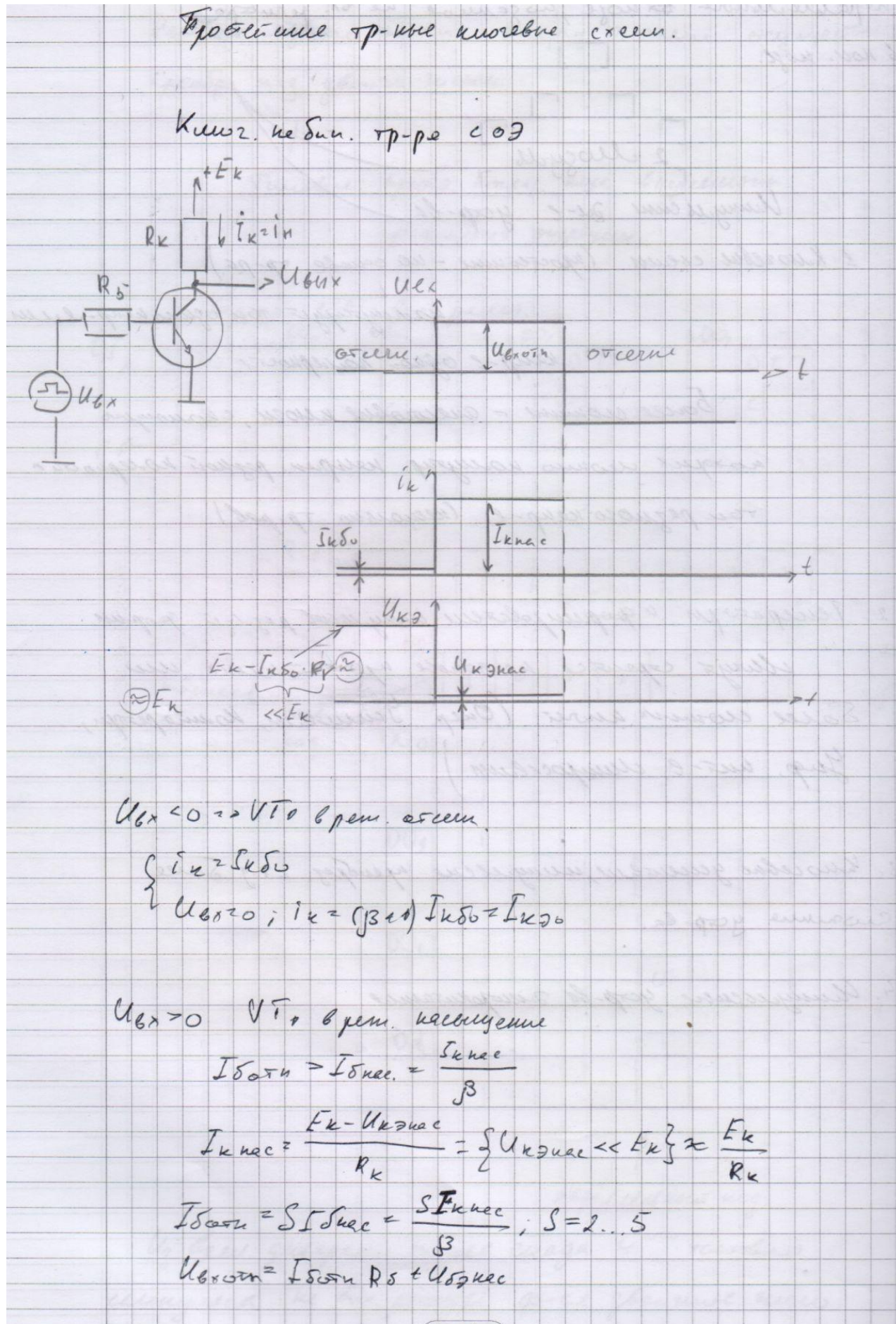
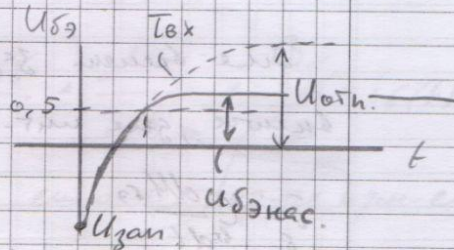
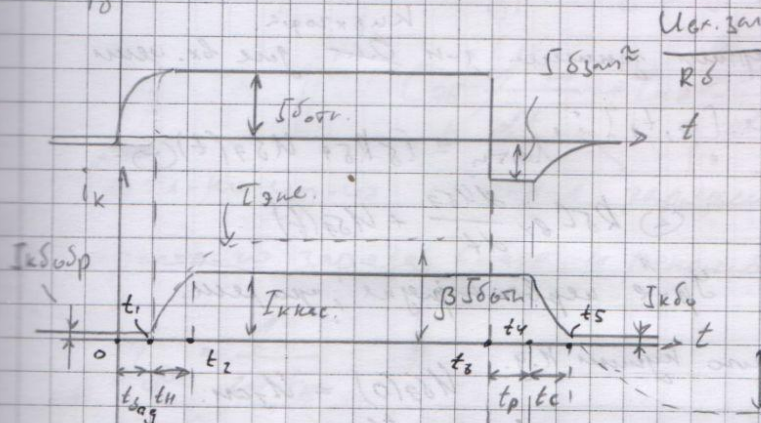
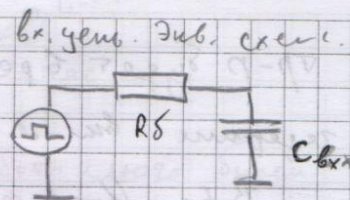
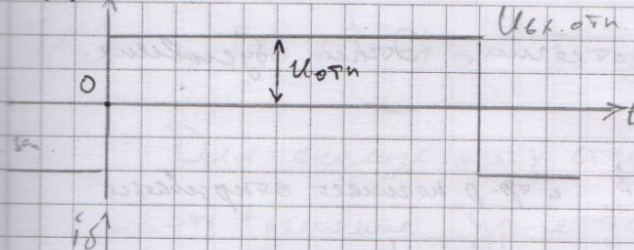


Вопрос 1

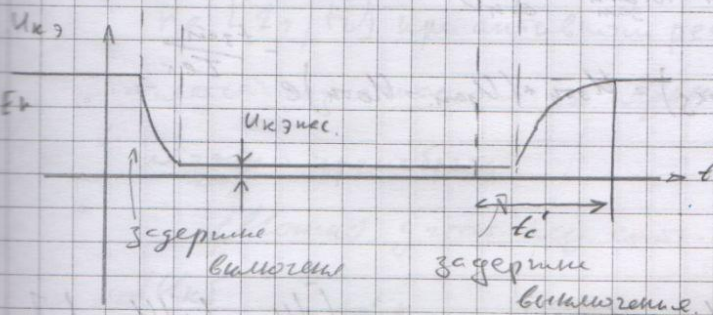
1. Ключ на биполярном транзисторе. Схема, временные диаграммы. Дать описание процессов при включении транзистора.



$U_{bx}(U_{bnp})$



$$T_{бх} = R_б C_{бх} + R_б (C_{гб} + C_{кб})$$



До $t=0$ к вх. клемме подается отриц. напря-е
 $U_{зат} < 0 \Rightarrow$ тр-р в течение отсчета в к-ции
 проходит от мин. ток $I_{кб}$; $U_{кз} = E_k - I_{кб} R_k \approx E_k$

0... t_1 - задержка выключения, обусл. задержкой
 вх. сигнала тр-ра через $R_б$ от вх.-на напр-е
 До того момента пока не выключится $C_{бх}$ будет задр.

до ур-е $U_{зат}$, а при $U_{отн.упр.} > 0$ когда-то
 заряд $C_{бх}$ от вх.-на вх. напр-и. Наги через $R_б \Rightarrow$

$U_{б}$ начнет увеличиваться от $U_{зат} < 0$ стремиться к $U_{отн}$

Пока $U_{б}$ не возрастет до 0,5... 0,6 [В] (для Σ тр-ре)

$$t_n = -\tau_{\text{sub}} \ln \left[1 - \frac{1}{S} \right]$$

$$t_{\text{вкл.}} = t_{\text{заг}} + t_n$$

$[t_2, t_3]$ ток и напр-е не пр-е не меняется

$$I_k = I_{kn}; U_{k2} = U_{k3n}$$

Но в базу инжектируются все новые нос.

заряд, напр. напр. в ней. и заряд

$$\text{увел. от } Q_{\text{пр}} = \tau_{\text{б}} I_{\text{бн}} \text{ до } Q_{\text{наполн}} = I_{\text{наполн}} \cdot \tau_{\text{б}} \text{ (в } t_2)$$

$$I_{\text{наполн}} \neq I_{\text{бн}}$$

$$I_{\text{нап}} > I_{\text{бн}}$$

в течение ин-ла (2...3) t_n заряд в б выходит на уровень $Q_{\text{нап}}$ и остается неизм-ым

$[t_3 \dots t_4]$ - зарядные выходы, связанные с рассеиванием зарядов, накопленных в базе.

I и U_k уменьш-е $\leftarrow (I_k \text{ и } U_{k2})$, но заряд након. в б пр-е

будет изм-е от $Q_{\text{нап}}$ до $Q_{\text{пр}}$.



$$t_3 \rightarrow 0$$

$$t_4 \rightarrow t_p \text{ (время рассеивания)}$$

и не переходя в кинематическое \Rightarrow первая з. сл. ур-е

здесь мы не учитываем $i_{\delta}(t) = -I_{\delta \text{ зам}}$

$$\frac{dQ_{\delta}}{dt} + \frac{Q_{\delta}}{T_{\text{так}}} = -I_{\delta \text{ зам}}$$

$$Q_{\delta}(0) = Q_{\text{нам}}$$

$$Q_{\delta}(t_p) = Q_{\text{пр}} = I_{\text{так}} \cdot I_{\delta \text{ отп}}$$

$$Q_{\delta} = T_{\text{нам}} I_{\delta \text{ отп}} e^{-t/T_{\text{так}}} - T_{\text{нам}} I_{\delta \text{ зам}} (1 - e^{-t/T_{\text{нам}}})$$

$$Q_{\delta}(t_p) = Q_{\text{пр}} = T_{\text{з}} \frac{I_{\text{кн}}}{j\beta}$$

$$t_p = T_{\text{нам}} \cdot \ln \left[\frac{I_{\delta \text{ отп}} - I_{\delta \text{ зам}}}{I_{\delta \text{ нас}} - I_{\delta \text{ зам}}} \right] = T_{\text{нам}} \ln \left[\frac{|I_{\delta \text{ отп}}| + |I_{\delta \text{ зам}}|}{|I_{\delta \text{ нас}}| + |I_{\delta \text{ зам}}|} \right]$$

Для $t_p \Rightarrow$ время насыщения т.е. $\Rightarrow Q_{\delta}$ как.

$[t_4 \dots t_5]$ - интервалы тока I_k

На $t_4 \dots t_5$ - амплитудный режим, с I_k тр-р все больше и больше.

t_5 - отсечение тр-ра

Анализ данного процесса проводится следующим

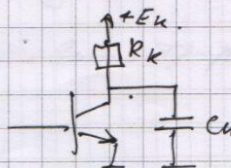
образом нарастающее I_k

$$t_{\text{наг}} = T_{\text{наб}} \cdot \ln \left[\frac{I_{\delta \text{ нас}} - I_{\delta \text{ зам}}}{I_{\delta \text{ зам}}} \right]$$

При запуске тр-ра I_k - медленно нарастающее, тем I_k - из-за емкости нагрузки, которая проформ-ет

задерживает переход R_k от E_k даже после запуска тр-ра ($T_H > T_{\text{нам}}$)

$$T_k = R_k C_k$$



$$t_0' > t_0$$

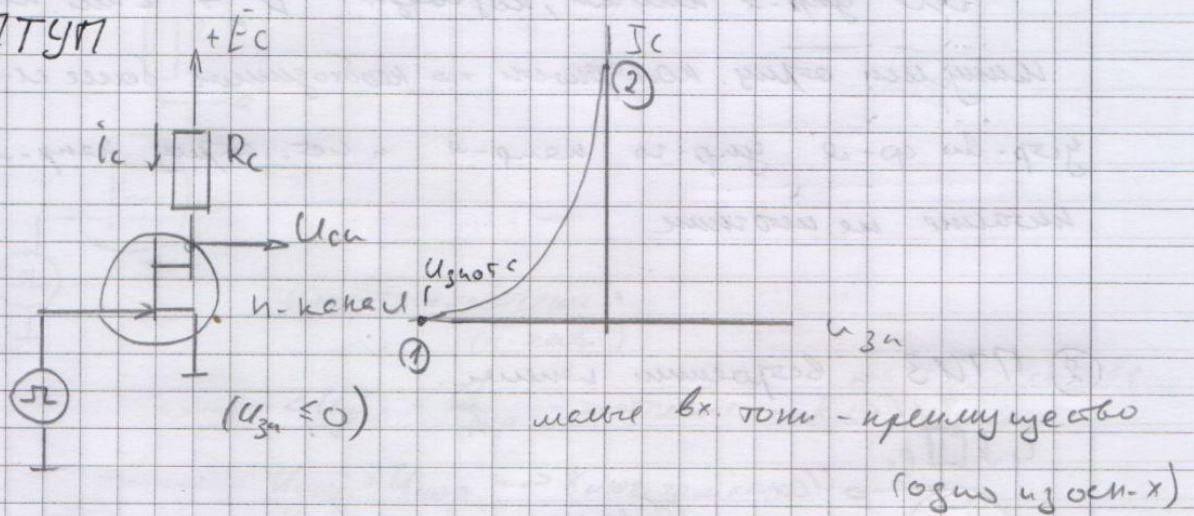
$$t_{\text{зам}} = t_p + t_5$$

$$t_p + t_5'$$

2. Ключ на полевом транзисторе. Схема, временные диаграммы. Дать описание процессов при выключении транзистора.

