивается.

Второй скачок. После отпирания транзистора T_2 его ток возрастает, падение напряжения на резисторе R_3 увеличивается. Это приводит к выводу транзистора T_1 из режима насыщения и уменьшению его тока, что способствует еще большему отпиранию транзистора T_2 и т.д. Возникающий регенеративный процесс заканчивается насыщением транзистора T_2 и запиранием тран-



Р и с . 2.8

зистора T_1 . Как и ранее, ввиду кратковременности процессов регенерации они не отображены на временных диаграммах рис. 2.3.

Этап восстановления. Во время процесса восстановления происходит заряд времязадающего конденсатора C от источника питания через резисторы R_3 , R_K , R_D , эмиттерный переход насыщенного транзистора T_2 и резистор R_{K1} . Этап восстановления заканчивается, когда напряжение на конденсаторе C достигнет исходного значения $U_C \approx E_K - |U_D'|$.

Выходные импульсы могут сниматься как с коллектора транзистора T_1 (положительной полярности), так и с коллектора транзистора T_2 (отрицательной полярности).

Условия правильного функционирования

Для запираания транзистора T_1 в исходном состоянии необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$|U_{R_3}'| > |U_{R_2}'|.$$

Подставляя в это неравенство выражения

$$|U_{R_3}'| \approx \frac{E_K R_3}{(R_D \parallel R_{K2}) + R_3} = \frac{E_K R_3}{R_3 + R_{K2}};$$

$$|U_{R_2}'| \approx \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2}.$$

$$\frac{E_K R_3}{R_3 + R_{K2}} > \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2}.$$

получим условие запираания T_1 в виде

$$\left\{ \frac{R_1}{R_2} > \frac{R_{K2}}{R_3} \right. \quad (2.6)$$

Для насыщения транзистора T_2 в исходном состоянии необходимо выполнение условия

$$J_{D2}' \geq J_{D2H}'.$$

Подставляя в это неравенство значения J_{D2}' и J_{D2H}' , определяемые соотношениями

$$J_{D2}' \approx \frac{E_K - U_{D32}}{R_D + R_3} \approx \frac{E_K}{R_D},$$

$$y'_{\sigma_{2H}} = \frac{E - U_{\kappa 2}}{(R_{\kappa 2} + R_3) \beta_2 \min} \approx \frac{E_{\kappa}}{\beta_2 \min (R_{\kappa 2} + R_3)}$$

после преобразований получим условие насыщения транзистора T_2 в виде

$$R_{\sigma} \leq \beta_2 \min (R_{\kappa 2} + R_3). \quad (2.7)$$

В квазистойчивом состоянии транзистор T_1 должен быть насыщен. Для этого должно выполняться неравенство

$$|U_{R_3}''| < |U_{R_2}''|.$$

Пренебрегая влиянием тока J_{σ_2} на распределение напряжения между резисторами R_1 и R_2 будем считать, что

$$U_{R_2}'' = U_{R_1}' \approx \frac{E_{\kappa} R_2}{R_1 + R_2}.$$

Пренебрегая также падением напряжения на резисторе R_3 от протекания базового тока транзистора T_1 и тока перезаряда конденсатора C , можно найти, что

$$|U_{R_3}''| \approx \frac{E_{\kappa} R_3}{R_{\kappa 1} + R_3}.$$

Подставляя значения $|U_{R_2}''|$ и $|U_{R_3}''|$ в исходное неравенство, получим условие насыщения транзистора T_1 в квазистойчивом состоянии

$$\frac{R_1}{R_2} < \frac{R_{\kappa 1}}{R_3}. \quad (2.8)$$

• Сопоставляя выражения 2.6 и 2.8, нетрудно определить, что для их выполнения необходимо соблюдение условия

$$R_{\kappa 2} < R_{\kappa 1}. \quad (2.9)$$

Это неравенство должно выполняться с запасом в 1,5–2 раза.

Условие запирания транзистора T_2 в квазистойчивом состоянии ($U_{\sigma_{22}} > 0$) при насыщенном транзисторе T_1 выполняется всегда, так как между базой и эмиттером этого транзистора включен конденсатор C , заряженный до напряжения, близкого к E_{κ} .

Д л и т е л ь н о с т ь и м п у л ь с а. Длительность генерируемого мультивибратором импульса определяется интервалом времени, в течение которого напряжение на конденсаторе C уменьшается до напряжения отпираания транзистора T_2 .

Начальное напряжение на конденсаторе $U_C' \approx E_K - U_{R_3}$. Напряжение, до которого стремится перезарядиться конденсатор $- U_C'' \approx E_K - U_{R_3}'$. Закон изменения напряжения на конденсаторе, а следовательно и на базе транзистора $T_2 - U_{\beta_2}$, запишется в виде

$$U_C(t') \approx U_{\beta_2}(t') - (E_K - U_{R_3}'') + [(E_K - U_{R_3}') + (E_K - U_{R_3}'')] e^{-\frac{t'}{T}},$$

где T - постоянная времени цепи перезаряда $t' = t - t_1$.

Цепь перезаряда образована резистором R_{β} и параллельным соединением резисторов R_1, R_{K_1}, R_2, R_3 , т.е. $T = C (R_{\beta} + R_1 \parallel R_{K_1} \parallel R_2 \parallel R_3)$. Учитывая, что обычно $R_{\beta} \gg R_1 \parallel R_{K_1} \parallel R_2 \parallel R_3$, можно считать

$$T \approx R_{\beta} C.$$

Примем напряжение отпирания транзистора T_2 равным нулю. Тогда, приравнивая левую часть выражения $U_{\beta_2}(t)$ к нулю, подставляя значение $t = t_u$ и решая полученное уравнение относительно t_u , получим

$$t_u = R_{\beta} C \ln \left(1 + \frac{E_K - U_{R_3}'}{E_K + U_{R_3}''} \right)$$

или, пренебрегая различием U_{R_3}' и U_{R_3}'' ,

$$t_u \approx 0,7 R_{\beta} C. \quad (2.10)$$

Время восстановления. Цепь заряда конденсатора C представляет собой последовательное соединение резистора R_{K_1} и группы параллельно соединенных резисторов R_{β}, R_{K_2}, R_3 . Учитывая, что $R_{\beta} \gg R_{K_2}, R_{\beta} \gg R_3$, постоянную времени цепи заряда можно считать равной

$$T_3 \approx C \left(R_{K_1} + \frac{R_3 R_{K_1}}{R_3 + R_{K_1}} \right).$$

Тогда время восстановления определится соотношением

$$t_{\beta} \approx 3C \left(R_{K_1} + \frac{R_3 R_{K_1}}{R_3 + R_{K_1}} \right) \quad (2.11)$$

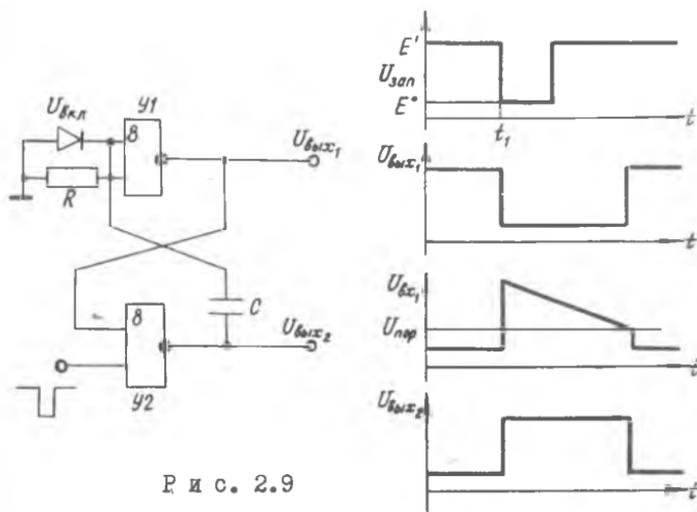
Достоинствами данной схемы являются хорошая форма импульса на коллекторе транзистора T_2 и отсутствие дополнительного источника смещения.

§ 2.3. Мультивибраторы на логических интегральных схемах

Для построения импульсных устройств в последние годы широко используются интегральные схемы (ИС). Обычно ИС играют роль ключей и управляющих устройств, а времязадающие RC цепи являются навесными. Рассмотрим некоторые схемы ждущих мультивибраторов на ИС. В качестве элементов И-НЕ наиболее часто используются логические элементы типа ДТИ и ТТЛ [5] - [8].

Мультивибратор на двух вентилях

На рис.2.9 приведена схема ждущего мультивибратора на двух типовых вентилях И-НЕ и диаграмма, поясняющие работу схемы.



Р и с. 2.9

Исходное состояние. Так как оба входа вентиля $Y1$ подключены к корпусу, на выходе его устанавливается уровень логической единицы (высокий уровень). При этом на обоих входах вентиля $Y2$ присутствуют сигналы логической единицы, а на его выходе - сигнал логического нуля. Через резистор R протекает входной ток вентиля $Y1$, создавая незначительное падение напряжения $U_{вх1} = I_{вх1} R$. Конденсатор C практически разряжен.

Запуск и первый скачок. Запускается схема отрицательным импульсом, подаваемым на один из входов вентиля У2. Под действием этого импульса на выходе вентиля У2 через время t_3 устанавливается уровень логической единицы. Этот скачок через емкость C передается на вход вентиля У1, в результате чего на его выходе появляется уровень логического нуля, который, поступая на вход вентиля У2, способствует удержанию высокого уровня на его выходе и после окончания запускающего импульса. Учитывая, что задержка появления низкого уровня на входе У2 относительно начала запускающего импульса составляет $2t_3$, для надёжного запуска схемы длительность запускающего импульса не должна быть менее $2t_3$. С момента появления низкого уровня на входе У2 схема переходит в квазистойчивое состояние.

Этап формирования импульса. На этом этапе работы происходит заряд конденсатора C от источника питания вентиля У2 через выходное сопротивление его и резистор R . Ток заряда i_C конденсатора создает на резисторе R падение напряжения, которое способствует сохранению квазистойчивого состояния. По мере заряда ток i_C падает, падает напряжение на R . В какой-то момент времени это напряжение становится равным пороговому напряжению $U_{пор}$ вентиля У1. На этом заканчивается этап формирования импульса.

Второй скачок. Когда напряжение на входе вентиля У1 становится в процессе уменьшения равным пороговому, на выходе этого вентиля появляется уровень логической единицы, который поступая на вход вентиля У2, переводит его в исходное состояние. С этого момента начинается этап восстановления.

Этап восстановления. Конденсатор C разряжается через открытый диод и открытый выходной каскад вентиля У2. Диод позволяет устранить большие отрицательные импульсы на входе вентиля У1 и сокращает время восстановления.

Таким образом, при подаче запускающего импульса на выходе вентиля У1 формируется отрицательный импульс, а на выходе вентиля У2 — импульс положительной полярности.

Условия правильного функционирования. В исходном устойчивом состоянии необходимо, чтобы на выходе вентиля У1 поддерживался уровень логической единицы. Для этого величина падения напряжения на резисторе R за счет

протекания входного тока вентиля $J_{\delta x}$ не должна превышать порогового уровня вентиля $U_{пор}$, т.е.

$$J_{\delta x} R < U_{пор}.$$

Так как $J_{\delta x} = J_{\delta x}^0 R_{\delta x} / (R + R_{\delta x})$, где $J_{\delta x}^0$ - входной ток при нулевом напряжении на входе, $R_{\delta x}$ - входное сопротивление вентиля, то для определения R получим выражение

$$R // R_{\delta x} < \frac{U_{пор}}{J_{\delta x}^0}. \quad (2.12)$$

Таким образом, в устойчивом состоянии достаточным для нормальной работы является выполнение лишь одного условия. В квазистационарном состоянии для нормальной работы схемы необходимо, чтобы величина уровня напряжения на выходе вентиля У2 превышала пороговый уровень вентиля У1.

Длительность импульса определяется временем, в течение которого напряжение на входе вентиля У1 превышает пороговый уровень $U_{пор}$. Это время, в свою очередь, определяется временем заряда конденсатора, начальным уровнем $U_{\delta x, нач}$ и $U_{пор}$. Цепь заряда конденсатора включает выходное сопротивление вентиля У2 - $R_{\delta_{01x}}$, резистор R имеет постоянную времени $\tau = C(R + R_{\delta_{01x}})$.

Начальный уровень напряжения на входе вентиля У1 сразу же после первого скачка определяется выражением $U_{\delta x, нач} = E' - E^0 + J_{\delta x} R$, где E' - уровень логической единицы, E^0 - уровень логического нуля на выходе вентиля У2. По мере заряда конденсатора это напряжение стремится к нулю (если пренебречь током вентиля при подаче на его вход уровня логической единицы). Тогда изменение $U_{\delta x}(t')$ во времени будет описываться выражением

$$U_{\delta x}(t') = (E' - E^0 + J_{\delta x} R) e^{-\frac{t'}{\tau} \frac{R}{R_{\delta_{01x}} + R}}$$

$$t' = t - t_0$$

(считаем, что $U_{\delta x}(0) = U_{\delta x, нач}$). В момент окончания импульса $t = t_u - U_{\delta x}(t') = U_{пор}$. Подставляя эти значения и решая полученное уравнение относительно t_u , найдем

$$t_u = \tau \ln \frac{E' - E^0 + J_{\delta x} R}{U_{пор}} \frac{R}{R_{\delta_{01x}} + R}.$$

При выполнении неравенств $R_{\delta_{01x}} \ll R$, $J_{\delta x} R \ll E'$, для оценки длительности импульса можно использовать выражение

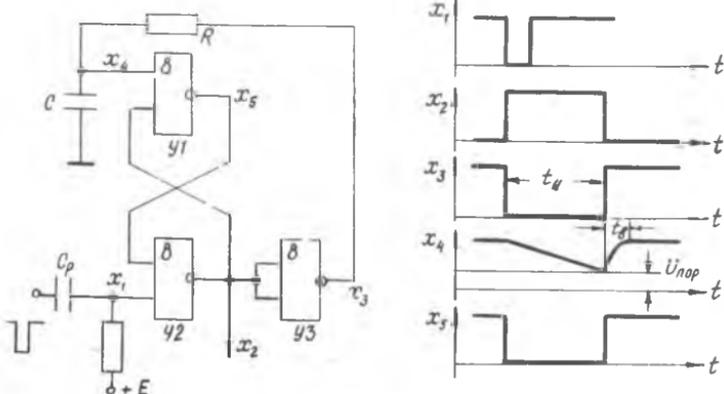
$$t_u \approx \tau \ln \frac{E'}{U_{пор}}. \quad (2.13)$$

Время восстановления. На этапе восстановления конденсатор разряжается практически постоянным током коллектора выходного транзистора вентиля $Y2 - J_K$. Если считать, что за время формирования импульса конденсатор успевает зарядиться до напряжения $U_C = E' - E^0$, то время восстановления определится выражением

$$t_B \approx \frac{C(E' - E^0)}{J_K} \quad (2.14)$$

Мультивибратор на трех вентилях

Схема мультивибратора и диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис.2.10. Обозначим сигналы в соответствующих точках схемы X_1, X_2, X_3, X_4, X_5 . X_1 - входной сигнал. Выходные сигналы - X_2, X_5 .



