

Вопрос 1

1. Ключ на биполярном транзисторе. Схема, временные диаграммы.

- дать описание процессов при включении транзистора

- дать описание процессов при выключении транзистора

Наиболее распространённой является схема ключа на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером (ОЭ), показанная на рис. 9.2, а. Нагрузка в виде резистора R_K включена в коллекторную цепь, и тогда схема представляет собой ключ с последовательной коммутацией.

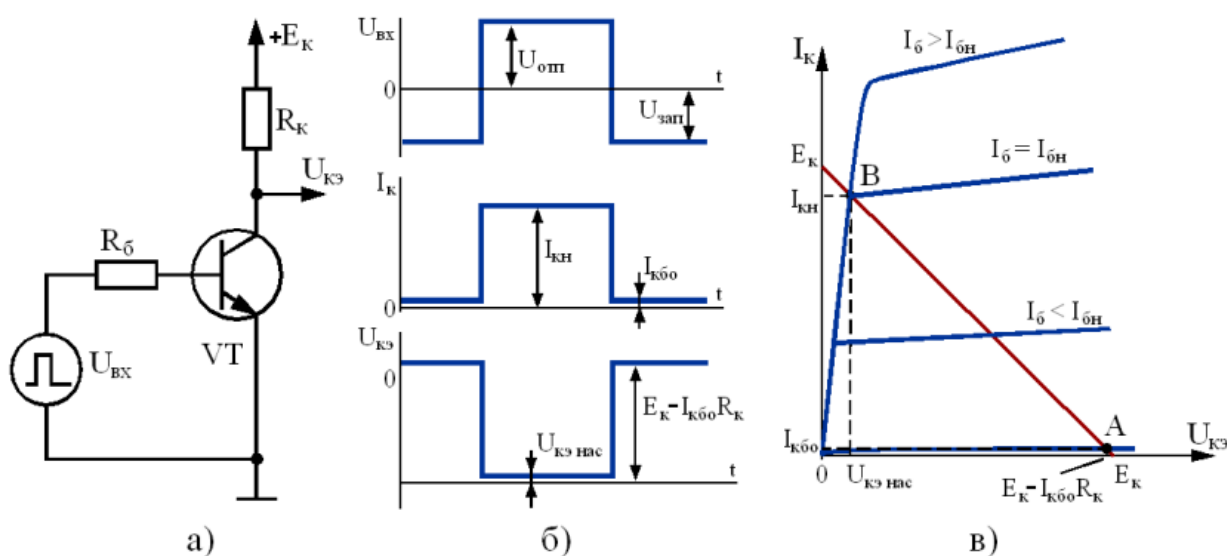


Рис. 9.2. Схема ключа на биполярном транзисторе (а), упрощенные временные диаграммы его работы (б), определение режимов работы транзистора по ВАХ (в)

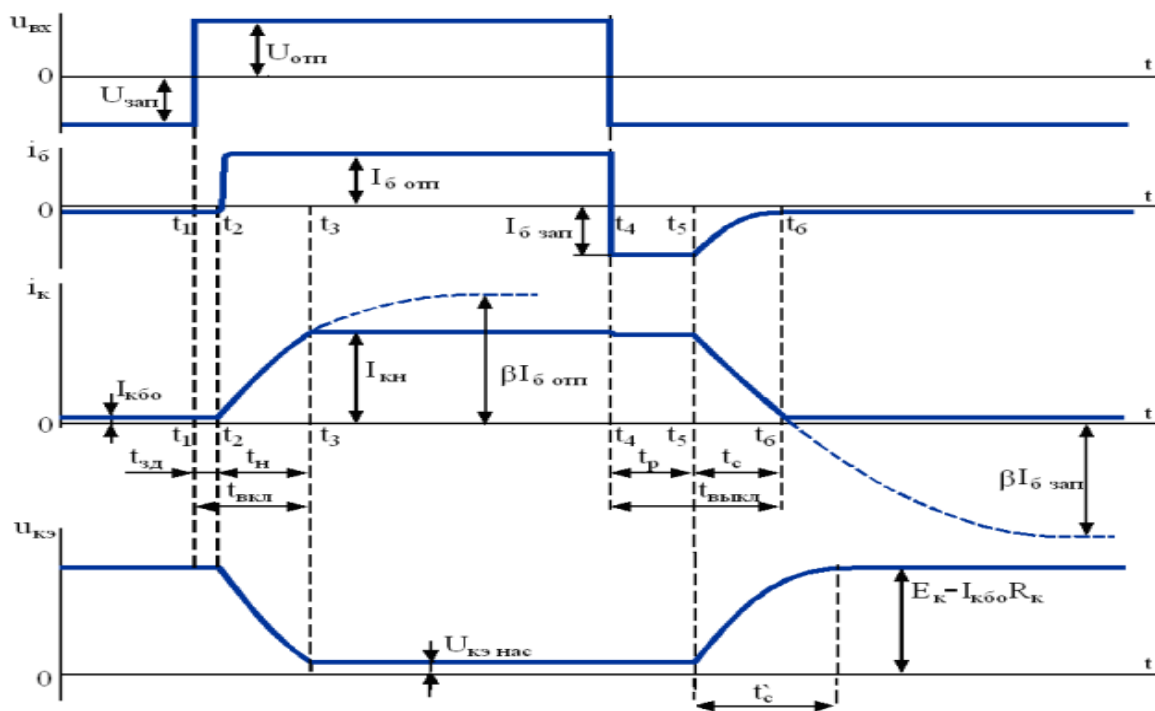


Рис. 9.3. Переходные процессы в ключе на биполярном транзисторе

1. Интервал $0 \dots t_1$. На вход ключа подается запирающее напряжение $U_{вх} = U_{зап} < 0$, транзистор находится в режиме отсечки. Коллекторный ток транзистора $I_{кбо}$ очень мал и близок к 0, напряжение $U_{кэ}$ близко к E_k .

2. Интервал $t_1 \dots t_2$. На вход ключа подается отпирающее напряжение $U_{отп} > 0$, но ток I_k остается близким к 0, а напряжение $U_{кэ}$ остается близким к E_k , т. е. наблюдается *задержка включения*. Длительность данного интервала $t_{зд} = t_2 - t_1$ определяется как *время задержки включения*.

3. Интервал $t_2 \dots t_3$. Коллекторный ток плавно нарастает от $I_{кбо}$ до $I_{кн}$, а напряжение $U_{кэ}$ одновременно уменьшается от значения, близкого к E_k , до $U_{кэ\text{ нас}}$. Длительность данного интервала $t_n = t_3 - t_2$ определяется как *время нарастания коллекторного тока*. Таким образом включение транзистора проходит в 2 этапа, а *время включения* определяется как $t_{вкл} = t_{зд} + t_n$.

4. Интервал $t_3 \dots t_4$. Транзистор находится в режиме насыщения, $I_k = I_{кн}$, $U_{кэ} = U_{кэ\text{ нас}}$.

5. Интервал $t_4 \dots t_5$. На вход ключа вновь подается запирающее напряжение $U_{вх} = U_{зап} < 0$, однако ток коллектора остается близким к $I_{кн}$, т. е. происходит *задержка выключения* транзистора, связанная с рассасыванием заряда, накопленного в базе на интервале $t_3 \dots t_4$. Длительность данного интервала $t_p = t_5 - t_4$ определяется как *время рассасывания заряда в базе* или сокращенно *время рассасывания* (ещё одно название – *время задержки выключения*).

6. Интервал $t_5 \dots t_6$. Коллекторный ток плавно уменьшается от $I_{кн}$ до $I_{кбо}$, а напряжение синхронно возрастает от $U_{кэ\text{ нас}}$ до значения, близкого к E_k . Длительность данного интервала $t_c = t_6 - t_5$ определяется как *время спада коллекторного тока*. Выключение транзистора также проходит в две стадии, а *время выключения* определяется как $t_{выкл} = t_p + t_c$.

3. Ключ на полевом транзисторе. Схема, временные диаграммы.

- дать описание процессов при включении транзистора

Основное преимущество полевых транзисторов перед биполярными, которое проявляется при их использовании практически во всех типах электронных устройств – очень малые входные токи. Особенно это важно при построении мощных ключевых схем, коммутирующих токи до сотен ампер. Кроме того, полевые транзисторы более устойчивы к перегрузкам, что также делает предпочтительным их применение в мощных ключах, являющихся основой импульсных устройств электропитания и управления.

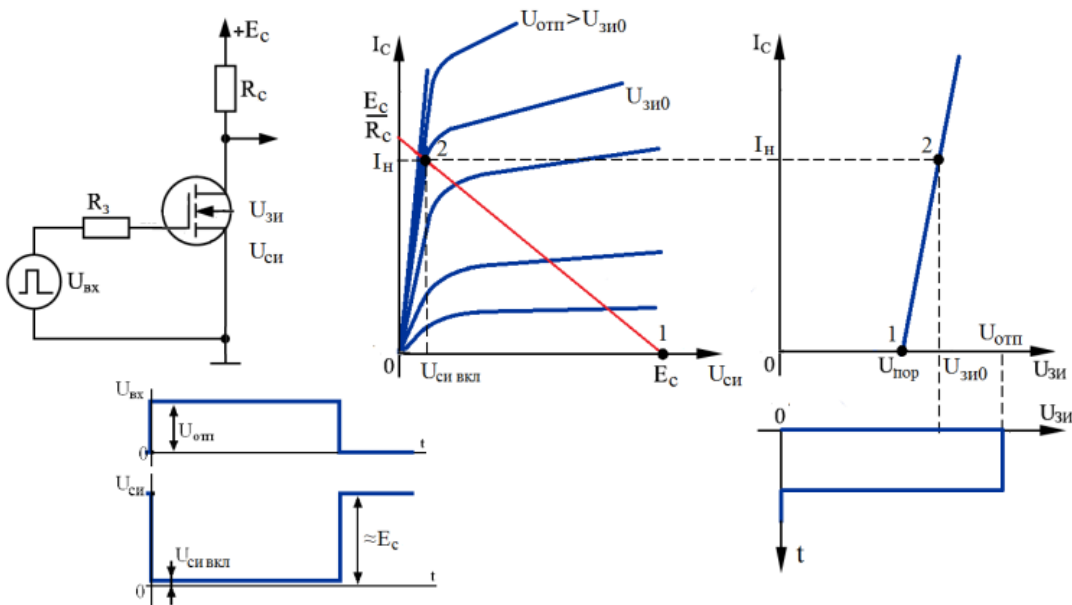


Рис. 9.10 Схема ключа на полевом транзисторе с индуцированным каналом, определение режимов работы транзистора ключа по ВАХ.

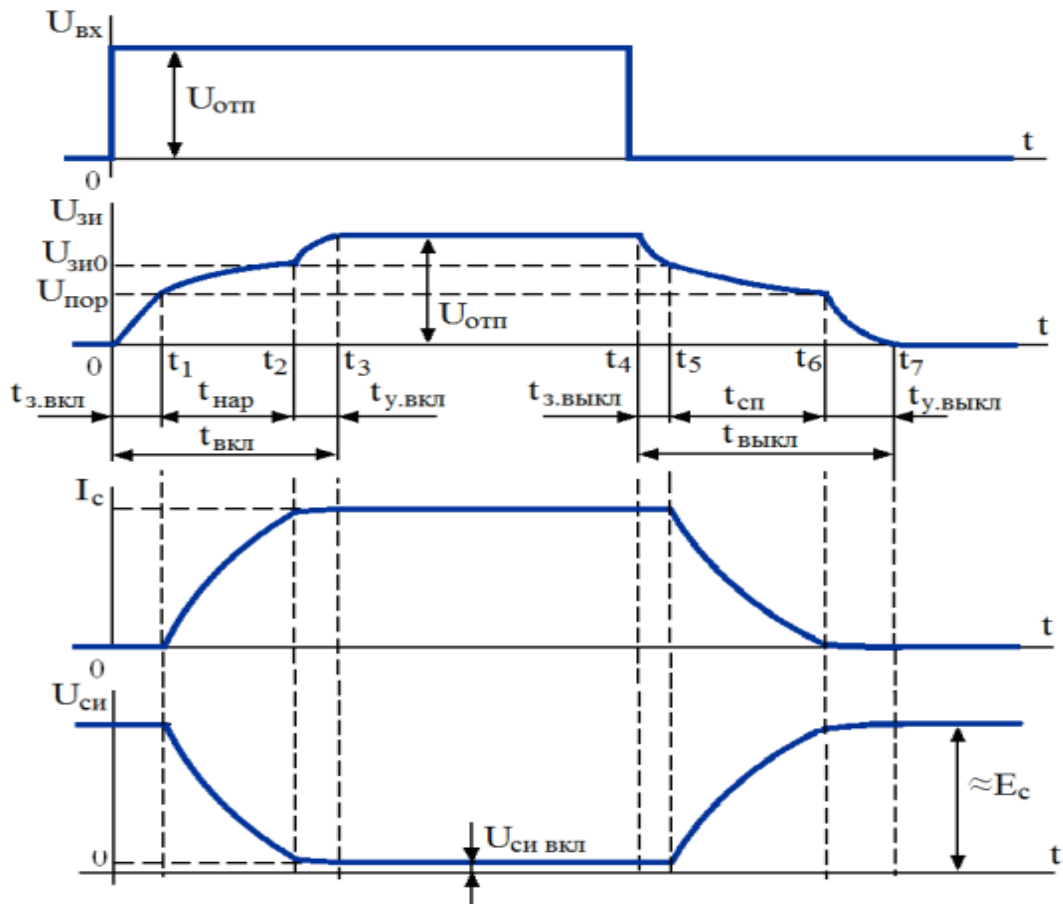


Рис. 9.11 Переходные процессы в ключе на биполярном транзисторе

Задержка включения (интервал $0 \dots t_1$). В момент $t=0$ на вход подается импульс отпирающего напряжения амплитудой $U_{отп}$. Начинается заряд входной емкости транзистора через сопротивление R_3 , поэтому напряжение $U_{зи}$ плавно нарастает с постоянной времени $\tau_{вх} = R_3 C_{вх} = R_3 (C_{зи} + C_{зс})$, асимптотически стремясь к $U_{отп}$.

Транзистор остаётся запертым, пока в момент t_1 $U_{зи}$ не превысит $U_{пор}$. Поэтому в течение интервала $t_{з.вкл}$ (время задержки включения) ток стока остаётся равным нулю, а напряжение $U_{си}$ остаётся практически равным E_c .

Нарастание выходного тока (интервал $t_1 \dots t_2$). В момент t_1 $U_{зи}$ становится больше $U_{пор}$ и транзистор переходит в активный режим. Это значит, что схема фактически представляет собой не ключ, а инвертирующий усилитель. Характерной особенностью инвертирующих усилителей является эффект Миллера (см. прошлый семестр, ЭиМЭ), из-за которого существенно возрастает входная ёмкость транзистора:

$$C_{вх}^* = C_{зи} + (1 + |K|) C_{зс},$$

где $K = SR_c$ - коэффициент усиления усилителя. Т. к. $|K| \gg 1$, поэтому $C_{вх}^* \gg C_{вх}$.

Постоянная времени входной цепи транзистора $\tau_{вх}^* = R_3 C_{вх}^*$ заметно возрастает по сравнению с $\tau_{вх}$, и на интервале $t_1 \dots t_2$ рост $U_{зи}$ существенно замедляется. Рост $U_{зи}$ сопровождается возрастанием тока I_c и уменьшением $U_{си}$. Время нарастания тока стока $t_{нар}$, определяемое как длительность интервала $t_1 \dots t_2$, как правило, существенно превышает $t_{з.вкл}$. Значения S , $C_{зи}$ и $C_{зс}$ (а значит и $\tau_{вх}^*$) не являются постоянными из-за изменения напряжения между выводами транзистора, поэтому характер переходного процесса на интервале $t_1 \dots t_2$ может быть достаточно сложным, а формулы для расчёта $t_{нар}$ могут быть получены только с учетом ряда приближений.

Установление включения (интервал $t_2 \dots t_3$). В момент t_2 напряжение превышает значение $U_{зи0}$, определяемое по (9.8), транзистор выходит из активного режима и эффект Миллера перестаёт действовать. Входная ёмкость уменьшается до значения, близкого к начальному $C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}$, ее заряд через R_c ускоряется и дальнейшее нарастание $U_{зи}$ вновь происходит с постоянной времени $\tau_{вх}$. Так как точка 2, соответствующая данному режиму, находится в области выходных ВАХ, где они очень слабо расходятся, ток стока и напряжение $U_{си}$ практически не изменяются. Длительность интервала $t_2 \dots t_3$ определяется как *время установления включения* $t_{у.вкл}$.

В момент t_3 $U_{зи}$ заряд входной ёмкости прекращается, напряжение $U_{зи}$ стабилизируется на уровне $U_{отп}$. Общее время включения $t_{вкл} = t_{з.вкл} + t_{нар} + t_{у.вкл}$.

На интервале $t_3 \dots t_4$ транзистор находится в стационарном режиме, соответствующем замкнутому ключу. Через нагрузку протекает ток, определяемый напряжением питания и нагрузкой, на транзисторе падает небольшое напряжение $U_{си_вкл}$ определяемое сопротивлением канала открытого транзистора.

Задержка выключения (интервал $t_4 \dots t_5$). В момент t_4 напряжение $U_{вх}$ становится равным нулю. Начинается разряд входной ёмкости транзистора, поэтому напряжение $U_{зи}$ начинает уменьшаться с постоянной времени $\tau_{вх}$, асимптотически стремясь к нулю. Однако напряжение $U_{си}$ и ток I_c меняются очень мало до момента t_5 , когда $U_{зи}$ становится меньше $U_{зи0}$ и транзистор переходит в активный режим.

Спад выходного тока (интервал $t_5 \dots t_6$). Переход транзистора в активный режим вызывает увеличение входной ёмкости вследствие эффекта Миллера (аналогично стадии нарастания выходного тока), поэтому постоянная времени входной цепи $\tau_{вх}^*$ многократно увеличивается по сравнению с $\tau_{вх}$ и уменьшение $U_{зи}$ существенно замедляется. Длительность интервала $t_5 \dots t_6$ определяется как *время спада* выходного тока $t_{сп}$. Синхронно с уменьшением $U_{зи}$ происходит плавное уменьшение тока I_c и рост напряжения $U_{си}$ практически до E_k .

Установление выключения (интервал $t_6 \dots t_7$). В момент t_6 напряжение $U_{зи}$ становится меньше $U_{пор}$. Транзистор переходит в режим отсечки и ток I_c становится равным нулю. Эффект Миллера перестаёт действовать, поэтому входная ёмкость транзистора уменьшается и разряжается до нуля сравнительно быстро, т.е. время установления выключения $t_{у.выкл}$ оказывается небольшим. Напряжение $U_{си}$ окончательно устанавливается на уровне E_k . Общее время выключения $t_{выкл} = t_{з.выкл} + t_{сп} + t_{у.выкл}$.