Ключ на полевых тр-рах

① ПТУМ

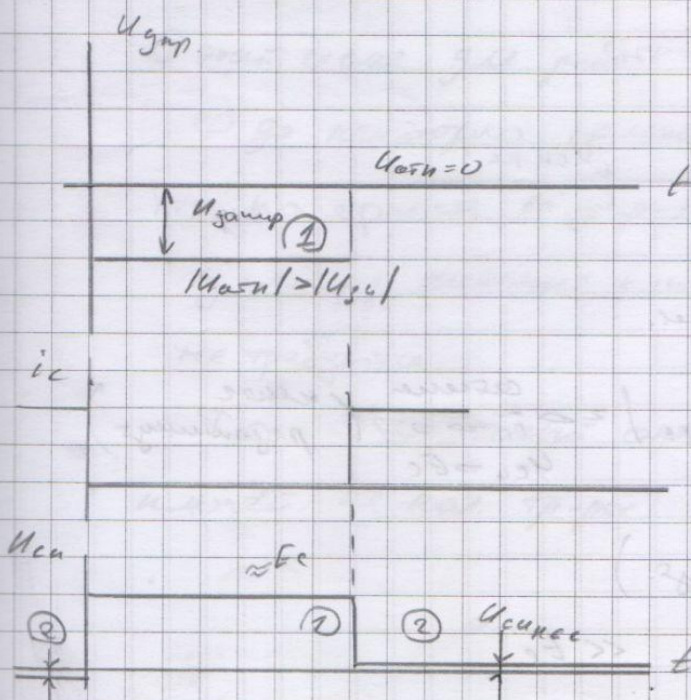


Напр. у тр-ра с упр. переходом.

$I_{вх} = I_{обр. перехода} \approx 0.7 \text{ мА}$ \Rightarrow можно обойтись без резистора на вх.

$$U_{зп} = U_{зп0гс}, I_c = I_{с0гс} \text{ (замкнут ключ)}$$

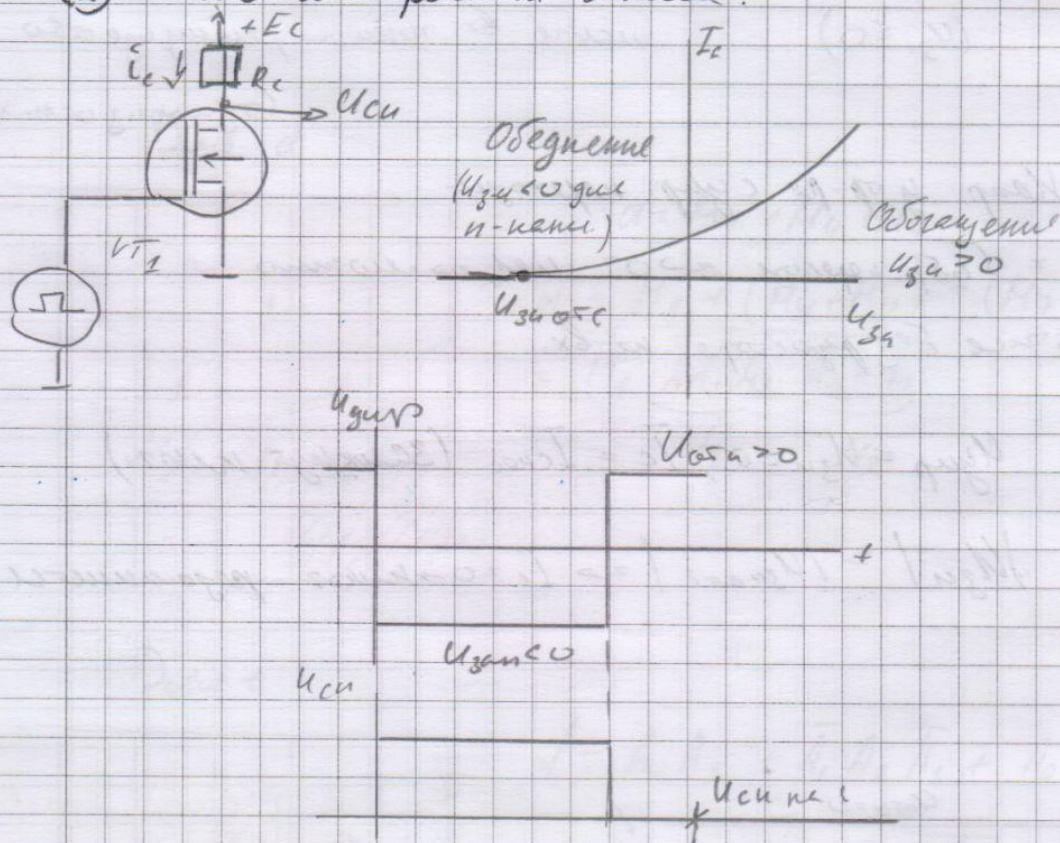
$$|U_{зп}| > |U_{зп0гс}| \Rightarrow I_c > 0 \Rightarrow \text{ключ разомкнут.}$$



Неудобство этой схемы:

Для упр-е кнопок, подают $u_{\text{н}} + E_c$. Емк. необходимы минимальную отриц. емкость \rightarrow необходимы более сл-е устр-во др-е упр-го напр-е и слз. отриц. напр-е кнопок не имеют.

② ПТУЗ и встроенный элемент.



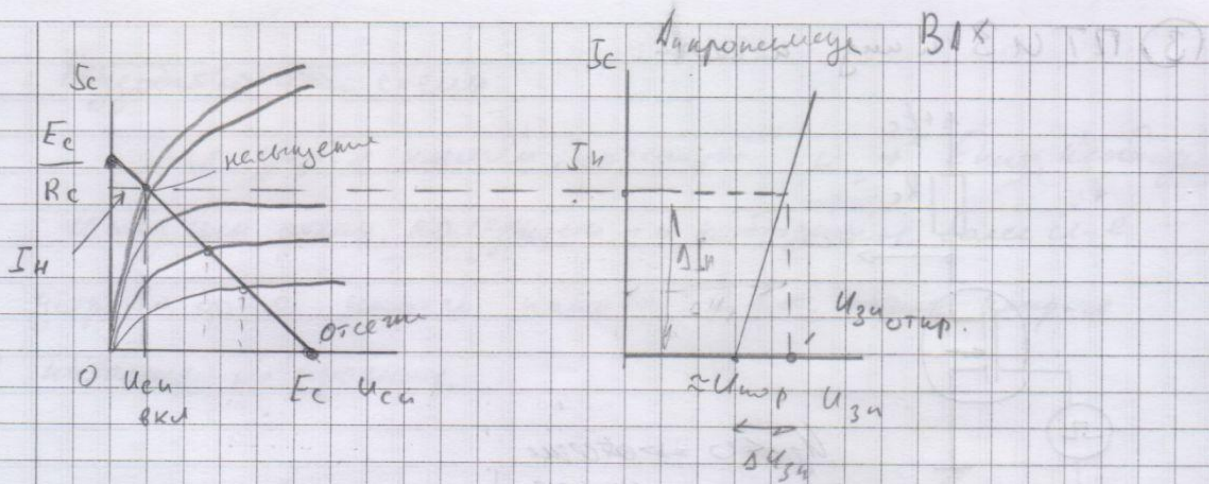
Двумерный гир-т элемент.

$$U_{\text{гир}} < 0 \quad |U_{\text{гир}}| > |U_{\text{си}}| \Rightarrow \begin{matrix} \text{отсечка} \\ I_c \rightarrow 0 \\ U_{\text{си}} \rightarrow E_c \end{matrix} \quad (\text{или резонанс})$$

$U_{\text{гир}} > 0 \Rightarrow$ какой режим?

$$U_{\text{си}} = U_{\text{си,нас}} \ll E_c$$

$$R_{\text{гир}} \ll R_c$$



В схеме типа ПТ падение \$U\$ очень мало \$\approx 10...1\$ мВ

\$U_{сн0}\$ - такое \$U\$ на заборе при котором достигается заданное \$I_H\$ (тока нагрузки).

Чтобы найти \$U_{сн0}\$ будем использовать крутизну м.т.

амплитуд. ВАХ тр-ра

$$S = \frac{dI_c}{dU_{сн}} \approx \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{сн}} = \frac{I_H}{U_{сн0} - U_{снор}} \Rightarrow U_{сн0} \approx U_{снор} + \frac{I_H}{S}$$

$$I_H = \frac{E_c - U_{снвн}}{R_c + r_{капилл.}} \approx \frac{E_c}{R_c}$$

при отпирании.

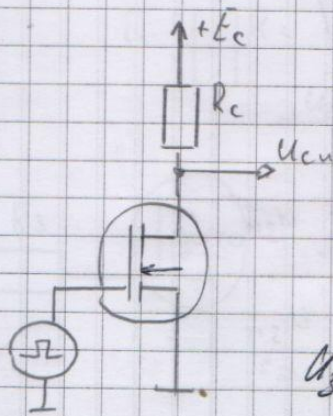
напряжения зазвеса.

$$\Rightarrow U_{снвн} > 1,5 U_{сн0}$$

$$r_{капилл.} \ll R_c$$

$$U_{снвн.} \ll E_c$$

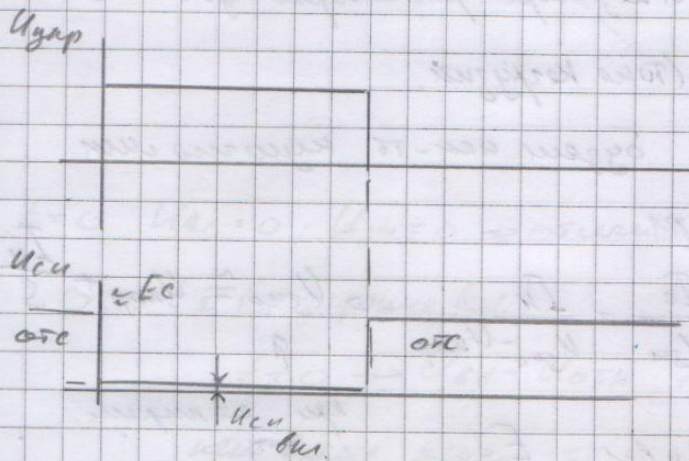
③ ПТУЗ и инд. каналы.



$U_{зи} < 0 \Rightarrow$ отсечка
(п-канал)

$0 < U_{зи} < U_{пор} \Rightarrow$ отсечка. \Rightarrow ключ разомкнут. $E_c \rightarrow 0 \Rightarrow U_{си} \rightarrow E_c$

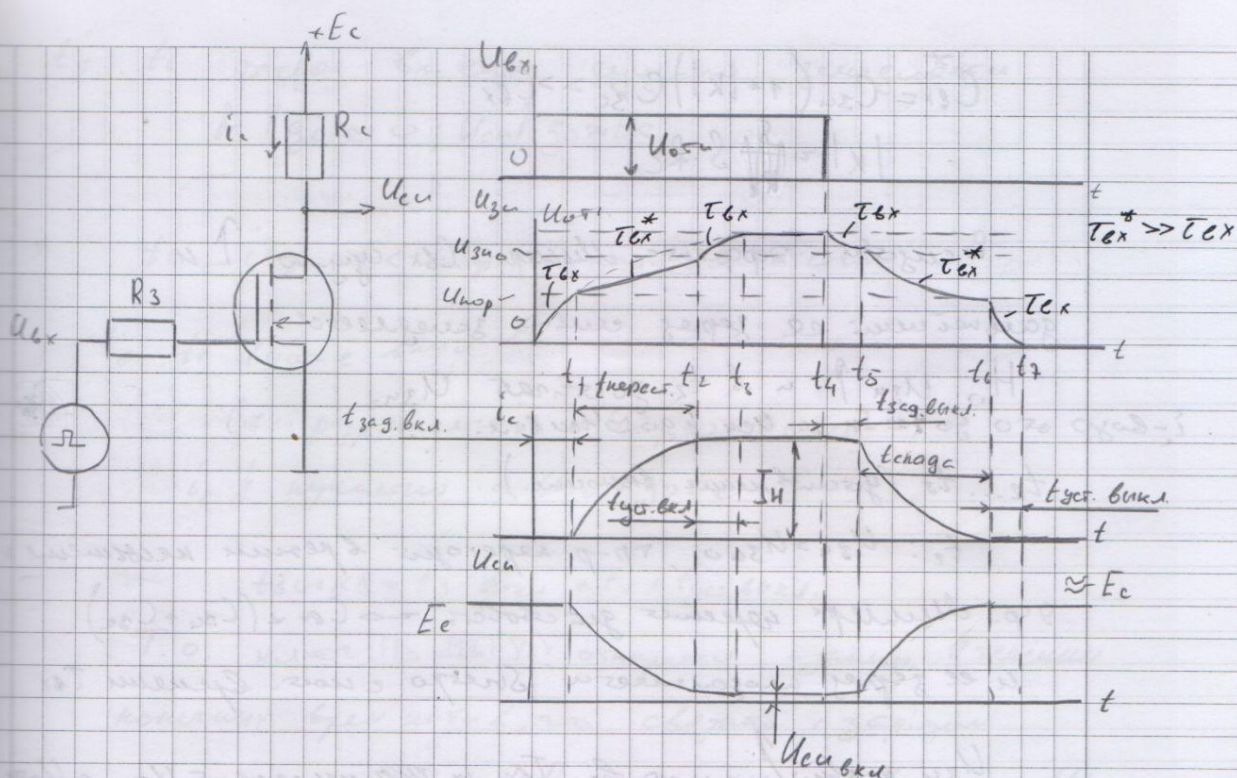
$U_{зи} > U_{пор} \Rightarrow$ ключ замкнут.