Р и с. 2.10

Исходное состояние. Устойчивое состояние схемы удобно характеризовать табл. 2.1, отображающей уровни сигналов в соответствующих точках схемы

Таблица 2.1

X_1	X_2	X_3	X_4	X_5
1	0	1	1	1

Таблица 2.2

X_1	X_2	X_3	X_4	X_5
0 1	1	0	1	0

В этом состоянии конденсатор C заряжен до напряжения E' , соответствующего уровню логической единицы.

Запуск и первый скачок. С приходом запускающего импульса на вход X_1 на выходе Y_2 появится 1, на выходе $X_3 = 0$. Так как сигнал с X_2 поступает на вход вентиля Y_1 , на втором входе которого поддерживается за счет емкости уровень 1, то на выходе X_5 появится 0, что способствует поддержанию на выходе X_2 уровня 1. Таким образом, через время $\Delta t \approx 2t_3$ схема переходит в квазиустойчивое состояние, которое характеризуется табл. 2.2.

Этап формирования импульса. С момента перехода схемы в квазиустойчивое состояние начинается разряд конденсатора C через резистор R и выходное сопротивление вентиля Y_3 . Разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не станет равным пороговому напряжению $U_{пор}$ вентиля Y_1 .

Второй скачок. При дальнейшем уменьшении напряжения на конденсаторе вентиль Y_1 переходит в запертое состояние, и на его выходе появляется сигнал 1. Этот сигнал, поступая на вход вентиля Y_2 , вызывает появление на его выходе сигнала 0, а на выходе вентиля Y_3 сигнала 1. Таким образом, все вентили возвращаются в исходное состояние, и начинается этап восстановления.

Этап восстановления. На этом этапе конденсатор C заряжается от источника питания вентиля Y_3 через выходное сопротивление и резистор R .

Условия правильного функционирования. В исходном устойчивом состоянии через выходной каскад вентиля Y_3 и резистор R протекает ток $I_{кx}$ вентиля Y_1 . Для обеспечения устойчивого состояния, определяемого табл. 2.1, необходимо, чтобы падение напряжения на R за счет $I_{кx}$ не приводило к снижению потенциала X_4 ниже порогового уровня вентиля Y_1 , т.е.

$$E' - I_{кx}' R > U_{пор}.$$

Отсюда

$$R < \frac{E' - U_{пор}}{I_{кx}'}$$

Для обеспечения помехоустойчивости последнее неравенство должно выполняться с запасом.

Длительность импульса, формируемого схемой, может быть определена соотношением 2.13.

Время восстановления определяется временем заряда конденсатора C

$$t_{\text{в}} = 3CR_{\text{экв}}, \quad (2.15)$$

где

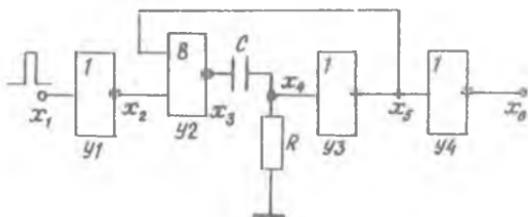
$$R_{\text{экв}} = R_{\text{вх}} + R.$$

К недостаткам схемы следует отнести то, что запускающий импульс должен быть короче импульса, формируемого схемой. В противном случае длительность выходного импульса будет равна длительности входного. Кроме того, из-за ограничений, накладываемых на величину резистора R , для получения импульсов большой длительности требуются большие величины емкости C .

Мультивибратор на четырех вентилях

Схема мультивибратора приведена на рис. 2.II.

Исходное состояние характеризуется табл. 2.3. Конденсатор C разряжен. С приходом запускающего импульса положительной полярности схема переходит в квазиустойчивое состояние, характеризующееся табл. 2.4.



Р и с. 2.II

Начинается заряд конденсатора. Ток заряда создает падения напряжения на резисторе R , за счет чего на входе УЗ поддерживается высокий уровень. По мере заряда конденсатора ток заряда уменьшается, уровень напряжения на входе УЗ падает. В момент достижения

Таблица 2.3

X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6
0	1	0	0	1	0

Таблица 2.4

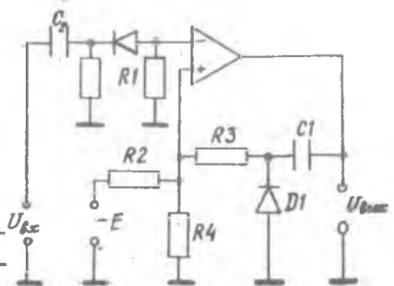
X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6
1	0	1	1	0	1

этим напряжением порогового уровня происходит второй скачок, после которого начинается этап восстановления. Соотношения, определяющие условия нормального функционирования, длительность импульса, время восстановления аналогичны соотношениям, полученным для первой схемы на двух вентилях.

§ 2.4. Мультивибраторы на основе операционных усилителей

Кроме цифровых интегральных схем, для построения импульсных устройств могут использоваться и аналоговые интегральные схемы, в частности, операционные усилители (ОУ) [9] — [11]. На рис. 2.12 приведена схема ждущего мультивибратора на основе ОУ. Рассмотрим принцип ее работы.

Исходное состояние. За счет подачи на неинвертирующий вход (+-вход) усилителя отрицательного напряжения от внешнего источника E усилитель находится в режиме ограничения. Поскольку напряжение на выходе усилителя отрицательно, этот режим называется режимом отрицательного ограничения. Конденсатор $C1$ заряжен до напряжения U_0 — выходного напряжения усилителя в режиме ограничения. Это состояние схемы устойчиво.



Р и с. 2.12

Запуск и первый скачок. При поступлении отрицательного запускающего импульса на инвертирующий вход (И-вход) ОУ выходное напряжение ОУ увеличивается. Через цепь $C1$, R_3 это увеличение передается на Н-вход ОУ. Увеличение напряжения на Н-входе приводит к дальнейшему увеличению выходного напряжения. Таким образом, в схеме развивается регенеративный процесс, заканчивающийся переходом ОУ в режим положительного ограничения (режим ограничения, когда напряжение на выходе ОУ положительно). Для возникновения лавинообразного процесса необходимо, чтобы ПОС через $C1$, R_3 была достаточно глубокой с тем, чтобы положительная составляющая напряжения на Н-входе ОУ за счет ПОС была больше модуля отрицательной составляющей вследствие действия E .

Этап формирования импульса. Так как конденсатор С1 за время регенеративного процесса не успевает разрядиться, то положительное напряжение на Н-входе ОУ в первый момент после скачка будет большим. Затем начинается разряд конденсатора С1 через R_3 , R_4 , R_2 , источник E и выходное сопротивление ОУ. При этом величина напряжения на Н-входе уменьшается. Когда это напряжение достигнет порогового уровня, усилитель выйдет из насыщения и напряжение на выходе начнет уменьшаться. На этом заканчивается этап формирования импульса.

Второй скачок. Уменьшение напряжения на выходе ОУ через конденсатор С1 и резистор R_3 передается на Н-вход, ускоряя падение напряжения. Возникает регенеративный процесс, в конце которого усилитель оказывается в режиме отрицательного ограничения (исходное состояние).

Этап восстановления. После второго скачка начинается заряд конденсатора С1 через выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ ОУ и прямое сопротивление диода $D_1 - R_{\text{пр}}$. По окончании заряда схема готова к очередному срабатыванию.

Условия правильного функционирования. В устойчивом состоянии необходимо, чтобы напряжение на Н-входе ОУ было отрицательным и превышало по абсолютной величине пороговый уровень ограничения U_n . Если пренебречь входным током ОУ, это условие обеспечивается выполнением неравенства

$$\frac{R_2}{R_4} > \frac{E}{U_n} - 1. \quad (2.16)$$

Для обеспечения регенеративного процесса необходимо, чтобы общий коэффициент усиления в петле ПОС был больше единицы. Это обеспечивается правильным выбором резисторов R_2 , R_3 , R_4

$$\frac{R_2 \parallel R_4}{R_2 \parallel R_4 + R_3} > \frac{1}{K},$$

где K - коэффициент усиления ОУ.

Длительность импульса, формируемого в схеме, определяется временем разряда конденсатора до момента, когда напряжение на Н-входе упадет до U_n . Для случая $U_n \approx 0$,

$$t_u \approx R_{\text{экв}} C \ln \frac{2U_0}{E_{\text{экв}}} \left(1 - \frac{R_3}{R_{\text{экв}}}\right), \quad (2.17)$$

где $R_{\text{экв}} = R_3 + R_2 \parallel R_4$;

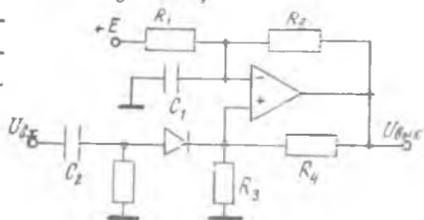
$$E_{\text{экв}} = E \frac{R_4}{R_2 + R_4}.$$

Длительность процесса восстановления определяется выражением

$$t_{\text{в}} = 3(R_{\text{пр}} + R_{\text{бв,х}})C. \quad (2.18)$$

Другой вариант схемы ждущего мультивибратора приведен на рис. 2.13. В этой схеме времязадающая цепь, определяющая длительность импульса, состоит из резисторов R_1 , R_2 и конденсатора C , а цепь ПОС образована резисторами R_3 , R_4 .

Исходное состояние и е. Под действием положительного напряжения E усилитель находится в режиме отрицательного ограничения. При этом напряжение на И-входе поддерживается на уровне, превышающем порог ограничения $-U_n$, и конденсатор C заряжен до этого уровня.



Р и с. 2.13

Запуск и первый скачок. При подаче положительного запускающего импульса напряжение на выходе ОУ начинает увеличиваться. За счет цепи ПОС возникает лавинообразный процесс, заканчивающийся переходом схемы в квазиустойчивое состояние, когда ОУ находится в режиме положительного ограничения.

Этап формирования импульса. В квазиустойчивом состоянии происходит заряд конденсатора $C1$, и напряжение на нем повышается. Процесс будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не станет близким к напряжению на И-входе.

Второй скачок. Когда напряжение на И-входе становится близким напряжению на Н-входе, усилитель выходит из режима насыщения, и отрицательные перепады выходного напряжения, передаваемые на вход, приведут к возникновению регенеративного процесса. Этот процесс заканчивается переходом ОУ в режим отрицательного ограничения.

Этап восстановления. После возврата ОУ в исходное состояние начинается разряд конденсатора $C1$ через резисторы R_1 и R_2 . В конце этого процесса напряжение на И-входе ОУ становится равным исходному.

Условие правильного функционирования. Для обеспечения исходного состояния напряжение на И-входе ОУ должно быть положительным и превышать порог ограничения U_n . Это условие выполняется при соблюдении неравенства

$$E > U_n \frac{R_1 + R_2}{R_2} + U_0 \frac{R_1}{R_2}$$

или, если принять $U_n \approx 0$,

$$\text{то } E > U_0 \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.19)$$

Регенеративный процесс в схеме будет возникать в том случае, если действие ПОС через R_3, R_4 будет более эффективным, чем действие ООС через R_1, R_2 . Для этого необходимо выполнение неравенства

$$\beta_n = \frac{R_3}{R_3 + R_4} > \beta_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.20)$$

Это же условие обеспечивает поддержание схемы в квазистойчивом состоянии после первого скачка.

Длительность импульса. В этой схеме длительность генерируемого импульса зависит не только от постоянной времени цепи заряда конденсатора C , но и от уровня напряжения на И-входе. Как уже отмечалось, переход из квазистойчивого состояния в устойчивое начинается в момент, когда напряжение на конденсаторе становится близким к напряжению на И-входе.

Анализируя эквивалентную схему цепи заряда конденсатора, нетрудно написать выражение для напряжения на конденсаторе в квазистойчивом состоянии:

$$U_c(t) = (U_{2p} - U_{c0}) e^{-\frac{t}{R_{экв}C}} - U_{c0},$$

где $U_{c0} = E - \frac{(U_0 + E)R_1}{R_1 + R_2}$ — начальное напряжение на конденсаторе;

$U_{2p} = U_0 - \frac{(U_0 - E)R_2}{R_1 + R_2}$ — уровень, до которого стремится зарядиться конденсатор;

$$R_{экв} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \beta_0 R_2.$$

Приравнявая при $t = t_u$ $U_c(t)$ к напряжению на И-входе — и решая полученное уравнение относительно, t_u получаем

$$U_n = U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Таблица 3.1

X_1	X_2	X_3	X_4
0	1	0	1

Таблица 3.2

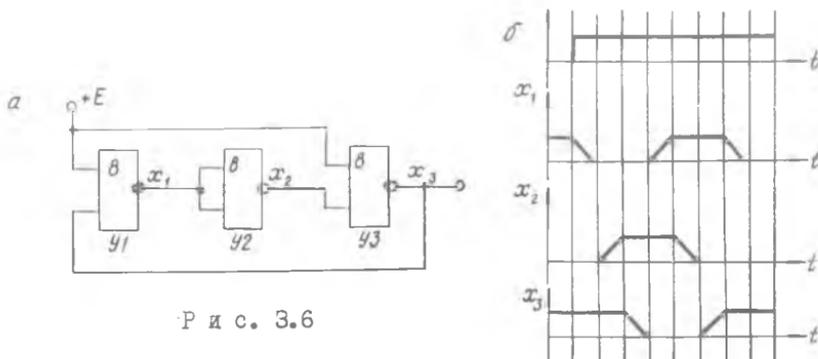
X_1	X_2	X_3	X_4
1	0	1	0

Конденсатор C начинает заряжаться через выходные сопротивления вентилей Y_1, Y_2 и резистор R . Напряжение в точке X_3 увеличивается и достигает порогового уровня через определенное время. Тогда состояние схемы изменится и будет следующим (табл. 3.2).

Конденсатор C начинает разряжаться через резистор R и выходные сопротивления вентилей Y_1, Y_2 . Через некоторое время потенциал точки X_3 достигнет порогового уровня, и схема вернется в первоначальное состояние, завершая период колебания. Изменением величины емкости конденсатора можно в широких пределах менять период автоколебаний.

Мультивибратор на собственных задержках интегральных схем [8].

Для генерации высокочастотных колебаний можно использовать собственные задержки интегральных схем. На рис. 3.6,а приведена схема мультивибратора, использующего этот принцип. Он содержит три вентиля и генерирует колебания с периодом $T = \delta t_3$. Частота умень-



Р и с. 3.6

шается с увеличением числа вентилей, которое должно быть нечетным.