Таким образом, длительность переходных процессов в ключе на полевом транзисторе в первую очередь зависит от ёмкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$, а также от сопротивления в цепи затвора R_z . Отметим, что как таковой резистор в цепи затвора часто отсутствует, тогда R_z представляет собой выходное сопротивление источника входного напряжения ключа.

4. Мультивибратор на ОУ. Схема, временные диаграммы.

- описать принцип работы
- вывести формулу для длительности импульсов.

Мультивибратором обычно называют автогенератор прямоугольных импульсов. Простейшие мультивибраторы начинают работать при включении питания, формируя на выходе последовательность прямоугольных импульсов заданной амплитуды, длительности и частоты повторения. В более сложных мультивибраторах возможно управление с помощью внешних сигналов длительностью, частотой и амплитудой выходных импульсов, запретом/разрешением работы и т. Д

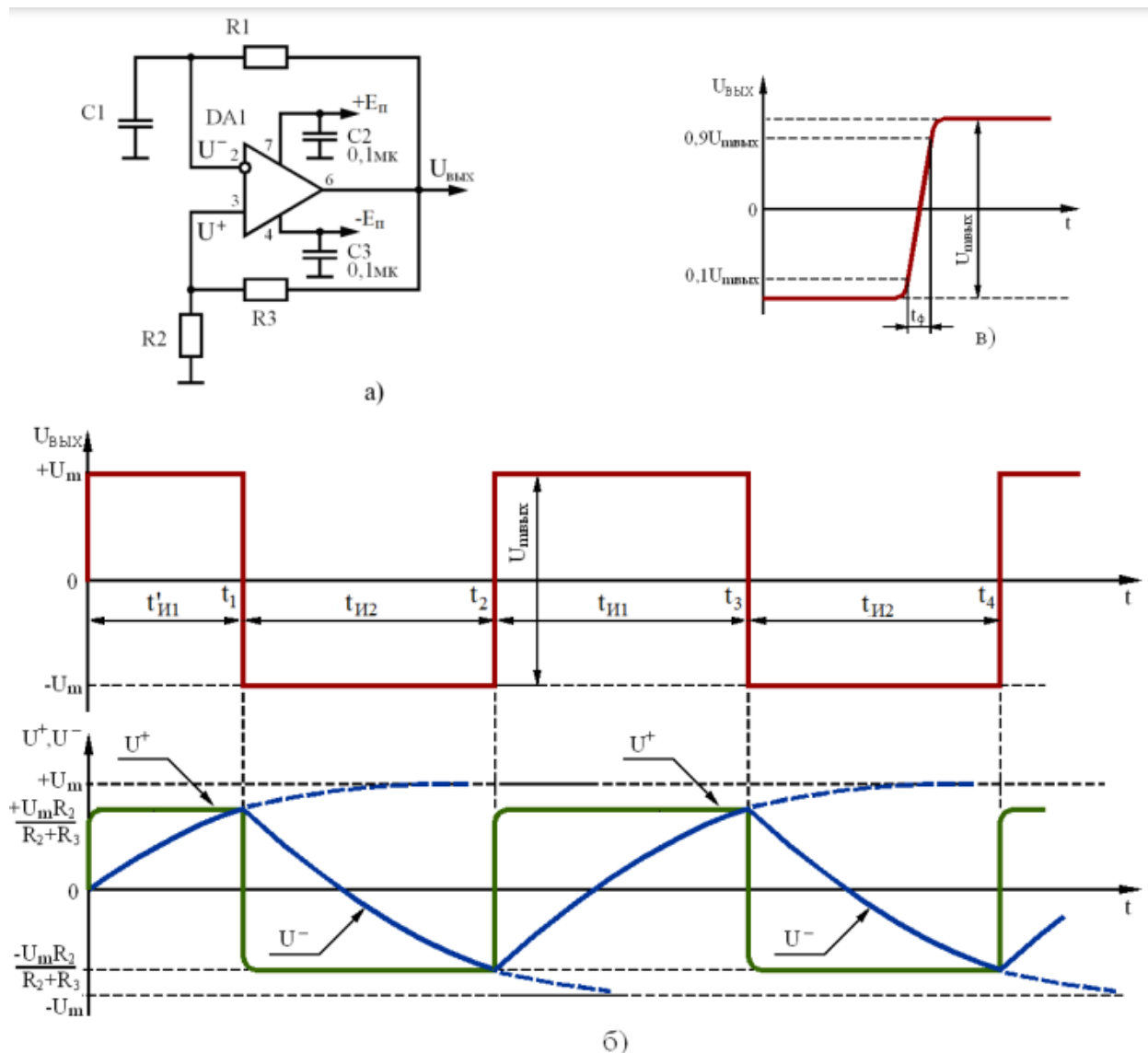


Рис. 11.1. Схема мультивибратора на ОУ (а), временные диаграммы работы (б), фронт выходного импульса (в)

Принцип работы схемы рассмотрим с помощью временных диаграмм ее работы (рис. 11, 1, б). Учтём, что до включения питания (момент $t=0$) все конденсаторы схемы разряжены, поэтому во всех узлах схемы имеем нулевое напряжение. Несмотря на нулевые напряжения на входах ОУ, при включении питания из-за асимметрии входного дифференциального каскада ОУ возникает напряжение на его выходе, которое усиливается ОУ. Это эквивалентно появлению между входами ОУ *напряжения смещения нуля* $U_{см}$, которое равновероятно может быть положительным или отрицательным. Для определённости будем считать, что $U_{см} > 0$, тогда в момент $t=0$ напряжение на выходе ОУ $U_{ВЫХ}$ начинает возрастать. По цепи ПОС это напряжение передается на неинвертирующий вход ОУ, напряжение U^+ на котором увеличивается. Учтём, что напряжение на конденсаторе $C1$ не может измениться мгновенно и поэтому напряжение на инвертирующем входе ОУ U^- практически не изменяется. Появляется *положительное* дифференциальное входное напряжение ОУ $U_{вх.диф} = U^+ - U^-$, что приводит к дальнейшему росту $U_{ВЫХ}$, к дальнейшему росту U^+ и $U_{вх.диф}$ и еще большему дальнейшему росту $U_{ВЫХ}$. Таким образом, благодаря ПОС после включения питания происходит непрерывное и сравнительно быстрое возрастание $U_{ВЫХ}$ до максимально возможной величины U_m , близкой к напряжению питания $+E$. Длительность этого процесса определяется *максимальной скоростью изменения выходного напряжения ОУ* V_u (сокращённо – скоростью нарастания). При этом напряжение на неинвертирующем входе становится равным $+U_m R_2 / (R_2 + R_3) = K_{пос} U_m$, где $K_{пос} = R_2 / (R_2 + R_3)$ – коэффициент передачи цепи ПОС.

При появлении на выходе ОУ напряжения $U_{\text{вых}} = U_m$ начинается заряд конденсатора C_1 через резистор R_1 , поэтому на интервале $t_1 - t_2$ напряжение U плавно возрастает с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, асимптотически стремясь к U_m . Напряжение U^+ на данном интервале остаётся неизменным, поэтому из-за возрастания U дифференциальное входное напряжение ОУ уменьшается. Пока $U_{\text{вх.диф}}$ остаётся положительным, выходное напряжение остаётся неизменным и равным $+U_m$. В момент t_2 U становится больше $U^+ = K_{\text{noc}} U_m$, $U_{\text{вх.диф}}$ становится отрицательным и поэтому $U_{\text{вых}}$ начинает уменьшаться. Это приводит к уменьшению U^+ и дальнейшему уменьшению $U_{\text{вых}}$. Таким образом, благодаря ПОС происходит непрерывное быстрое уменьшение $U_{\text{вых}}$ до минимально возможной величины $-U_m$, близкой к напряжению питания $-E$. Напряжение U^+ становится равным $-K_{\text{noc}} U_m$. Так как U не может измениться мгновенно и остается равным $K_{\text{noc}} U_m$, то дифференциальное входное напряжение ОУ скачком изменяется до $-2K_{\text{noc}} U_m$.

Далее на интервале $t_1 - t_2$ происходит разряд C_1 через резистор R_1 . Напряжение U плавно уменьшается с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, асимптотически стремясь к $-U_m$. Поэтому отрицательное $U_{\text{вх.диф}}$ уменьшается по модулю, но пока оно остаётся отрицательным, выходное напряжение остается равным $-U_m$. В момент t_2 U уменьшается настолько, что становится меньше, чем $-K_{\text{noc}} U_m$, поэтому $U_{\text{вх.диф}}$ вновь становится положительным, выходное напряжение вследствие ПОС вновь возрастает до $+U_m$, после чего $U_{\text{вх.диф}}$ скачком возрастает до $2K_{\text{noc}} U_m$.

Время фронта и спада выходного напряжения определяются значением V_u используемого ОУ. Из рис. 11.1, в следует, что в течение t_{ϕ} выходное напряжение увеличивается на $2U_m$. Поэтому $t_{\phi} \approx 1.6 U_m / V_u$.

Множитель 1,6 введен потому, что стандартная методика измерения t_{ϕ} предусматривает измерение t_{ϕ} по уровням 0,1 и 0,9 от амплитуды (размаха) импульса $U_{\text{мвх}} = 2U_m$. Соотношение приближённое, потому что не учитывается задержка включения/выключения транзисторов оконечного каскада ОУ.

Очевидно, далее процессы в схеме происходят аналогично. На интервале $t_2 - t_3$ вследствие заряда C_1 происходит рост U до момента t_3 , когда $U^- > U^+ = K_{\text{noc}} U_m$ и $U_{\text{вых}}$ становится равным $+U_m$, на $t_3 - t_4$ из-за разряда C_1 происходит уменьшение U до момента t_4 , когда $U^- < U^+ = -K_{\text{noc}} U_m$ и $U_{\text{вых}}$ становится равным $-U_m$.

Из временных диаграмм работы схемы видно, что при включении питания схема генерирует импульс уменьшенной длительности t'_{u1} , т. к. длительность этого импульса определяется изменением напряжения U от 0 до $K_{\text{noc}} U_m$. Длительность последующих импульсов положительной и отрицательной полярности (t_{u1} и t_{u2}) соответствует изменению U в пределах $\pm K_{\text{noc}} U_m$, при этом рост и спад U происходит с одинаковой постоянной времени, поэтому $t_{u1} = t_{u2} > t'_{u1}$. Очевидно, что длительность импульсов на выходе генератора в первую очередь зависит от постоянной времени цепи $R_1 C_1$, поэтому эта цепь называется *временязадающей*.

Формулы для расчёта t_{u1} и t_{u2} можно вывести при рассмотрении процесса заряда конденсатора C_1 на соответствующих временных интервалах. Рассмотрим работу временязадающей RC-цепи с общих позиций (рис. 11.2). Если в начальный момент времени конденсатор был заряжен до напряжения $U(0)$, то при заряде конденсатора через резистор от источника напряжения $U(\infty)$ напряжение на конденсаторе будет изменяться с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, в произвольный момент t принимая значение $U(t)$.

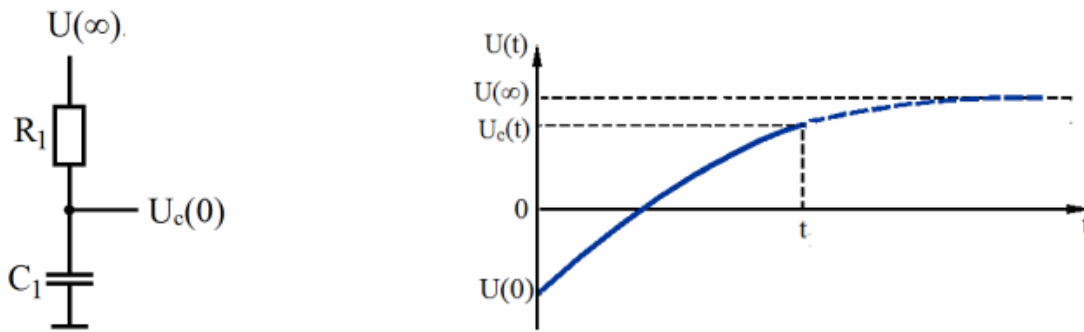


Рис. 11.2. К рассмотрению общего случая работы времязадающей цепи

Закон Кирхгофа для времязадающей цепи можно записать следующим образом

$$U(\infty) = i_c R_1 + U_c(t) = R_1 C_1 \frac{dU_c(t)}{dt} + U_c(t)$$

Решение этого уравнения: $U_c(t) = U(\infty) + A \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)$,

где A определяется из начальных условий. В момент $t=0$ $U_c(0)$, поэтому $U_c(0) = U(\infty) + A \exp\left(-\frac{0}{R_1 C_1}\right) = U(\infty) + A$, тогда получаем $A = U_c(0) - U(\infty)$. Отсюда напряжение на конденсаторе с произвольный момент t

$$U_c(t) = U_c(0) \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) + U(\infty) \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)\right) \quad (11.1),$$

Из (11.1) можно получить выражение для определения момента t , когда напряжение на конденсаторе примет некоторое заданное значение $U(t)$:

$$t = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t)} \right] \quad (11.2).$$

Формулы (11.2) и (11.1) могут применяться при выводе формулы для длительности импульса любой схемы генератора с времязадающей RC-цепью. Возвращаясь к схеме мультивибратора на схеме рис. 11.1, а, при выводе формулы для t_{u1} за начало отсчёта $t=0$ можно принять момент установления на выходе схемы напряжения $+U_m$ (соответствует моменту t_2 на рис. 11.1, б), при этом $U^-(0) = U_c(0) = -K_{noc} U_m$; напряжение $U = U_c$ нарастает с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, стремясь к $U(\infty) = U_m$; в момент окончания импульса имеем $t = t_{u1}$ (соответствует моменту t_3 на рис. 11.1, б), и $U^-(t_{u1}) = U_c(t_{u1}) = +K_{noc} U_m$. Тогда (11.1) записывается как

$$U_c(t) = U_m - U_m (1 + K_{noc}) \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right),$$

а из (11.2) получается формула для t_{u1} :

$$t_{u1} = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U_m + U_m K_{noc}}{U_m - U_m K_{noc}} \right] = R_1 C_1 \ln \left[\frac{1 + K_{noc}}{1 - K_{noc}} \right] = R_1 C_1 \ln \left[1 + \frac{2R_2}{R_3} \right] \quad (11.3)$$

5.Одновибратор на ОУ. Схема, временные диаграммы.

- описать принцип работы
- вывести формулу для длительности импульсов.

Простейший одновибратор – генератор одиночного прямоугольного импульса заданной амплитуды и длительности при подаче управляющего сигнала. Схема одновибратора на ОУ показана на рис. 11.4, а. Сравнивая с рис. 11.1, а, можно заметить, что одновибратор можно получить из мультивибратора, дополнив схему цепью запуска R_4 - C_2 - VD_2 , а также зашунтировав конденсатор времязадающей цепи C_1 диодом VD_1 . В этой схеме также используется двуполярное питание ОУ. Временные диаграммы работы одновибратора показаны на рис. 11.4, б.

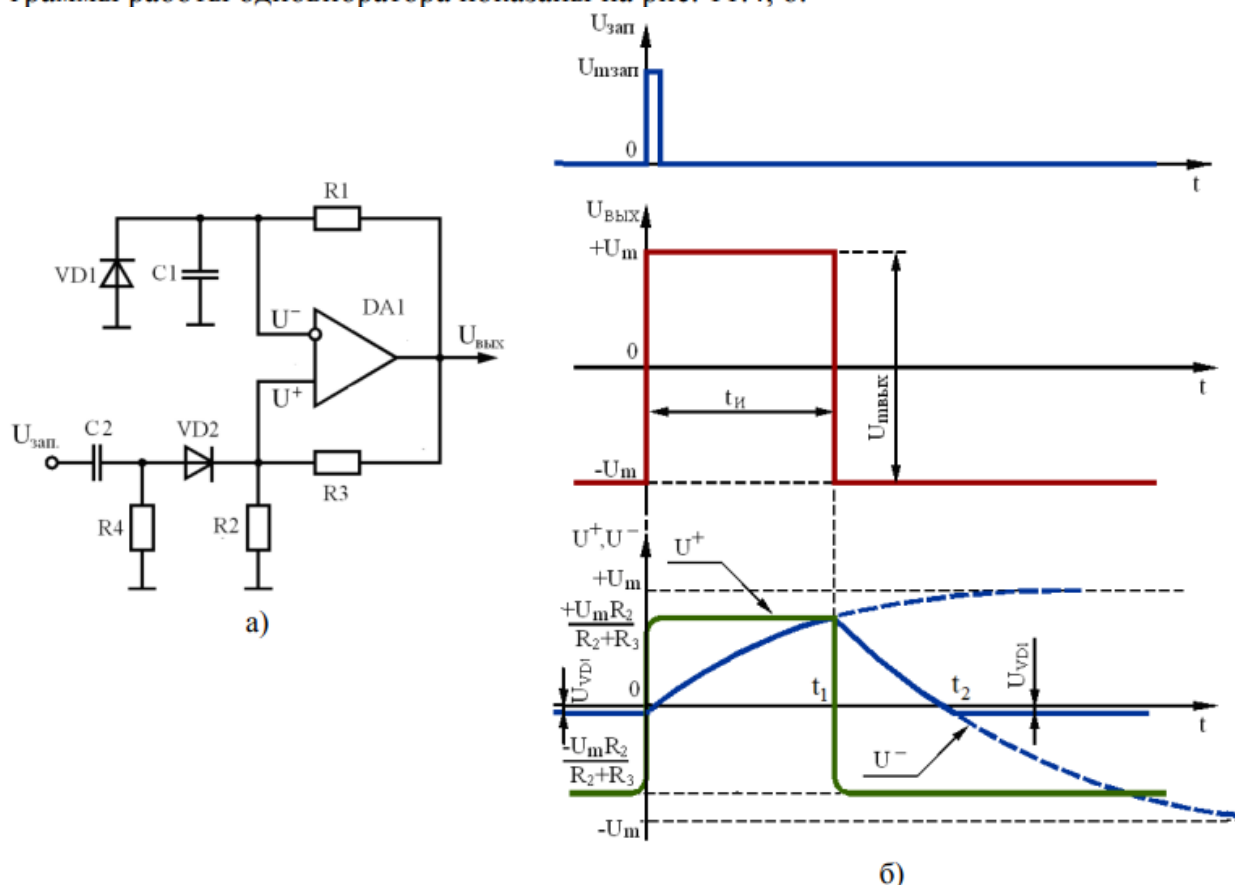


Рис. 11.4. Схема одновибратора на ОУ (а), временные диаграммы ее работы (б)

Таким образом, если амплитуда запускающего импульса превышает U_{in}^{min} , то $U_{вх.диф} > 0$ и $U_{вых}$ начнёт возрастать. Благодаря ПОС по цепи R_2 - R_3 (так же, как в мультивибраторе на ОУ) выходное напряжение ОУ становится равным U_m , и $U^+ = K_{нос} U_m$. Теперь на диод VD_1 с выхода ОУ через резистор R_1 подаётся положительное напряжение, поэтому VD_1 закрывается и начинается заряд конденсатора C_1 . Напряжение U возрастает с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, асимптотически стремясь к $+U_m$, что приводит к уменьшению $U_{вх.диф}$. На интервале $0-t_1$ $U_{вх.диф}$ остаётся положительным, поэтому до момента выходное напряжение остаётся равным $+U_m$. Так как $U^+ = K_{нос} U_m$, диод VD_2 закрывается, отключая цепь запуска от неинвертирующего входа ОУ, поэтому по окончании импульса запуска состояние схемы не меняется.