В этой схеме для работы необходимо $U_{вх}$ от 0 до некоторого положения зч-а (для тр-р с п-каналом)

Т.о. полярность вх. упр-х или в то же что и у н-п-канала к-тора \Rightarrow для н-п-канала не требуется.

Т.о. это самый оптимальный вариант и может не кол. тр-рах.



До $t=0$ $U_{cx}=0$; $U_{cu}=0 \rightarrow$ отключено; $i_c=0$; $U_{cu} \rightarrow E_c$

0... t_1 (задержка выкл.)

$t=0 \rightarrow U_{cx} = U_{osm}$, то $i_c = 0$, а $U_{cu} = E_c$ и
нен. время индукции, т.к. тр-р отс-ст запертым.

U_{cu} не с... t_1 начинает медленно возрастать от 0
асимптотич. стремится к U_{osm} , т.к. тр-р через
входной емкостью тр-ра рез R_3 и U_{cx} .

$$\tau_{св} = R_3 \cdot C_{cx} = R_3 \cdot (C_{cu} + C_{cx})$$

Пока $U_{cu} < U_{пор}$. тр-р в режиме оссечки.

В t_1 $U_{cu} = U_{пор}$.

$t_1 \dots t_2$ (нарастание вых. тока)

t_1 : $U_{cu} > U_{пор} \rightarrow$ тр-р открывается и переходит
в активный режим, т.н. тр-р на $t_1 \dots t_2$ тр-р
в акт. режиме, то схема - инверт. усилитель на ТТ

$$C_{ex}^* = C_{zu}(1 + |k|) C_{zc} \Rightarrow C_{ex}$$

$$|k| = S \cdot R_c$$

Вследствие эффекта Миллера C_{ex} существенно ↑ и
дальнейшее ее зерно сильно замедляется

Н₀ $U_{зи}$ ↑ и в t_2 достигает $U_{зи0}$
и-во $U_{зи}$ до $\approx 5V$, а $U_{си}$ до $U_{си0}$.

$t_2 \dots t_3$ (установление выноса.)

t_2 : $U_{зи} > U_{зи0}$, тр-р переходит в режим насыщения
эф. Миллера изменяется действств. $\Rightarrow C_{ex} = (C_{zu} + C_{zc})$
и ее зерно продолжается быстро с поств. времени T_{ex}

$U_{зи}$ падает ↓ с поств. вр. T_{ex} и уменьшается от $U_{зи0}$ до $U_{зи1}$

t_3 : $U_{зи} = U_{зи1}$.

и-е падает. $U_{зи}$ и в t_3 $i_c \approx I_n$ и $U_{си}$ ↓ и в t_3 $U_{си} = U_{си0}$.

t_3 - оконч. отключение тр-ра

$$t_{вкл} = t_{зд. вы.} + t_{пер.} + t_{усл. вы.}$$

$t_3 \dots t_4$ - тр-р падает, много-затухает

$t_4 \dots t_5$ (затухание выноса)

в t_4 $U_{ex} = 0,50$ и $U_{зи} < C_{ex}$ $U_{зи}$ не может
сразу достигнуть 0 \rightarrow плавное уменьшение $U_{зи}$
до $U_{зи0}$ (в t_5)

понижает. ↓ i_c и понижает $U_{си}$ (из-за потерь
расходности вх. Вых. в излуч. области)

$t_5 \dots t_6$ (смерть)

тр-р в сат. режиме \Rightarrow эффект Миллера $\Rightarrow C_{ex}^*$

$t_5 \dots t_6$ период вх. эм. сущ-но замедляется
 $i_c \uparrow$ до ≈ 0 ; $U_{ce} \uparrow$ до U_c

t_6 — $U_{ce} \approx U_{пор}$ — режим отсечки

$t_6 \dots t_7$ (вых-е вкл-е)

(вх. разрешается от $U_{пор}$ до 0 с t_{ex}
 $i_c \downarrow$ медленно, а $U_{ce} \uparrow$ до U_c

$$t_{вкл} = t_{s. вкл} + t_c + t_{ус. вкл.}$$

Т.о. ключ на ПТП огирается "жмир. в течение
 конечных врем. инт-в, что связано с зарядом
 и разрядом ПТП через R_3 , через цеп-к вх. и вых. Увк.

$$R_3 \text{ — может отс-тв } \Rightarrow R_3 = \frac{R_{ивх}}{I_{вх}}$$

$I_{вх}$ — $t_{пер. проц.}$ — необх. $R_{вх}$ с мин. сопр-ен
 и вх

и тр-рс малыми $S_{вх}$.

Ср-е хар-ке Бим. и Пол. тр-в в статическ. режиме

1. $I_{вх \text{ бим. тр-в}} \Rightarrow I_{вх \text{ ПТ}}$, т.к. из-за ср-но малой

Т.о. ПТ проще согласовать с мощностными
 и вх-ми входного неуп-е

2. ПТ более уст-ва к перегрузкам и перегреву.

3. Ключ на полевом транзисторе. Схема, временные диаграммы. Дать описание процессов при включении транзистора.

выше

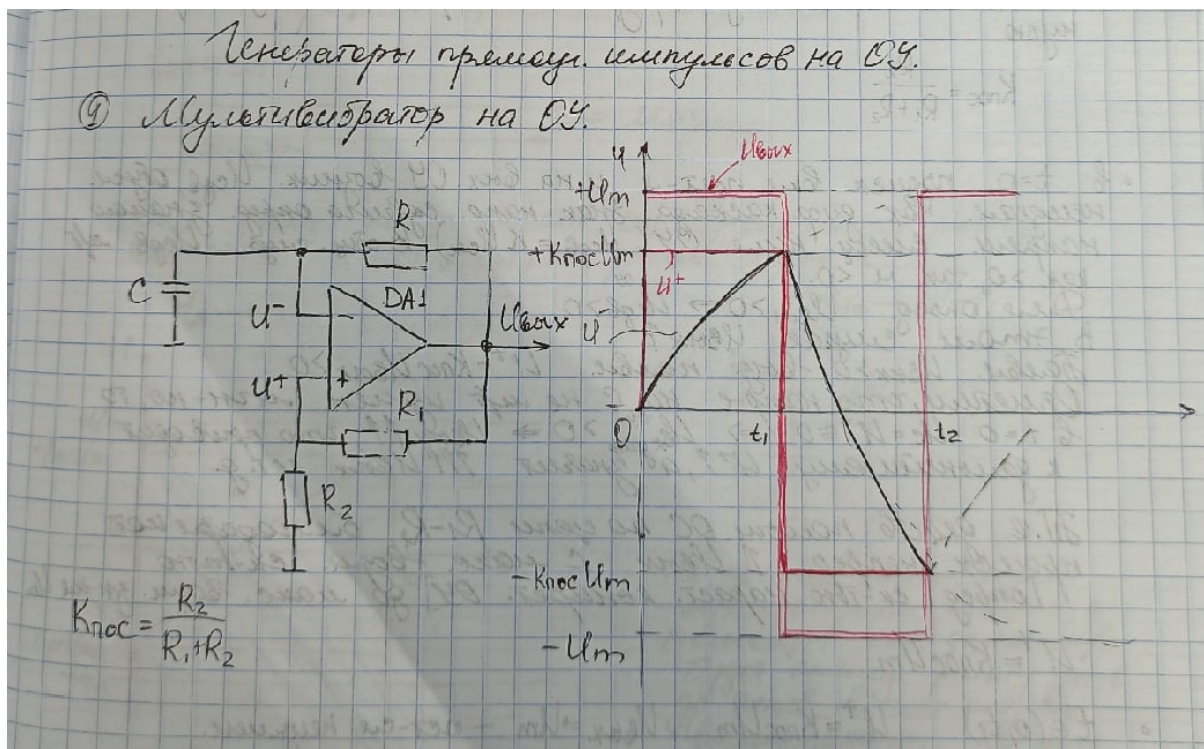
4. Ключ на полевом транзисторе. Схема, временные диаграммы. Дать описание процессов при выключении транзистора.

выше

5. Мультивибратор на ОУ. Схема, временные диаграммы. Подробное описание принципа работы.

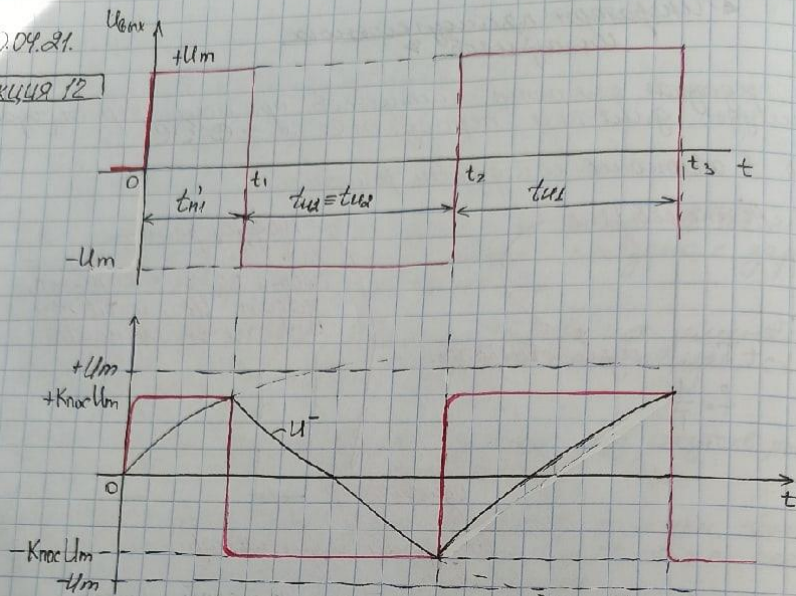
См. следующий вопрос там все подробно

6. Мультивибратор на ОУ. Схема, временные диаграммы, принцип работы (коротко). Вывод формулы для расчета длительности импульсов.



10.09.21.

Лекция 12



До вкл. питания конд. С разряжен и напр-е. на конд. U^- равно нулю

$$K_{\text{нас}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

- в $t=0$ при вкл. вкл. пит-я и на вх. ОУ возник. Исдв. сбущ. неидеал. вх. диф. каскада. Знак напр. сбущения отриц. Значит напрем. смещ. нулю ОУ ($U_{\text{сдв}} = K U_{\text{см}}$). В общ. случ. Исдв. смещ. как >0 , так и <0 .
Для опред. $U_{\text{см}} >0 \Rightarrow U_{\text{сдв}} >0$.

В этом случае $U_{\text{вых}} \uparrow$.
Поскольку $U_{\text{см}} >0$ в общ. полув. $U^+ = K_{\text{нас}} U_{\text{вых}} >0$.
Смещени, что напр-е на С не мф измен. м.г.н. но, то в $t=0$ $U_{\text{с}} = U^- \approx 0 \Rightarrow U_{\text{сдв}} >0 \Rightarrow U_{\text{вых}} \uparrow$, что приводит к дальнейшему $U^+ \uparrow$, а значит $U_{\text{вых}} \uparrow$ и т.д.

Ит.е. действ. по пом. ОС по цепи R_1-R_2 благодаря кет. процесс. непрер. $\uparrow U_{\text{вых}}$ с макс. возм. ск-тью [опред. ск-тью нараст. конденкт. ОУ] до макс. возм. зм-ны U_m .
 $U^+ = K_{\text{нас}} U_m$

- $t \in (0, t_1)$ $U^+ = K_{\text{нас}} U_m$, $U_{\text{вх}} = +U_m$ - ост-ся неизмен.

$U^- \uparrow$ поавно с постр. време. $\tau = RC$ от 0, асимпт. стрем. к U_m .
Причина - заряд С $\frac{1}{2} R$ в вх. ОУ, напр-е. $+U_m$.

Из-за ↑ U^- вх. диод. напр-е ОУ ост-ся ⊕, но постр. ↓.

в $t=t_1$: $U^- = U_c > K_{\text{нос}} U_m = U^+ \Rightarrow U_{\text{вх диод}} < 0 \Rightarrow U_{\text{вх}} \downarrow \Rightarrow \downarrow U^+ \Rightarrow |U_{\text{вх диод}}| \uparrow \Rightarrow \downarrow U_{\text{вх}}$ и т.д.

Т.о. далее. НДС $U_{\text{вх}} \downarrow$ до $U_{\text{вх}} = -U_m$

• $t \in (t_1, t_2)$: $U_{\text{вх}} = -U_m$; $U^+ = -K_{\text{нос}} U_m$

$U^- \downarrow$ плавн. с постр. врем. $\tau = RC$, асимпт. $\rightarrow -U_m$, т.к. приток. перезаряд С \uparrow R от вх. ОУ, где $U_{\text{вх}} = -U_m$. Из врем. диагр. видно, что $U_{\text{вх диод}} < 0$, поэтому $U_{\text{вх}} = -U_m$, но $|U_{\text{вх диод}}| \downarrow$.

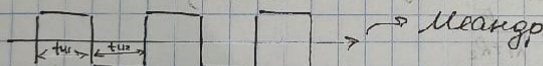
$t=t_2$ $U^- < U^+ = -K_{\text{нос}} U_m \Rightarrow U_{\text{вх диод}} > 0 \Rightarrow$ след. НДС $U_{\text{вх}} \uparrow$ до $U_{\text{вх}} = U_m$, а $U^+ = +K_{\text{нос}} U_m$

• $t \in (t_2, t_3)$: $U_{\text{вх}} = +U_m$, $U^+ = +K_{\text{нос}} U_m$; $U^- \uparrow$ с $\tau = RC$, однако

т.к. напр-е U^- уменьшается. Вых. $\pm K_{\text{нос}} U_m$, то $t_{u1} = t_3 - t_2$ окж. больше, чем t_{u1} : $t_{u1} > t_{u1} = t$, т.к. при вы. нпт. С заряд.