Работа схемы иллюстрируется диаграммами рис. 3.6, б.

При отсутствии управляющего напряжения E схема находится в состоянии, определенном табл. 3.3.

Т а б л и ц а 3.3

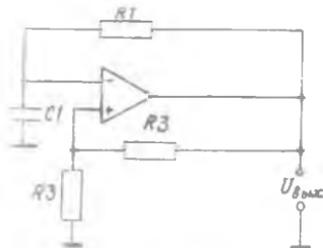
X_1	X_2	X_3
1	0	1

Пусть в момент $t=0$ подается управляющее напряжение. Это приведет к изменению состояния вентиля У1, на выходе которого через интервал t_3 появится уровень логического нуля. Через интервал $2t_3$ на выходе вентиля У2 появится уровень логической единицы,

а через $3t_3$ на выходе вентиля У3 появится 0. Это приведет к появлению логической единицы на выходе У1 через $4t_3$, логического нуля на выходе У2 через $5t_3$, логической единицы на выходе У3 через $6t_3$ и т.д. Использование элементов ПТЛ позволяет получить частоту автоколебаний более 30 МГц.

§ 3.3. Мультивибраторы на операционных усилителях

На основе ОУ можно построить различные схемы релаксационных генераторов. Наиболее простые генераторы обычно содержат ОУ, охваченный цепями ПОС и ООС, причем цепь ПОС должна быть опережающей по отношению к цепи ООС. Тогда цепь ПОС будет обеспечивать лавинообразный переход генератора из одного состояния в другое, а цепь ООС будет ограничивать время пребывания в каждом состоянии.



Р и с. 3.7

На рис. 3.7 и 3.8 приведены схемы простейших мультивибраторов на основе ОУ [9], [11].

В мультивибраторе рис. 3.7 цепь ПОС выполнена в виде делителя R_2, R_3 , а цепь ООС содержит интегрирующую цепь R_1, C_1 . Полупериод колебаний этого мультивибратора определяется временем, в течение которого конденсатор C_1 под воздействием $U_{в.вых}$ перезарядится до напряжения, задаваемого на Н-входе делителем R_2, R_3 .

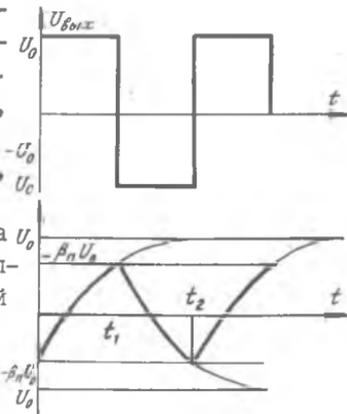
Рассмотрим принцип работы данной схемы. Пусть усилитель находится в режиме положительного ограничения. Тогда напряжение на входе определится выражением

$$U_H = \beta_n U_0,$$

где

$$\beta_n = \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

За счет заряда через резистор R_1 напряжение на конденсаторе, который в предыдущем полупериоде был заряжен до напряжения $\beta_n U_0$, начинает возрастать, стремясь к величине U_0 . В момент времени t_1 , когда $U_C(t) = \beta_n U_0$, усилитель скачком переходит в режим отрицательного ограничения за счет действия ПОС. В результате этого на Н-входе ОУ устанавливается напряжение $-\beta_n U_0$. Конденсатор C_1 начинает перезаряжаться, и напряжение на нем стремится к U_0 . В момент t_2 , когда $U_C(t) = -\beta_n U_0$, происходит переход ОУ в режим положительного ограничения. Таким образом, на U_0 выходе ОУ формируется периодическое напряжение. Определим период автоколебаний мультивибратора. На интервале времени $0-t_1$ напряжение на конденсаторе можно записать в виде



Р и с. 3.8

$$\begin{aligned} U_C(t) &= (\beta_n + 1) U_0 (1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}) - \beta_n U_0 = \\ &= U_0 - (\beta_n U_0 + U_0) e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

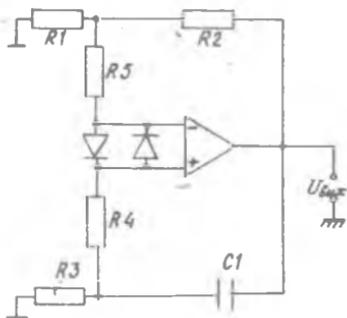
Так как при $t = t_1$, $U_C(t_1) = \beta_n U_0$, то, приравнявая выражение 3.5 к $\beta_n U_0$ и решая получившееся уравнение относительно t_1 , получим

$$t_1 = R_1 C_1 \ln \frac{\beta_n + 1}{\beta_n - 1}. \quad (3.6)$$

Аналогично рассматривая интервал $t_1 - t_2$, найдем длительность второго полупериода и период автоколебаний

$$T = 2 R_1 C_1 \ln \frac{\beta_n + 1}{\beta_n - 1}. \quad (3.7)$$

Во второй схеме рис. 3.9 цепь ПОС выполнена на дифференцирующей цепи C_1, R_3 , а цепь ООС образована делителями R_1, R_2 . Резисторы R_1, R_2 и диоды ограничивают диффе-



Р и с. 3.9

ренциальное входное напряжение ОУ. Если $R_5 \gg R_1$, R_2 и $R_5 \gg R_3$, то период колебаний будет определяться соотношением

$$T_n = 2C_1 R_3 \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right). \quad (3.8)$$

Глава IV

БЛОКИНГ - ГЕНЕРАТОР

Блокинг-генератор (БГ) - это регенеративное устройство формирования импульсов, в котором цепь положительной обратной связи содержит трансформатор. Блокинг-генераторы могут работать в режимах: ждущем, автоколебательном, синхронизации и деления частоты. Входящий в состав БГ трансформатор усложняет его конструкцию, затрудняет микроминиатюризацию, поэтому в транзисторной аппаратуре БГ используется реже, чем мультивибратор.

§ 4.1. Блокинг-генератор в автоколебательном режиме

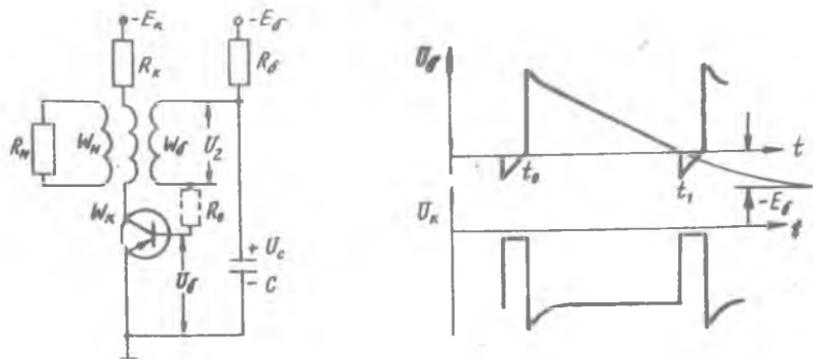
Схема БГ приведена на рис. 4.1. Резистор R_k предназначен для ограничения коллекторного тока и выбирается из условия

$$R_k \geq \frac{E_k}{J_{k. доп}},$$

где $J_{k. доп}$ - допустимый ток коллектора в режиме переключения.

Обмотки трансформатора W_k и W_d должны быть включены так, чтобы обеспечивалась положительная обратная связь, т.е. увеличение (уменьшение) коллекторного тока должно приводить к такому изменению напряжения на обмотке W_d , которое способствовало бы отпиранию (запиранию) транзистора.

Исходное состояние. За исходное состояние схемы прием момент t_0 после генерации предыдущего импульса, когда конденсатор C оказывается заряженным до напряжения U_c , причем положительно заряженная обкладка подключена к базе транзистора. Все напряжение U_c приложено к участку база-эмиттер $U_c = U_b$ транзистора и запирает его.



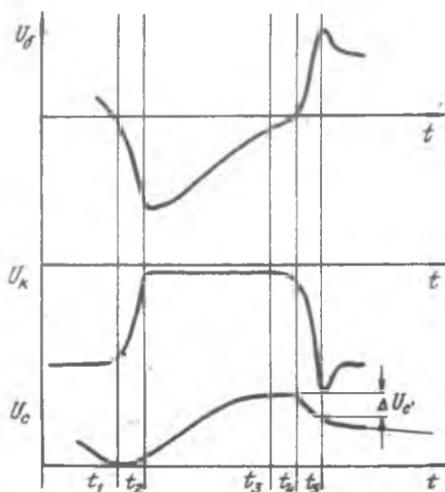
Р и с. 4.1

Э т а п р е л а к с а ц и и. Напряжение на конденсаторе уменьшается со временем, так как конденсатор перезаряжается через резистор R_B и напряжение на нем стремится к величине E_E . На интервале $t_0 - t_1$, когда $U_c \approx U_b > 0$, транзистор поддерживается в запертом состоянии, и напряжение на его коллекторе близко к $\kappa - E_K$. В момент t_1 транзистор открывается, и начинается регенеративный процесс опрокидывания.

П е р в ы й с к а ч о к. При открывании транзистора появляется увеличивающийся коллекторный ток. Этот ток, протекая по обмотке W_K трансформатора, создает магнитное поле, которое наводит ЭДС в базовой обмотке W_B . При правильном включении обмоток отрицательный полюс наведенной ЭДС прикладывается к базе, увеличивая базовый ток, а следовательно, и ток коллектора. Приращение коллекторного тока I_K , трансформируясь в базовую цепь способствует дальнейшему возрастанию тока базы I_B . Процесс нарастания токов носит лавинообразный характер, заканчивается насыщением транзистора, когда он теряет усилительные свойства, и цепь положительной обратной связи разрывается.

Этап формирования вершины импульса. После окончания скачка коллекторный и базовый токи достигают максимальных значений. Напряжение на коллекторе близко к нулю, а базовое напряжение велико и вызывает большой базовый ток. В первый момент после скачка напряжение между базой и эмиттером транзистора определяется напряжением на базовой обмотке трансформатора $U_{\sigma} = U_2$, так как за время регенеративного процесса конденсатор практически не заряжается. Затем начинается заряд конденсатора, и напряжение U_{σ} уменьшается, уменьшается и базовый ток.

В момент t_3 (рис. 4.2) напряжение на базе становится близким к нулю, однако транзистор не запирается, поскольку в базе накоплен большой избыточный заряд носителей. Дальнейшее рассасывание заряда базы происходит за счет роста тока намагничивания. Так как транзистор насыщен, то все напряжение источника E_{κ} оказывается приложенным к обмотке трансформатора. При этом ток в обмотке из-за действия ЭДС самоиндукции устанавливается не сразу, а постепенно, увеличиваясь по закону, близкому к линейному. За счет роста этого тока происходит рассасывание избыточного заряда, и транзистор в момент t_4 выходит



Р и с. 4.2

из насыщения. Начинается второй регенеративный процесс.

Второй скачок. В момент перехода транзистора в активный режим, восстанавливается действие положительной обратной связи. Продолжающееся за счет заряда конденсатора C уменьшение отрицательного напряжения на базе, а вместе с ним и уменьшение базового тока, ведет к уменьшению скорости нарастания тока намагничивания. Это, в свою очередь, приводит к уменьшению ЭДС базовой обмотки U_2 . Уменьшение U_2 ведет к увеличению напряжения на базе, так как напряжение на конденсаторе остается практически неизменным, а $U_{\sigma} = U_2 - U_2'$. В результате ток базы и ток коллектора уменьшаются.

Таким образом, развивается лавинообразный процесс, приводящий к запиранию транзистора.

Из-за быстрого уменьшения напряжения базовой обмотки трансформатора напряжение на базе транзистора становится положительным, что ведет к появлению броска отрицательного базового тока. Этот выброс тока разряжает конденсатор на величину ΔU_c (рис.4.2).

В ы б р о с н а п р я ж е н и я. За время второго регенеративного процесса ток намагничивания трансформатора практически не изменяется, так что в магнитном поле трансформатора запасается определенное количество энергии. Эта энергия после запирания транзистора выделяется в виде выбросов напряжения на обмотках трансформатора. Амплитуда этих выбросов может превышать напряжение источника питания.

При запирании транзистора ток намагничивания, протекающий в коллекторной обмотке трансформатора, не может исчезнуть мгновенно. Некоторое время под действием ЭДС самоиндукции он продолжает проходить по обмотке, заряжая емкость, подключенную параллельно обмотке и представляющую собой сумму емкостей коллекторного, эмиттерного переходов, нагрузки, пересчитанных в коллекторную цепь. Величина напряжения, до которого заряжается эта емкость, и определяет величину отрицательного выброса на коллекторе. Этот выброс трансформируется в базовую цепь в виде положительного импульса. Для уменьшения выброса коллекторную обмотку трансформатора шунтируют цепью, состоящей из диода и резистора. Под действием выброса диод открывается и энергия, запасенная в магнитном поле, рассеивается на резисторе.

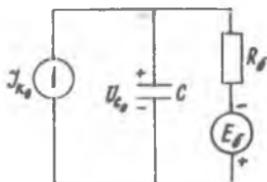
Анализ схемы

Э т а п р е л а к с а ц и и. Как уже указывалось, на этом этапе происходит перезаряд конденсатора, начальный уровень напряжения на котором обозначим U_{c0} . На процесс перезаряда влияет тепловой ток запятого транзистора. Схема цепи перезаряда представлена на рис.4.3. Используя теорему об эквивалентном генераторе, можно преобразовать эту схему в эквивалентную - рис. 4.4, где $E_{экв} = E_{\beta} + I_{к} R_{\sigma}$. Закон изменения напряжения на конденсаторе в соответствии с этой схемой может быть записан в виде $U_c(t) = (U_{c0} + E_{экв})e^{-\frac{t}{T}} - E_{экв}$.

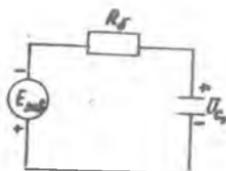
Этап релаксации заканчивается при $U_c(t) = 0$. Приравнявая $U_c(t)$ нулю и полагая, что при этом $t = t_n$, получим уравнение, решение которого относительно t_n дает

$$t_n = R_{\sigma} C \ln \left(1 + \frac{U_{c0}}{E_{\sigma} + J_{\kappa 0} R_{\sigma}} \right). \quad (4.1)$$

Из формулы 4.1 видно, что при отсутствии базового источника время релаксации — интервал между импульсами — сильно зависит от $J_{\kappa 0}$.



Р и с. 4.3.



Р и с. 4.4

Влияние $J_{\kappa 0}$ уменьшается с ростом E_{σ} , поэтому резистор R_{σ} часто подключают к источнику питания цепи коллектора — E_{κ} .