В момент $t_1 \equiv t_n$ U возрастает настолько, что становится больше $K_{noc} U_m$ (как и в схеме мультивибратора, достаточно очень малого кратковременного превышения), $U_{ex.dif}$ становится отрицательным и вследствие ПОС $U_{вых}$ становится равным $-U_m$. Одновременно $U^+ = -K_{noc} U_m$, а U начинает убывать вследствие разряда C_1 , стремясь к $-U_m$. В момент t_2 U становится отрицательным и открывается диод VD_1 , из-за этого напряжение U стабилизируется на уровне $-U_{VD1}$. Именно из-за того, что дальнейшее уменьшение U оказывается невозможным, U не может стать меньше $-K_{noc} U_m$ и генерация импульса на выходе не повторяется. Таким образом, начиная с момента t_2 схема переходит в исходное состояние, которое может продолжаться сколь угодно долго, пока на вход не будет подан следующий запускающий импульс.

Вывод формулы для расчёта t_n можно упростить, используя соотношения (11.1) и (11.2). По временной диаграмме для U (рис.11.4, б) определяем $U(0) = -U_{VD1}$, $U(t_n) = K_{noc} U_m$, $U(\infty) = U_m$. Тогда

$$t_u = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t_u)} \right] = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U_m + U_{VD1}}{U_m - K_{noc} U_m} \right] = R_1 C_1 \ln \left[\frac{1}{1 - K_{noc}} \left(1 + \frac{U_{VD1}}{U_m} \right) \right] =$$

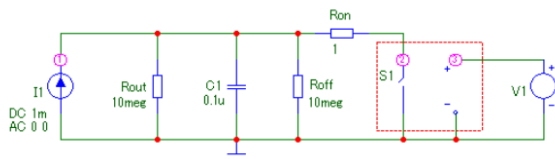
$$= R_1 C_1 \ln \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \left(1 + \frac{U_{VD1}}{U_m} \right) \right].$$

Если $U_m \gg U_{VD1}$, то $t_u \approx R_1 C_1 \ln \left[\frac{1}{1 - K_{noc}} \right] = R_1 C_1 \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$.

6. Общие принципы построения генераторов линейно-изменяющегося напряжения

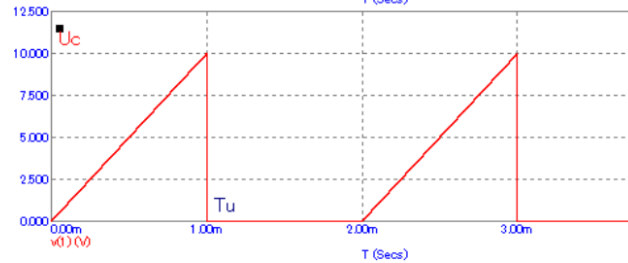
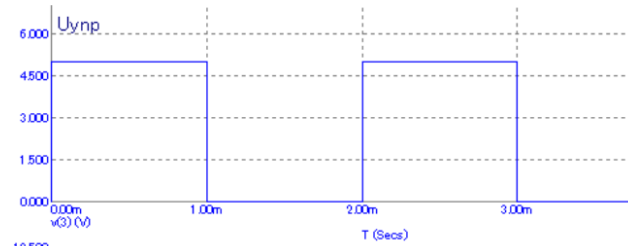
Генераторы линейно изменяющегося напряжения или тока формируют на выходе напряжение или ток, изменяющиеся во времени по закону, близкому к линейному. В данном разделе будут рассмотрены некоторые простейшие генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). В общем случае выход-

Наиболее распространённый способ получения линейно изменяющегося напряжения – заряд высокостабильного конденсатора от генератора стабильного тока. На рис. 12.2 показано, как этот способ реализуется в ГПН. Схема (рис.12.2, а) состоит из генератора стабильного тока I_1 , конденсатора C_1 и электронного ключа S_1 , включенного параллельно конденсатору. Работой ключа управляет генератор прямоугольных импульсов V_1 : высокому уровню выходного напряжения генератора $U_{упр}$ соответствует разомкнутое состояние ключа, низкому – замкнутое состояние. Для учёта неидеальности элементов в схему внесены: выходное сопротивление генератора тока R_{out} (в идеале - бесконечное), сопротивление ключа в разомкнутом состоянии R_{off} (в идеале - бесконечное) и сопротивление ключа в замкнутом состоянии R_{on} (в идеале 0). На рис. 12.2, б показаны временные диаграммы работы схемы.



а)

Рис. 12.2 Эквивалентная схема ГПН (а) и временные диаграммы ее работы для элементов, близких по параметрам к идеальным



б)

На интервале от 0 до $T_{и}$ ключ S_1 разомкнут и поэтому происходит заряд конденсатора C_1 от источника тока I_1 . Если рассмотреть идеализированный случай, когда R_{out} и R_{off} бесконечны, то ток источника протекает только через конденсатор. Учитывая общую формулу связи напряжения и тока конденсатора, а также постоянство тока заряда I_1 , получаем

$$U_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t i(t) dt = \frac{I_1 t}{C_1},$$

т. е. напряжение на конденсаторе со временем действительно должно линейно возрастать. В реальном случае, когда R_{out} и R_{off} конечны, часть тока источника протекает через них. При уменьшении R_{out} и R_{off} растет ток, протекающий через них, из-за чего ток заряда конденсатора уменьшается. Это приводит к замедлению роста напряжения на конденсаторе, в результате закон изменения напряжения отличается от линейного. Можно показать, что отклонение от линейного роста остаются незначительными, пока выполняется условие

$$\tau_3 = C_1(R_{out} \parallel R_{off}) \gg T_{и}. \quad (12.1)$$

По окончании импульса управления ключ S_1 замыкается и конденсатор разряжается через малое сопротивление замкнутого ключа R_{on} , из-за чего напряжение на конденсаторе быстро падает до нуля. В идеальном случае, когда $R_{on} \approx 0$, уменьшение напряжения на конденсаторе происходит мгновенно. В реальных ключах сопротивление в замкнутом состоянии может значительно отличаться от нуля и достигать сотен Ом. Тогда при замыкании ключа напряжение на конденсаторе будет уменьшаться с постоянной времени разряда $\tau_p = C_1(R_{out} \parallel R_{on}) \approx C_1 R_{on}$, и этот процесс будет тем заметнее, чем заметнее будет τ_p на фоне $T_{и}$.

7. Простейший ГПН на основе ключа с RC-цепью. Схема, временные диаграммы, принцип работы.

ГПН на основе ключа с RC-цепью. Проще всего построить ГПН на основе генераторов прямоугольных импульсов и дополнительной схемы, преобразующей прямоугольный импульс в импульс линейно изменяющегося напряжения. Простейшая подобная схема и диаграммы ее работы показаны на рис. 12.4.

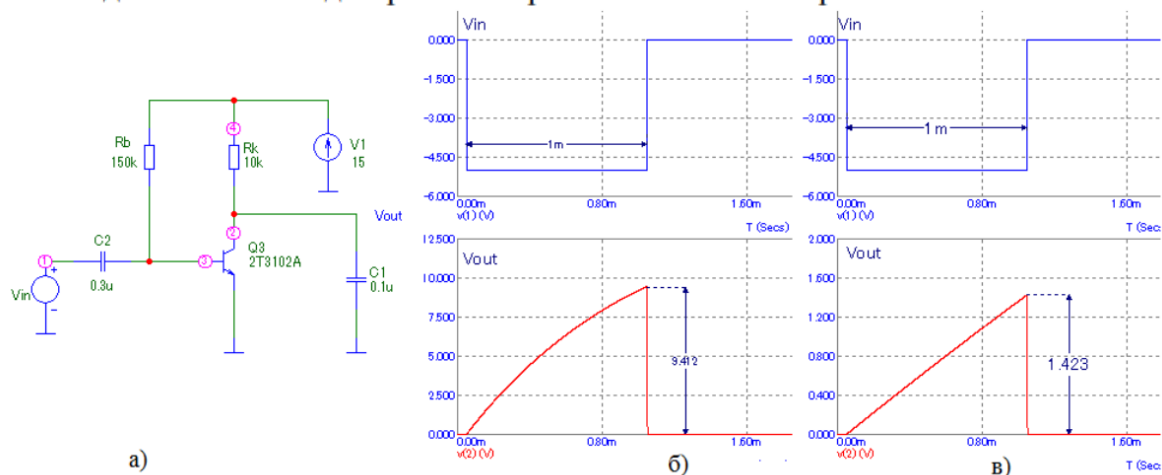


Рис. 12.4 Схема ГПН на основе ключа с RC-цепью (а), временные диаграммы для значений постоянной времени заряда конденсатора 1 мс (б) и 10 мс (в)

Схема состоит из ключа на транзисторе Q_1 , в выходную цепь которого включён конденсатор C_1 . В отличие от эквивалентной схемы (рис. 12.2, а), заряд конденсатора происходит не от генератора стабильного тока, а от источника напряжения V_1 через резистор R_k . Резистор R_b выбирается таким, чтобы транзистор при отсутствии входного управляющего импульса V_{in} был в режиме насыщения. Тогда Q_1 открыт и насыщен и своим малым сопротивлением шунтирует конденсатор C_1 , выходное напряжение равно $U_{кэ\text{ нас}}$ транзистора, т. е. близко к нулю. Входной импульс отрицательной полярности, подаваемый через конденсатор C_2 на базу транзистора, переводит его в режим отсечки. Транзистор перестаёт шунтировать C_1 и поэтому начинается заряд C_1 через резистор R_k от источника питания V_1 . Выходное напряжение возрастает по закону, в той или иной степени близкому к линейному. По окончании входного импульса транзистор вновь входит в режим насыщения и происходит быстрый разряд C_1 , из-за чего выходное напряжение быстро уменьшается до $U_{кэ\text{ нас}}$.

Как и в эквивалентной схеме, чтобы выходной импульс был близок к пилообразному, необходимо выполнить условие (12.1):

$$\tau_3 \approx C_1 R_k \gg T_{in}.$$

8. ГПН на транзисторе с источником тока. Схема, временные диаграммы, принцип работы

ГПН с источником тока. Вместо резистора R_k в коллекторную цепь транзистора Q_1 устанавливается источник тока на транзисторе Q_2 (рис. 12.5). Из временных диаграмм видно, что даже при использовании самого простого источника тока на транзисторе можно получить импульсы с достаточно высокой линейностью изменения напряжения (по крайней мере, отклонения от линейности незаметны), при этом выходные импульсы могут иметь амплитуду близкую к напряжению питания или сопоставимую с ним.

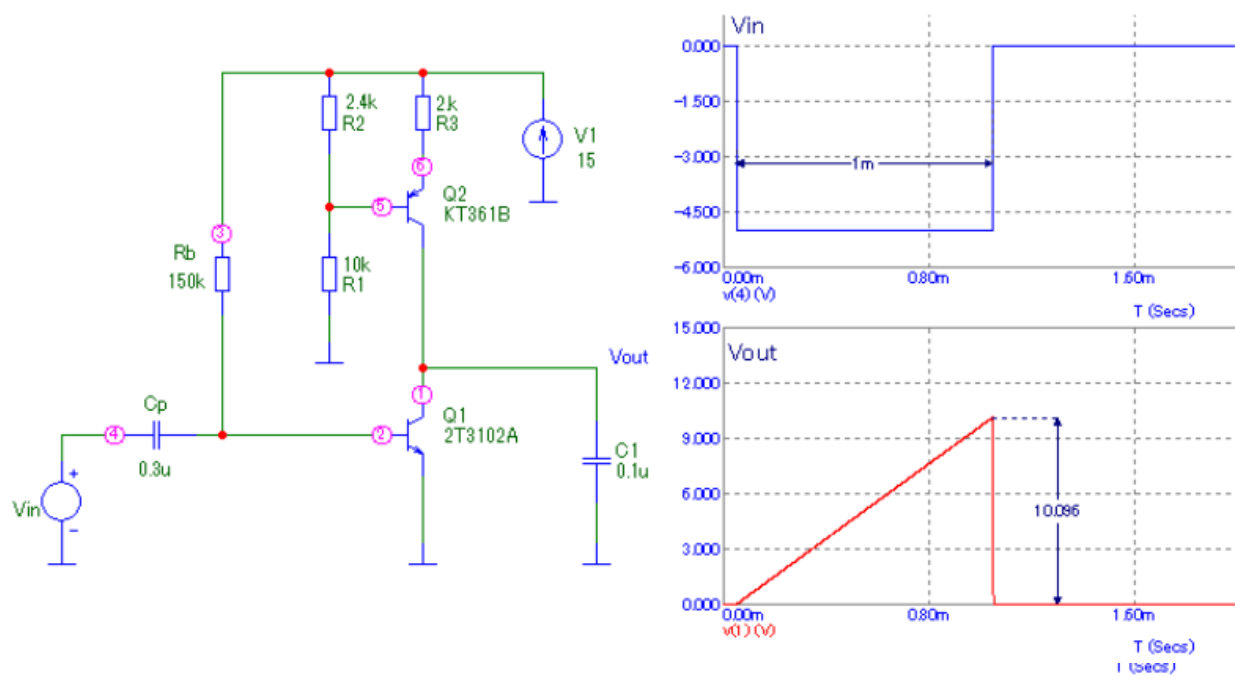


Рис. 12.4 Схема и временные диаграммы работы ГПН на основе ключа с транзисторным источником тока

9. Функциональный генератор на ОУ. Схема, временные диаграммы:

- описать принцип работы
- вывести формулу для длительности импульсов

Функциональный генератор на ОУ. Рассмотренные выше схемы представляли собой генераторы пилообразного напряжения, работающие в ждущем режиме. Схема, показанная на рис. 12.7, представляет собой автогенератор треугольного напряжения. Функциональными часто называют генераторы, на выходе которых можно получать сигналы разного вида (т.е. разные функции изменения напряжения во времени). Рассматриваемая схема позволяет получить сигнал двух видов: на одном выходе получается прямоугольный сигнал, на другом – треугольный. Схема имеет в своем составе триггер Шмитта на ОУ DA1 и инвертирующий интегратор на ОУ DA2. Выход интегратора соединен с входом триггера Шмитта.

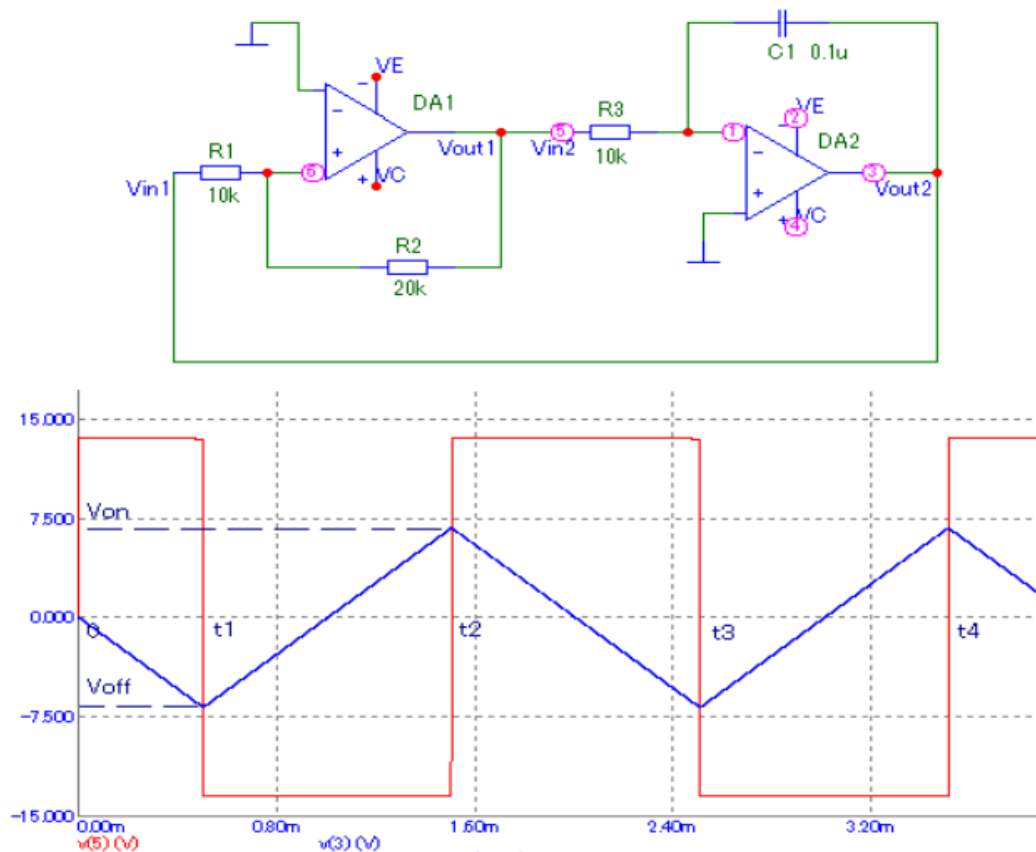


Рис. 12.6. Схема и временные диаграммы работы функционального генератора на двух на ОУ

В момент включения питания ($t=0$) выходное напряжение интегратора равно нулю, т. к. конденсатор C_1 разряжен, поэтому входное напряжение триггера Шмитта V_{in1} также равно нулю. Если напряжение смещения нуля DA_1 положительно, то вследствие ПОС через R_1 - R_2 выходное напряжение DA_1 V_{out1} становится равным $+U_m$. С выхода DA_1 напряжение поступает на вход инвертирующего интегратора на DA_2 , поэтому напряжение на его выходе V_{out2} линейно уменьшается. В момент t_1 $V_{out2} = V_{in1}$ становится меньше напряжения выключения $V_{off} = -U_m R_1 / R_2$, выходное напряжение DA_1 становится равным $-U_m$. Выходное напряжение интегратора линейно возрастает до момента t_2 , когда $V_{out2} = V_{in1}$ становится больше напряжения включения $V_{on} = U_m R_1 / R_2$. Выходное напряжение DA_1 вновь становится равным $+U_m$. Далее все циклически повторяется: при $V_{out1} = +U_m$ происходит линейное уменьшение V_{out2} , при $V_{out1} = -U_m$ – линейное увеличение V_{out2} . Таким образом, на выходе DA_1 имеем прямоугольные импульсы с размахом $2U_m$. Длительности интервалов положительного и отрицательного напряжений равны. На выходе DA_2 имеем треугольное напряжение с размахом, который определяется разностью напряжений включения и выключения, т. е. $2U_m R_1 / R_2$.