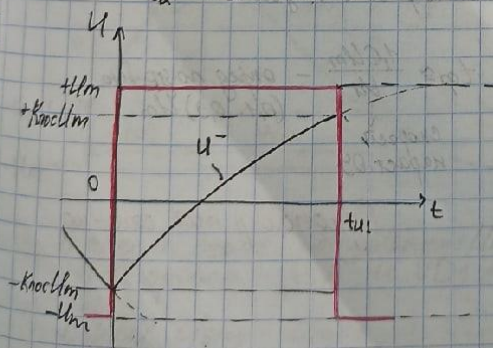
Далее процесс циклич. повторяется.

$t_{u2} \equiv t_{u1}$

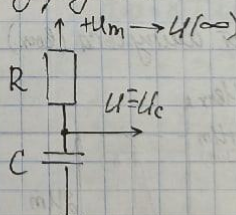


Для постр. расч. соотн. t_{u1} будем рассм. работу схемн. на $t \in (t_2, t_3)$, т.е. рассм. заряд С.

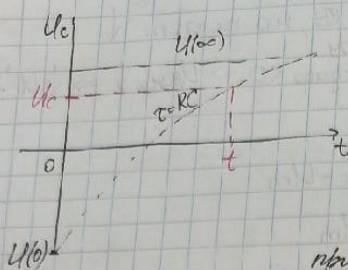
$t_2 \rightarrow 0$



$U(\infty) = U_m$



На примере рассм. схемн. мфо получить соотн-е, с темп. кот. далее мфо будет анализ. работу ген-в др. плав. в соотн. вх. время задано. RC-цепь.



3-й вариант графика
расши. цепи.

$$U_C(\infty) = U_C(t) + i(t)R = U_C(t) + RC \frac{dU_C(t)}{dt}$$

$$U_C(t) = U_C(\infty) + A e^{-\frac{t}{RC}}$$

A - const из нач. уст. при $t=0$

при $t=0$: $U_C = U_C(0) = U_C(\infty) + A e^0 \rightarrow A = U_C(0) - U_C(\infty)$

$$U_C(t) = U_C(\infty) + (U_C(0) - U_C(\infty)) e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$U_C(t) = U_C(0) e^{-\frac{t}{RC}} + U_C(\infty) (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

$$t = RC \ln \left[\frac{U_C(\infty) - U_C(0)}{U_C(\infty) - U_C(t)} \right] - \text{опред-ся мом., в кот. } U_C = U_C(t)$$

На расщ. инт-ре $t=0$ $U_C(0) = -K_{\text{нос}} U_m$
 $U_C(\infty) = U_m$

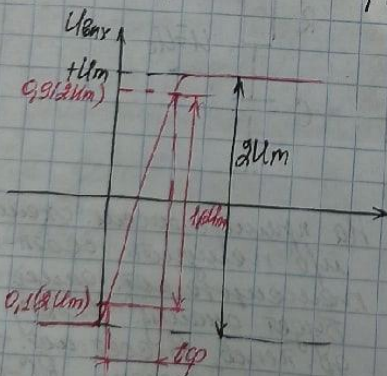
$$t = t_{u1} : U_C(t_{u1}) = +K_{\text{нос}} U_m$$

$$t_{u1} = RC \ln \left[\frac{U_m + K_{\text{нос}} U_m}{U_m - K_{\text{нос}} U_m} \right] = RC \ln \left[\frac{1 + K_{\text{нос}}}{1 - K_{\text{нос}}} \right]$$

с учетом $K_{\text{нос}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

$$t_{u1} = RC \ln \left[1 + \frac{2R_1}{R_2} \right]$$

Срок импульса (вск.) опред. ск-тью нараст. ОУ.



$$t_{\text{гр}} \approx \frac{1,6 U_m}{V_{\text{гр}}} - \text{опред. по ур-нию}$$

(0,1...0,9) U_m

ск-ть нараст. ОУ

Сигнометр. м.т. сам-но.

7. Одновибратор на ОУ. Схема, временные диаграммы. Подробное описание принципа работы.

Это устройства, предназначенные для формирования одиночного прямоугольного импульса заданной длительности при воздействии на вход короткого запускающего импульса.

В схеме ОУ и цепь R3 R4 образуют компаратор с ПОС. Конденсатор C и резистор R образуют интегрирующую цепочку. Источником питания этой цепочки служит выходное напряжение компаратора, нагрузкой – инвертирующий вход ОУ. Дiode D1 служит для фиксации начального

напряжения на конденсаторе $C - U_C(0)$. Конденсатор $C5$ и резистор $R5$ образуют дифференцирующую цепочку. Диод $D2$ пропускает на прямой вход ОУ только положительные импульсы. Эти импульсы служат для запуска ждущего мультивибратора.

В исходном состоянии $U_{ex} = 0$. Компаратор находится в отрицательном насыщении, т. е. $U_{os1} = -U_{os1\max}$. Отрицательным напряжением диод $D1$ открыт и поддерживает на конденсаторе $C1$ напряжение $U_C = 0$. Напряжение обратной связи отрицательное, причем

$$-U_{os1} \approx -U_{os1\max} \cdot \frac{R_4 \parallel R_2}{R_3 + R_4 \parallel R_2}.$$

Так как $U_{os1} < U_C$, то исходное состояние устойчиво, мультивибратор может находиться в нем как угодно долго.

Пусть в момент времени $t1$ с выхода дифференцирующей цепочки на прямой вход ОУ поступает короткий положительный импульс, амплитуда которого больше амплитуды $|U_{os1}|$. Напряжение на прямом входе становится положительным и компаратор регенеративно переключается в область положительного насыщения, когда $U_{ex} = U_{ex\max}$. Этим напряжением диод $D1$ закрывается, а конденсатор $C1$ начинает заряжаться через резистор R . На прямой вход ОУ подается положительное напряжение обратной связи

$$U_{os2} = U_{os1\max} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Этим напряжением ОУ поддерживается в состоянии положительного насыщения. Значит входной импульс необходим только для срабатывания компаратора и может быть очень коротким.

Скорость заряда конденсатора $C1$ определяется постоянной времени $RC1$, которая и задает длительность формируемого импульса - τ_u . Этап формирования импульса завершается в момент времени $t2$, когда напряжение на конденсаторе достигает значения U_{os2} . В этот момент компаратор регенеративно переключается в область отрицательного насыщения. Длительность формируемого импульса определяется выражением

$$\tau_u = RC1 \cdot \ln \frac{U_{ex\max}}{U_{os1\max} - U_{os2}} = RC1 \cdot \ln \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (16.9)$$

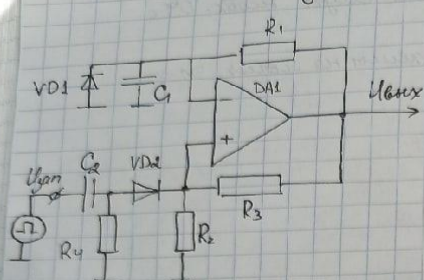
После переключения компаратора в область отрицательного насыщения, напряжение на конденсаторе скачком не изменяется. Под воздействием U_C диод $D1$ остается закрытым. Поэтому после момента времени $t2$ начинается этап восстановления исходного состояния, когда конденсатор $C1$ разряжается через резистор R от источника - $U_{ex\max}$. Скорость разряда определяется постоянной времени $RC1$. В момент времени $t3$ напряжение на конденсаторе $U_C(t_3) = 0$. В этот момент открывается диод $D1$, который препятствует дальнейшему уменьшению напряжения на конденсаторе $C1$. Исходное состояние восстановлено. Схема готова к поступлению нового входного импульса. Длительность этапа восстановления определяется выражением

$$\tau_s = RC1 \cdot \ln \frac{-U_{ex\max} - U_{os2}}{-U_{os1\max}} = RC1 \cdot \ln \frac{R_3 + 2R_4}{R_3 + R_4} \quad (16.10)$$

Следовательно, максимально допустимая частота входных импульсов для ждущего мультивибратора равна

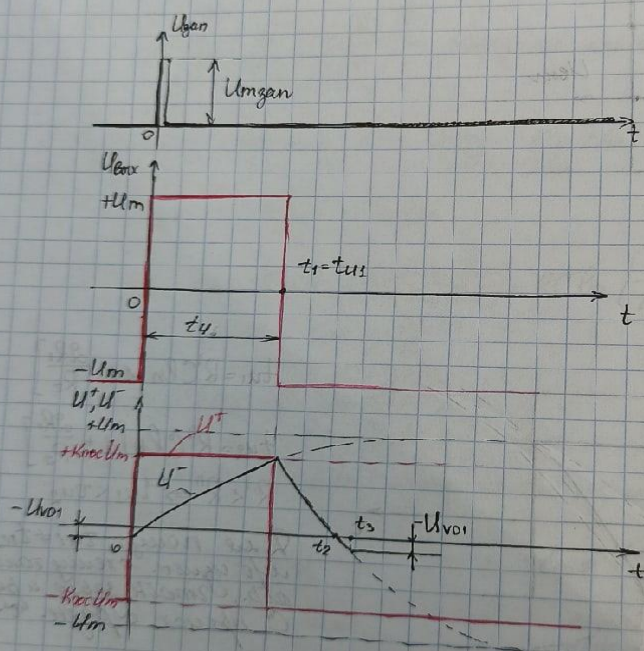
$$K_{\text{рас}} = \frac{1}{(R_2 + R_3)} \quad (16.11)$$

Одновибратор на ОУ.



VD1 не дает схеме работать в автоколеб. режиме

$$K_{\text{рас}} = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$



По оконч. импульса зап-ка $U_{\text{ген}} = 0$ из-за чего VD1 замыкает цепь зарядки не позволяя на работу одновибратора.

8. Одновибратор на ОУ. Схема, временные диаграммы, принцип работы (коротко). Вывод формулы для расчета длительности импульсов.

Т.о. U_{33} опер. VD_1 $U^- \neq U^+ = -K_{\text{нов}} U_m \rightarrow$ Клевушицкий генератор которого и мн-ся на выходе

Всё t_z - схема авто-се в схем. сост.

Цель задачи не влезть на работу функционирования
т.н. (VD_1 -запуск)

$$t_z = T \ln \left[\frac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t)} \right]$$

↓

$$U(0) \rightarrow U_{\text{нов}} \approx - (0,6 \dots 0,7) B$$

$$U(\infty) \rightarrow +U_m$$

$$U(t_u) = U(t_d) = +K_{\text{нов}} U_m$$

$$t \rightarrow t_u$$

$$T = R_1 C_1$$

$$t_u = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U_m + |U_{\text{нов}}|}{U_m - K_{\text{нов}} U_m} \right]$$

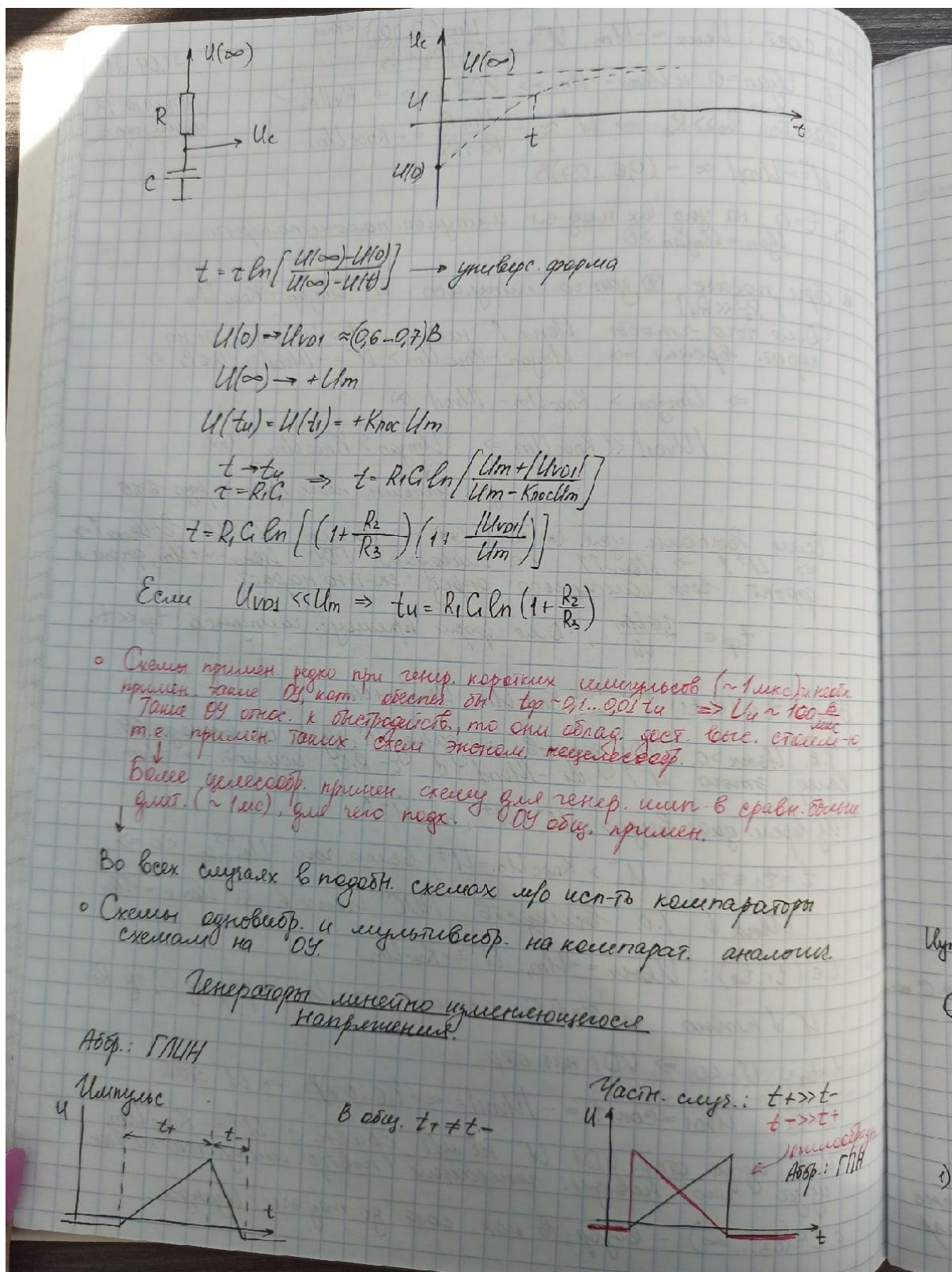
$$t_u \approx R_1 C_1 \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right)$$

Т.о. если нужно и-с. имеет змбелюсн (мкс) необходимо применить ОУ с высоким быстродействием (мкс) \rightarrow высокая скор. перем. (≈ 100 В/мкс \rightarrow дорожно, т.е. применение окончательн. нецелесообраз.