Величина U_{c0} , входящая в выражение (4.1), может быть определена из следующих соотношений:

$$U_{c0} = U_{c \max} - \Delta U_c;$$

$$U_{c \max} \approx n, E_{\kappa};$$

$$\Delta U_c = \frac{Q_{зр}}{C} = \frac{J_{\kappa 0} T \alpha}{C},$$

где $n = \frac{W_{\sigma}}{W_{\kappa}}$ — коэффициент трансформации;

$W_{\kappa}; W_{\sigma}$ — число витков соответственно коллекторной и базовой обмоток трансформатора.

Последнее выражение отображает тот факт, что за время броска отрицательного базового тока из базы транзистора удаляется заряд $Q = Q_{зр}$. Удаленный заряд нейтрализует на эту же величину заряд конденсатора, при этом напряжение на нем уменьшается на величину

$$\Delta U_c = \frac{Q_{зр}}{C}.$$

Длительность фронта формируемого импульса. Процесс опрокидывания (первый скачок), в течение которого формируется фронт выходного импульса, может быть описан с использованием уравнения заряда базы. Так как в активном режи-

ме $Q = J_K \tau_\alpha$, то оно запишется в виде

$$\tau_\alpha \frac{dJ_K}{dt} + \frac{\tau_\alpha}{\tau_p} J_K = J_\delta. \quad (4.2)$$

Ток базы и коллектора связаны соотношением $J_K = \eta_1 J_\delta$. Подставляя значение J_δ и решая уравнение относительно J_K при условии $\tau_p \gg \tau_\alpha$, получим

$$J_K \approx J_K(0) e^{\frac{t}{\tau_\alpha}}.$$

Если принять за длительность фронта интервал времени, в течение которого J_K нарастает от 0,1 до 0,9 J_{KH} , то

$$t_\phi \approx 2,2 \tau_\alpha.$$

С учетом влияния нагрузки R_H и входного сопротивления транзистора Z_{BX} длительность фронта определяется соотношением

$$t_\phi \approx 2,2 \tau_\alpha \left(1 + \frac{Z_{BX}}{R_H}\right).$$

Д л и т е л ь н о с т ь и м п у л ь с а. За длительность импульса примем интервал времени, в течение которого транзистор находится в режиме насыщения. Выход из режима насыщения происходит в момент, когда заряд базы становится равным граничному Q_{2p} . Изменение заряда базы описывается уравнением (4.2). На этапе формирования вершины импульса напряжение на коллекторной обмотке трансформатора равно E_K , напряжение на базовой обмотке $U_2 = \eta_2 E_K$, а базовый ток изменяется в соответствии с выражением

$$J_\delta' = \frac{\eta_1 E_K}{Z_{BX}} e^{-\frac{t'}{2\delta x}} \quad (t' = t - t_2).$$

Ток коллектора на этом этапе равен сумме трех токов: тока нагрузки, тока базы, пересчитанных в коллекторную цепь $-J_H'$, J_δ' , и тока намагничивания J_M .

$$J_\delta' = \frac{\eta^2 E_K}{Z_{BX}} e^{-\frac{t'}{2\delta x}};$$

$$J_H' = \frac{E_K}{R_H}; \quad J_M = E_K \frac{t'}{L},$$

где $R_H' = \frac{R_H}{\eta_2}$, $\eta_2 = \frac{W_H}{W_K}$, W_H ; W_K - число витков нагрузочной и коллекторной обмоток трансформатора, L - индуктивность намагничивания.

Величина граничного заряда определится выражением

$$Q_{2p}(t') = \tau_\alpha J_{KH}(t') = E_K \tau_\alpha \left(\frac{t'}{L_1} + \frac{\eta^2}{Z_{BX}} e^{-\frac{t'}{2\delta x}} + \frac{1}{R_H'} \right). \quad (4.3)$$

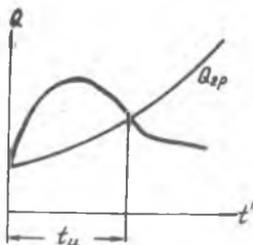
В связи с тем, что ток коллектора J_{KH} на этом этапе изменяется, изменяется и $Q_{зр}$. Эти изменения можно отобразить в виде графика $Q_{зр}(t')$ (рис. 4.5).

Определим теперь заряд в базе. Для этого решим уравнение заряда базы, подставляя в него значение $J_{зр}$ и учитывая начальные условия $Q(0) = J_{KH}(0) \tau_{\alpha} = J_{KH}(0) \frac{\tau_{\beta}}{\beta}$.

$$Q(t) = \frac{n_1 E_K}{z_{\beta x}} \frac{\tau_{\beta} z_{\beta x} C}{\tau_{\alpha} - z_{\beta x} C} \left(e^{-\frac{t'}{\tau_{\beta}}} - e^{-\frac{t'}{z_{\beta x} C}} \right) + \left(\frac{1}{R_H'} + \frac{n_1^2}{z_{\beta x}} \right) \frac{\tau_{\beta} E_K}{\beta} e^{-\frac{t'}{z_{\beta x} C}} \quad (4.4)$$

Приравнявая выражения (4.3) и (4.4), получим уравнение относительно длительности импульса. Так как это уравнение трансцендентное, то решение можно получить графически. Для этого на график (рис. 4.5) наносится зависимость $Q(t)$. Длительность импульса определяется как значение t_1 , при котором $Q = Q_{зр}$. При $t_u > 3\tau_{\beta}$ получено приближенное соотношение для длительности импульса

$$t_u \approx \frac{\beta L_1 n_1}{z_{\beta x} \left(1 - \frac{\tau_{\beta}}{z_{\beta x} C} \right)} \quad (4.5)$$



Р и с. 4.5

Из выражения 4.5 следует, что t_u существенно зависит от $z_{\beta x}$ насыщенного транзистора. С целью устранения влияния неустойчивости этого сопротивления рекомендуется в цепь базы последовательно с базовой обмоткой включать дополнительный резистор R_0 (пунктир на рис. 4.1).

Выброс напряжения.

Для оценки величины выброса необходимо знать величину тока J_{M0} в конце интервала t_u . Рассмотрим эквивалентную схему коллекторной цепи, получающуюся путем пересчета сопротивления нагрузки и емкостей эмиттерного и коллекторного переходов C_3 ; C_K (рис. 4.6).

$$C_0 = n_1^2 C_3 + (1 - n_1) C_K; \quad R_H' = \frac{R_H}{n_1^2} \quad (4.6)$$

Ток $J_{M0} \approx E_K \frac{t_u}{L}$ заряжает емкость C_0 , что приводит к увеличению отрицательного напряжения на коллекторе. В зависимости от соотношения параметров схемы величина ΔU_K может меняться аperiodически или колебательно. Колебательный режим обычно нежелателен, так как

положительные выбросы, трансформируясь в базовую цепь, могут вызвать преждевременное отпирание транзистора. Условие аperiodического режима записывается в виде

$$\sqrt{\frac{L}{C_0}} \geq 2R'_H.$$

Для критического режима $\sqrt{\frac{L}{C_0}} = 2R'_H$ амплитуда и длительность обратного выброса определяются выражениями:

$$\Delta U_{\kappa \max} = 0,75 E_{\kappa} \frac{t_u R'_H}{L}; \quad (4.7)$$

$$t_B = \frac{3L_1}{R'_H}. \quad (4.8)$$

Трансформация выброса в базовую цепь приводит к тому, что напряжение между коллектором и базой $U_{\kappa\sigma}$ превышает величину E_{κ} :

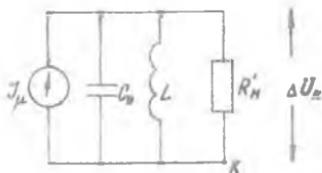
$$U_{\kappa\sigma} = -(E_{\kappa} + \Delta U_{\kappa \max})(1 + \eta_1),$$

а напряжение между базой и эмиттером определяется соотношением

$$U_{\sigma\epsilon} = \eta_1 (E_{\kappa} + \Delta U_{\kappa \max}).$$

Величины $U_{\kappa\sigma}$ и $U_{\sigma\epsilon}$ не должны превышать предельно допустимые значения для данного транзистора.

Следует отметить, что рассмотренная схема затрудняет получение импульсов с большой скажностью из-за разряда емкости во время второго скачка



Р и с. 4.6

§ 4.2. БГ на транзисторе с общей базой

Процессы в схеме на рис. 4.7 имеют много общего с процессами в схеме БГ на транзисторе с общим эмиттером. Поэтому рассмотрим лишь особенности схемы.

После генерации очередного импульса конденсатор C заряжен до напряжения $U_C = U_{C \max}$. Транзистор заперт. Разряд конденсатора осуществляется через резистор R и источник питания E_{σ} . Так как тепловой ток эмиттера запертого транзистора мал, то влияние изменения температуры на длительность интервала t_n в этой схеме незначительно.

При $U_C \approx 0$ транзистор открывается, и возникает регенератив-

ный процесс. Пусть в первый момент ток коллектора увеличился на величину ΔJ_K . Этот ток, трансформируясь в эмиттерную цепь, вызывает увеличение тока эмиттера на величину $\Delta I_3 = \frac{\Delta J_K}{n}$, где $n = \frac{W_3}{W_K}$,

W_3 ; W_K - число витков эмиттерной и коллекторной обмоток трансформатора. Приращение ΔI_3 вызовет приращение коллекторного тока $\Delta J'_K = \alpha \Delta I_3$. Лавинообразный процесс разовьется, если $\Delta J'_K > \Delta J_K$, т.е. $\alpha \Delta I_3 > \Delta J_K$ или $\frac{\alpha}{n} \Delta J_K > \Delta J_K$.

Из последнего неравенства следует, что коэффициент трансформации n должен быть меньше α , а так как $\alpha < 1$, то и $n < 1$.

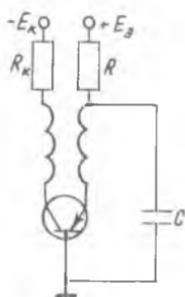
В стадии формирования вершины импульса заряд конденсатора осуществляется током эмиттера, который значительно больше тока базы, поэтому в данной схеме время заряда конденсатора меньше, чем в схеме с БГ с общим эмиттером. Это позволяет получать более короткие импульсы.

В отличие от схемы БГ с ОЭ в данной схеме в процессе второго скачка конденсатор C не разряжается, так как рассасывание избыточного заряда базы происходит через коллектор. Поэтому даже при малых величинах емкости C можно получить большую скважность.

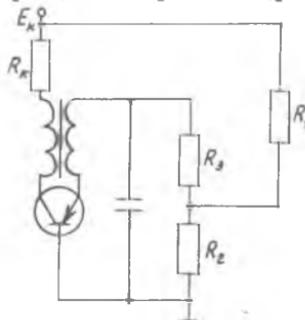
Импульс, формируемый данной схемой имеет несколько большие длительности фронта и среза. Для их уменьшения необходимо уменьшать коэффициент трансформации n .

§ 4.3. Звудный режим БГ

Звудный БГ должен иметь устойчивое состояние. Для обеспечения этого состояния необходимо закрыть транзистор путем включения в цепь базы или эмиттера источника запирающего напряжения (рис.4.7).



Р и с.4.7



Р и с.4.8

В схеме БГ с ОЭ ждущий режим достигается изменением полярности источника E_{σ} . В схеме БГ с ОБ ждущий режим обеспечивается исключением источника E_{σ} и подключением резистора R к общей шине. Для устойчивости работы при повышенной температуре окружающей среды в цепь эмиттера подается небольшое запирающее напряжение, создаваемое делителями R_1 ; R_2 (рис.4.8).

Глава V

ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ (ГЛИН)

§ 5.1. Параметры и классификация ГЛИН

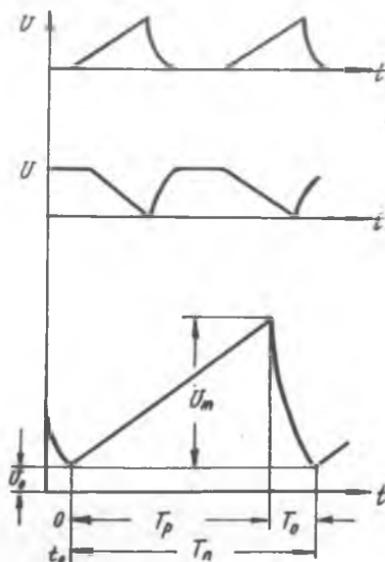
Обычно линейно изменяющимся напряжением (ЛИН) называют импульсы, содержащие участки, на которых напряжение изменяется линейно во времени (рис. 5.1). ЛИН характеризуется следующими параметрами:

- U_0 - начальный уровень;
- U_m - амплитуда;
- T_p - длительность рабочего (прямого) хода;
- T_o - длительность обратного хода;
- T_n - период.

В ждущем режиме период ЛИН определяется периодом запускающих импульсов.

Для оценки степени нелинейности рабочего хода ЛИН вводится понятие коэффициента нелинейности γ , определяемого по соотношению

$$\gamma = \left| \frac{K_{нлч} - K_{кон}}{K_{нлч}} \right| = \left| \frac{\Delta K_r}{K_{нлч}} \right|$$



Р и с. 5.1

где

$$K_{нач} = \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0} ; K_{кон} = \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=t_0 + T_p}$$

$$\gamma\% = \left| \frac{\Delta K}{K_{нач}} \right| 100\%$$

Эффективность ГЛИН определяется коэффициентом K_E использования напряжения источника питания E :

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

ЛИН, наиболее часто используемые на практике, характеризуются следующими параметрами:

T_p - от 0,1 мкс до единиц μ ;

U_m - от долей B до сотен B ;

T_0 - от 2 до 20% от T_p ;

$\gamma < 10\%$ - в осциллографии;

$\gamma < 5\%$ - в телевидении;

$\gamma < 2\%$ - в радиолокации;

$\gamma < 0,1\%$ - в каскадах точного сравнения напряжений.

K_E - лежат обычно в пределах 0,01 - 0,9.

К л а с с и ф и к а ц и я ГЛИН. Принято классифицировать ГЛИН в зависимости от способов, с помощью которых достигается линейность рабочего хода. В связи с этим различают ГЛИН:

- 1) с простой RC - цепью;
- 2) с токостабилизирующим двухполюсником;
- 3) с компенсирующей ЭДС.

Последние подразделяются на генераторы с положительной обратной связью (ГЛИН с ПОС) и генераторы с отрицательной обратной связью (ГЛИН с ООС).

К первой группе относятся генераторы, в которых для формирования ЛИН используется простая RC - цепь. Они просты но менее качественны ($\gamma > 10\%$). Ко второй группе относятся генераторы средней точности с достаточно малыми значениями γ . Генераторы третьей группы - наиболее качественные. Они позволяют получать ЛИН с $\gamma < 1\%$.

П р и н ц и п п о с т р о е н и я ГЛИН. Практически все способы получения ЛИН основаны на заряде или разряде конденсатора.