Формула для расчёта периода выходных импульсов может быть получена при рассмотрении процесса изменения выходного напряжения интегратора V_{out2} на интервале, когда оно изменяется от V_{on} до V_{off} (рис. 12.8).

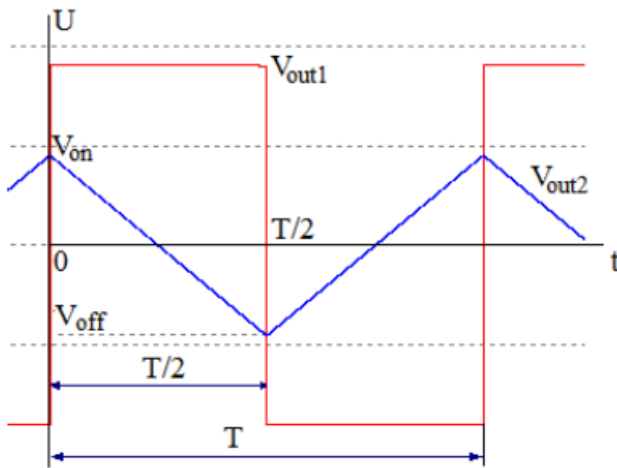


Рис. 12.8. К выводу формулы для расчета периода выходных импульсов функционального генератора (рис. 12.7)

Для выходного напряжения инвертирующего интегратора может быть записана общая формула:

$$V_{out2}(t) = V_{out2}(0) - \frac{1}{R_3 C_1} \int_0^t V_{out1}(t) dt \quad (12.2)$$

В момент, условно выбранный за 0, $V_{out2}(0) = V_{on} = U_m R_1 / R_2$, а в момент численно равный $T/2$, $V_{out2}(T/2) = V_{off} = -U_m R_1 / R_2$. При этом на интервале $0 \dots T/2$ $V_{out1} = +U_m$. С учетом этого, для момента $t = T/2$ формулу (12.2) можно записать следующим образом:

$$V_{out2}(T/2) = U_m \frac{R_1}{R_2} - \frac{1}{R_3 C_1} \int_0^{T/2} U_m dt = U_m \frac{R_1}{R_2} - \frac{1}{R_3 C_1} \frac{U_m T}{2} = -U_m \frac{R_1}{R_2}.$$

Отсюда
$$T = 4R_3 C_1 \frac{R_1}{R_2}$$

10. Интегральный таймер: структурная схема, назначение элементов

Универсальные ИМС генераторов импульсов, на основе которых могут быть выполнены генераторы импульсов различного вида, входящие в состав устройств разного назначения. К таким ИМС относится интегральный таймер NE555 (варианты обозначения LM555 и др.), отечественный аналог КР1006ВИ1. Таймером называют устройство для точного задания временных интервалов, таким образом таймер должен представлять собой генератор или формирователь импульсов заданной длительности. ИМС таймера NE555 была разработана в 1970-х годах, но оказалась настолько удачной, что применяется до сих пор для создания импульсных генераторов и других электронных устройств. Следует отметить, что генераторы на основе интегральных таймеров обладают более высокой температурной стабильностью, а ИМС таймера обладает широкими функциональными возможностями и при этом имеет низкую стоимость. Поэтому ее применение для построения генераторов импульсов во многих случаях более предпочтительно, чем ОУ и компараторов

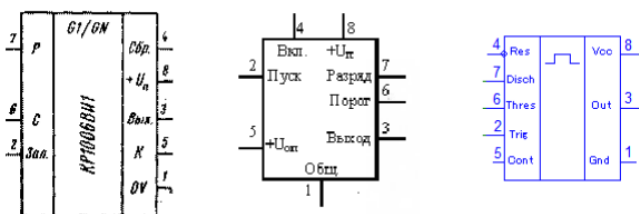


Рис. 13.1. Варианты обозначения ИМС таймера NE555 на принципиальных схемах

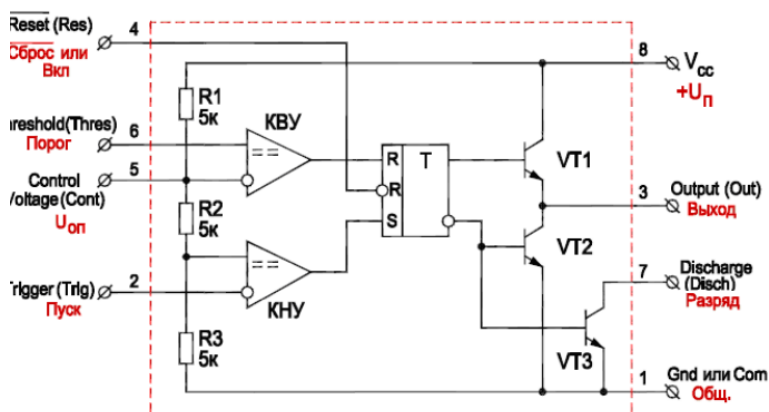


Рис. 13.2. Функциональная схема ИМС интегрального таймера

Состав ИМС таймера:

- компараторы высокого и низкого уровней (КВУ и КНУ),
- RS-триггер,
- основной выходной каскад на транзисторах VT1 и VT2,
- дополнительный выходной каскад с открытым коллектором на транзисторе VT3.

$R1=R2=R3$, поэтому опорные напряжения (т. е. пороги срабатывания) для КВУ и КНУ $U_{оп.КВУ}=2/3 U_n$, и $U_{оп.КНУ}=1/3 U_n$.

Компараторы управляют работой RS-триггера, который в свою очередь управляет транзисторами VT1, VT2 и VT3. RS-триггер также имеет инверсный вход сброса \overline{RESET} , при подаче на который сигнала низкого уровня триггер сбрасывается в ноль.

Работа ИМС при подаче на \overline{RESET} напряжения высокого уровня (соизмеримого с напряжением питания).

КВУ сравнивает с $U_{оп.КВУ}=2/3 U_n$ напряжение на выводе 6 (Threshold или Порог), КНУ сравнивает напряжение на выводе 2 (Trigger или Пуск) с $U_{оп.КНУ}=1/3 U_n$.

Если $U_6 > 2/3 U_n$ и $U_2 > 1/3 U_n$ то на выходе КВУ устанавливается напряжение лог.1 (т. е. $R=1$), а на выходе КНУ – напряжение лог.0 ($S=0$). Триггер сбрасывается в ноль ($Q=0, \overline{Q}=1$), транзистор VT1 закрыт, а VT2 и VT3 открыты. Напряжение на выводе 3 близко к 0 (определяется напряжением насыщения коллектор-эмиттер VT2). Если $U_6 < 2/3 U_n$ и $U_2 < 1/3 U_n$, то на выходе КВУ устанавливается напряжение лог.0 (т. е. $R=0$), а на выходе КНУ – напряжение лог.1 ($S=1$). Триггер устанавливается в 1 ($Q=0, \overline{Q}=1$), транзистор VT1 открыт, а VT2 и VT3 закрыты. На выводе 3 устанавливается напряжение высокого уровня, близкое к напряжению питания.

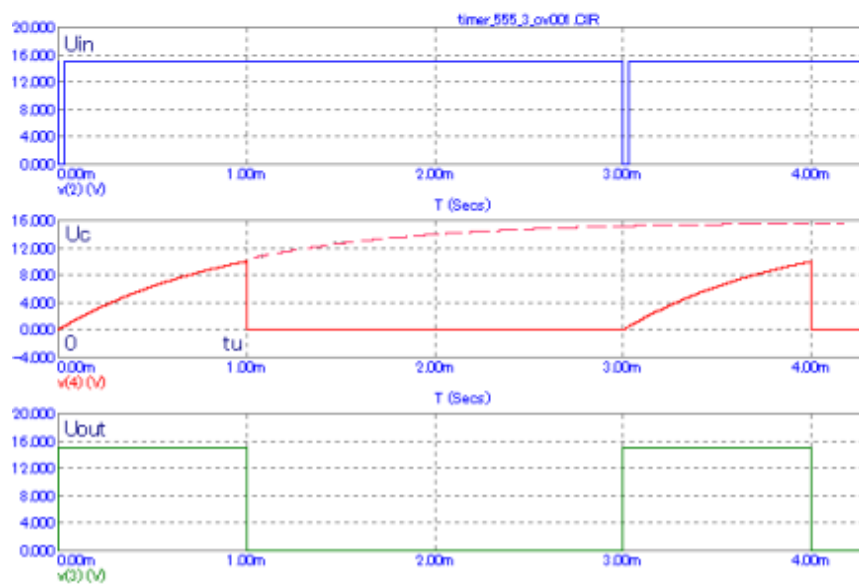
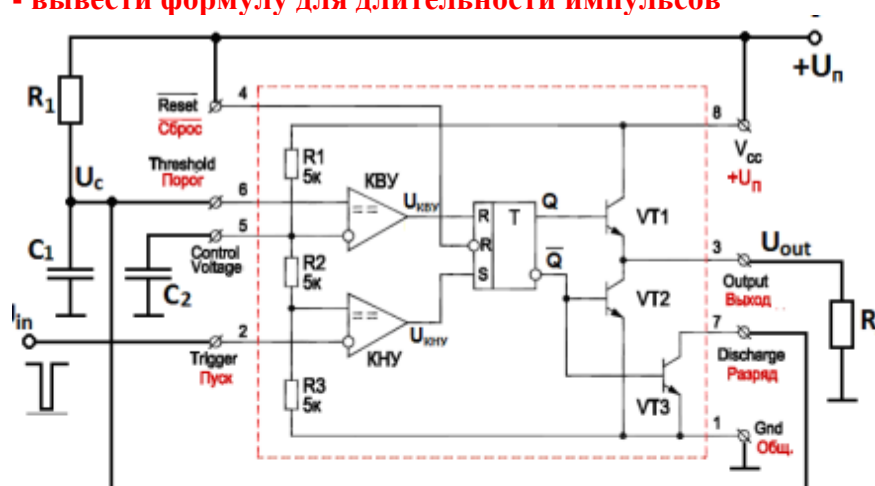
Если $U_6 < 2/3 U_n$ и $U_2 > 1/3 U_n$ то $R=S=0$, триггер находится в режиме хранения (сохраняется предыдущее состояние).

При подаче на вывод 4 напряжения низкого уровня триггер сбрасывается в ноль и на выводе 3 устанавливается напряжение близкое к нулю независимо от напряжений на выводах 2 и 6.

При подаче напряжения на вывод 5 (Control Voltage) пороги срабатывания компараторов изменяются. В дальнейшем будет показано, что изменяя это напряжение, можно управлять длительностью выходного импульса. Если эта возможность не используется, то вывод 5 следует соединять с общим проводом через конденсатор 0,01-0,1 мкФ.

12.Одновибратор на интегральном таймере:

- описать принцип работы
- вывести формулу для длительности импульсов



Исходное состояние. На вывод 4 подано напряжение питания (соотв. лог. 1). На выводе 2 присутствует напряжение высокого уровня, т.е. $U_{in}=U_2=U^1 \approx +U_n > 1/3 U_n$, поэтому $S=0$. **Выходное напряжение близко к нулю, т. к. VT1 закрыт, а VT2 открыт.** Транзистор VT3 также открыт и своим малым сопротивлением шунтирует конденсатор C_1 , поэтому C_1 разряжен, $U_c = U_6 = U_7 \approx 0 < 2/3 U_n$, значит $R=0$. Триггер находится в режиме хранения. **При подаче на вывод 2 импульса лог. нуля** U_2 становится близким к нулю, т.е. $U_2=U^0 < 1/3 U_n$, поэтому $S=1$. При этом напряжение на конденсаторе C_1 остается близким к нулю, т.е. $U_c = U_6$ остается меньше $2/3 U_n$, и $R=0$. Триггер переходит в единичное состояние, транзистор VT1 открывается, а VT2 закрывается. На основном выходе (вывод 3) появляется напряжение высокого уровня, близкое к напряжению питания. Транзистор VT3 также закрывается и перестает шунтировать конденсатор C_1 , поэтому начинается заряд C_1 через резистор R_1 от источника питания. Напряжение на конденсаторе $U_c = U_6 = U_7$ плавно нарастает с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, стремясь к $+U_n$. **По окончании импульса запуска** напряжение $U_2 > 1/3 U_n$, поэтому вновь $S=0$, триггер переходит в режим хранения, но сохраняется его единичное состояние, поэтому на выводе 3 сохраняется напряжение высокого уровня.

Момент t_n : напряжение на конденсаторе $U_c = U_6$ превышает $2/3 U_n$, поэтому $R=1$. При этом сохраняется $S=0$, поэтому триггер сбрасывается в ноль. Транзистор VT1 закрывается, а VT2 открывается, поэтому на выходе напряжение уменьшается до значения, близкого к нулю. Транзистор VT3 также открывается, и через его очень малое сопротивление происходит быстрый разряд конденсатора C_1 до напряжения, близкого к нулю (поэтому часто транзистор VT3 называют *разрядным транзистором*). Вновь получаем $U_c = U_6 = U_7 \approx 0 < 2/3 U_n$, значит $R=0$. Так как $R=S=0$, триггер вновь переходит в режим хранения и на выходе сохраняется напряжение, близкое к нулю, до подачи следующего запускающего импульса.

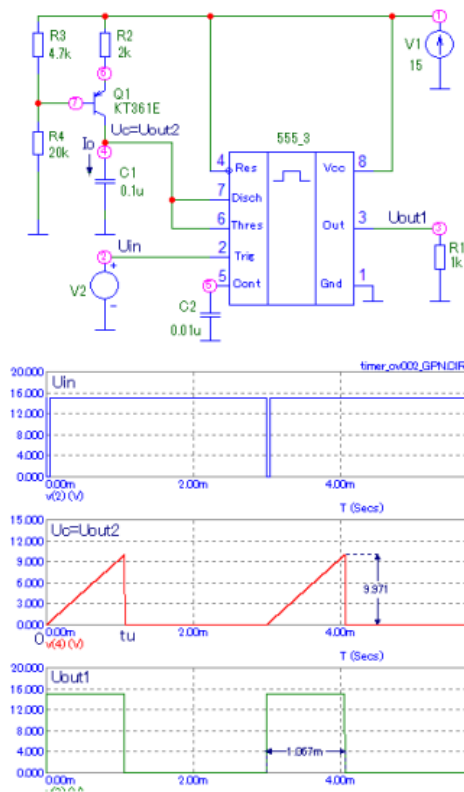
Длительность выходного импульса одновибратора t_n определяется процессом заряда конденсатора C_1 через резистор R_1 . В момент $t=0$ напряжение на конденсаторе $U_c(0)=U_6(0)=U_{кз\text{ VT3}}$ близко к нулю. На интервале от 0 до t_n напряжение $U_c = U_6$ возрастает с постоянной времени $\tau=R_1 C_1$, асимптотически стремясь к уровню $U_c(\infty)=+U_n$, а момент t_n достигает значения $U_c(t_n)=2/3 U_n$. Используя соотношение (11.2), см. раздел 11, и пренебрегая $U_{кз\text{ VT3}}$, можем записать

$$t_n = \tau \ln \left[\frac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t_n)} \right] = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U_n - U_{кз\text{ VT3}}}{U_n - \frac{2}{3} U_n} \right] \approx R_1 C_1 \ln 3 \approx 1,1 R_1 C_1$$

13.Одновибратор – генератор пилообразного импульса на интегральном таймере:

- описать принцип работы
- вывести формулу для длительности импульсов

Генератор пилообразного импульса на базе одновибратора на таймере



В приведенной схеме используется простейший источник тока на транзисторе Q1. Схема работает аналогично простейшему одновибратору. В момент $t=0$ с приходом запускающего импульса лог. нуля происходит запуск разрядного транзистора таймера и начинается заряд конденсатора C_1 от источника тока на транзисторе Q1. В разделе 12 было показано, что при заряде конденсатора от генератора стабильного тока напряжение на конденсаторе со временем линейно возрастает:

$$U_{OUT2} = U_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t I_0 dt = \frac{I_0 t}{C_1}$$

Поэтому на выводах 2 и 6 ИМС таймера формируется импульс линейно нарастающего напряжения (одновременно на выводе 3 формируется прямоугольный импульс). Как и в простейшей схеме на рис. 13.3, импульс заканчивается в момент t_H , когда напряжение на конденсаторе превышает $2/3 U_H$

$$U_{C1}(t_H) = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_H} I_0 dt = \frac{I_0 t_H}{C_1} = \frac{2U_H}{3},$$

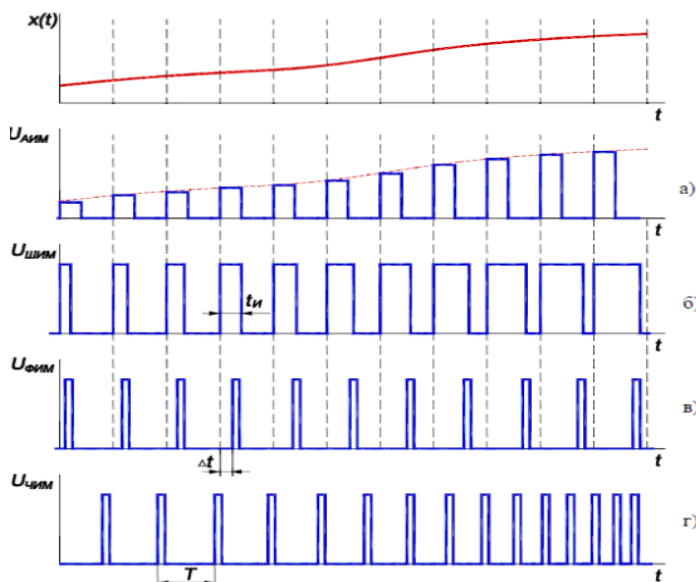
откуда можно получить формулу для расчета длительности импульса

$$t_H = \frac{2U_H C_1}{3I_0}.$$

В схеме на рис. 13.4 источник тока рассчитан на выходной ток 1 мА, поэтому для $U_H=15$ В и $C_1=0,1$ мкФ получаем $t_H=1$ мс.