\Rightarrow При заданных параметрах \Rightarrow возможно усил. обх. применением с кнз-усоб.

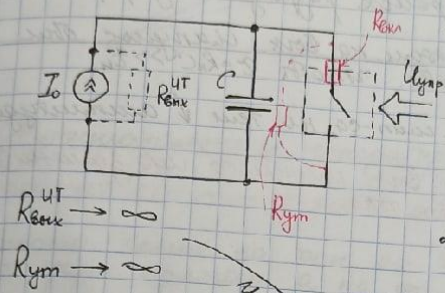
9. Принцип получения линейно-изменяющегося напряжения. Простейший ГЛИН на транзисторе. Схема, временные диаграммы, принцип работы.

См. внизу страницы



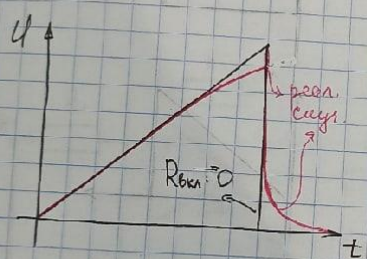
Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) представляют собой электронные устройства, напряжение на выходе которых в течение некоторого времени изменяется по линейному закону. Часто такое напряжение меняется периодически.

ГЛИН примен. в аналог. осциллографах, старых ТВ, СВЧПах,
 ПНВ - преобр. напрет. врем. интегрир. (В)
 Осн. сп-б помур.: заряд высокочаст. конденс. от высокочаст.
 генер. пост. тока.



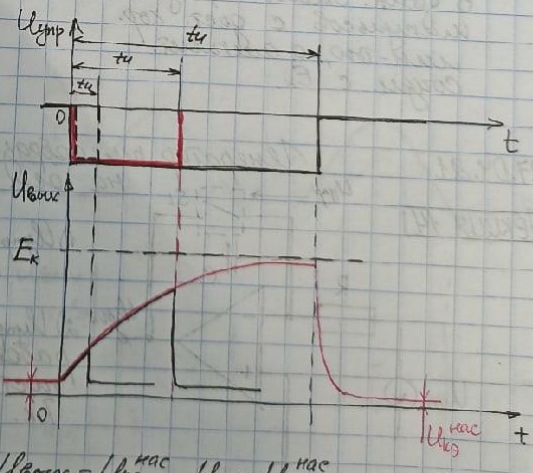
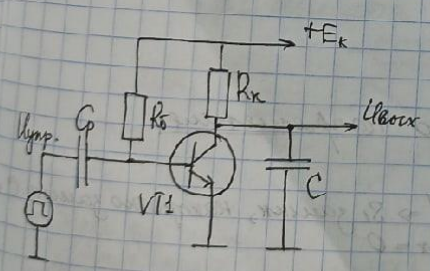
- 1) • $U_{нр} = U^0 \Rightarrow$ ключ замкнут \Rightarrow
 $C \text{ кз} \Rightarrow U_c = 0$
 • Ключ замкнут, $R_{бк} \neq 0 \Rightarrow$
 $U_c = I_0 R_{бк}$

- 2) • $U_{нр} = U^1 \Rightarrow$ ключ разомкн. \Rightarrow
 заряд C : $U_c = \frac{1}{C} \int i(t) dt \Rightarrow$
 $I_0 = \text{const}$:
 $U_c = \frac{1}{C} \int I_0 dt = \frac{I_0 t}{C}$



• Когда U_c достиг. задан. велич.,
 ключ замыка. $\Rightarrow U \downarrow \text{до } 0$

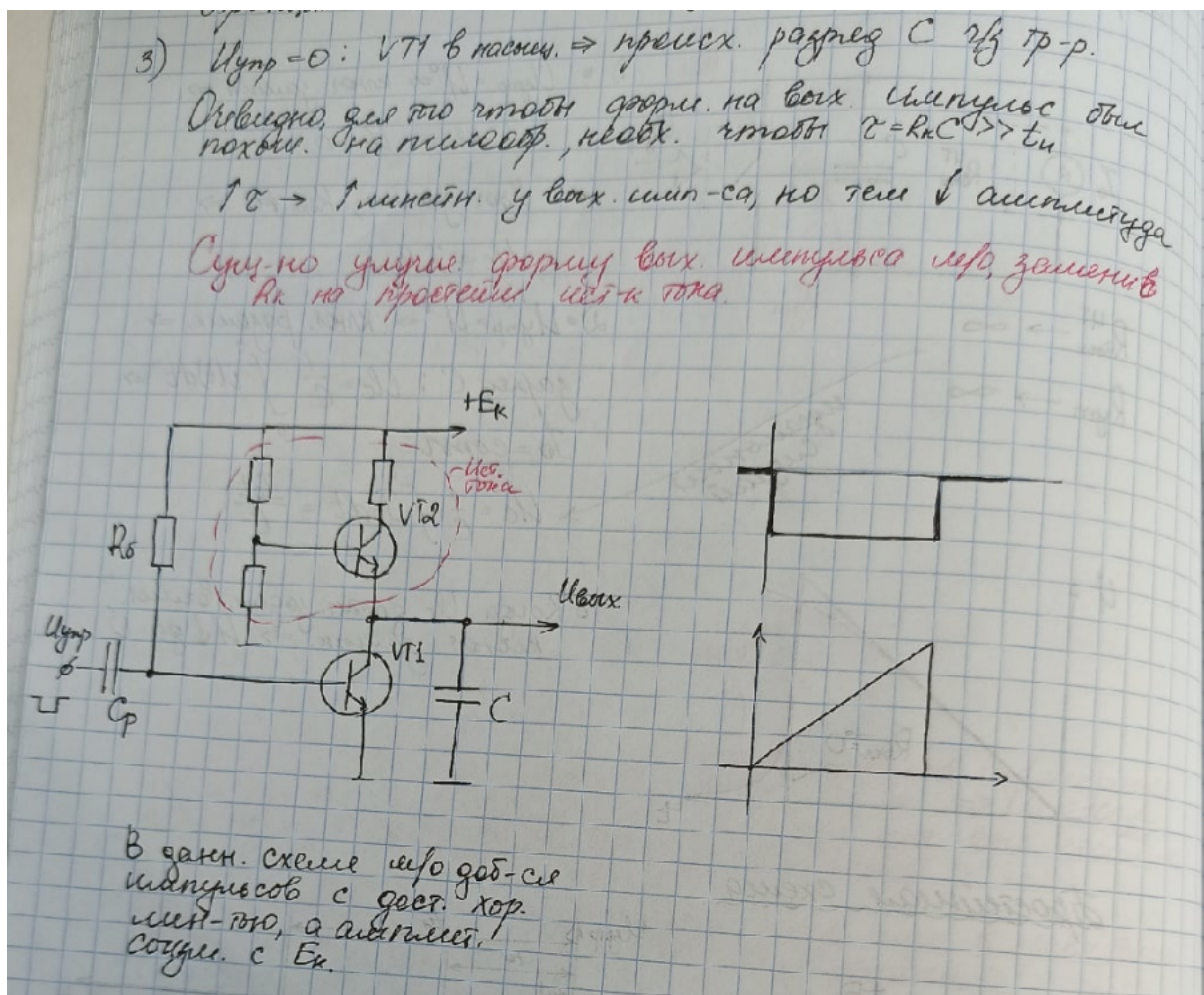
Упрощенная схема



$t_н \ll R_к C = \tau$

1) Усп. сост.: VT1 в насыщ. $\Rightarrow U_{вх} = U_{к2}^{\text{нас}}$, $U_c = U_{к2}^{\text{нас}}$
 обеспеч. прав. выбор $R_б$

10. ГЛИН на транзисторе с источником тока. Схема, временные диаграммы, принцип работы



11. Функциональный генератор на двух ОУ. Схема, временные диаграммы. Подробное описание принципа работы.

Функциональные генераторы предназначены для синхронного формирования сигналов синусоидальной, прямоугольной и пилообразной формы в области частот, обычно не превышающей единиц мегагерц.

Схема типового функционального генератора

Функциональный генератор или генератор, способный одновременно генерировать сигналы прямоугольной и пилообразной формы, обычно состоит из двух частей

- ♦ неинвертирующего триггера Шмитта на микросхеме DA1;
- ♦ интегратора на микросхеме DA2.

Интегратор на микросхеме DA2 интегрирует напряжение, снимаемое с выхода триггера Шмитта на микросхеме DA1. Напряжение на выходе интегратора нарастает (прямой ход «пилы»). Когда выходное напряжение интегратора превысит порог переключения триггера Шмитта, происходит его скачкообразное переключение, напряжение на выходе триггера сменит знак.

Напряжение на выходе интегратора начнет изменяться в обратную сторону (спадающий участок «пилы»). Спад напряжения происходит до тех пор, пока это напряжение не сравняется со вторым, нижним, порогом срабатывания триггера Шмитта. Произойдет очередное его переключение, и процесс будет периодически повторяться.

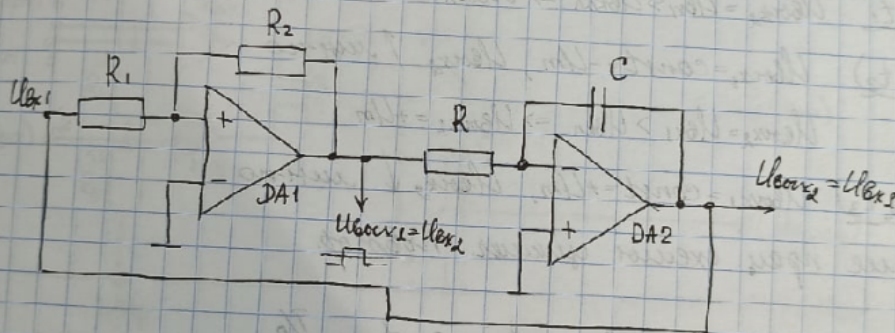
Функциональный генератор на двух ОУ

RC $\sqrt{10}$

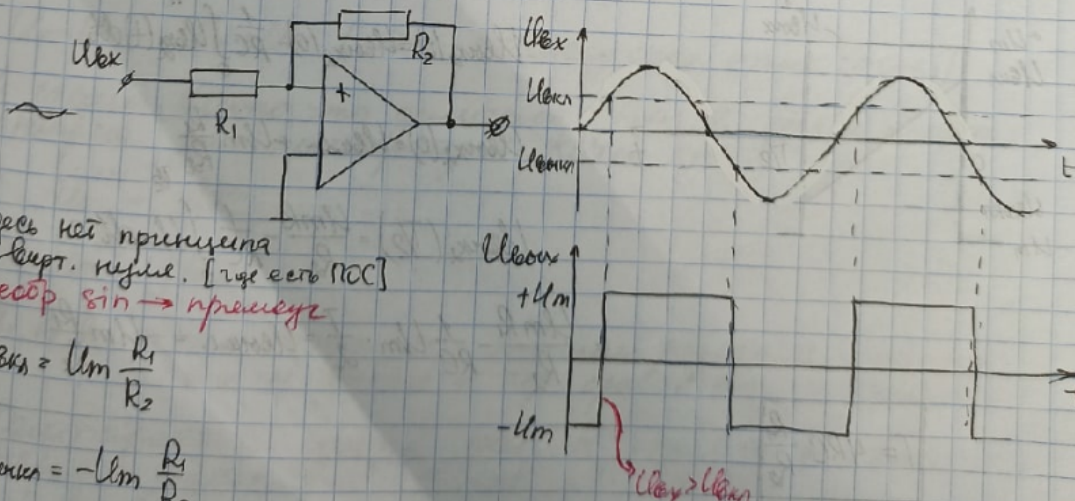
генерирует сигнал разл. форм-ов

В рассм. схеме на осн. 2-х ОУ, имеются 2 вых., на одном вых. форм. преобраз., а на др. - Треуг.

На одном ОУ вып-н Тр-Шмитта, а на др. инт.