Известно, что изменение напряжения на конденсаторе пропорционально накопленному заряду:

$$U = \frac{1}{C} \int i dt$$

Если ток постоянен $i = I_0$; то изменение напряжения будет линейным:

$$U = \frac{I_0}{C} t.$$

Для получения последовательности импульсов ЛИН необходимо осуществлять коммутацию цепи заряда (или разряда). Таким образом, основными элементами ГЛИН являются:

- 1) конденсатор;
- 2) зарядная (разрядная) цепь (ЗЦ, РЦ);
- 3) коммутирующий элемент - ключ (Кл);
- 4) источник питания.

На рис. 5.2 приведены обобщенные схемы ГЛИН, отличающиеся способом включения ключа (Кл) относительно конденсатора C (последовательно, параллельно).

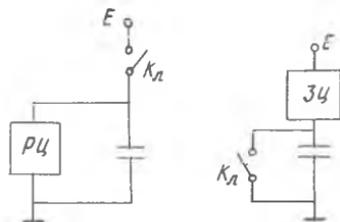
В качестве ключевых элементов в схемах ГЛИН могут использоваться электронные лампы, газоразрядные приборы, транзисторы. В данном пособии рассматриваются транзисторные ГЛИН.

Основными элементами схемы (рис. 5.3) являются конденсатор C , резистор R , выполняющий роль зарядной цепи, транзистор, выполняющий роль ключа.

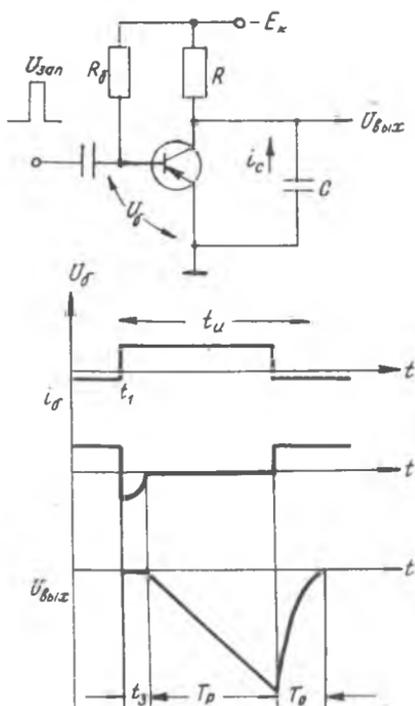
До подачи запускающего импульса транзистр насыщен, конденсатор разряжен. При поступлении запускающего импульса положительной полярности транзистор запирается, и конденсатор начинает заряжаться через резистор R от источника питания коллекторной цепи. На коллекторе формируется рабочий ход ЛИН. После окончания запускающего импульса транзистор открывается, и конденсатор разряжается через него, при этом на коллекторе формируется обратный ход ЛИН.

Начало рабочего хода ЛИН в этой схеме оказывается задержанным на величину t_3 относительно момента поступления t_1 запускающего импульса. Эта задержка определяется временем рассасывания избыточного заряда базы t_p и временем формирования среза ($t_{\bar{\varphi}}$) при отпирании транзистора, т.е.

$$t_3 = t_p + t_{\bar{\varphi}}$$



Р и с. 5.2



Р и с. 5.3

Величину t_3 можно рассчиты-
 тать используя известные со-
 отношения.

Перейдем теперь к опреде-
 лению коэффициента нелинейно-
сти. Поскольку строго линейное
 изменение напряжения на кон-
 денсаторе будет только в том
 случае, если протекающий че-
 рез него ток постоянен, то
 коэффициент нелинейности γ
 можно выразить через отношение
 приращения тока Δi_c в процес-
 се заряда или разряда конде-
 сатора к начальному значе-
 нию тока $i_{cнач}$. Действительно

$$\gamma = \frac{K_{нач} - K_{кон}}{K_{нач}}$$

но

$$K_{нач} = \left. \frac{dU_c}{dt} \right|_{t=0} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{C} \int i_{cнач} dt \right) \approx$$

$$\approx \frac{i_{cнач}}{C};$$

$$K_{кон} \approx \frac{i_{cкон}}{C}.$$

Тогда

$$\gamma = \frac{i_{cнач} - i_{cкон}}{i_{cнач}} \approx \frac{\Delta i_c}{i_{cнач}} \quad (5.1)$$

Если пренебречь напряжением на коллекторе насыщенного транзистора $U_{кн}$ и тепловым током $J_{к0}$, то ток заряда конденсатора будет определяться выражением

$$i_c = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}},$$

$$t' = t - t_1 - t_3.$$

Начальный ток заряда и ток заряда в конце рабочего хода запишутся в виде

$$i_{сноч} = \frac{E}{R},$$

$$i_{скон} = \frac{E}{R} e^{-\frac{T_p}{RC}}.$$

Коэффициент нелинейности будет равен

$$\gamma = 1 - e^{-\frac{T_p}{RC}}. \quad (5.2)$$

Из выражения 5.2 видно, что с увеличением длительности запускающего импульса при постоянных R и C γ будет увеличиваться.

Если $t_u \approx T_p \ll RC$, то, используя разложение экспоненты в ряд и ограничиваясь двумя членами этого разложения, получим

$$\gamma \approx \frac{T_p}{RC}. \quad (5.3)$$

Определим коэффициент использования напряжения K_E . Нетрудно заметить, что изменение напряжений на конденсаторе происходит в соответствии с выражением

$$|U_c(t)| = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}}).$$

В конце рабочего хода

$$|U_c(T_p)| \approx U_m = E(1 - e^{-\frac{T_p}{RC}}) = E\gamma.$$

Отсюда

$$K_E = \frac{U_m}{E} = \gamma \quad (5.4)$$

Таким образом, с повышением линейности напряжения в данной схеме неизбежно уменьшается K_E . Поэтому при заданной амплитуде ЛИН — U_m и малой величине γ необходим источник питания с большим напряжением. Например, при $U_m = 100 \text{ В}$, $\gamma = 0,01$ требуется $E = 1000 \text{ В}$. Эти особенности ГЛИН с простой RC — цепью обуславливают их применение лишь в тех случаях, когда к коэффициенту нелинейности не предъявляется жестких требований.

Рассмотрим теперь процесс формирования обратного хода ЛИН. За время обратного хода происходит разряд конденсатора через транзистор. На рис. 5.4,а приведена эквивалентная схема цепи разряда. В ней транзистор отображен в виде генератора тока $\beta J_{\sigma_1} = \beta \frac{E}{R_{\beta}}$ и выходного сопротивления $R_{\beta,ix}$, для схемы с общим эмиттером. В начале обратного хода конденсатор C заряжен до напряжения U_m . Используя теорему об эквивалентном генераторе, левую часть схемы (относительно линии ab) можно преобразовать в эквивалентную (рис.5,4.б),

где

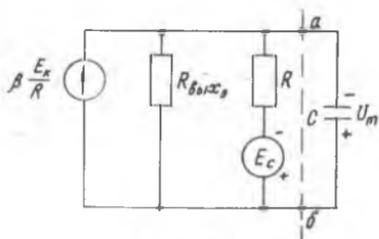
$$E_{\text{экв}} = \frac{E}{R_{\beta}} \beta R - E = E(S-1),$$

$$R_{\text{экв}} = R \parallel R_{\text{бых}_2} \approx R.$$

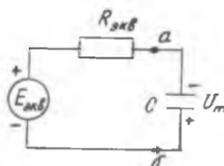
Изменение напряжения на конденсаторе в этой схеме будет описываться выражением (рис. 5.5)

$$U_C(t) = E_{\text{экв}} - (U_m + E_{\text{экв}}) e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (5.5)$$

Время обратного хода определяется как интервал от момента окончания запускающего импульса до окончания разряда конденсатора, когда $U_C = 0$.



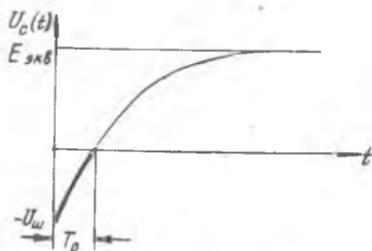
Р и с. 5.4 а



Р и с. 5.4 б

Подставляя в выражение 5.5 $U_C(t) = 0$ и $t = T_0$ и решая полученное уравнение относительно T_0 , найдем

$$T_0 = RC \ln \left(1 + \frac{U_m}{E_{\text{экв}}} \right). \quad (5.6)$$



Р и с. 5.5

Для случая $\frac{U_m}{E_{\text{экв}}} \ll 1$ можно разложить логарифм в степенной ряд и ограничиться первым членом этого ряда. Тогда

$$T_0 \approx RC \frac{U_m}{E_{\text{экв}}} = \frac{T_p}{S-1}. \quad (5.7)$$

Таким образом, для сокращения T_0 при заданном T_p необходимо увеличивать степень насыщения транзистора.

Однако, при этом будет увеличиваться и t_3 . Компромиссное решение достигается использованием во входной цепи форсирующей емкости.

§ 5.2. ГЛИН с токостабилизирующим двухполосником

Для стабилизации тока заряда или разряда конденсатора могут использоваться элементы, называемые стабилизаторами тока. На рис. 5.6 приведены вольт-амперные характеристики идеального и реального стабилизаторов. При изменении напряжения U на стабилизаторе в пределах $U_{нач} - U_{кон}$ ток идеального стабилизатора не изменяется, ток реального стабилизатора изменяется на величину Δi .

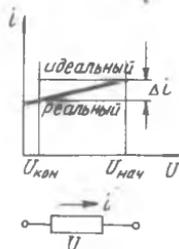
Стабилизаторы тока характеризуются следующими параметрами: начальным током $i_{нач}$;

относительной нестабильностью тока в рабочем диапазоне изменения напряжения $-\frac{\Delta i}{i_{нач}}$;

допустимыми пределами изменения напряжения $-$

$U_{нач} \div U_{кон}$;

относительной нестабильностью начального тока $-\frac{\Delta i_{нач}}{i_{нач}}$.



Р и с. 5.6

Нетрудно заметить, что при использовании стабилизатора тока в ГЛИН его параметры оказываются связанными с параметрами генерируемого ЛИН. Так, $\frac{\Delta i}{i_{нач}}$ будет определять коэффициент нелинейности $U_{нач} - U_{кон} = U_{н макс}$ — максимально допустимую амплитуду ЛИН, $i_{нач}$ — начальную скорость нарастания ЛИН и т.д.

В качестве стабилизатора тока можно использовать транзистор, учитывая слабую зависимость тока коллектора от напряжения на нем.

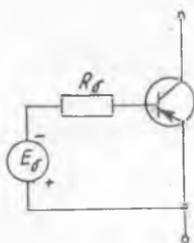
Рассмотрим сначала случай, когда входным и выходным зажимами стабилизатора являются эмиттер и коллектор (рис. 5.7). Это соответствует случаю использования транзистора по схеме с общим эмиттером. Зависимость тока коллектора транзистора от напряжения между коллектором и эмиттером представляется семейством выходных характеристик для различных токов базы. Допустим, что в цепи базы (рис. 5.8) задан ток $i_{\sigma 1}$. Тогда при изменении напряжения U_K от $U_{нач}$ до $U_{кон}$ ток через транзистор будет изменяться в соответствии с характеристикой для $i_{\sigma} = i_{\sigma 1}$. Величина тока при этом изменится на $\Delta i = i_{нач} - i_{кон}$,

где

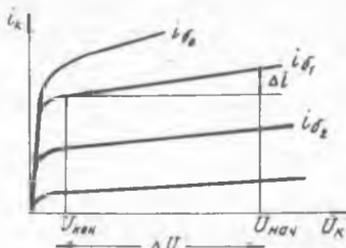
$$\Delta i = \frac{\Delta U}{R_{\beta_{123}}}, \quad (5.8)$$

здесь $\Delta U = U_{нач} - U_{кон}$, $R_{выхз}$ - дифференциальное выходное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером.

При использовании в качестве стабилизатора тока транзистора,



Р и с. 5.7



Р и с. 5.8

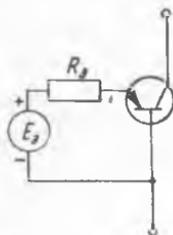
включенного по схеме с общей базой (рис. 5.9) можно получить гораздо лучшую стабилизацию тока. Обусловлено это тем, что выходные характеристики транзистора при таком включении имеют наклон в $(\beta + 1)$ раз меньший, чем в схеме с общим эмиттером, что эквивалентно увеличению в $(\beta + 1)$ раз выходного сопротивления транзистора:

$$R_{выхз} = (\beta + 1) R_{выхз}$$

При изменении напряжения на транзисторе от $U_{нач}$ до $U_{кон}$ ток изменится на величину

$$\Delta i = \frac{\Delta U}{R_{выхз}} \quad (5.9)$$

Сопоставляя выражения 5.8 и 5.9 нетрудно определить, что стабилизирующие свойства схемы с общей базой в $(\beta + 1)$ раз лучше схемы с общим эмиттером. Именно поэтому в ГЛИН гораздо чаще используют вторую схему транзисторного стабилизатора тока (рис. 5.9).



Р и с. 5.9

На рис. 5.10 приведена схема ГЛИН с токостабилизирующим двухполюсником, в качестве которого используется транзистор T_2 , выполняющий роль разрядной цепи. Транзистор T_1 - ключ. При отсутствии запускающего импульса транзистор T_1 насыщен, транзистор T_2 открыт, конденсатор заряжен до напряжения

$$U_{с max} = E_K - \alpha_2 J_{22} (R_K \parallel R_0) - J_{K02} R_K$$

Если пренебречь $J_{\alpha 2}$ и учесть, что $R_K \ll R_D$, то

$$U_{C \max} \approx E_K - \alpha_2 J_{\alpha 2} R_K.$$

При поступлении запускающего импульса положительной полярности транзистор T_1 закрывается, и конденсатор начинает разряжаться через токостабилизирующий транзистор T_2 , при этом на конденсаторе формируется рабочий ход ЛИН. После окончания запускающего импульса транзистор T_1 быстро открывается и конденсатор заряжается до исходного напряжения.

Определим коэффициент нелинейности. Цепь разряда конденсатора может быть представлена в виде, приведенном на рис. 5.11, а. Используя теорему об эквивалентном генераторе, преобразуем эту схему в эквивалентную (рис. 5.11, б), где

$$E_{\text{экв}} \approx \alpha_2 J_3 R_{\text{воих}},$$

$$R_{\text{экв}} = R_{\text{воих}}.$$

Начальный ток разряда в этой схеме определится выражением

$$i_{\text{снач}} = \frac{E_{\text{экв}} + U_{C \max}}{R_{\text{воих}}}.$$

Ток в конце рабочего хода $i_{\text{скон}}$ можно определить из следующего выражения:

$$\begin{aligned} i_{\text{скон}} &= \frac{E_{\text{экв}} + U_{\text{скон}}}{R_{\text{воих}}} = \\ &= \frac{E_{\text{экв}} + U_{C \max} - U_m}{R_{\text{воих}}}. \end{aligned}$$

Тогда

$$\Delta U_C = \frac{U_m}{R_{\text{воих}}} ; \quad \gamma = \frac{U_m}{\alpha_2 J_3 R_{\text{воих}} + U_{C \max}}$$

Учитывая, что $\alpha_2 \approx 1$, $\alpha_2 J_3 R_{\text{воих}} \gg U_{C \max}$, $J_{\alpha 2} = \frac{E_2}{R_2}$.