1.Виды импульсной модуляции. ШИМ – виды, области применения

Модуляцией называется изменение одного из параметров электрического колебания, пропорциональное некоторой физической величине, например электрическому сигналу, содержащему полезную информацию (информационному сигналу $x(t)$). Таким образом, при модуляции информация, которая содержится в сигнале $x(t)$, вводится в электрическое колебание, и при передаче этого колебания происходит перенос введенной в него информации. Поэтому колебание, подвергнутое модуляции, называется несущим колебанием. В качестве несущего колебания обычно используются гармоническое или импульсное колебания. Во втором случае говорят об **импульсной модуляции**. В большинстве случаев в качестве несущего колебания при импульсной модуляции используют последовательность прямоугольных импульсов. В зависимости от того, какой параметр несущего колебания изменяется пропорционально информационному сигналу, различают несколько видов импульсной модуляции.



Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ, рис.14.1, а) – это изменение амплитуды импульса, пропорциональное информационному сигналу $x(t)$: $U_{ам} = U_{ам0} + K_{ам}x(t)$. Здесь $K_{ам}$ – постоянный коэффициент, $U_{ам0}$ – амплитуда импульса при отсутствии модуляции. Длительность и период повторения остаются неизменными.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ, рис.14.1, б) – это изменение длительности импульса пропорциональное $x(t)$: $t_{и} = t_{и0} + K_{шим}x(t)$.

При этом период повторения и амплитуда импульса остаются неизменными; $K_{шим} = \text{const}$, $t_{и0}$ – длительность импульса при отсутствии модуляции, т. е. $x(t) = 0$.

В устройствах ШИМ как один из параметров используется коэффициент заполнения $K_{зап} = t_{и}/T$, который также изменяется пропорционально $x(t)$.

Фазо-импульсная или время-импульсная модуляция (ФИМ или ВИМ, рис. 14.1, в) – это изменение временного сдвига импульса относительно опорной последовательности импульсов, пропорциональное $x(t)$: $\Delta t = K_{вим}x(t)$.

При этом длительность и амплитуда импульса остаются неизменными, $K_{вим} = \text{const}$.

Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ, рис.14.1, г) – это изменение частоты повторения импульсов $f = 1/T$ (T – период повторения импульсов), пропорциональное информационному сигналу $x(t)$: $f = f_0 + K_{чим}x(t)$, где f_0 – частота повторения импульсов при отсутствии модуляции; при этом длительность и амплитуда импульса остаются неизменными, $K_{чим} = \text{const}$.

В системах приема и передачи информации используются все виды импульсной модуляции, причём каждый вид модуляции оказывается предпочтительнее для систем конкретного назначения. При этом учитываются различные аспекты, изучаемые в специальных дисциплинах (искажения, ширина спектра модулированного сигнала, помехоустойчивость и т. д.). Однако импульсная модуляция разных видов также применяется в устройствах и системах, непосредственно не связанных с передачей и приемом информации – в измерительных устройствах, устройствах автоматического управления, в устройствах электропитания и др. Наиболее широко применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ). По способу формирования длительности высокочастотных импульсов различают несколько родов широтно-импульсной модуляции, наиболее распространенными из которых является ШИМ первого и второго рода.

2. ШИМ 1-го рода: структурная схема, временные диаграммы, принцип работы

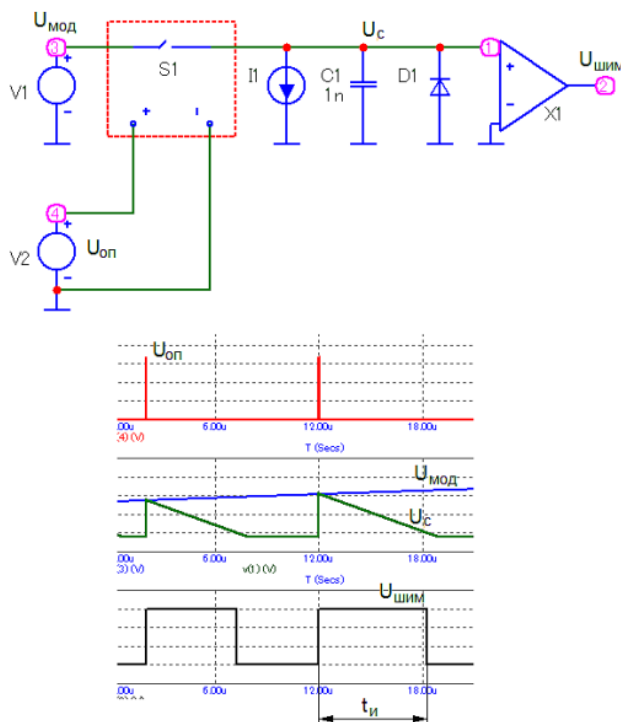


Рис.14.2 Упрощенная схема и временные диаграммы ШИМ 1-го рода

При широтно-импульсной модуляции первого рода (ШИМ-1) длительность формируемого импульса пропорциональна значению модулирующего сигнала, выбираемым в определенные, наперед заданные моменты времени. На рис. 14.2 показана упрощенная схема, реализующая один из способов получения ШИМ-1, и временные диаграммы ее работы.

Модулирующее напряжение $U_{м}$ (пропорциональное информационному сигналу $x(t)$), при замыкании электронного ключа S_1 на короткое время подключается к конденсатору C_1 . Работой S_1 управляет генератор опорного напряжения, его выходное напряжение $U_{оп}$ представляет собой последовательность импульсов, частота повторения которых равна несущей частоте ШИМ (десятки-сотни кГц), а длительность на несколько порядков меньше периода (достигает долей микросекунды).

Напряжение на конденсаторе $U_{с}$ становится равным значению $U_{м}$ на интервале действия импульса $U_{оп}$. Компаратор X_1 сравнивает $U_{с}$ с нулём, поэтому при замыкании S_1 на выходе компаратора возникает напряжение высокого уровня. По окончании импульса $U_{оп}$ ключ S_1 размыкается и происходит разряд C_1 через генератор стабильного тока I_1 . Как было показано в разделе 12, при этом напряжение на конденсаторе $U_{с}$ будет линейно уменьшаться. Когда $U_{с}$ достигнет нуля, напряжение на выходе компаратора уменьшится до напряжения низкого уровня (близкого к нулю), таким образом будет сформирован спад выходного импульса. Очевидно, в схеме с идеальным генератором стабильного тока длительность импульса на выходе схемы будет пропорциональна значению $U_{м}$ в момент прихода управляющего импульса. Реальная схема ШИМ будет работать с погрешностью, которая зависит как от стабильности генератора тока, так и от стабильности конденсатора C_1 , параметров электронного ключа S_1 и других факторов.

3. ШИМ 2-го рода одно- и двухсторонняя: структурная схема, временные диаграммы, принцип работы

При ШИМ второго рода (ШИМ-2) длительность импульса определяется значением модулирующего сигнала в момент окончания импульса (например, когда модулирующий сигнал сравнивается с опорным линейно нарастающим напряжением). Поэтому сигнал ШИМ 2-го рода может быть получен с выхода компаратора, на неинвертирующий вход которого подается модулирующее напряжение $U_{\text{мод}}$, а на инвертирующий – пилообразное напряжение $U_{\text{лин}}$ (рис.14.3).

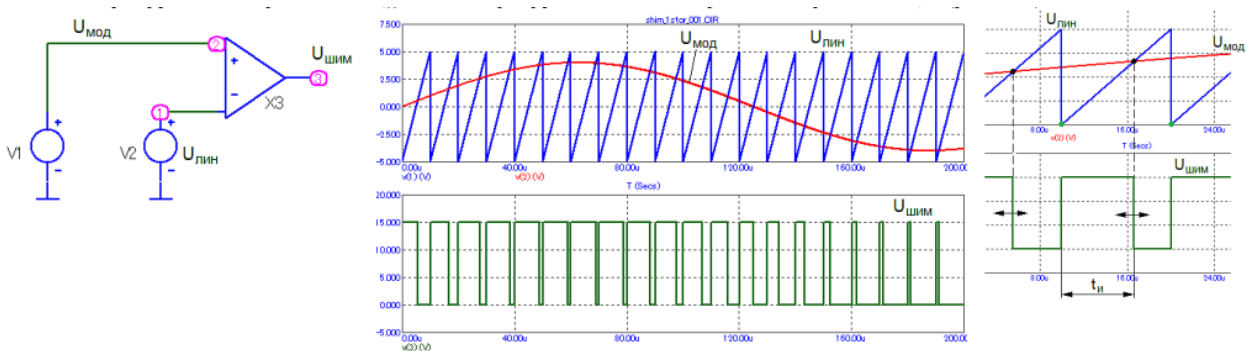
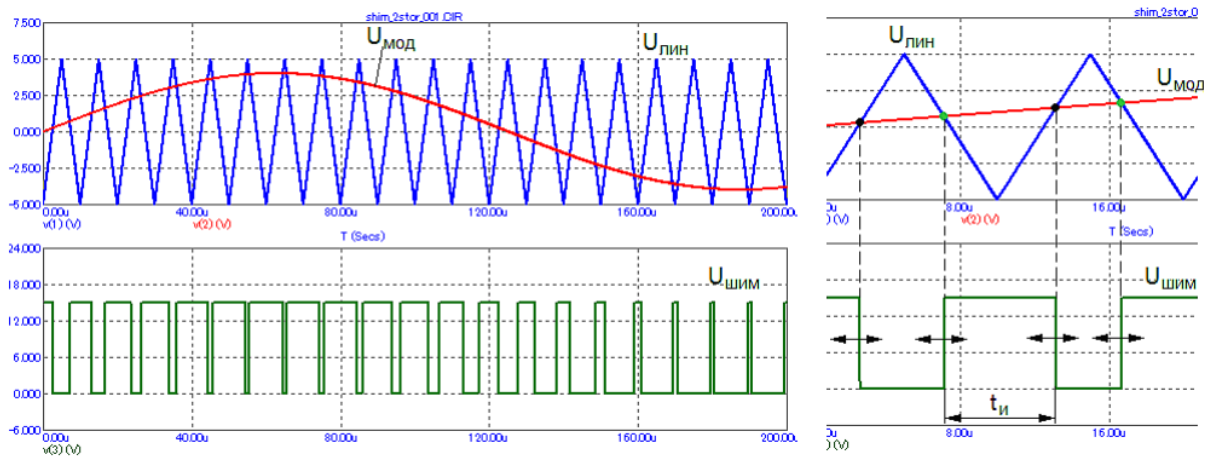


Рис.14.3 Упрощенная схема и временные диаграммы односторонней ШИМ 2-го рода

Из

временных диаграмм видно, что фронт выходного импульса компаратора соответствует началу формирования линейно-нарастающего напряжения, и напряжение на выходе компаратора имеет высокий уровень до тех пор, пока $U_{\text{мод}} > U_{\text{лин}}$. Спад выходного импульса формируется в момент, когда $U_{\text{лин}}$ становится больше $U_{\text{мод}}$. Таким образом, длительность выходного импульса оказывается пропорциональной величине $U_{\text{мод}}$, при этом изменение длительности выходного импульса происходит из-за изменения положения одного из перепадов выходного напряжения, в данном случае спада. Такая ШИМ называется **односторонней**.

При замене пилообразного напряжения на инвертирующем входе компаратора на симметричное треугольное напряжение длительность выходного импульса компаратора будет изменяться при изменении $U_{\text{мод}}$ за счёт изменения положения как фронта, так и спада выходного импульса (рис. 14.4). Такая ШИМ называется **двухсторонней**. Этот вариант используется чаще, так как для формирования треугольного напряжения могут быть использованы компоненты с более низким быстродействием, чем для пилообразного.



8,9.Основные элементы вторичных источников электропитания. Пример построения

- сетевого источника электропитания с сетевым трансформатором
- сетевого источника питания с преобразованием частоты

Задача средств (устройств, систем) электропитания – обеспечение электронных устройств (систем, комплексов) необходимыми питающими напряжениями или токами. Большинство электронных устройств требуют питания от источника постоянного напряжения, как правило, относительно низкого (единицы – десятки вольт). Некоторые элементы требуют питания от источника постоянного тока (светодиоды). К первичным средствам электропитания относят устройства или элементы, преобразующие неэлектрическую энергию в электрическую (электромеханические генераторы, аккумуляторы и гальванические элементы, солнечные батареи и т. д.), а

также промышленную (бортовую) сеть переменного или (реже) постоянного тока. Непосредственное использование первичных источников для питания электронных устройств не всегда возможно из-за их низкой стабильности и невозможности регулировки. Примеры: – к промышленной сети переменного тока 220 В/50 Гц нельзя непосредственно подключать устройства, требующие питания постоянным напряжением; – к аккумулятору, напряжение которого при разряде уменьшается на десятки процентов, нельзя подключать устройства, требующие для нормальной работы напряжение питания с отклонением от номинального значения не более 1%. Поэтому для питания электронных устройств используются источники (устройства, средства) вторичного электропитания (ИБП), которые преобразуют напряжение первичного источника в напряжение с заданными параметрами для питания конкретного устройства.

Трансформаторы. При питании от первичного источника переменного напряжения уменьшают или увеличивают его для более удобного преобразования в постоянное напряжение нужной величины. **Сетевые трансформаторы** – используются в ИП, подключенных к сети переменного тока. Напряжение на первичной и вторичных обмотках имеет форму, близкую к синусоидальной. Импульсные трансформаторы – используются в ИП с импульсным преобразованием; обычно напряжение на их обмотках близко к прямоугольному.

В качестве примера рассмотрим структурную схему *трёхканального сетевого ИВП без преобразования частоты*, показанную на рис 1. Данный ИВП используется для обеспечения работы устройства, в состав которого входят узлы, работающие при различных напряжениях питания. Например, в устройстве есть узлы, выполненные на цифровых ИМС, требующих питания стабильным напряжением +5В; узел аналоговой обработки сигнала, требующий питания стабильным напряжением +12 В; силовой узел, который можно питать нестабилизированным напряжением +35 В.

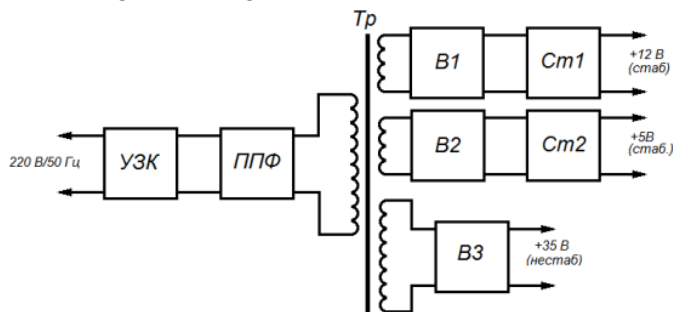


Рис. 1. Структурная схема трёхканального сетевого ИВП без преобразования частоты.

В качестве первичного ИП используется однофазная промышленная сеть переменного тока 220 В/50 Гц. Входное напряжение через устройство защиты и коммутации УЗК и помехоподавляющий фильтр ППФ подается на первичную обмотку сетевого трансформатора Tr. Для создания трех необходимых питающих напряжений трансформатор должен иметь три вторичных обмотки. К вторичным обмоткам подключаются выпрямители B1, B2, B3, преобразующие уменьшенное трансформатором переменное входное напряжение в постоянное. В каналах +12 В и +5 В также используются стабилизаторы напряжения Cm1, Cm2. Так как к напряжению +35 В не предъявляется требование высокой стабильности, стабилизатор в канале +35 В не используется. Название рассмотренного ИВП объясняется тем, что в нём переменное напряжение перед выпрямлением не изменяет частоту.

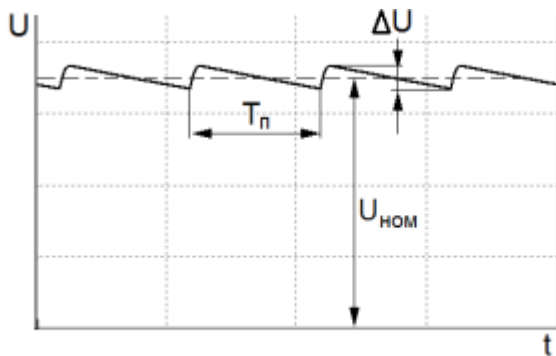


Рис. 2. Общий вид выходного напряжения сетевого ИВП.

Иногда подобные источники называют «классическими» или «традиционными», так как до недавнего времени сетевые ИВП большинства устройств выполнялись по подобной схеме. Основной недостаток подобных источников – большая масса и размеры его составных частей. Сетевой трансформатор имеет большие размеры и вес из-за того, что он работает на низкой частоте. По той же причине для обеспечения заданного уровня пульсаций на выходе выпрямителей требуются конденсаторы большой ёмкости, и, следовательно, большого размера. Поэтому для

питания практически всех типов электронных устройств в настоящее время все чаще используются ИВП с **преобразованием частоты**.

Упрощенная структурная схема одноканального ИВП такого типа показана на рис.3. Входное переменное напряжение 220 В/50 Гц через устройство защиты и коммутации подается на сетевой выпрямитель СВ, преобразующий входное переменное напряжение в постоянное напряжение примерно 300 В. Мощная ключевая схема, часто называемая *инвертором* Инв, с частотой f_n десятки – сотни кГц подключает выход СВ к первичной обмотке импульсного трансформатора ИТр. В результате на первичной обмотке ИТр имеем импульсы амплитудой порядка 300 В и частотой повторения f_n . Управление инвертором осуществляет ШИМ-контроллер – устройство, формирующее управляющие импульсы неизменной частоты f_n и изменяющее их длительность пропорционально управляющему напряжению $U_{упр}$. Импульсы на вторичной обмотке ИТр преобразуются в постоянное напряжение $U_{вых}$ выпрямителем В. Из-за того, что в подобных ИВП происходит преобразование входного переменного напряжения сначала в постоянное, а потом в импульсное напряжение, такие ИВП также часто называются *импульсными преобразователями питания*.

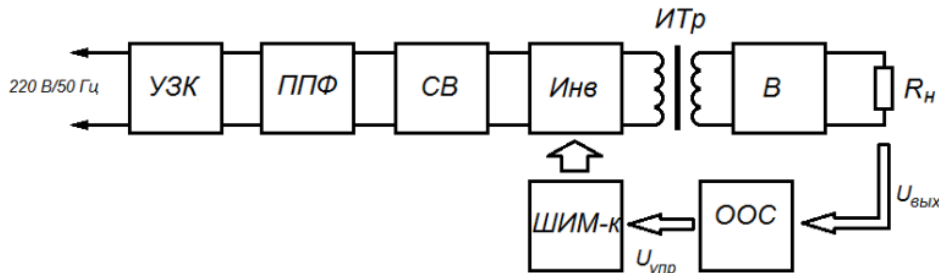


Рис. 3. Упрощенная структурная схема сетевого ИВП с преобразованием частоты.