Тр-Шмитта



Здесь нет принципа
ф-т. преобраз. [где есть ПРС]
Преобр $\sin \rightarrow$ преобраз

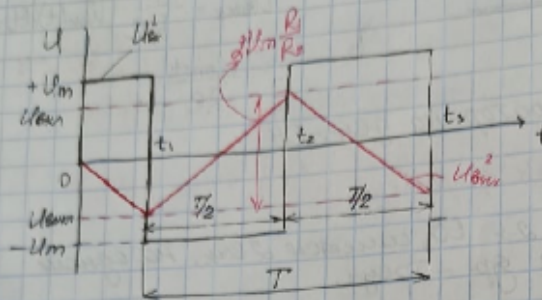
$$U_{вх1} = U_m \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{вх2} = -U_m \frac{R_1}{R_2}$$

12. Функциональный генератор на двух ОУ. Схема, временные диаграммы, принцип работы (коротко). Вывод формулы для расчета длительности импульсов

См. вопрос 11

о компараторе, порога-е не имеет.



$$\frac{dU_{\text{вых}}}{dt} > 0$$

$$U_{\text{вых}} = U_m \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{\text{вых}} = -U_m \frac{R_1}{R_2}$$

$t=0$ в мом. переключения $U_{\text{вых}}=0$, т.к. до $t=0$ с был разряжен. При переключении $U_{\text{вх}} > 0$, тогда при вкл. инт. $U_{\text{вых}} = +U_m$ благодаря ПОС $\frac{1}{RC}$ делителе R_1/R_2 .

$t \in (0, t_1)$ $U_{\text{вых}} = \text{const} = +U_m$, $U_{\text{вх}} \downarrow$ мин-но, т.к. $U_{\text{вх}} > 0$

В $t=t_1$ $U_{\text{вых}2} = U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}1} \Rightarrow U_{\text{вых}2} = -U_m$

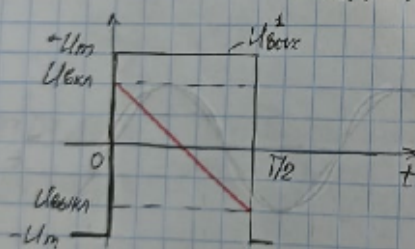
$t \in (t_1, t_2)$ $U_{\text{вых}2} = \text{const} = -U_m$, $U_{\text{вых}2} \uparrow$ мин-но

$t=t_2$ $U_{\text{вых}2} = U_{\text{вх}} > U_{\text{вх}1} \Rightarrow U_{\text{вых}2} = +U_m$

$t \in (t_2, t_3)$ $U_{\text{вых}2} = \text{const} = +U_m$, $U_{\text{вых}2} \downarrow$ мин-но

далее процесс повторяется.

Рассм. инт-н ($t_2; t_3$): $t_2 \rightarrow 0$, $t_3 \rightarrow T/2$



$$U_{\text{вых}2}(t) = U_{\text{вых}2}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt$$

$$U_{\text{вых}2}(0) = U_{\text{вх}} = +U_m \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{\text{вых}2}(T/2) = \frac{U_m R_1}{R_2} - \frac{1}{RC} \int_0^{T/2} U_m dt = \frac{U_m R_1}{R_2} - \frac{1}{RC} U_m \cdot \frac{T}{2} = U_{\text{вых}2} = -U_m \frac{R_1}{R_2}$$

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$$

13. Интегральный таймер: структурная схема, назначение элементов, основные параметры.

Интегр. таймер ИС

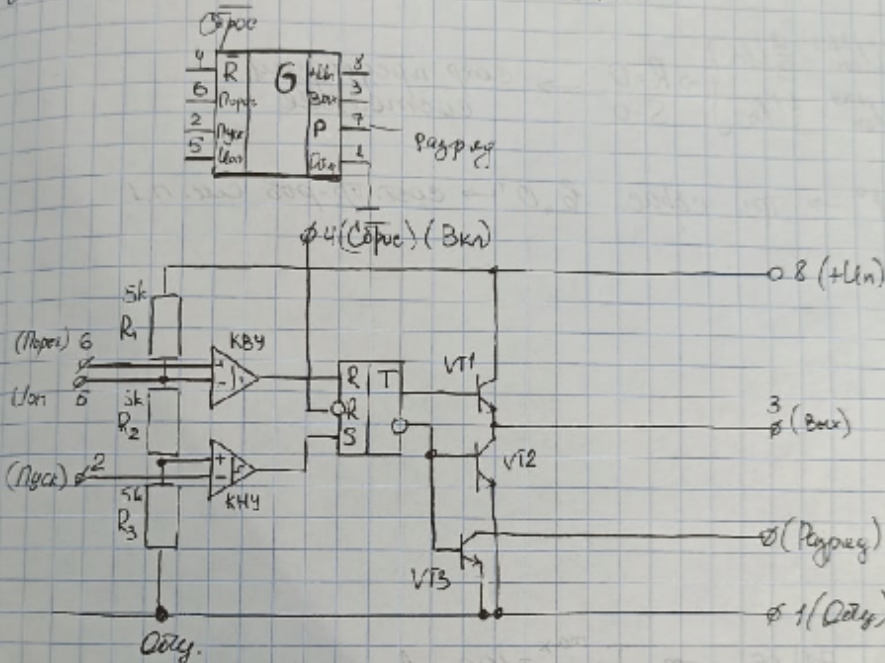
Генератор импульсов на основе интегрального таймера

Интеграл. таймер явл-ся универс. ИС, на осн. к-ой (1-й или неск-х) б-ми выполн. различн. импульс. уст-ва, нап-н. от простейш. генер. импульсов, и до сложн. уст-в.

NE 555

LM 555

совм. аналог: КР1006ВН1 → DIP8



$$U_4 = U_{em} = U^1 + U_n \text{ [сб-н. 4-й вывод след. е-м. (8-е в.)]}$$

Из схемы видно, что делитель $R_1/R_2/R_3$ формирует опорн. нап-н. для компараторов КВУ и КНУ

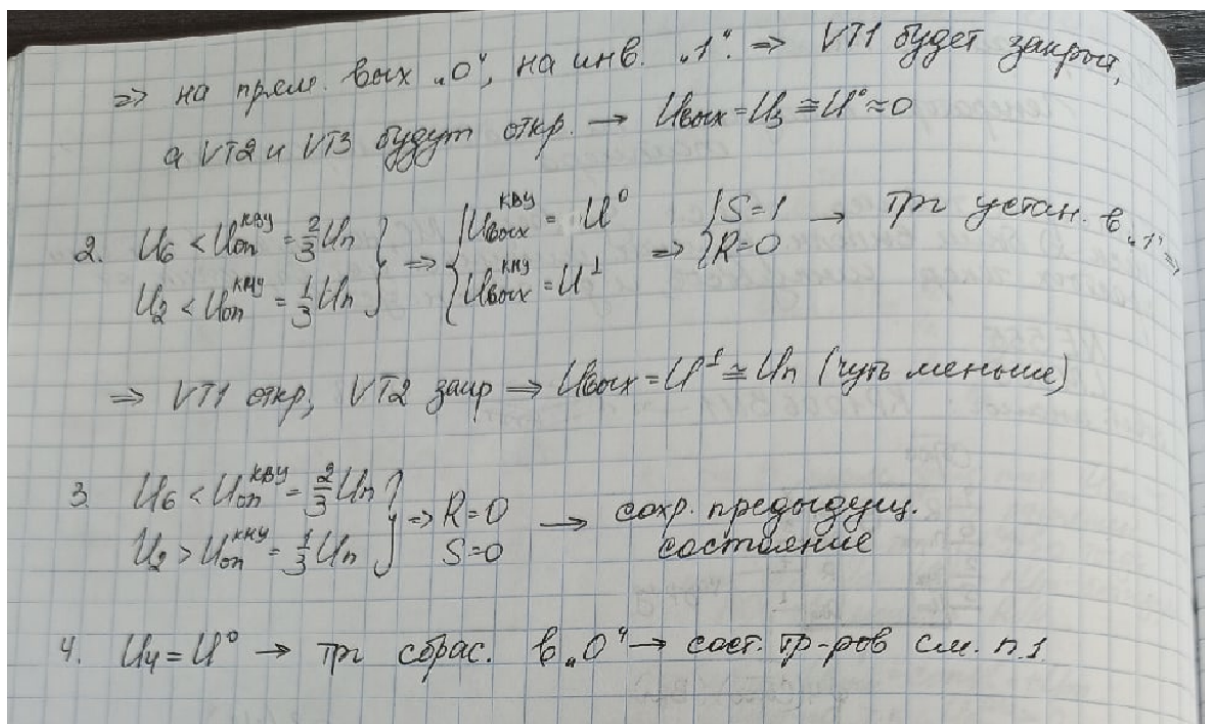
$$U_{on}^{КВУ} = \frac{2}{3} U_n$$

$$U_{on}^{КНУ} = \frac{1}{3} U_n$$

R_1, R_2, R_3 - очень стабильн. и с малыми разбросами эт-по номин. зн-м → пер. срабат. вых. стабильн.

Компараторы управ. раб. RS-тригг. к-т. в свою очередь управ. раб. тр-ров $VT1, VT2, VT3$.

$$1. \text{ Если } \begin{cases} U_0 = U_{пор} > U_{on}^{КВУ} = \frac{2}{3} U_n \\ U_2 = U_{усл} > U_{on}^{КНУ} = \frac{1}{3} U_n \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{em} = U^1 \\ U_{em} = U^0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R=1 \\ S=0 \end{cases} \Rightarrow \text{тр. сброс. в } 0$$



12. Мультивибратор на интегральном таймере: схема, временные диаграммы, принцип работы.

Конденсатор C заряжается через цепочку R_A , R_B до напряжения, равного $U_{01} = \frac{2}{3} E_{пит}$. В этот момент срабатывает компаратор $A1$ и RS -триггер переводит транзистор VT в режим насыщения. Конденсатор разряжается через резистор R_B .

Когда напряжение конденсатора достигает значения $\frac{1}{3} E_{пит}$, компаратор $A2$ переключает триггер и транзистор переходит в режим отсечки. Конденсатор вновь начинает заряжаться. Таким образом, таймер в схеме на рис. 14.16 используется как ключ, управляемый напряжением.

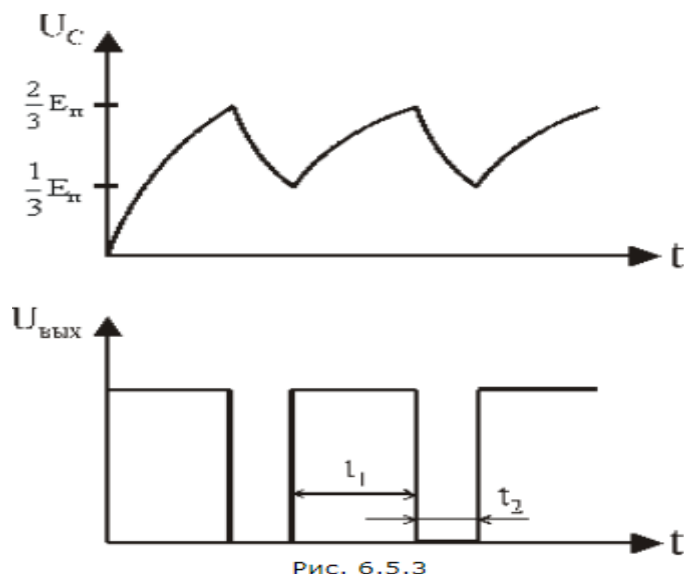


Рис. 6.5.3

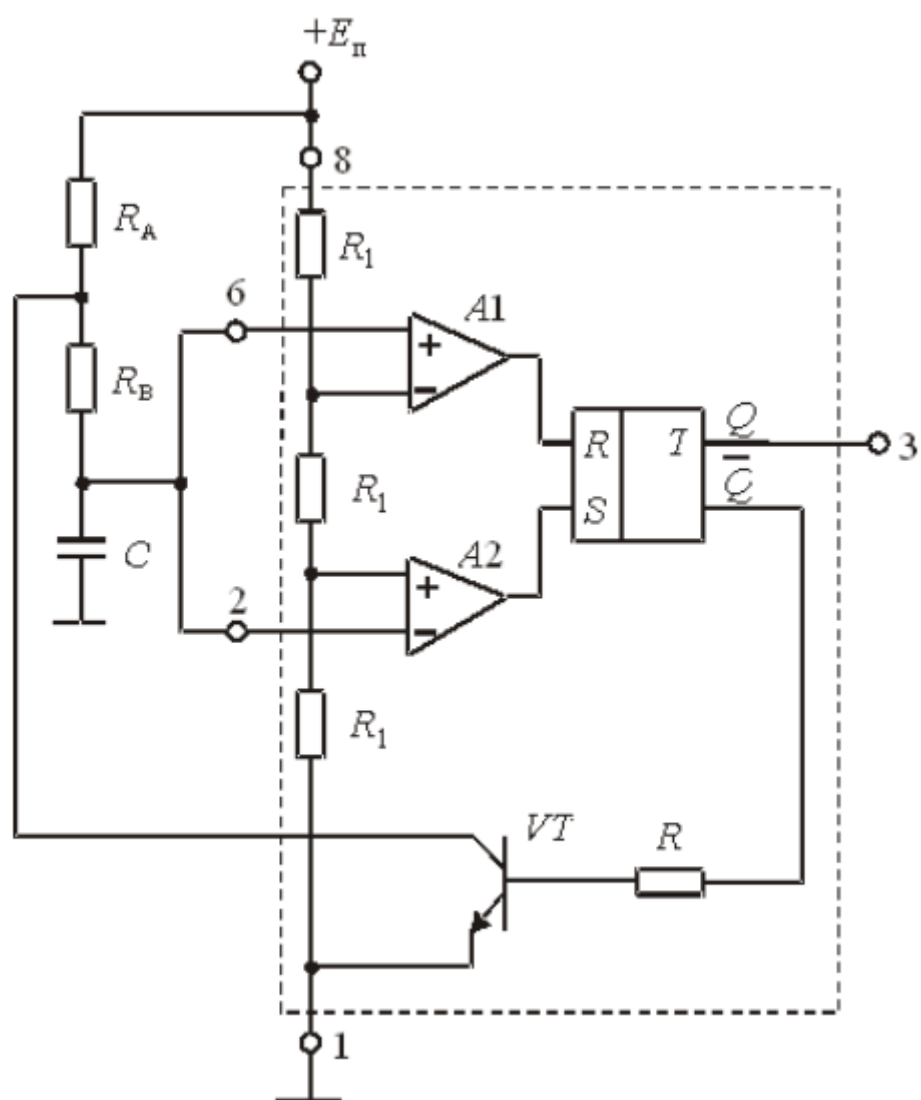


Рис. 6.5.2

13. Одновибратор на интегральном таймере: схема, временные диаграммы, принцип работы.