можно считать, что

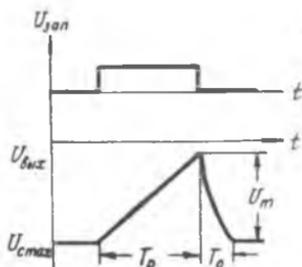
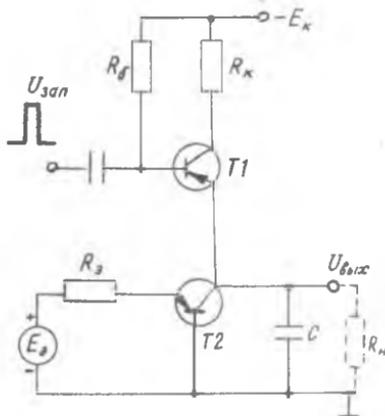


Рис. 5.10

$$\gamma \approx \frac{U_m R_3}{E_3 R_{\text{вн.г}}} \quad (5.10)$$

Длительность обратного хода в этой схеме определяется временем заряда конденсатора от источника питания через насыщенный транзистор T_1 и резистор R_x , т.е.

$$T_0 \approx 3R_x C. \quad (5.11)$$

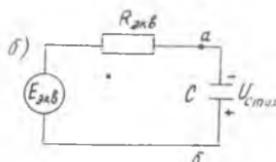
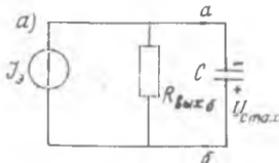
Коэффициент использования напряжения при условии, что $U_m = U_{C_{\text{max}}}$, т.е. конденсатор разряжается до нуля, может быть записан в виде

$$E_{\text{э}} \approx 1 - \frac{E_3}{R_3} \frac{R_x}{E_x}$$

Рассмотрим влияние внешней нагрузки на коэффициент нелинейности. Пусть к выходу ГЛИН (рис. 5.10) подключена нагрузка R_H . Тогда величины $R_{\text{э.в.}}$ и $E_{\text{э.в.}}$ в эквивалентной схеме (рис. 5.11) будут определяться выражениями:

$$R_{\text{э.в.н}} = R_{\text{вн.г}} \parallel R_H \approx R_H,$$

$$E_{\text{э.в.н}} \approx \alpha_2 J_3 R_H.$$



Р и с. 5.11

Если грубо принять $E_{\text{э.в.н}} > U_{C_{\text{max}}}$, то коэффициент нелинейности с учетом нагрузки J_H будет представляться в виде

$$\gamma_H \approx \frac{U_m R_3}{E_3 R_H}$$

Определяя отношение

$$\frac{\gamma_H}{\gamma} \approx \frac{R_{\text{вн.г}}}{R_H},$$

видим, что подключение нагрузки в $\frac{R_{\text{вн.г}}}{R_H}$ раз ухудшает линейность, и если, например, $R_H \approx 0,1 R_{\text{вн.г}}$, то ГЛИН с токостабилизирующим двухполосником не имеет преимуществ перед простейшим генератором.

§ 5.3. Компенсационный ГЛИН с ПОС

Идеальная стабилизация тока заряда или разряда конденсатора может быть достигнута в том случае, если последовательно с источником питания включить источник ЭДС, которая изменяется с такой же скоростью, как и напряжение на конденсаторе. Рассмотрим схему за-

ряда (разряда) конденсатора (рис. 5.12). Ток заряда в этой схеме будет определяться выражением

$$i_c = \frac{E - U_c(t)}{R},$$

из которого следует, что с ростом $U_c(t)$ i_c уменьшается.

Допустим, что последовательно с источником E включен дополнительный источник с изменяющимся во времени напряжением $U(t)$ (рис. 5.13). Ток заряда в этом случае будет определяться выражением

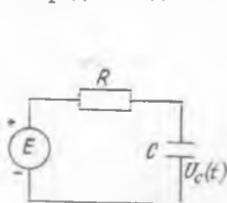
$$i_c = \frac{E + U(t) - U_c(t)}{R}$$

Если в любой момент времени $U(t) = U_c(t)$

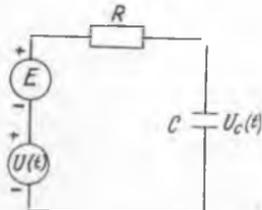
то

$$i_c = \frac{E}{R} = \text{const.}$$

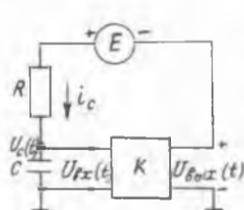
Таким образом, источник $U(t)$ компенсирует убывание i_c в процессе заряда конденсатора.



Р и с. 5.12



Р и с. 5.13



Р и с. 5.14

При практической реализации данного принципа функции источника компенсирующей ЭДС выполняет обычно усилитель, выходное напряжение которого изменяется так же, как напряжение на конденсаторе. Определим ориентировочные требования, предъявляемые к этому усилителю (рис. 5.14). Для предотвращения шунтирования зарядной ёмкости входное сопротивление его должно быть достаточно большим. В идеальном случае $R_{вх} = \infty$. Так как выходное напряжение играет роль компенсирующей ЭДС, то для идеальной компенсации выходное сопротивление должно быть близким к нулю. Если эти условия выполняются, то для схемы рис. 5.14 можно записать уравнение

$$i_c R + U_c(t) = E + U_{вых}(t), \quad (5.11)$$

но

$$i_c = C \frac{dU_c(t)}{dt}; \quad U_{вых}(t) = U_{Kx}(t) K = U_c(t) K.$$

Подставляя значения i_c и $U_{вых}$ в (5.11) получим дифференциальное уравнение относительно U_c :

$$\frac{RC}{1-K} \frac{dU_c(t)}{dt} + U_c(t) = \frac{E}{1-K}.$$

Решение этого уравнения дает

$$U_c(t) = \frac{E}{1-K} \left(1 - e^{-\frac{t(1-K)}{RC}} \right).$$

Разложив экспоненту в степенной ряд и ограничиваясь тремя его членами, получим

$$U_c(t) \approx \frac{E}{RC} t \left[1 - \frac{t(1-K)}{2RC} \right]. \quad (5.12)$$

Из выражения 5.12 следует, что изменение U_c будет линейным, если $1 - K = 0$, т.е.

$$K = 1.$$

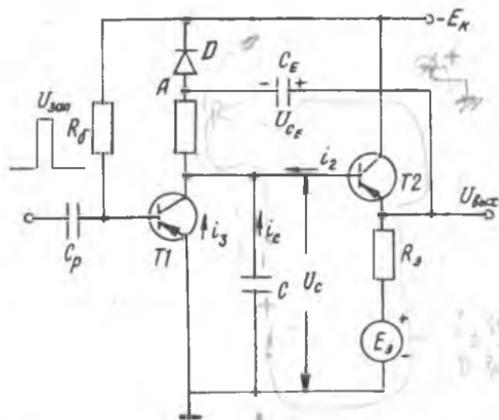
Из вышеизложенного следует, что в качестве усилителя в рассматриваемой схеме целесообразно использовать эмиттерный повторитель. Недостатком обобщенной схемы рис. 5.14 является то, что источник E изолирован от корпуса. При практической реализации схемы этот источник заменяется достаточно большой емкостью, что упрощает схему.

Из рассмотрения схемы ГЛИН следует, что в ней действует положительная обратная связь - увеличение напряжения на конденсаторе ведет к увеличению напряжения эквивалентного зарядного источника, включающего E и $U_{\text{вых}}(t)$, что и обуславливает название схемы.

Схема транзисторного ГЛИН с ПОС приведена на рис. 5.15. Здесь конденсатор C_E выполняет роль источника питания при заряде конденсатора C , транзисторы T_1 и T_2 выполняют соответственно роли ключа и усилителя.

И с х о д н о е с о с т о я н и е. До подачи запускающего импульса транзистор T_1 насыщен благодаря достаточно большому току базы, протекающему через резистор R_B . Диод D также открыт, и в цепи $D-R-T_1$ протекает ток, приблизительно равный $\frac{E_K}{R}$. Конденсатор C разряжен до напряжения $U_{KH} \approx 0$. Так как каскад на транзисторе T_2 является эмиттерным повторителем, то напряжение на его выходе близко к нулю. При этом конденсатор C_E заряжен до напряжения, равного разности потенциалов точки A и эмиттера транзистора T_2 , т.е. $U_{CE} \approx E_K$.

П р я м о й х о д. При подаче запускающего импульса транзистор T_1 закрывается, и конденсатор C начинает заряжаться. Вначале заряд осуществляется от источника E_K через резистор R и



диод D . По мере уменьшения напряжения на конденсаторе уменьшается потенциал и на выходе эмиттерного повторителя. Напряжение в точке A определяется суммой напряжений U_{CE} и $U_{вых}$. Так как обычно $C_E \gg C$, напряжение U_{CE} за время заряда конденсатора существенно не изменится, оставаясь близким к E_K . Поэтому изменения $U_{вых}$ передаются в точку A . Уменьшение $U_{вых}$ ведет к уменьшению U_A , и диод D закрывается, отключая источник питания E_K .

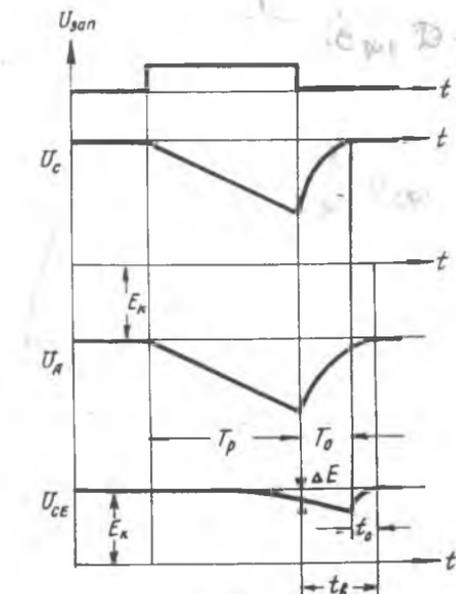
После этого конденсатор C продолжает заряжаться, но источником зарядного тока является теперь конденсатор C_E . Так заряда конденсатора C будет определяться выражением

$$i_C = \frac{U_{CE} - U_C + U_{вых}}{R}.$$

Учитывая, что $U_{CE} \approx E_K$, $U_{вых} \approx \kappa U_C \approx U_C$, получим

$$i_C \approx \frac{E_K}{R} = const.$$

Таким образом, заряд конденсатора осуществляется почти неизменным током, меняются линейно.



Р и с. 5.15

следовательно, напряжения U_C и $U_{вых}$

Максимальное значение $U_{Cmax} \approx U_{CE}$. При правильно выбранных параметрах схемы заряд конденсатора должен закончиться к моменту окончания запускающего импульса.

Обратный ход и этап восстановления — л е н и я. С окончанием запускающего импульса транзистор T_1 открывается, и начинается этап восстановления, разделяющийся на две части.

Вначале происходит быстрый разряд конденсатора C через транзистор T_1 . По мере разряда потенциал точки A повышается, оставаясь ниже E_K . Поэтому диод D закрыт. В конце разряда диод открывается, и начинается вторая часть этапа восстановления, в течение которой происходит подзаряд конденсатора C_E через выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Н 2 3 К о э ф ф и ц и е н т н е л и н е й н о с т и. Несмотря на наличие компенсирующего источника добиться абсолютной стабильности зарядного тока в этой схеме не удастся. Изменение тока во время прямого хода обусловлено несколькими факторами:

- уменьшением напряжения U_{CE} ;
- шунтирующим действием входного сопротивления эмиттерного повторителя;
- шунтирующим действием выходного сопротивления транзистора T_1 .

Обозначим изменения тока заряда конденсатора, вызванные указанными факторами соответственно Δi_1 , Δi_2 , Δi_3 , так что

$$\Delta i_C = \Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3.$$

Учитывая, что начальный ток заряда

$$i_{C\text{нач}} = \frac{U_{CE}}{R} \approx \frac{E_K}{R},$$

запишем общее выражение для γ

$$\gamma = \frac{\Delta i R}{E_K}. \quad (5.13)$$

Определим теперь составляющие Δi_1 , Δi_2 , Δi_3 . Как уже указывалось, в процессе заряда конденсатора C конденсатор C_E , хотя и незначительно, но разряжается, и напряжение на нем уменьшается за время рабочего хода на величину ΔE (рис. 5.15). Тогда изменение тока заряда, вызванное этой причиной, составит

$$\Delta i_1 \approx \frac{\Delta E}{R},$$

где $\Delta E = \frac{\Delta Q}{C_E}$,

ΔQ — изменение заряда конденсатора C_E , $\Delta Q = i_{C\text{нач}} T_p$

Величину T_p можно выразить через амплитуду ЛН — U_m и скорость изменения напряжения $K_{\text{нов}} = \frac{U_{\text{нов}}}{C}$:

$$T_p \approx \frac{U_m C}{I_{сноч}} \quad (5.14)$$

Используя 5.14, получим

$$\Delta Q \approx U_m C; \quad \Delta E \approx \frac{U_m C}{C_E}; \quad \Delta i_i \approx \frac{U_m C}{R C_E}.$$

Определим теперь Δi_2 и Δi_3 . Токи i_2 и i_3 обусловлены конечными величинами входного сопротивления эмиттерного повторителя $R_{\delta x_2}$ и выходного сопротивления закрытого транзистора T_1 - $R_{\delta o1x}$. Начальные значения этих токов равны нулю, так как $U_c = 0$.

$$i_{2ноч} = \frac{U_c}{R_{\delta o1x_2}} \approx 0; \quad i_{3ноч} = \frac{U_c}{R_{\delta o1x}} \approx 0.$$

Конечные значения этих токов, определяемые в конце рабочего хода, составят

$$i_{2кон} \approx \frac{U_m}{R_{\delta x_2}}; \quad i_{3кон} \approx \frac{U_m}{R_{\delta o1x}}.$$

Тогда

$$\Delta i_2 \approx \frac{U_m}{R_{\delta x_2}}; \quad \Delta i_3 \approx \frac{U_m}{R_{\delta o1x}}.$$

Таким образом,

$$\Delta i \approx U_m \left(\frac{C}{R C_E} + \frac{1}{R_{\delta x_2}} + \frac{1}{R_{\delta o1x}} \right).$$

Учитывая, что

$$R_{\delta x_2} \approx \beta_2 (R_2 \parallel R_{\delta o1x_2})$$

и подставляя значение Δi в 5.13, получим

$$\gamma = \frac{U_m R}{E_K} \left(\frac{R}{\beta_2 R_{\delta o1x_2}} + \frac{R}{\beta_2 R_2} + \frac{C}{C_E} \frac{R}{R_{\delta o1x}} \right). \quad (5.15)$$

Так как $R_2 \ll R_{\delta o1x_2} < R_{\delta o1x}$, то

$$\gamma \approx \frac{U_m}{E_K} \left(\frac{R}{\beta_2 R_2} + \frac{C}{C_E} \right). \quad (5.16)$$

Из этого выражения следует, что влияние разряда конденсатора C_E на линейность ЛИН будет несущественным, когда $C_E \gg C$. Если $\frac{C}{C_E} = \frac{\gamma}{\delta}$, то с достаточной для практики точностью можно считать

$$\gamma = \frac{U_m}{E_K} \frac{R}{\beta_2 R_2}. \quad (5.17)$$

Время восстановления. Длительность процесса в данной схеме определяется выражением

$$t_{\phi} = T_0 + t_0.$$

В соответствии с 5.17

$$T_0 = \frac{T_p}{S-1}.$$

Интервал t_0 (рис. 5.15) определяет время заряда конденсатора C_E . Цепь заряда включает сопротивление открытого диода $R_{пд}$ и выходное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{эп}$. Поэтому

$$t_0 \approx 3(R_{пд} + R_{эп})C_E. \quad (5.18)$$

При зарядке конденсатора C_E ток заряда создает на выходном сопротивлении эмиттерного повторителя падение напряжения, способствующее запираению транзистора T_2 . В этом случае $R_{эп} = R_э$.