В ИВП с преобразованием частоты можно обеспечить стабилизацию выходного напряжения, используя цепь отрицательной обратной связи ООС, преобразующую выходное напряжение $U_{вых}$ в управляющее напряжение ШИМ-контроллера $U_{упр}$. Тогда, например, если $U_{вых}$ по какой-либо причине уменьшилось (например из-за увеличения тока нагрузки), то пропорционально уменьшается $U_{упр}$, и ШИМ-контроллер увеличивает длительность импульсов, формируемых инвертором, что в итоге приводит к росту $U_{вых}$. В итоге изменение $U_{вых}$ становится небольшим, т. е. имеет место стабилизация $U_{вых}$. Еще одно название таких ИВП – *импульсный стабилизатор с первичной коммутацией*.

12. ИМС линейных стабилизаторов напряжения: упрощенная принципиальная схема и принцип работы, основная схема включения, основные параметры.

Идеальным стабилизатором напряжения могло бы быть устройство, поддерживающее напряжение на нагрузке неизменным при изменении входного напряжения, тока нагрузки и иных внешних воздействиях. Реальные стабилизаторы напряжения обеспечивают изменение напряжения на нагрузке в малых заданных пределах.

Основные параметры стабилизаторов напряжения.

1. Номинальное выходное напряжение $U_{вых ном}$
2. Диапазон изменения входного напряжения
3. Диапазон изменения тока нагрузки
4. Коэффициент стабилизации:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх ном}}{\Delta U_{вых} / U_{вых ном}} = \frac{\delta U_{вх}}{\delta U_{вых}},$$

где $\Delta U_{вых}$ – изменение выходного напряжения при заданном $\Delta U_{вх}$ (изменении напряжения на входе стабилизатора); тогда $\delta U_{вых} = \Delta U_{вых} / U_{вых ном}$ – относительная нестабильность выходного напряжения, $\delta U_{вх} = \Delta U_{вх} / U_{вх ном}$ – относительная нестабильность входного напряжения. Основным параметром стабилизатора, характеризующий стабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения. При невысоких требованиях к стабилизатору обеспечивается $K_{ст}$ порядка десятков – сотен. Для питания некоторых устройств предъявляются повышенные требования к стабильности напряжения питания, тогда необходимо обеспечивать $K_{ст}$ до десятков тысяч.

$$5. \text{Выходное сопротивление } R_{вых} = -\frac{dU_{вых}}{dI_{вых}} - \text{параметр, характеризующий стабильность выходного напряжения при}$$

изменении тока нагрузки.

6. Температурный коэффициент напряжения стабилизации
7. КПД.

По принципу действия стабилизаторы напряжения делятся на параметрические и компенсационные.

Схемы линейных стабилизаторов напряжения можно выполнять на дискретных транзисторах, как это делалось ранее (примерно до 70-х гг). С появлением ОУ схемотехника линейных стабилизаторов существенно упростилась. На рис. 12, а показана общая схема последовательного стабилизатора напряжения на ОУ, практически повторяющая структурную схему последовательного стабилизатора рис. 11, а. Схемотехнически стабилизатор представляет собой УПТ на ОУ DA1 с дополнительным оконечным выходным каскадом на транзисторе VT1, усиливающий напряжение $U_{оп}$. Входное напряжение стабилизатора является напряжением питания этого усилителя. Транзистор VT1 включен как эмиттерный повторитель, обеспечивающий выходной ток значительно больший, чем выходной ток ОУ. ОУ используется в *неинвертирующем* включении, поэтому

$$U_{вых} = U_{оп} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

Общей ООС по цепи R1-R2 охвачены ОУ и внешний транзистор, поэтому изменение параметров транзистора из-за изменений температуры не влияет на $U_{вых}$.

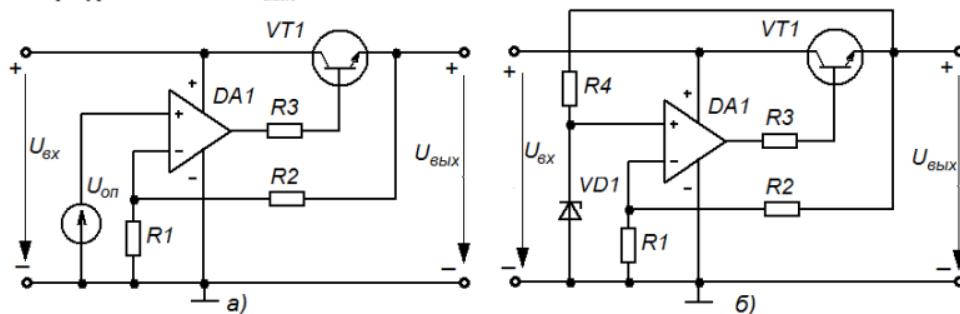


Рис. 12. Последовательный стабилизатор напряжения на ОУ: общая схема (а), простейшая схема при использовании стабилитрона в качестве источника опорного напряжения (б)

В схеме на рис. 12, б источник опорного напряжения выполнен в виде простейшего параметрического стабилизатора на стабилитроне VD1. Улучшить параметры стабилизатора можно, повысив стабильность ИОН, в данном случае – заменив резистор R4 на транзисторный источник тока. Резистор R3 ограничивает выходной ток ОУ и тем самым защищает ОУ от выхода из строя при перегрузке стабилизатора и выходе из строя VT1. ОУ используется в режиме однополярного питания (вывод отрицательного напряжения питания ОУ соединен с общим проводом).

С начала 1980-х годов и по настоящее время линейные стабилизаторы напряжения выполняются на основе специализированных ИМС линейных стабилизаторов. Так, до сих пор производятся и широко применяются «классические» ИМС стабилизаторов положительного напряжения серии 78XX. В обозначении вместо символов XX указывается номинальное выходное напряжение, например 7805 – ИМС стабилизатора с номинальным выходным напряжением +5 В. В серию 78XX входят ИМС стабилизаторов разными выходными напряжениями (входящими в стандартный ряд). Минимальное входное напряжения для них равно $U_{вхном} + 2,5$ В, максимально допустимое входное напряжение 35 В; максимальный выходной ток 1 А. Такие ИМС имеют всего три внешних вывода (вход, общий провод, выход) и выпускаются в трехвыводных транзисторных корпусах. На рис. 13, а показана типовая схема включения такой ИМС, где используется только два внешних конденсатора во входной и выходной цепях для лучшего сглаживания быстрых переходных процессов и обеспечения устойчивости работы стабилизатора.

Примечание. Линейный стабилизатор напряжения схемотехнически представляет собой УПТ с ООС; следовательно, как и любой усилитель с ООС, стабилизатор в некоторых случаях может потерять устойчивость и превратиться в генератор (происходит самовозбуждение и на выходе стабилизатора появится высокочастотное колебание). Одна из функций конденсатора в выходной цепи – препятствовать этому.

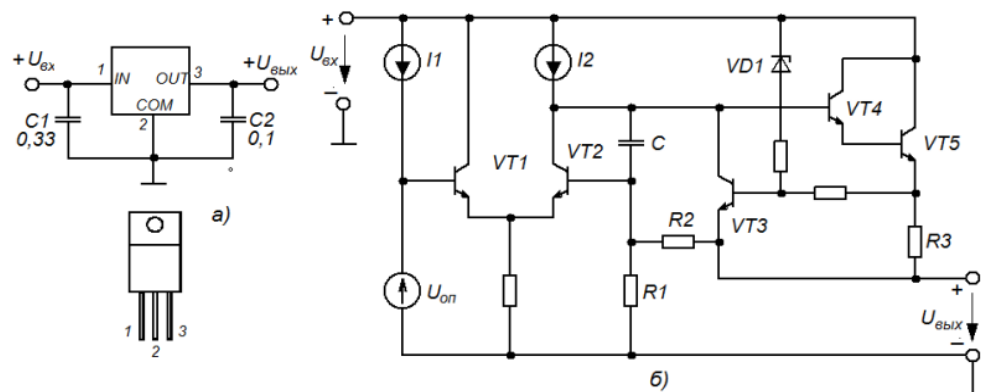


Рис. 13. ИМС линейного трехвыводного стабилизатора напряжения: схема включения (а), упрощенная принципиальная схема (б)

На рис. 13, б показана упрощенная схема ИМС трехвыводного линейного стабилизатора типа 78XX. Схемотехнически стабилизатор представляет собой двухкаскадный УПТ. Входное напряжение стабилизатора является его напряжением питания. Входной каскад — дифференциальный на транзисторах VT1 и VT2. На его вход (база VT1) подается напряжение источника опорного напряжения $U_{оп}$, который для повышения стабильности запитывается от источника тока I1. В коллекторную цепь VT2 в качестве динамической нагрузки введен источник тока I2 для обеспечения высокого коэффициента усиления. Выходной каскад выполнен как эмиттерный повторитель на транзисторах VT4 и VT5, образующих составной транзистор по схеме Дарлингтона. Цепь общей ООС R1 - R2 соединяет выход схемы и базу VT2. На транзисторе VT3 и резисторе R3 выполнена цепь ограничения выходного тока стабилизатора, защищающая его от перегрузки по току. Из схемы видно, что падение напряжения, создаваемое выходным током стабилизатора на резисторе R3, равно напряжению база-эмиттер транзистора VT3. Сопротивление R3 выбирается так, чтобы при заданном максимально допустимом выходном токе $I_{доп}$ падение напряжения, создаваемое им на R3, достигало 0,6 В. Тогда при превышении $I_{доп}$ транзистор VT3 открывается и в его коллекторную цепь отводится часть тока базы транзистора VT4, ток базы VT4 уменьшается, что приводит к уменьшению выходного тока. Можно сказать, что в этом случае в схеме возникает ООС по току через резистор R3, ограничивающая рост выходного тока на уровне $I_{доп}$, т. е. схема перестает быть стабилизатором напряжения, однако при этом не выходит из строя. Если выходной ток меньше $I_{доп}$, то $U_{БЭ}$ транзистора VT3 меньше 0,6 В, VT3 закрыт и не оказывает влияние на работу схемы.

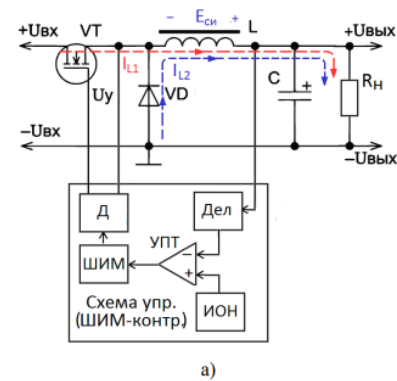
13. Упрощенная схема, временные диаграммы и принцип работы импульсного понижающего стабилизатора.

Импульсные стабилизаторы напряжения

В импульсных стабилизаторах стабилизация выходного напряжения обеспечивается с помощью ключа, подключенного последовательно или параллельно нагрузке. Частота замыкания-размыкания ключа обычно находится в пределах десятков – сотен килогерц. Стабилизация выходного напряжения обеспечивается схемой управления ключом за счет изменения длительности интервала замыкания ключа при постоянстве частоты коммутации. Тогда при работе стабилизатора используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ), поэтому в качестве устройства управления используются так называемые ШИМ-контроллеры. В некоторых случаях в импульсных стабилизаторах используется частотно-импульсная модуляция (ЧИМ).

В качестве ключевых элементов чаще всего используются полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET), также используются биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ). Биполярные транзисторы в схемах импульсных стабилизаторов в настоящее время используются редко, особенно в стабилизаторах большой мощности.

Импульсные понижающие стабилизаторы



Состав схемы:
ключ на транзисторе VT;
дроссель L;
конденсатор C;
диод VD;
схема управления ключевым транзистором (ШИМ-контроллер) – устройство, изменяющее длительность выходного импульса пропорционально изменению входного напряжения.

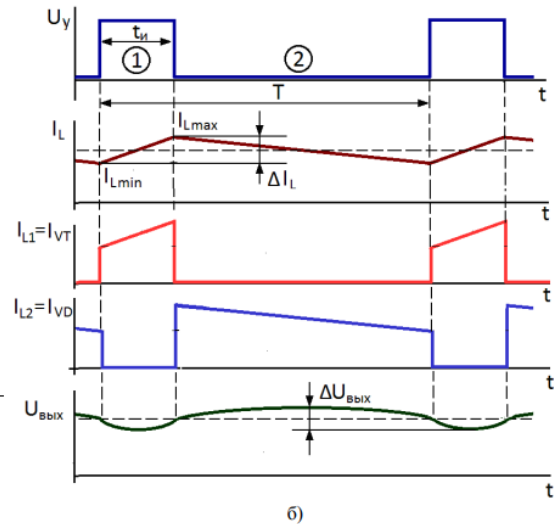


Рис. 14. Схема (а) и временные диаграммы работы (б) импульсного понижающего стабилизатора напряжения.

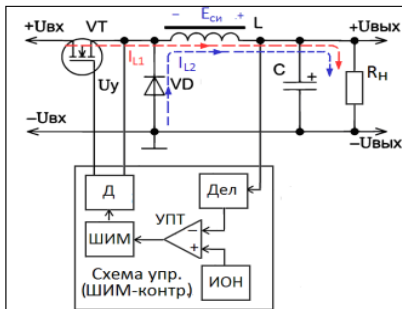
С помощью временных диаграмм работы стабилизатора (рис. 14, б) рассмотрим две фазы его работы, соответствующие замыканию и размыканию транзисторного ключа.

1. Схема управления открывает транзистор VT в течение интервала $t_{\text{и}}$. К катоду диода VD через открытый VT подсоединено положительное напряжение, поэтому диод VD закрыт. Через открытый VT и дроссель протекает ток I_{L1} , линейно нарастающий во времени, питающий нагрузку и заряжающий конденсатор C. При этом в дросселе и в конденсаторе происходит накопление энергии.

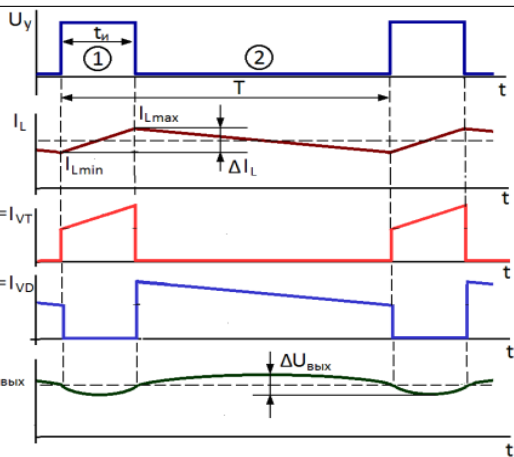
Примечание. Назначение диода VD1 состоит в обеспечении непрерывности тока через дроссель при заперении VT1, чтобы энергия, накопленная в дросселе во время первой фазы, поступала в нагрузку. Часто этот диод называют «разрядным», т. к. отдача энергии дросселем в нагрузку аналогична отдаче энергии от конденсатора при его разряде, хотя выражение «разряд дросселя» некорректно.

Так как $U_L = L \frac{dI_{L1}}{dt}$ и $U_L = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$, имеем $\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{L}$. Ток I_{L1} меняется линейно, поэтому изменение тока за время

импульса $t_{\text{и}}$ можно оценить следующим образом: $\Delta I_{L1} \approx \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{L} t_{\text{и}}$.



2. Схема управления закрывает VT на интервал длительностью $T - t_{\text{и}}$. Через дроссель продолжает протекать ток I_{L2} по цепи: общий провод – диод VD – дроссель L – нагрузка, линейно убывающий во времени, благодаря чему в нагрузку поступает энергия, накопленная в дросселе в первую фазу.



Пренебрегая падением напряжения на открытом диоде VD, имеем $U_L = -U_{\text{вых}}$, и $\frac{dI_{L2}}{dt} = -\frac{U_{\text{вых}}}{L}$.

Учитывая линейный характер убывания I_{L2} , изменение тока во вторую фазу работы стабилизатора можно выразить следующим образом:

$$\Delta I_{L2} \approx -\frac{U_{\text{вых}}}{L} (T - t_{\text{и}}). \text{ Так как } \Delta I_{L1} = -\Delta I_{L2}, \text{ т. е. } \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{L} t_{\text{и}} = \frac{U_{\text{вых}}}{L} (T - t_{\text{и}}), \text{ имеем } U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{t_{\text{и}}}{T} = K_{\text{зан}} U_{\text{вх}},$$

Таким образом, выходное напряжение определяется соотношением длительности первой фазы $t_{\text{и}}$ и периода управляющего напряжения T (т. е. коэффициентом заполнения $K_{\text{зан}}$). Очевидно, так как $t_{\text{и}} < T$ и $K_{\text{зан}} < 1$, приведенная схема стабилизатора понижает входное напряжение.

14. Упрощенная схема и принцип работы повышающего импульсного стабилизатора.

Импульсные повышающие стабилизаторы

Изменив порядок расположения элементов в схеме, можем получить импульсный повышающий стабилизатор, у которого выходное напряжение будет больше входного (рис. 15). Аналогично предыдущему случаю, рассмотрим две фазы работы схемы.

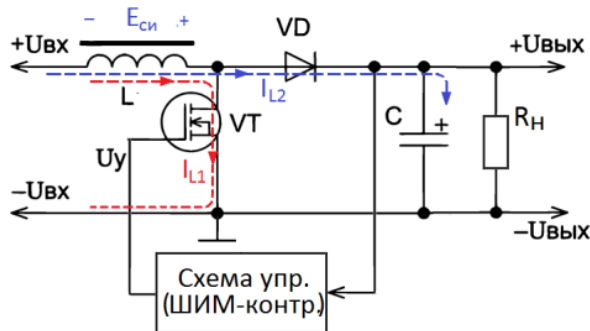


Рис. 15. Упрощенная схема импульсного повышающего стабилизатора напряжения

1. Схема управления открывает транзистор VT в течение интервала t_n . Входное напряжение оказывается подключенным к дросселю L, ток дросселя I_{L1} линейно возрастает, происходит запасание энергии в дросселе. Анод диода VD через открытый VT подсоединяется к общему проводу, а на катоде напряжение положительное (вследствие того, что конденсатор был заряжен до положительного напряжения в предыдущий такт работы схемы), поэтому VD заперт. Питание нагрузки происходит за счет разряда конденсатора C, заряженного за предыдущий такт работы схемы.
2. Схема управления закрывает VT на интервал длительностью $T - t_n$. Между выводами дросселя возникает ЭДС самоиндукции. Вследствие неизменности направления тока через дроссель (ток I_{L2} имеет то же направление, что и I_{L1}) полярность ЭДС самоиндукции такова, что к нагрузке через открывающийся диод VD оказывается приложенной сумма входного напряжения и ЭДС самоиндукции. Энергия, накопленная в дросселе, поступает в нагрузку, а также обеспечивает заряд конденсатора C. Таким образом, на выходе имеем напряжение, превышающее входное. Стабилизация выходного напряжения осуществляется аналогично предыдущему случаю путем изменения схемой управления длительности импульса t_n в зависимости от сравнения выходного напряжения с опорным.

15. Упрощенная схема и принцип работы инвертирующего импульсного стабилизатора.