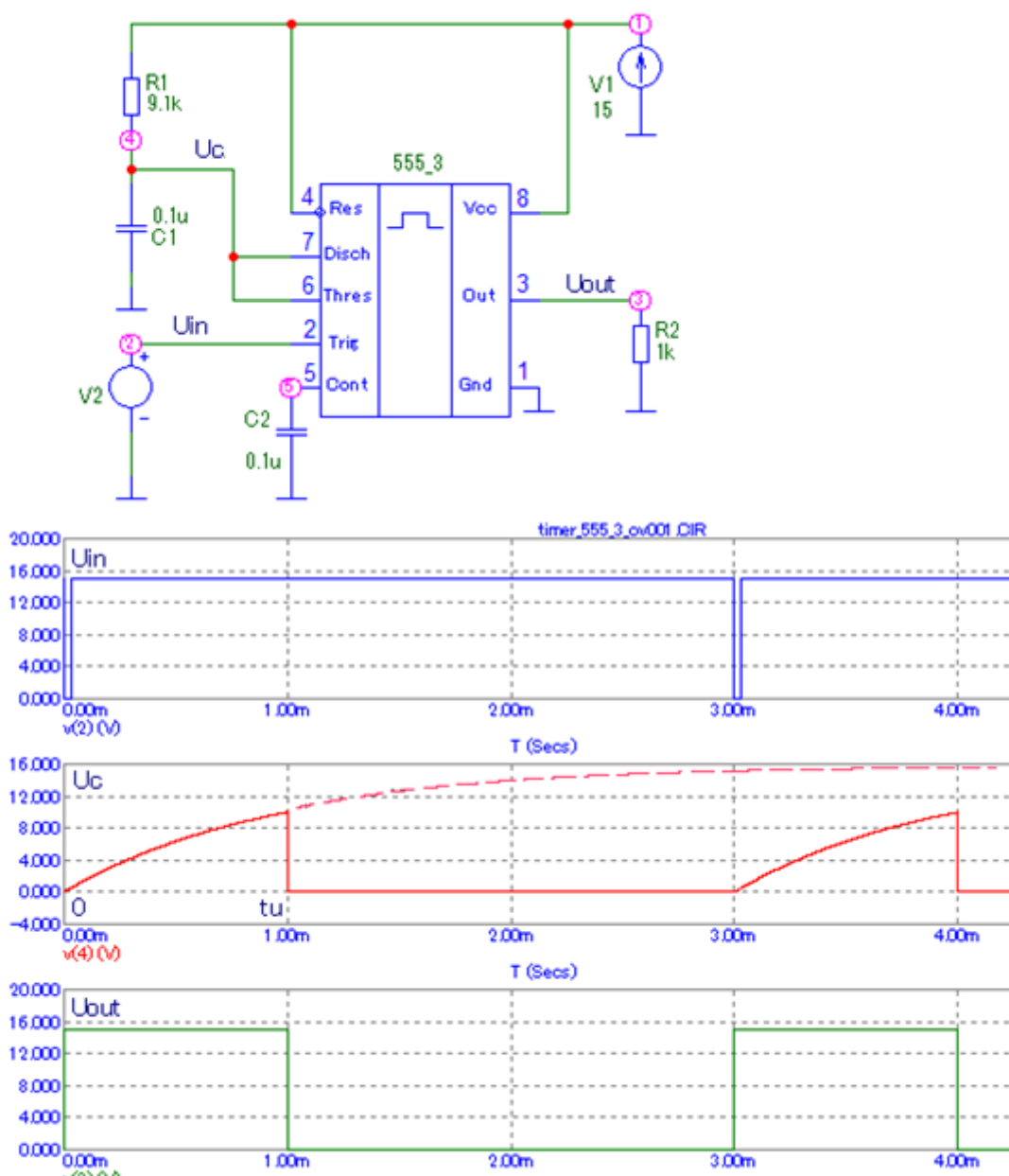


Рис. 13.3. Схема и временные диаграммы работы одновибратора на таймере

До подачи запускающего импульса 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, исходное состояние стабильно.

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 $\tau = R_1 C_1$, асимптотически стремясь к $+U_n$. Отметим, что по окончании импульса запуска напряжение U_2 становится больше $1/3 U_n$, поэтому вновь $S=0$, триггер переходит в режим хранения, но сохраняется его единичное состояние, поэтому на выводе 3 сохраняется напряжение высокого уровня.

В момент t_H напряжение на конденсаторе возрастает настолько, что становится больше $2/3 U_{II}$, т.е. $R=1$. 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 $U_c = U_6 = U_7 \approx 0 < 2/3 U_{II}$, 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.

Формулу для расчёта длительности выходного импульса одновибратора t_H можно найти при рассмотрении процесса заряда конденсатора C_1 через резистор R_1 . В момент $t=0$ напряжение на конденсаторе $U_c(0)=U_6(0)=U_{VT3}^{VT3}$ близко к нулю. На интервале от 0 до t_H напряжение $U_c = U_6$ возрастает с постоянной времени $\tau=R_1 C_1$, асимптотически стремясь к уровню $U_c(\infty)=+U_{II}$, а момент t_H достигает значения $U_c(t_H)=2/3 U_{II}$. Используя общее соотношение для времязадающей RC-цепи, полученное при анализе схемы мультивибратора на ОУ, и пренебрегая U_{VT3}^{VT3} , можем записать

$$t_H = \tau \ln \left[\frac{U(\infty) - U(0)}{U(\infty) - U(t_H)} \right] = R_1 C_1 \ln \left[\frac{U_{II} - U_{VT3}^{VT3}}{U_{II} - \frac{2}{3} U_{II}} \right] \approx R_1 C_1 \ln 3 \approx 1,1 R_1 C_1$$

Более подробный вывод. Для времязадающей цепи $R_1 - C_1$ закон Кирхгофа можно записать как

$$U(\infty) = U_{II} = i_{C1} R_1 + U_c(t) = R_1 C_1 \frac{dU_c(t)}{dt} + U_c(t)$$

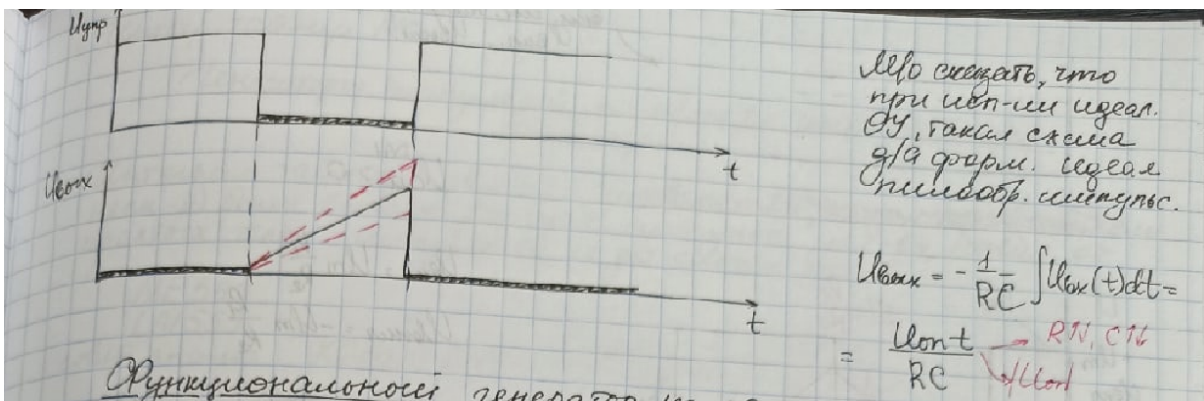
Решение этого уравнения $U_c(t) = U_c(0) \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) + U(\infty) \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)\right)$. Для нашего случая $U_c(0)=U_6(0)=U_{VT3}^{VT3} \approx 0$, $U_c(\infty) = +U_{II}$, тогда

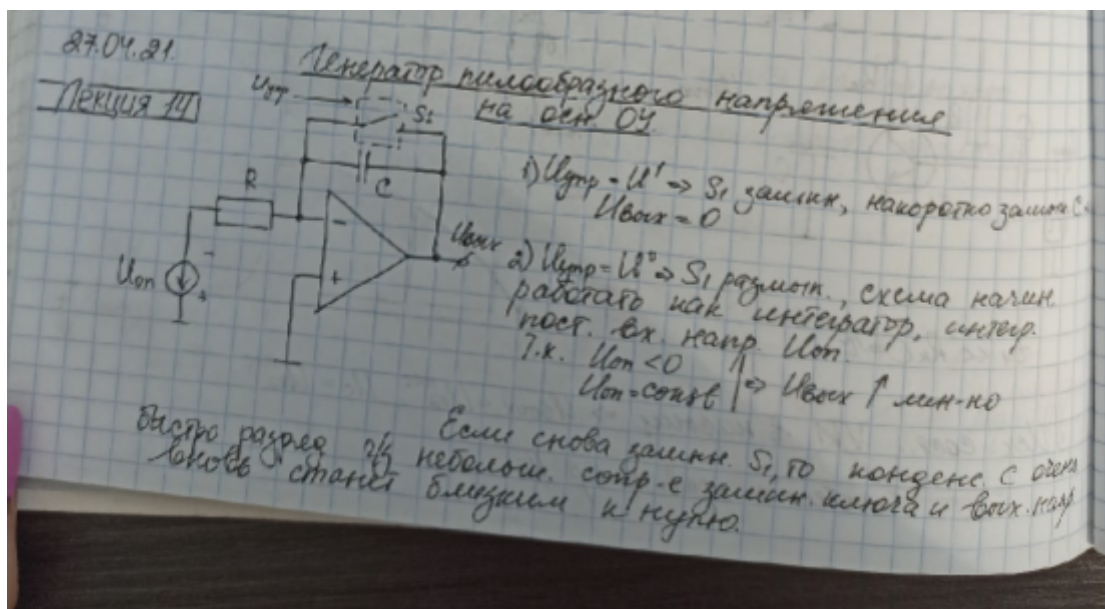
$$U_c(t) = U_{II} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right)\right), \text{ а для момента } t_H \text{ } U_c(t_H) = U_{II} \left(1 - \exp\left(-\frac{t_H}{R_1 C_1}\right)\right) = \frac{2}{3} U_{II}. \text{ Отсюда } t_H = R_1 C_1 \ln 3 \approx 1,1 R_1 C_1.$$

Замечания.

1. Минимальная длительность выходного импульса определяется быстродействием элементов таймера, обычно указывается 10 мкс.
2. Максимальная длительность импульса ограничена величиной тока заряда конденсатора времязадающей цепи, а точнее – тем, как этот ток соотносится с током утечки конденсатора и входным током таймера по выводам 2 и 6 (его производители задают не более 0,5 мА). Чтобы получить большую длительность импульса, приходится увеличивать сопротивление резистора, при этом ток заряда времязадающего конденсатора уменьшается. Если он станет соизмеримым с входным током таймера (и с током утечки конденсатора, которые для полярных конденсаторов большой ёмкости могут быть достаточно большими), то длительность импульса в реальной схеме будет отличаться от расчётной. Обычно рекомендуют выбирать сопротивление R_1 не более 200 кОм (в некоторых источниках – не более 1 МОм). Кроме того, часто указывается минимальная величина сопротивления R_1 (обычно указывается значение порядка 1 – 2 кОм) для снижения величины потребляемого ИМС тока и для устойчивости работы.
3. Длительность входного импульса должна быть меньше, чем выходного.

14. Одновибратор – генератор пилообразного импульса на интегральном таймере: схема, временные диаграммы, принцип работы.





Вопрос 2

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 введённой 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 (рис.14.1).