Для уменьшения $R_{эп}$ необходимо, чтобы транзистор был открыт. Это достигается включением в цепь эмиттера дополнительного источника $E_3 > U_{\kappa\kappa} + \Delta E$.

§ 5.4. Компенсационный ГЛИН с ООС

В схеме ГЛИН с ПОС стабилизация тока заряда достигалась за счет включения в схему последовательно с основным источником E компенсирующей ЭДС $-U(t)$. Рассмотрим теперь схему, в которой компенсирующая ЭДС $-U(t)$ включена встречно с источником E (рис. 5.16). В этой схеме ток заряда (разряда) конденсатора C будет неизменным, если неизменным будет напряжение $U_N = U_c(t) + U(t)$. Если начальные напряжения на конденсаторе $-U_{c0}$ и источника $U(t) - U_0$, то

$$U_N = U_{c0} + U_0 + \Delta U_c + \Delta U, \quad (5.19)$$

где ΔU_c и ΔU приращения напряжений $U_c(t)$ и $U(t)$ соответственно.

Из выражения 5.19 следует, что U_N останется неизменным, если $\Delta U_c = -\Delta U$, т.е. увеличение U_c должно вести к уменьшению U и наоборот. Такая связь $U_c(t)$ и $U(t)$ может быть достигнута за счет использования петли ООС.

При практической реализации схемы ГЛИН с ООС в качестве компенсирующего источника используют инвертирующий усилитель, напря-

жение на выходе которого изменяется в направлении, противоположном направлению изменения входного напряжения (рис. 5.17).

В этой схеме изменение напряжения в точке N будет определяться изменениями напряжения на конденсаторе $C - \Delta U_C$ и выходного напряжения усилителя ΔU :

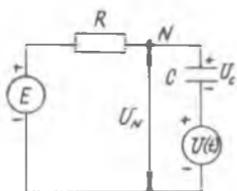
$$\Delta U_N = \Delta U_C + \Delta U. \quad (5.20)$$

Учитывая, что $\Delta U = -K \Delta U_N$

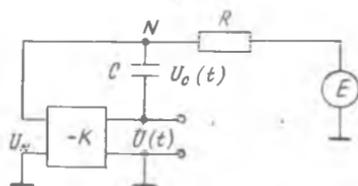
из выражения (5.20) можно получить

$$\Delta U = -\frac{K}{1+K} \Delta U_C.$$

Из этого следует, что компенсирующее приращение ΔU будет



Р и с. 5.16



Р и с. 5.17

по абсолютной величине близким к ΔU_C только при $K \rightarrow \infty$. Так как практически коэффициент усиления всегда конечен, компенсация в этой схеме идет с небольшой ошибкой, и напряжение U_N изменится, хотя и незначительно:

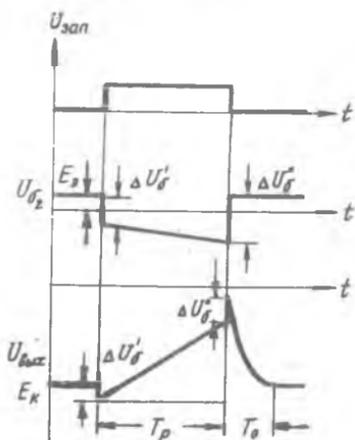
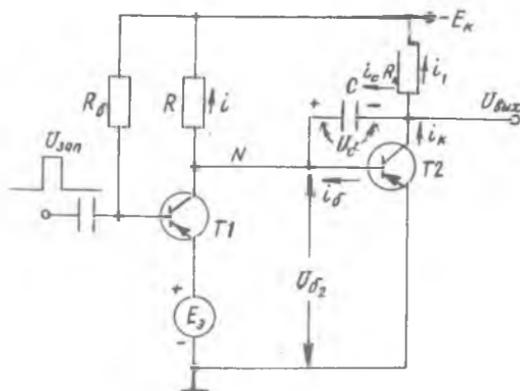
$$\Delta U_N = \frac{\Delta U_C}{1+K}.$$

Одним из вариантов схем транзисторных ГЛИН рассматриваемого класса приведен на рис. 5.18. Транзистор T_1 - ключ, второй каскад на транзисторе T_2 - инвертирующий усилитель, выходное напряжение которого играет роль компенсирующей ЭДС. Цепь ООС замыкается через конденсатор C .

Исходное состояние. За счет достаточно большого тока базы, определяемого резистором R_B , транзистор T_1 насыщен. Напряжение на базе транзистора T_2 близко к E_B , и он закрыт. Конденсатор C заряжен до напряжения $U_{Cmax} = E_K + E_B \approx E_K$.

Рабочий ход. С приходом запускающего импульса транзистор T_1 закрывается, а транзистор T_2 открывается, так как

его база через резистор R подключается к источнику питания коллекторных цепей. Возникающий при этом в цепи базы скачок напряжения $\Delta U'_B$ через конденсатор C передается в коллектор транзистора T_2 . Начинается разряд конденсатора C по цепи R ,



Р и с. 5.18

определяемого выражением

$$i_C = \frac{E_K - U_{B01x}}{R} - i_B$$

В результате этого напряжение на конденсаторе и компенсирующее напряжение U_{B01x} изменяются линейно.

источник питания E_K , транзистор T_2 .

По мере уменьшения напряжения на конденсаторе падает и разрядный ток i_C . Уменьшение i_C ведет к уменьшению тока $i = i_C + i_B$. Уменьшение i приводит к увеличению отрицательного смещения на базе T_2 , при этом возрастает ток коллектора и увеличивается напряжение на коллекторе транзистора T_2 :

$$U_{B01x} = -E_K + i_C R_K$$

Таким образом, уменьшение напряжения на конденсаторе U_C компенсируется увеличением напряжения U_{B01x} , так что напряжение в точке $NUN = U_{B2} = U_{B01x} + U_C$ изменяется мало. Стабилизация напряжения U_{B2} приводит к стабилизации тока базы i_B , а следовательно, и тока разряда конденсатора

Обратный ход. С окончанием запускающего импульса напряжение на коллекторе T_1 и базе T_2 скачком становится положительным. Транзистор T_2 закрывается, конденсатор C начинает заряжаться от источника $E_{K'}$ через насыщенный транзистор T_1 , резистор $R_{K'}$.

Коэффициент нелинейности. Определим, как изменяется ток разряда конденсатора за время прямого хода. В соответствии с обозначениями на рис. 5.18.

$$i_C = i_{K'} - i_1. \quad (5.21)$$

Определим токи i_1 и $i_{K'}$, пренебрегая тепловым током I_{K0} ,

$$i_1 = \frac{E_K - U_C - U_{BE}}{R_{K'}} \approx \frac{E_K - U_C}{R_{K'}};$$

$$i_{K'} = \beta i_C = \beta \left(\frac{E_K}{R} - i_C \right).$$

Подставляя значения i_1 и $i_{K'}$ в выражение 5.21, получим (при условии $\beta \gg 1$)

$$i_C \approx E_K \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{\beta R_{K'}} \right) + \frac{U_C}{\beta R_{K'}}.$$

Обозначая через U_{Cmax} и U_{Cmin} напряжения на конденсаторе в начале и конце рабочего хода, найдем

$$i_{Cнач} \approx E_K \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{\beta R_{K'}} \right) + \frac{U_{Cmax}}{\beta R_{K'}};$$

$$i_{Cкон} \approx E_K \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{\beta R_{K'}} \right) + \frac{U_{Cmin}}{\beta R_{K'}};$$

$$\Delta i_C \approx \frac{U_{Cmax} - U_{Cmin}}{\beta R_{K'}} = \frac{U_m}{\beta R_{K'}}.$$

$$\gamma \approx \frac{\frac{U_m}{\beta R_{K'}}}{E_K \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{\beta R_{K'}} \right) + \frac{U_{Cmax}}{\beta R_{K'}}}. \quad (5.22)$$

Учитывая, что $U_{Cmax} \approx E_{K'}$, получим

$$\gamma \approx \frac{U_m R}{E_K \beta R_{K'}}. \quad (5.23)$$

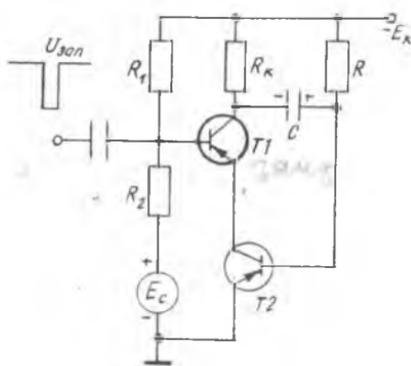
Время восстановления. В рассматриваемой схеме время восстановления определяется временем заряда конденсатора и совпадает с длительностью обратного хода T_0 . Цепь заряда конденсатора включает насыщенный транзистор T_1 и резистор $R_{K'}$, поэтому

$$(5.24)$$

На рис. 5.19 приведена схема еще одного варианта ГЛИН с ООС. Здесь усилитель выполнен на последовательно соединенных транзисторах. В исходном состоянии транзистор T_1 закрыт, и конденсатор C заряжен до напряжения, близкого к $E_{K'}$.

При поступлении запускающего импульса транзистор T_1 открывается, и начинается разряд конденсатора через резистор R , источник $E_{K'}$ и оба транзистора. За счет ООС, как и в ранее рассмотренной схеме, стабилизируется ток разряда, благодаря чему напряжения на конденсаторе и на коллекторе транзистора изменяются линейно.

Параметры данной схемы такие же, как и в схеме на рис. 5.18.



Р и с. 5.19

§ 5.5. Фантастрон

Для работы рассмотренных схем ГЛИН требуется запускающий импульс прямоугольной формы. В фантастроне такой импульс формируется в самой схеме за счет введения дополнительных связей.

Длущий фантастрон (рис. 5.20) представляет собой релаксационный генератор, запуск которого производится коротким импульсом. Длительность рабочего хода не зависит от запускающего импульса, определяется параметрами схемы и может регулироваться в широких пределах.

В основе фантастрона лежит схема ГЛИН с ООС (рис. 5.19).

Исходное состояние. Транзисторы T_1 и T_2 открыты. Ток базы транзистора T_2 устанавливается таким, чтобы транзистор был на границе насыщения. Делитель $R_1; R_2$ обеспечива-

ет насыщение транзистора T_1 . Пренебрегая сопротивлением насыщенного транзистора, можно считать, что

$$U_{K_1}' \approx U_{K_3}'.$$

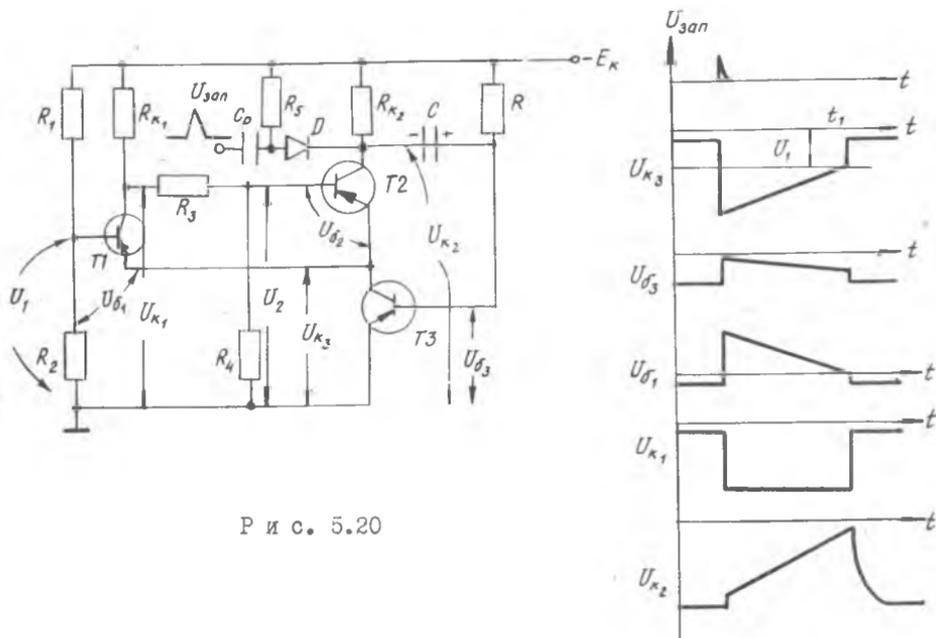
Определим напряжение между базой и эмиттером транзистора T_2 ;

$$U_{\delta_2} = U - U_{K_3}.$$

Напряжение U_2 можно определить из соотношения

$$U_2 = \frac{U_{K_1}' R_4}{R_3 + R_4} = \frac{U_{K_3}' R_4}{R_3 + R_4}.$$

Отсюда видно, что $|U_2| < |U_{K_3}'|$, следовательно, $U_{\delta_2} > 0$, и транзистор T_2 закрыт. Конденсатор C заряжен до напряжения близкого к E_K' .