Импульсные инвертирующие стабилизаторы

Используя тот же набор элементов, можно построить схему стабилизатора так, что напряжение на выходе будет иметь полярность, противоположную полярности входного, т.е. получить инвертирующий стабилизатор (рис. 16). Рассмотрим две фазы ее работы.

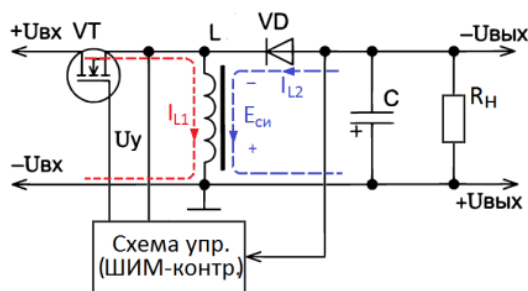


Рис. 16. Упрощенная схема импульсного инвертирующего стабилизатора напряжения

1. Схема управления открывает транзистор VT в течение интервала t_n . К катоду диода VD подключается положительное напряжение, на аноде напряжение отрицательное (причина – ниже), поэтому VD закрыт. Дроссель L подсоединяется параллельно источнику входного напряжения, через него протекает линейно нарастающий ток I_{L1} , происходит запасание энергии в дросселе. Одновременно происходит питание нагрузки за счет разряда конденсатора C.
2. Схема управления закрывает VT на интервал длительностью $T - t_n$. Дроссель подключается параллельно нагрузке. Между выводами дросселя возникает ЭДС самоиндукции, в результате чего диод VD открывается и к нагрузке оказывается приложено отрицательное напряжение. Направление тока дросселя I_{L2} остается неизменным: I_{L2} протекает по цепи общий провод – нагрузка – диод VD – дроссель L – общий провод. Энергия, накопленная в дросселе на предыдущей стадии, поступает в нагрузку и обеспечивает заряд C.

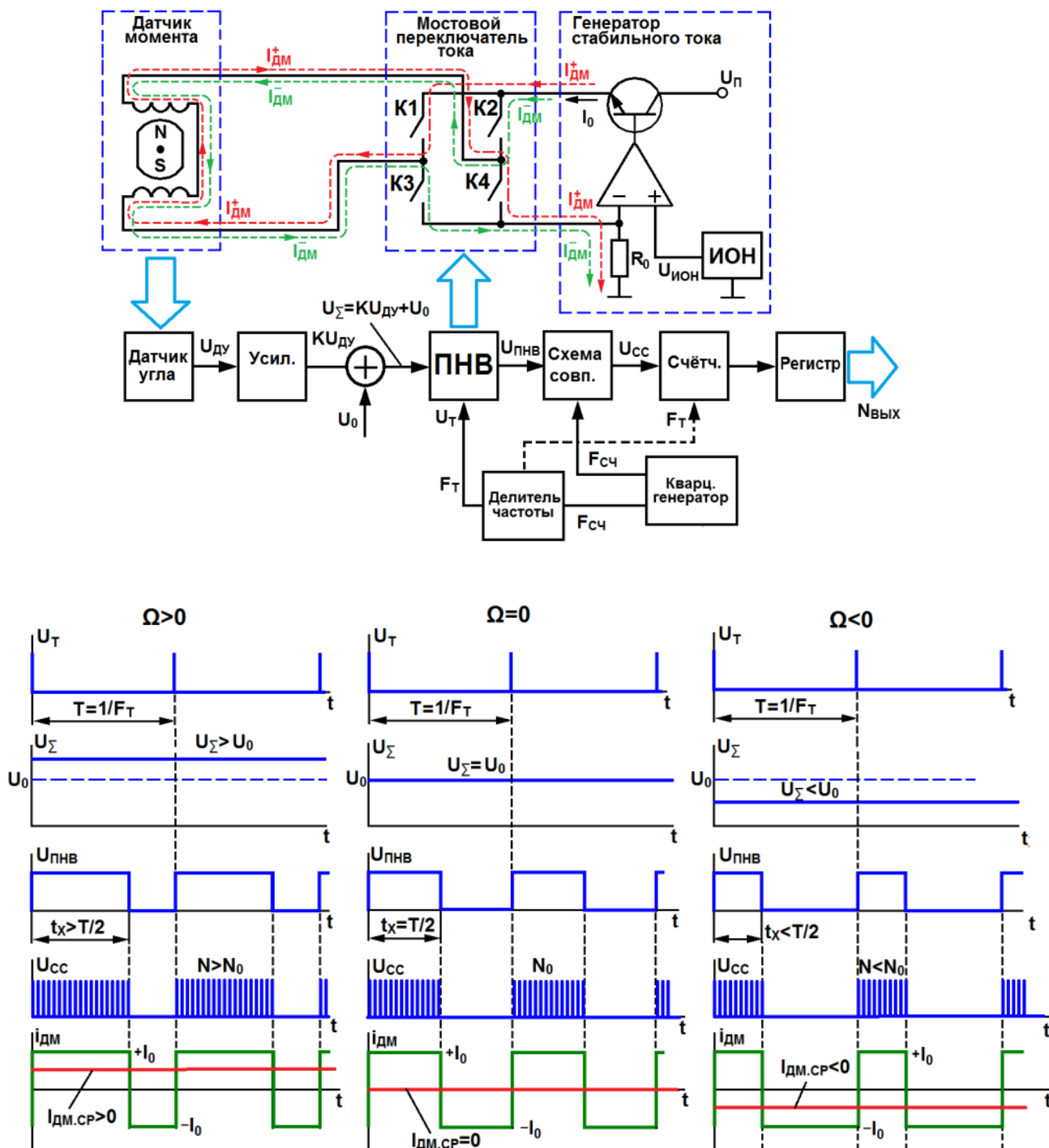
Инвертирующий импульсный стабилизатор можно выполнить как понижающим, так и повышающим за счет выбора нужного $K_{\text{зап}} = t_n/T$.

Следует учесть, что рассмотренные схемы не обеспечивают гальваническую развязку от первичного источника питания.

5,6. Датчик угловой скорости (ДУС) с ШИМ: структурная схема, общий принцип работы, временные диаграммы; более подробное описание схемы питания обмотки датчика момента (генератор тока, мостовой переключатель), более подробное описание работы измерительной части (ПНВ, схема совпадения и т.д.).

Дополнение. ДУС с импульсным током датчика момента и ШИМ

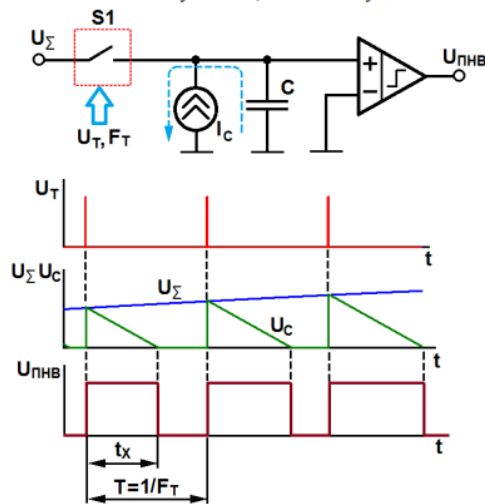
В приборах с импульсным (цифровым) контуром ток датчика момента имеет импульсный характер – направление тока изменяется с частотой сотни Гц-единицы кГц. При работе подобных приборов используются различные виды импульсной модуляции. Далее в качестве примера будет рассмотрен ДУС с ШИМ.



Обмотка датчика момента подключается к генератору стабильного тока (ГСТ) через мостовой переключатель тока (МПТ). Ключи K1 – K4 показаны как механические выключатели, хотя в реальных схемах применяются транзисторные ключи. При развороте ДУС появляется напряжение на выходе ДУ $U_{ДУ}$, которое усиливается усилителем с коэффициентом усиления K . Выходное напряжение усилителя суммируется с напряжением U_0 , результирующее напряжение $U_{\Sigma} = U_0 + K U_{ДУ}$.

Преобразователь напряжение-временной интервал (ПНВ) при подаче тактового импульса формирует импульс длительностью t_x , пропорциональной U_Σ и управляет МПТ. На интервале t_x замыкаются ключи К1 и К4 (К2 и К3 разомкнуты), через обмотку ДМ протекает «положительный ток» I_{DM}^+ (на схеме показан красным), на интервале $T - t_x$ замыкаются ключи К2 и К3 (К1 и К4 разомкнуты), через обмотку ДМ протекает «отрицательный ток» I_{DM}^- (на схеме показан зелёным). Тактовые импульсы получаются путем деления по частоте последовательности счётных импульсов с выхода кварцевого генератора (см. ниже). Если частота счётных импульсов $F_{сч}$ сотни кГц – единицы МГц, то частота тактовых импульсов обычно составляет сотни Гц – единицы кГц, период повторения тактовых импульсов $T=1/F_T$ составляет единицы миллисекунд и должен быть много меньше, чем постоянная времени системы ДУ – ДМ. Таким образом, ток обмотки датчика момента является импульсным, но датчик момента развивает момент, *препятствующий отклонению оси ДМ и ДУ и определяемый средним током обмотки*, т. е. фактически соотношением t_x и T .

Кроме того, выходной импульс ПНВ длительностью t_x подается на один из входов схемы совпадения СС, на другой вход СС подаются счётные импульсы с частотой $F_{сч}$ с выхода кварцевого генератора. Схема совпадения СС «заполняет» выходной импульс ПНВ счётными импульсами, счётчик осуществляет их подсчёт, результат счёта $N_{ВЫХ}$ сохраняется между тактами в выходном регистре.



Если $\Omega=0$ (ось ДУ и ДМ не отклонена), то $U_{ДУ}=0$ и $U_{\Sigma}=U_0$. Величина U_0 выбирается таким образом, чтобы $t_x = T/2$. Тогда положительный и отрицательный ток протекает через обмотку в течение одинаковых интервалов времени, средний ток обмотки будет равен 0 и ось ДУ и ДМ не отклоняется. Результат счёта $N_{ВЫХ0}$ соответствует $\Omega=0$.

При $\Omega>0$ имеем $U_{ДУ}>0$ и $U_{\Sigma}>U_0$, $t_x > T/2$. Время протекания положительного тока больше, чем время протекания отрицательного тока, средний ток обмотки ДМ больше 0. ДМ развивает момент, препятствующий отклонению оси ДМ и ДУ. $N_{ВЫХ} > N_{ВЫХ0}$.

При $\Omega<0$ – всё с точностью до наоборот (имеем $U_{ДУ}<0$ и $U_{\Sigma}<U_0$, $t_x < T/2$, $N_{ВЫХ} < N_{ВЫХ0}$).

Необходимость использования генератора тока для питания ДМ обусловлена зависимостью сопротивления обмотки ДМ и сопротивления открытых ключей МПТ от температуры. При питании ДМ от источника напряжения это привело бы к дополнительным температурным изменениям тока обмотки, т. е. к возрастанию погрешности измерения.

Работа ПНВ – см. основной материал по импульсной модуляции, ШИМ 1-рода.

10. Сравнительная характеристика схем выпрямления (диодные 1-, 2-полупериодная, мостовая).

Основное назначение выпрямителя – преобразование переменного входного напряжения в постоянное выходное. Схемы выпрямителей включают в себя вентильные элементы и фильтры. В качестве вентильных элементов чаще всего используют полупроводниковые диоды (диодные выпрямители), реже – транзисторы с дополнительными цепями управления (транзисторные выпрямители). При питании от однофазной сети переменного тока (220 В/50 Гц) используются однофазные выпрямители, при питании от трёхфазной сети переменного тока (380 В/50 Гц) – трёхфазные и более сложные (6-, 12- фазные и др.) Как правило, трёхфазная сеть применяется при питании устройств с потребляемой мощностью свыше 1 кВт. Большинство электронных устройств имеют значительно меньшую потребляемую мощность, поэтому сетевые ИВП большинства электронных устройств подключаются к однофазной промышленной сети.

Наиболее распространены диодные выпрямители с емкостными фильтрами.

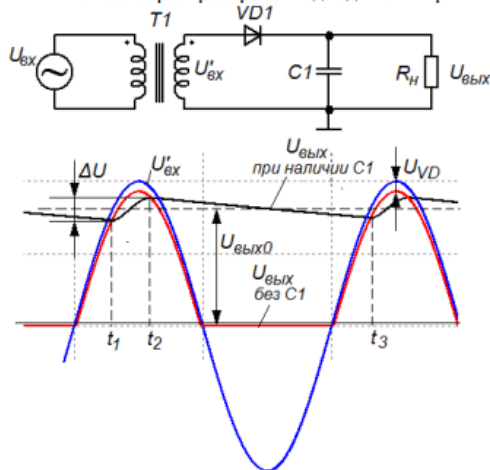


Рис. 3. Схема и временные диаграммы работы однофазной однополупериодной схемы выпрямления

Однополупериодная однофазная схема (рис. 3) включает в себя один вентильный элемент (диод VD1). При отсутствии конденсатора входное напряжение положительной полярности соответствует прямому включению диода; выходное напряжение (напряжение нагрузки) практически повторяет входное, разница между входным и выходным напряжениями представляет собой прямое падение напряжения на диоде U_{VD} . При смене знака входного напряжения диод закрывается, напряжение в нагрузке создается очень малым обратным током закрытого диода и оказывается пренебрежимо малым по сравнению с амплитудой входного напряжения.

При наличии конденсатора (выпрямитель с емкостным фильтром) диод VD1 открывается в течение *части* положительного полупериода входного напряжения (интервал $t_1 - t_2$). На этом интервале происходит заряд конденсатора C1 через малое сопротивление открытого диода, поэтому помимо тока нагрузки через диод протекает импульсный ток заряда конденсатора. В момент t_2 напряжение на диоде становится меньше 0,5 – 0,6 В, диод закрывается и далее на интервале $t_2 - t_3$ происходит разряд конденсатора через сопротивление нагрузки.

Выходное напряжение включает в себя постоянную составляющую $U_{вых0}$, а также переменную составляющую (пульсации выходного напряжения) размахом ΔU . Частота пульсаций равна частоте входного напряжения. Размах пульсаций выходного напряжения определяется сопротивлением нагрузки (или средним током нагрузки) и емкостью конденсатора (это подробно разбиралось при изучении модуля 1 дисциплины Электроника и микроэлектроника).

Так как мощность от источника входного напряжения поступает в нагрузку в течение одного полупериода, а энергия другого полупериода в нагрузку не используется, то данная схема энергетически невыгодна. Кроме того, входной ток выпрямителя имеет доминирующую постоянную составляющую, поэтому трансформатор однополупериодной схемы работает с постоянным подмагничиванием, что требует увеличения площади сечения магнитопровода трансформатора (отсюда – увеличение его массы и габаритов). Поэтому однополупериодная схема используется редко и в основном в устройствах малой мощности.

Двухполупериодные схемы предусматривают использование в нагрузке энергию двух полупериодов входного напряжения.

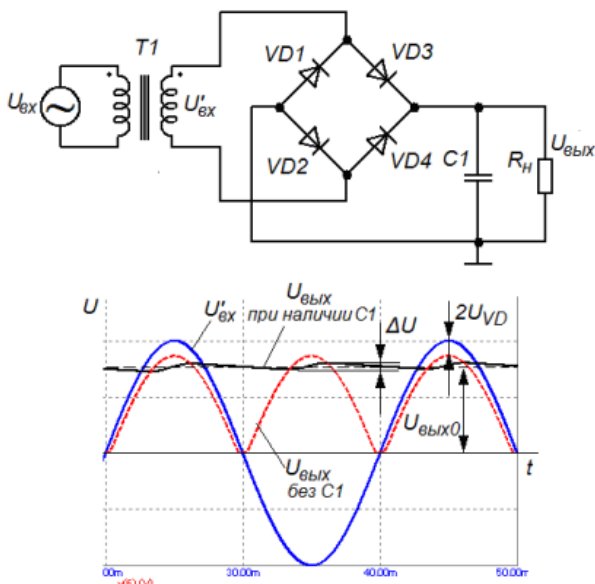


Рис. 4. Схемы и временные диаграммы работы однофазной двухполупериодной мостовой схемы выпрямления

Двухполупериодная однофазная мостовая схема (рис. 4). В мостовой схеме используется 4 диода. В схеме без конденсатора при положительном полупериоде открываются диоды VD3 и VD2, диоды VD1 и VD4 закрыты; при отрицательном полупериоде входного напряжения открываются диоды VD1 и VD4 и закрываются диоды VD3 и VD2. При этом направление тока нагрузки для обоих полупериодов одно и то же. Разница входного и выходного напряжений равна удвоенному прямому напряжению диода, так как нагрузка для обоих полупериодов входного напряжения оказывается включенной последовательно с *двумя* диодами. В схеме с конденсатором из-за этого несколько понижается постоянная составляющая выходного напряжения, особенно это заметно в низковольтных выпрямителях. Также имеются пульсации выходного напряжения, частота которых вдвое больше частоты входного напряжения. Однако время разряда конденсатора при запираании диодов оказывается примерно вдвое меньше, чем в однополупериодной схеме, поэтому при одинаковых токах нагрузки и емкости конденсатора в двухполупериодной схеме имеем примерно вдвое меньший размах пульсаций выходного напряжения. Отметим, что трансформатор мостовой схемы используется более эффективно, так как работает без постоянного подмагничивания (требуется магнитопровод меньшей площади сечения, отсюда уменьшение массы и габаритов трансформатора).

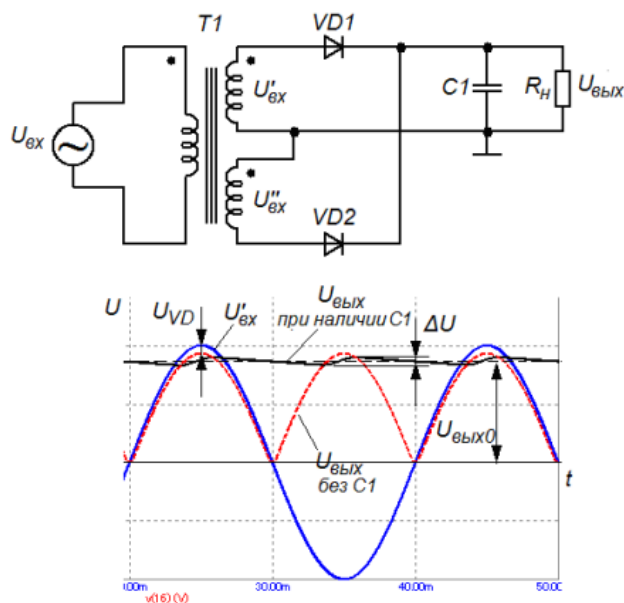


Рис. 5. Схема и временные диаграммы работы однофазной двухполупериодной схемы выпрямления со средней точкой

Двухполупериодная однофазная схема со средней точкой (рис. 5) представляет собой соединение двух однополупериодных схем, работающих на одну нагрузку, на вход которых подаются противофазные напряжения. Для этого приходится использовать трансформатор с двумя одинаковыми вторичными обмотками. Как следует из рис. 5, положительный полупериод напряжения первичной обмотки $U_{вх}$ соответствует положительному полупериоду напряжения на «верхней» вторичной обмотке $U'_{вх}$ и отрицательному полупериоду на «нижней» вторичной обмотке $U''_{вх}$; поэтому нагрузка запитывается напряжением $U'_{вх}$ через открытый диод VD1, а диод VD2 закрыт. При смене знака входного напряжения закрывается VD1 и открывается VD2. Разница входного и выходного напряжений равна прямому напряжению одного диода. При наличии конденсатора постоянное выходное напряжение из-за этого оказывается несколько больше, чем в мостовой однополупериодной схеме. Размах пульсаций примерно такой же, как в мостовой схеме, частота пульсаций вдвое больше частоты входного напряжения. Таким образом, в низковольтных выпрямителях схема со средней точкой работает эффективнее, чем мостовая схема (при входных напряжениях десятки – сотни вольт это преимущество теряется). Основным недостатком схемы со средней точкой – требуется трансформатор с двумя вторичными обмотками (больше масса и габариты).

Мостовая схема может быть использована для получения двух одинаковых напряжений разной полярности, например для питания устройств, выполненных на операционных усилителях (рис. 6, а).

Выпрямительные схемы с индуктивно-емкостным фильтром обеспечивают более эффективное подавление пульсаций выходного напряжения (индуктивность фильтра имеет очень малое сопротивление для постоянной составляющей и высокое сопротивление для переменных составляющих выходного напряжения). На низких частотах из-за больших габаритов дросселя индуктивно-емкостные фильтры применяются редко. Гораздо чаще такие фильтры используются в выпрямителях источников с импульсным преобразованием: на частотах сотни кГц в фильтре выпрямителя требуются дроссели с гораздо меньшей индуктивностью, обмотки которых имеют гораздо меньшее число витков, а сами дроссели – гораздо меньшие массу и габариты. Пример выпрямителя со средней точкой и индуктивно-емкостным фильтром показан на рис. 6, б.

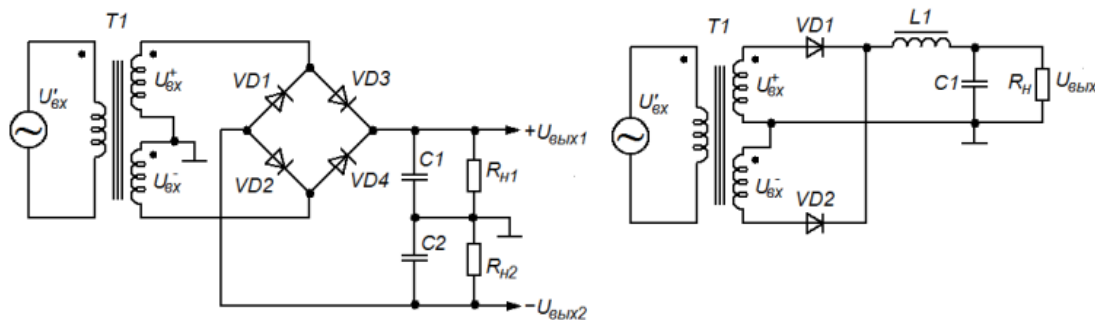


Рис. 6. Использование мостовой схемы выпрямления для получения двух выходных напряжений разной полярности (а); выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром

16. Потери в импульсных стабилизаторах и методы их снижения.

Хотя КПД импульсных стабилизаторов достаточно велик (свыше 90 %), он все же не может быть равен 100% из-за потерь мощности в элементах схемы стабилизатора из-за их неидеальности.

Потери в ключевом транзисторе:

- *статические*: обусловлены ненулевым падением напряжения (биполярный транзистор) или ненулевым сопротивлением канала транзистора в состоянии насыщения (полевой транзистор); снижение этих потерь достигается правильным выбором транзистора; в частности, разработаны специализированные типы ПТ со сверхнизким (единицы миллиОм) сопротивлением канала;
- *динамические*: обусловлены конечным временем переключения транзистора, когда транзистор оказывается в активном режиме; об этих потерях упоминалось при рассмотрении работы ключевых усилительных устройств. Чем больше времена переключения транзистора *по сравнению с периодом повторения импульсов*, тем дольше он находится в активном режиме и тем большая мощность будет выделяться на транзисторе в виде динамических потерь. Это значит, что транзистор со сравнительно низким быстродействием на низких частотах переключения может вносить малые динамические потери, но с повышением частоты отношение времени переключения к периоду будет возрастать, что приведет к росту динамических потерь. Для возможного снижения динамических потерь следует правильно выбирать транзистор по быстродействию (вообще, чем выше быстродействие транзистора, тем меньшие динамические потери он будет вносить).

Потери в дросселе складываются из: потерь на перемагничивание сердечника; потерь вследствие вихревых токов в сердечнике (отсюда – использование ферритов в качестве материала сердечника); потерь из-за конечного сопротивления провода обмотки дросселя, которые с ростом частоты дополнительно увеличиваются из-за поверхностного эффекта и эффекта близости. При проектировании импульсного стабилизатора можно самостоятельно рассчитать дроссель, при условии правильного или компромиссного выбора материала и размера сердечника и диаметра провода обмотки обеспечить потери ниже заданной величины. При выборе готового дросселя остается учитывать его параметры, связанные с потерями.

Потери в конденсаторе обусловлены тем, что в конденсаторе всегда присутствует эквивалентное сопротивление, включенное последовательно с его емкостью (часто используется обозначение этого параметра ESR - Equivalent series resistance). У керамических конденсаторов ESR практически нулевое, но в импульсных стабилизаторах, особенно большой мощности, требуются высокие значения емкости конденсаторов, поэтому приходится применять полярные конденсаторы, у которых ESR может достигать единиц Ом; тогда при протекании через такой конденсатор токов в единицы ампер на ESR конденсатора может выделяться мощность, соизмеримая с единицами Ватт. Для применения в импульсных ИБП и других импульсных устройствах лучше применять специально разработанные типы конденсаторов с малым значением ESR (до единиц миллиом).

Потери в диоде обусловлены протеканием через него импульсного тока и определяются прямым падением напряжения диода – очевидно, чем оно меньше, тем меньше потери, вносимые диодом. Именно поэтому в схемах импульсных стабилизаторов часто применяются диоды Шоттки, у которых прямое падение напряжения примерно вдвое меньше, чем у диодов на основе рп-перехода.

17. Упрощенная схема и принцип работы импульсных стабилизаторов с синхронным выпрямлением.

В таких стабилизаторах диод заменяется на транзисторный ключ (он же - синхронный выпрямитель, потому что работает синхронно с основным транзистором стабилизатора), в котором, как правило, используется полевой транзистор с малым сопротивлением канала в открытом состоянии (рис. 15). ШИМ-контроллер управляет работой VT1 и VT2 противофазно, т.е. когда VT1 закрыт, VT2 открыт и наоборот. Вследствие малого сопротивления канала открытого VT2, выделяемая на транзисторе тепловая мощность может быть значительно

меньше мощности, выделяемой при тех же условиях на диоде. Подобная замена в итоге может повысить КПД стабилизатора как минимум на несколько процентов.

Примечание. Справедливости ради следует отметить, что при очень больших токах (свыше 10 А) такая замена не дает должного эффекта, т. к. мощность на открытом транзисторе пропорциональна квадрату тока.

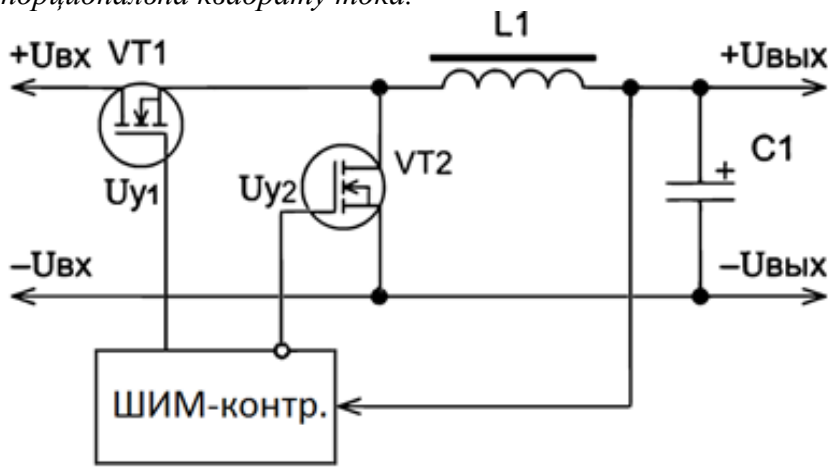


Рис. 15. Упрощенная схема импульсного понижающего стабилизатора с синхронным выпрямлением

11. Стабилизатор напряжения на ОУ: схема, принцип работы.

По принципу действия стабилизаторы напряжения делятся на параметрические и компенсационные.

Действие **параметрических стабилизаторов** основано на особенностях ВАХ нелинейных элементов. В качестве таких элементов чаще всего используют полупроводниковые стабилитроны. Схема простейшего параметрического стабилизатора приведена на рис. 9 и представляет собой делитель напряжения, образованный балластным резистором $R_{бал}$ и стабилитроном VD1. Балластным резистор называется потому, что мощность, выделяемая на нем из-за протекания тока нагрузки и стабилитрона, не поступает в нагрузку и соответственно не используется полезно. Сопротивление выбирается таким образом, чтобы рабочая точка стабилитрона располагалась на участке пробоя его ВАХ. Тогда при изменении входного напряжения будут наблюдаться большие изменения тока стабилитрона, но из-за того, что рабочий участок ВАХ близок к вертикали, напряжение на стабилитроне будет меняться не так сильно. Для улучшения параметров стабилизатора балластный резистор можно заменить на транзисторный источник тока.

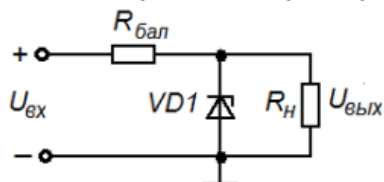


Рис. 9. Простейший параметрический стабилизатор

Достоинство параметрических стабилизаторов – простота. Недостатки:

- малые $K_{ст}$ (десятки-сотни);
- низкий КПД – так как даже для обеспечения даже таких низких $K_{ст}$ необходимо задавать ток стабилитрона гораздо больше тока нагрузки; протекая через стабилитрон и балластный резистор, этот ток приводит к выделению на них тепловой мощности, значительно превышающей мощность, выделяемую в нагрузке.

Поэтому параметрические стабилизаторы применяются в основном для построения стабилизаторов малой мощности с низким $K_{ст}$, как правило во вспомогательных цепях.

Компенсационными называются такие стабилизаторы, в которых стабилизация выходного напряжения происходит вследствие компенсации внешних воздействий за счет отрицательной обратной связи (ООС), охватывающей элементы стабилизатора.

В состав компенсационного стабилизатора напряжения входят

- источник опорного напряжения ИОН;
- цепь ООС, преобразующая выходное напряжение в напряжение обратной связи $U_{ООС}$;
- схема сравнения, которая сравнивает $U_{ООС}$ с напряжением ИОН и вырабатывает напряжение ошибки;
- схема управления регулирующим элементом СУ, которая в зависимости от сигнала ошибки изменяет должным образом сопротивление регулирующего элемента;
- регулирующий элемент РЕ, включенный последовательно или параллельно нагрузке.

В зависимости от режима работы РЕ различают непрерывные (линейные) и импульсные стабилизаторы напряжения. В **линейных стабилизаторах** РЕ работает в непрерывном режиме (ток через регулирующий элемент не прерывается), в **импульсных стабилизаторах** в качестве РЕ используется транзисторный ключ.

В зависимости от способа подключения регулирующего элемента к нагрузке различают последовательные и параллельные стабилизаторы напряжения, структурные схемы которых показаны на рис. 10. Элементы структурной схемы образуют замкнутую систему автоматического регулирования, в которой благодаря ООС выходное напряжение поддерживается в идеале неизменным при изменении входного напряжения или при изменении тока нагрузки.

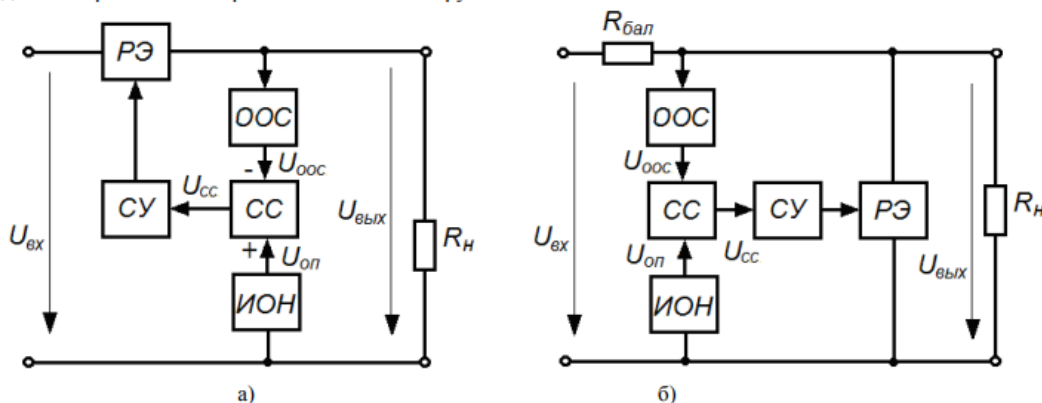


Рис. 10. Структурные схемы последовательного (а) и параллельного (б) компенсационных стабилизаторов напряжения

С появлением ОУ схемотехника линейных стабилизаторов существенно упростилась. На рис. 12, а показана общая схема последовательного стабилизатора на ОУ, практически повторяющая структурную схему последовательного стабилизатора рис. 11, а.

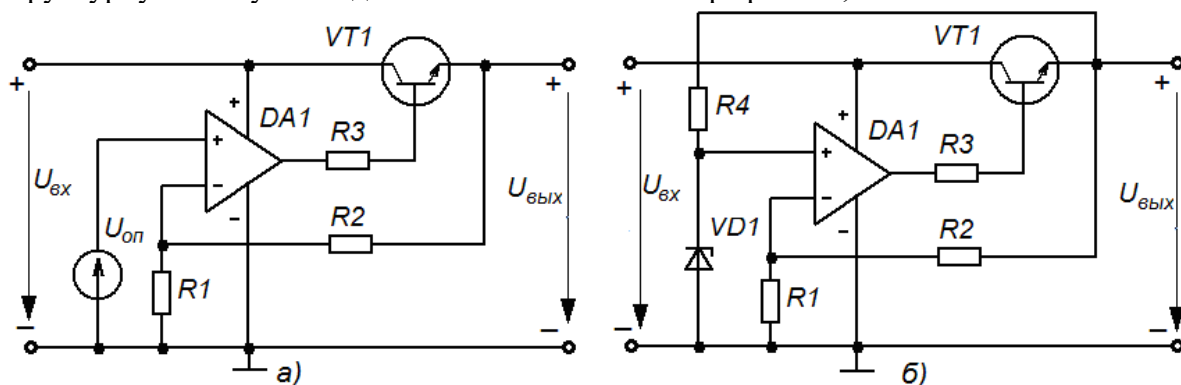


Рис. 12. Последовательный стабилизатор напряжения на ОУ: общая схема (а), простейшая схема при использовании стабилитрона в качестве источника опорного напряжения (б)

Схемотехнически стабилизатор представляет собой УПТ на ОУ DA1 с дополнительным оконечным выходным каскадом на транзисторе VT1, усиливающий входное напряжение $U_{оп}$. Входное напряжение стабилизатора является напряжением питания этого усилителя. Транзистор VT1 включен как эмиттерный повторитель, обеспечивающий выходной ток значительно больший, чем выходной ток ОУ. ОУ используется в *неинвертирующем* включении, поэтому

$$U_{вых} = U_{оп} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

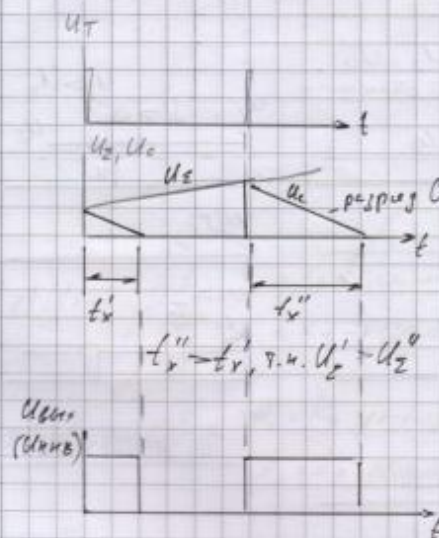
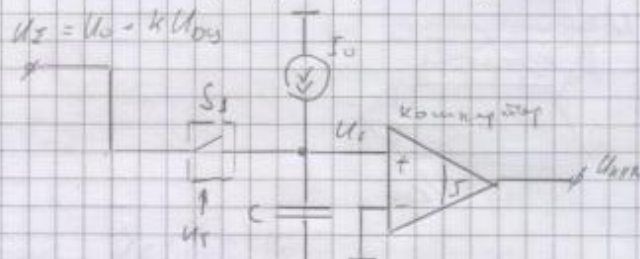
Общей ООС по цепи R1-R2 охвачены ОУ и внешний транзистор, поэтому изменение параметров транзистора из-за изменений температуры не влияет на $U_{вых}$.

В схеме на рис. 12, б источник опорного напряжения выполнен в виде простейшего параметрического стабилизатора на стабилитроне VD1. Улучшить параметры стабилизатора можно, повысив стабильность ИОН, в данном случае – заменив резистор R4 на транзисторный источник тока. Резистор R3 ограничивает выходной ток ОУ и тем самым защищает ОУ от выхода из строя при перегрузке стабилизатора и выходе из строя VT1. ОУ используется в режиме однополярного питания (вывод отрицательного напряжения питания ОУ соединен с общим проводом)

7. Преобразователь напряжение - временной интервал (ПНВ): упрощенная схема, принцип работы, временные диаграммы.

Если читать ДМ от генератора напряж-я
через мостовой перем., то работа ДУС будет
сопр-е напр-ию, вызывая температурному изменению
сопротивл. обмоток ДМ и тем. выкл-ции сопр-л
отриц. транс-в в мостовой перем. Потому
ДМ читает от генератора стабильного напр-я.

ПНВ - преобр. напр-я - врем. интер.



$U_x = 1 \rightarrow S_1$ - замыкается \rightarrow
 \rightarrow комп-р от. быстро зарядит
до U_x , после чего $U_x = 0 \rightarrow$
 $\rightarrow S_1$ размыкается \rightarrow разряд
компл-ра через емк. соед.
тока $I_0 \rightarrow$ комп-р линейно
разр-ет