Р и с. 5.20

Запуск и первый скачок. Запускающий импульс через диод D и конденсатор C поступает на базу транзистора T_3 . Коллекторный ток этого транзистора падает, а напряжение U_{K_3} становится более отрицательным. Напряжение между базой и эмиттером транзистора T_1 , $U_{\delta_1} = U_1 - U_{K_3}'$ повышается, и ток

транзистора T_1 уменьшается. Уменьшение тока коллектора транзистора T_1 приводит к снижению потенциалов U_{K_1}' и U_2 . В какой-то момент времени начинает выполняться неравенство $U_{\sigma_2} = U_2 - U_{K_3}' < 0$ и транзистор T_2 открывается. При этом напряжение U_{K_2}' увеличивается, увеличивается напряжение U_{σ_3} , что приводит к дальнейшему уменьшению тока коллектора транзистора T_3 и т.д. Процесс развивается лавинообразно и заканчивается переходом фантастрона в квазистойчивое состояние, в котором транзистор T_1 закрыт, а транзисторы T_2 и T_3 открыты.

Рабочий ход. В квазистойчивом состоянии происходит формирование ЛИН на коллекторе транзистора T_2 . Процессы, происходящие в схеме на этом этапе аналогичны процессам в схеме рассмотренных ГЛИН с ООС.

По мере разряда конденсатора C коллекторный ток транзистора T_3 возрастает, что ведет к возрастанию напряжения U_{K_3}' . В момент времени t_1 (рис. 5.20) напряжение U_{K_3}' становится равным напряжению U_1 , при этом $U_{\sigma_1} = 0$, и транзистор T_1 открывается.

Второй скачок. Открывание транзистора T_1 ведет к повышению напряжения U_{K_1}' , уменьшению токов базы и коллектора транзистора T_2 , понижению потенциала U_{K_2}' и U_{σ_3} . Ток коллектора транзистора T_3 увеличивается, растет напряжение U_{K_3}' , и транзистор T_1 открывается еще больше. Процесс развивается лавинообразно и заканчивается возвращением транзисторов в исходное состояние, T_1 ; T_2 - открыты, T_3 - закрыт.

Этап восстановления. Конденсатор C заряжается от источника питания E_{K_1}' через переход эмиттер-база транзистора T_3 и резистор R_{K_2}' . Длительность процесса восстановления определится соотношением

$$t_B = T_0 \approx 3R_{K_2}'C.$$

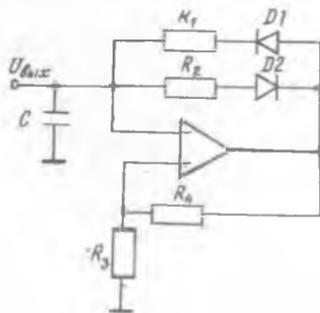
§ 5.6. Автоколебательные ГЛИН на интегральных схемах

Рассмотрим принципы построения автоколебательных ГЛИН на базе операционных усилителей (ОУ) в интегральном исполнении. Типовая схема такого генератора содержит конденсатор, зарядную (разрядную) цепь, цепь разряда (заряда), сравнивающее устройство, вырабатывающее импульс для разряда (заряда) конденсатора. Автоколеба-

тельный ГЛИН может быть реализован с использованием одного ОУ.

На рис. 5.21 приведена схема ГЛИН [11], в которой время заряда и разряда конденсатора определяется отдельными цепями. Автоколебательный режим обеспечивается за счет цепи ПОС через резисторы R_3 ; R_4 .

Начнем рассмотрение процессов в схеме с момента, когда усилитель перешел в режим положительного ограничения. Пороговый уровень ограничения по входу будем считать близким к нулю (т.е. $U_n \approx 0$). Через цепь $D_1 - R_1$ начинается заряд конденсатора C . Повышение напряжения на конденсаторе, подключенном к И-входу ОУ, будет происходить до тех пор, пока это напряжение не станет равным напряжению на Н-входе ОУ, определяемому цепью ПОС - $R_3 - R_4$.



Р и с. 5.21

При этом напряжение на выходе ОУ падает, и за счет действия ПОС возникает лавинообразный процесс, заканчивающийся переходом ОУ в режим отрицательного ограничения. На Н-входе ОУ устанавливается отрицательное напряжение, обусловленное делителем R_3 ; R_4 . Начинается перезаряд конденсатора через цепь D_2 ; R_2 . В момент, когда напряжение на И-входе ОУ становится равным напряжению на Н-входе усилитель скачком переходит снова в режим положительного ограничения, и начинается очередной цикл работы.

Данный ГЛИН относится к классу ГЛИН с простой RC -цепью. Выходное напряжение снимается с конденсатора. Длительность интервала нарастания напряжения определяется постоянной времени цепи $R_1 C$, длительность интервала спада - постоянной времени цепи $R_2 C$. В качестве прямого хода ЛИН может использоваться любой из интервалов, при этом, для сокращения времени обратного хода постоянная времени соответствующей цепи должна быть малой. Минимальная длительность каждого интервала зависит от максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ.

Основные параметры ГЛИН определяются следующими выражениями: период колебаний

$$T = (R_1 + R_2) C \ln \frac{U_g - (\beta_n + 1) U_0}{U_g + (\beta_n - 1) U_0},$$

где U_g - падение напряжения на диоде (A_1 ; A_2),

$$\beta_n = \frac{R_3}{R_3 + R_4},$$

амплитуда генерируемого напряжения

$$U_m = \beta_n U_0,$$

коэффициент нелинейности

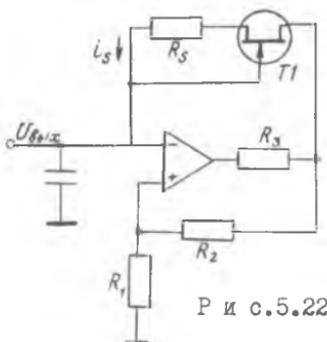
$$\gamma = \frac{T_p}{RC},$$

где

$$T_p = RC \ln \frac{U_g - (\beta_n + 1) U_0}{U_g + (\beta_n - 1) U_0},$$

R - либо R_1 , либо R_2 в зависимости от вида ЛИН (нарастающее, падающее).

Для увеличения степени линейности необходимо стабилизировать ток заряда (разряда) конденсатора. Это достигается в схеме ГЛИН (рис. 5.22) за счет включения в цепь



Р и с. 5.22

заряда конденсатора униполярного транзистора. Принцип работы этой схемы такой же, как и схемы, приведенной на рис. 5.21. Однако здесь конденсатор C заряжается постоянным током транзистора T_1 . Когда напряжение на выходе ОУ положительно, транзистор T_1 работает как источник постоянного тока. При отрицательном напряжении на выходе ОУ переход T_1 смещается в прямом направлении, и образуется диодная цепь для быстрого разряда конденсатора.

Скорость разряда определяется максимально допустимым током ОУ через резистор R_3 . Предполагая, что время разряда мало, частоту генерируемого сигнала можно определить выражением

$$F = \frac{i_s}{2\beta_n U_0 C},$$

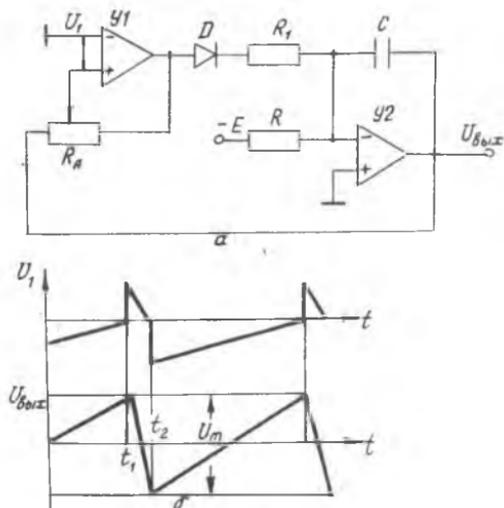
где i_s - ток транзистора T_1 .

Для обеспечения температурной стабильности ГЛИН необходимо ре-

зистор R_3 выбирать таким образом, чтобы рабочая точка транзистора находилась в термостабильной области.

Изменение напряжения на транзисторе в процессе заряда конденсатора приводит к ухудшению линейности. Входной ток ОУ и подключенные нагрузки также ухудшают линейность генерируемого напряжения.

На рис. 5.23 представлена схема ГЛИН на базе двух ОУ. Усилитель У2 выполняет роль обычного интегратора. Усилитель У1 используется в качестве сравнивающего устройства. Интегратор и сравнивающее устройство соединены цепью обратной связи через резистор R_A . Сравнивающее устройство позволяет изменять полярность интегрируемого напряжения. Когда усилитель У1 находится в режиме отрицательного ограничения, диод D закрыт, и интегрируемым напряжением является отрицательное напряжение внешнего источника E . Когда усилитель У1 находится в режиме положительного ограничения, диод D открыт, и интегрируемым напряжением является положительное напряжение, поступающее с выхода усилителя У1. Переключение полярности интегрируемого напряжения осуществляется за счет цепи обратной связи. В данной схеме рабочий ход ГЛИН формируется при интегрировании отрицательного напряжения. При интегрировании положительного напряжения формируется обратный ход.



Р и с. 5.23

Для уменьшения времени обратного хода резистор R_1 должен быть значительно меньше резистора R_2 . Рассмотрим принцип действия ГЛИН, начиная с момента, когда усилитель У1 перешел в режим отрицательного ограничения.

В этом случае диод D будет закрыт, и цепь связи У1 и У2 через $R1$ разорвана.

За счет связи через резистор R_A усилитель У1 удерживается в

режиме отрицательного ограничения. На I -вход интегратора поступает отрицательное напряжение от внешнего источника через резистор R . На выходе интегратора формируется напряжение, пропорциональное интегралу от входного сигнала, т.е. ЛИН. Напряжение на выходе У2 будет возрастающим. Скорость нарастания определяется элементами R, C и коэффициентом усиления усилителя.

Увеличение $U_{\text{об.х}}$ приводит к увеличению напряжения на H -входе усилителя У1. В какой-то момент времени t_1 это напряжение станет равным напряжению на I -входе, и усилитель У1 перейдет скачком в режим положительного ограничения. Диод D откроется, и на I -вход усилителя У2 поступит положительное напряжение. Напряжение $U_{\text{об.х}}$ начнет уменьшаться, что приведет к уменьшению напряжения на H -входе усилителя У1, которое резко увеличилось в результате перехода усилителя в режим положительного ограничения. Уменьшение напряжения на H -входе усилителя У1 будет происходить до момента t_2 , когда оно станет равным напряжению на I -входе. В этот момент усилитель скачком перейдет в режим отрицательного ограничения. Начнется новый цикл нарастания выходного напряжения, который закончится в момент t_3 аналогично моменту t_1 .

В этой схеме амплитуда ЛИН определяется положением движка переменного резистора R_a . Если обозначить величину сопротивления справа от движка R_0 , то нетрудно определить, что

$$U_m = 2U_0 \left(\frac{1}{K_R} - 1 \right),$$

где

$$K'_R = \frac{R_0}{R_A}.$$

Если пренебречь временем обратного хода, то период генерируемого напряжения будет определяться выражением

$$T = \frac{U_m}{E} RC.$$



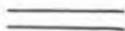
Л и т е р а т у р а

1. Гусев В.В., Зеличенко К.В., Конев К.В. Основы импульсной и цифровой техники. М., "Советское радио", 1975.
2. Гольденберг Л.М. Импульсные и цифровые устройства. М., "Связь", 1973.
3. Ицхоки Я.С., Овчинников Н.И. Импульсные и цифровые устройства. М., "Советское радио", 1973.
4. Доронкин Е.Ф., Воскресенский В.В. Транзисторные генераторы импульсов. М., "Связь", 1965.
5. Справочник по импульсной технике. Под рук. Яковлева В.Н. Киев, "Техника", 1970.
6. Горня Л.С., Хазанов Б.И. Узлы радиометрической аппаратуры на интегральных микросхемах. М., "Атомиздат", 1973.
7. Букреев И.Н., Мансуров Б.М., Горячев В.И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М., "Связь", 1973.
8. Куценко А.В., Полосаяц Б.А., Широченко В.А. Импульсные устройства на монолитных интегральных схемах. "Приборы и техника эксперимента". 1973, № 4.
9. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных приборах. М., "Энергия", 1974.
10. Гутников В.С. Применение операционных усилителей в измерительной технике. Л., "Энергия", 1975.
- II. *Gzette J.G. Application of operational amplifiers. Mc Graw-Hill Book Company. 1973.*

О Г Л А В Л Е Н И Е

Глава I. ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ	3
§ 1.1. Формирование импульсов простейшими RC цепями	3
§ 1.2. Ограничители амплитуды импульсов	9
§ 1.3. Усилители - формирователи	15
§ 1.4. Формирователи на диодах с накоплением заряда (ДНЗ)	18
Глава II. ДУЮЩИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ	20
§ 2.1. Мультивибратор с коллекторно-базовыми связями	23
§ 2.2. Мультивибратор с эмиттерной связью	30
§ 2.3. Мультивибраторы на логических интегральных схемах	35
§ 2.4. Мультивибраторы на основе операционных усилителей	41
Глава III. МУЛЬТИВИБРАТОР В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ	46
§ 3.1. Мультивибратор с коллекторно-базовыми связями	46
§ 3.2. Автоколебательные мультивибраторы на логических интегральных схемах. Мультивибраторы с двумя времязадающими конденсаторами	48

§ 3.3. Мультивибраторы на операционных усилителях	52
Глава IV. БЛОКИНГ - ГЕНЕРАТОР	54
§ 4.1. Блокинг - генератор в автоколебательном режиме	54
§ 4.2. БГ на транзисторе с общей базой	61
§ 4.3. Ждущий режим БГ	62
Глава V. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ (ГЛИН)	63
§ 5.1. Параметры и классификация ГЛИН	63
§ 5.2. ГЛИН с токостабилизирующим двухполосником	69
§ 5.3. Компенсационный ГЛИН с ПОС	72
§ 5.4. Компенсационный ГЛИН с ООС	78
§ 5.5. Фантастрыон	82
§ 5.6. Автоколебательные ГЛИН на интегральных схемах	84
Л и т е р а т у р а	89



Николай Евгеньевич Конюхов

Евгений Алексеевич Муштаков

Николай Иванович Филимонов

ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

У ч е б н о е п о с о б и е

Редактор Н.В. К а с а т к и н а

Техн. редактор Н.М. К а л е н ю к

Корректор С.С. Р у б а н

ЕО 00221. Подписано в печать 22.07.77.

Формат 60x84 1/16. Бумага тип. №3. Физ. печ.л. 5,75.

Усл. печ. 5,35. Уч. - изд. 5,0. Тираж 500 экз.

Цена 26 коп.

Куйбышевский авиационный институт им. С.П. Королева
Куйбышев, Молодогвардейская, 151.

Ротапринт областной типографии им. В.П. Мяги.

Куйбышев, Венцека, 60.

Заказ № 4150