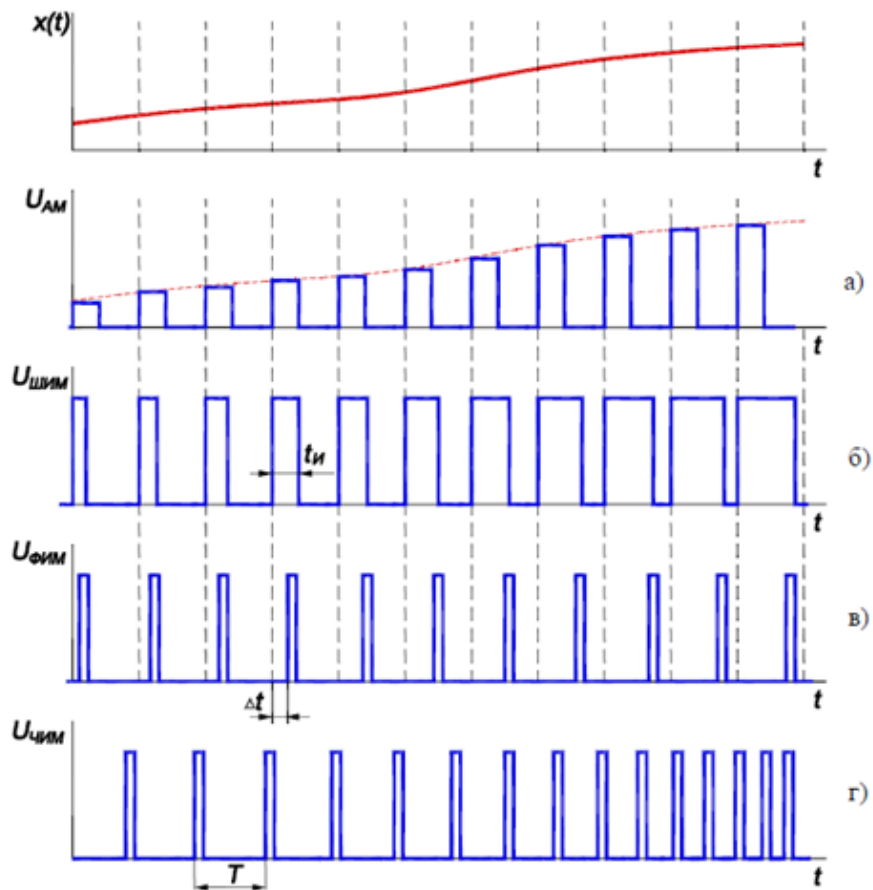


Рис. 14.1 Виды импульсной модуляции: амплитудно-импульсная (а), широтно-импульсная (б), фазо-импульсная или время-импульсная (в), частотно-импульсная модуляция (г).

Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ, рис.14.1, а) - это изменение амплитуды импульса, пропорциональное информационному сигналу $x(t)$:

$$U_m = U_{m0} + K_{\text{АИМ}} x(t).$$

Здесь $K_{\text{АИМ}}$ – постоянный коэффициент, U_{m0} – амплитуда импульса при отсутствии модуляции. Длительность и период повторения остаются неизменными.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ, рис.14.1, б) – это изменение длительности импульса пропорциональное $x(t)$:

$$t_{\text{и}} = t_{\text{и0}} + K_{\text{ШИМ}} x(t).$$

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

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

Фазо-импульсная или время-импульсная модуляция (ФИМ или ВИМ, рис. 14.1, г) - это изменение временного сдвига импульса относительно опорной последовательности импульсов, пропорциональное $x(t)$:

$$\Delta t = K_{\text{ВИМ}} x(t).$$

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

Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ, рис.14.1, г) – это изменение частоты повторения импульсов $f = 1/T$ (T – период повторения импульсов), пропорциональное информационному сигналу $x(t)$:

$$f = f_0 + K_{\text{ЧИМ}} x(t),$$

где f_0 - частота повторения импульсов при отсутствии модуляции; при этом длительность и амплитуда импульса остаются неизменными, $K_{\text{ЧИМ}} = \text{const}$.

Независимо от вида импульсной модуляции, частота повторения импульсов должна быть значительно больше, чем наибольшая частота спектра модулирующего сигнала.

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).

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

При широтно-импульсной модуляции первого рода (ШИМ-1) длительность формируемого импульса пропорциональна значениям 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.

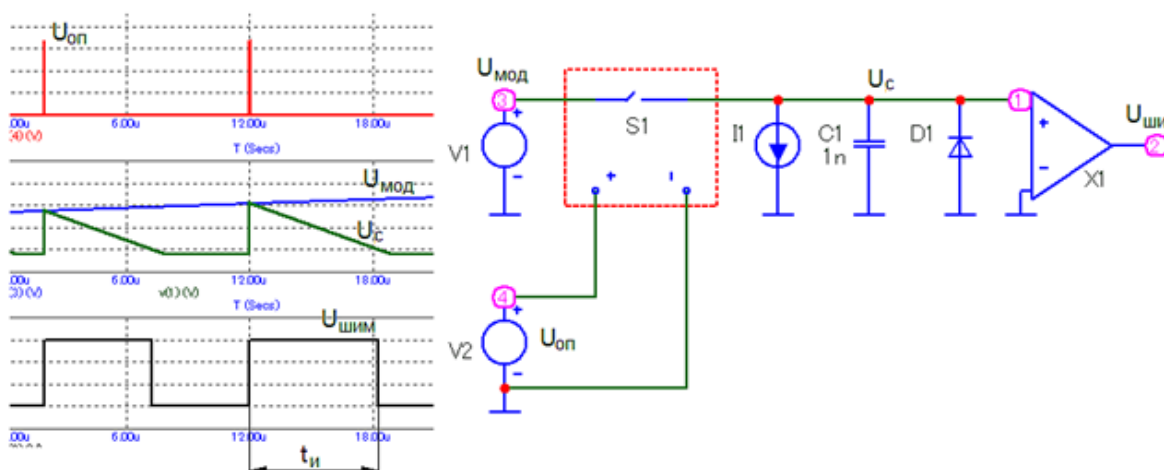


Рис.14.2 Упрощенная схема и временные диаграммы ШИМ 1-го рода

Модулирующее напряжение U_m (пропорциональное информационному сигналу $x(t)$, при замыкании электронного ключа $S1$ на короткое время подключается к конденсатору $C1$. Работой $S1$ 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_c становится равным значению U_m на интервале действия импульса $U_{оп}$. Компаратор $X1$ сравнивает U_c с нулём, поэтому при замыкании $S1$ на выходе компаратора возникает напряжение высокого уровня. По окончании импульса $U_{оп}$ ключ $S1$ размыкается и происходит разряд $C1$ через генератор стабильного тока $I1$. Как было показано в разделе 12, при этом напряжение на конденсаторе U_c будет линейно уменьшаться. Когда U_c 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_m в момент прихода управляющего импульса. Реальная схема ШИМ будет

работать с погрешно-стью, которая зависит как от стабильности генератора тока, так и от стабильности конденса-тора C1, параметров электронного ключа S1 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).

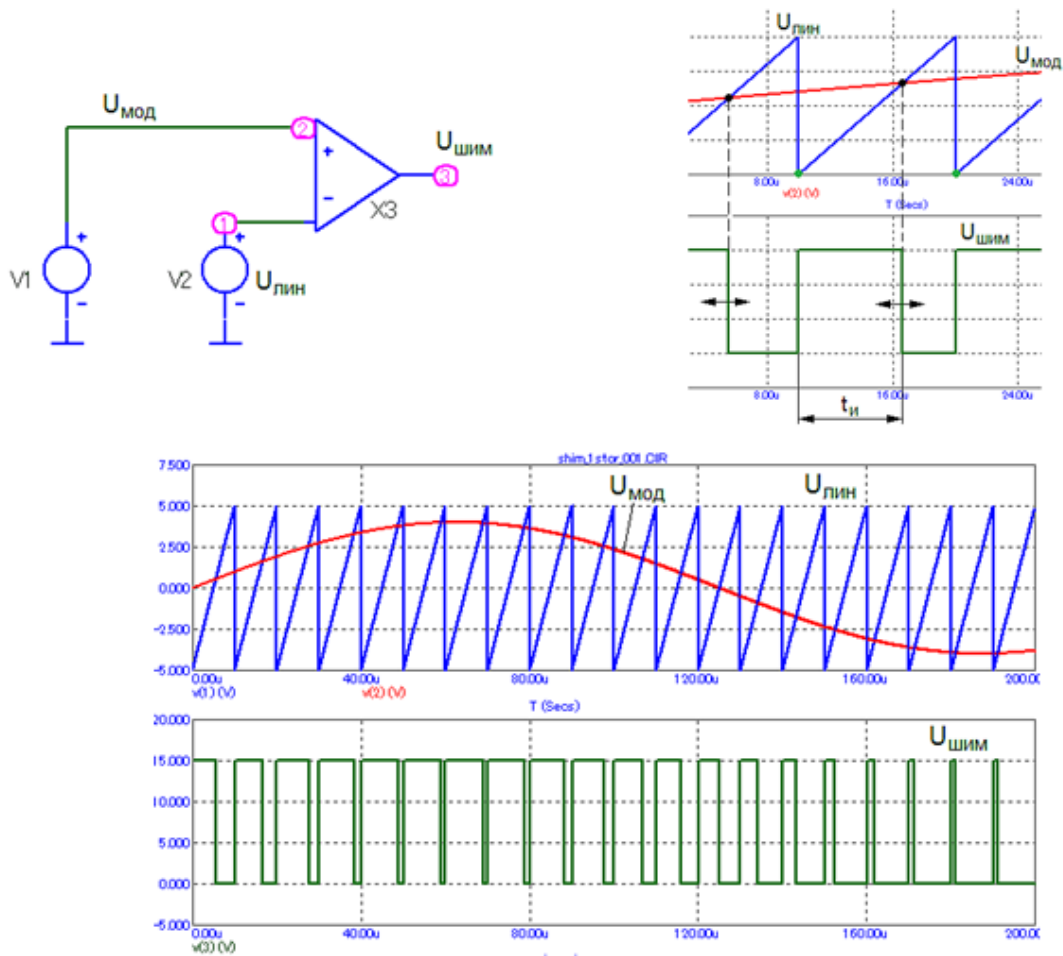


Рис.14.3 Упрощенная схема и временные диаграммы односторонней ШИМ 2-го рода

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 (где требуется в идеале мгновенный спад напряжения по окончании пилообразного импульса).

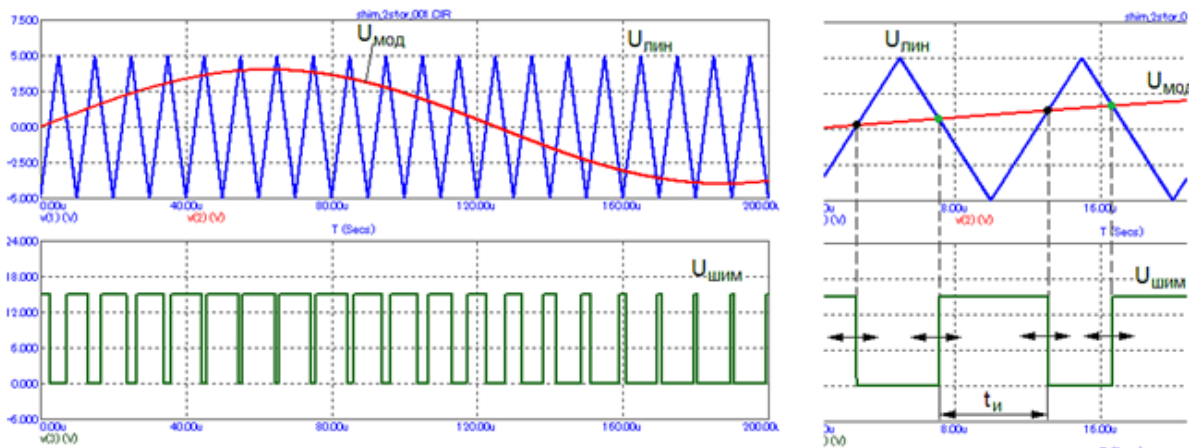


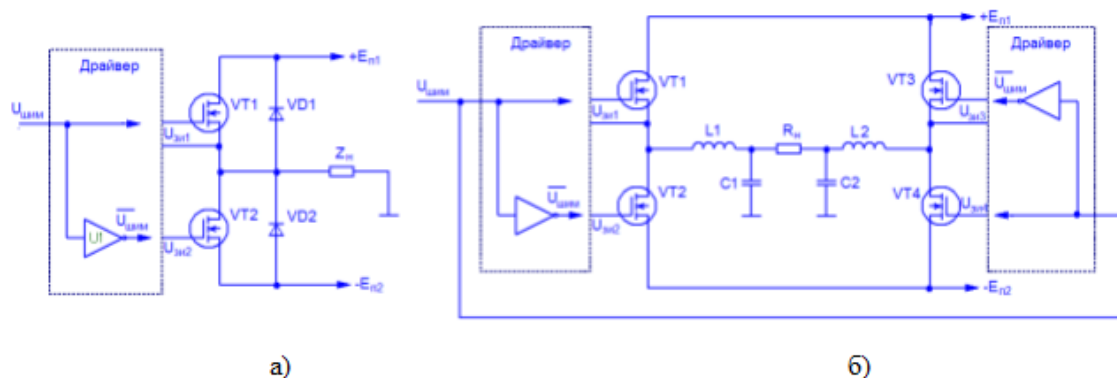
Рис.14.4 Временные диаграммы двухсторонней ШИМ

В общем случае входной сигнал ШИМ $U_{\text{мод}}$ может быть двуполярным, как и показано на рис. 14.3 и 14.4. Схема ШИМ должна быть выполнена таким образом, чтобы при $U_{\text{мод}}=0$ выполнялось $t_{\text{и}} = T/2$, т. е. $K_{\text{зап}} = 0,5$. Тогда при $U_{\text{мод}} < 0$ имеем $K_{\text{зап}} < 0,5$ и $t_{\text{и}} < T/2$, а при $U_{\text{мод}} > 0$ имеем $K_{\text{зап}} < 0,5$ и $t_{\text{и}} > T/2$.

4. Ключевые усилители: структурная схема, временные диаграммы, принцип работы. Достоинства и недостатки.

Усилители, выходной каскад которых работает в ключевом режиме, называют ключе-выми усилителями или усилителями класса D. Основное их достоинство – высокий КПД (свыше 90%), что хорошо само по себе, но отсюда следует, что такому усилителю из-за ма-лой рассеиваемой тепловой мощности требуются радиаторы гораздо меньшего размера (а значит веса и стоимости). Кроме того, практически все элементы структурной схемы такого усилителя, даже выходные каскады, в настоящее время могут быть легко реализованы в виде ИМС (за исключением элементов выходного ФНЧ), поэтому уменьшается число элементов, габариты и вес. Таким образом, второе основное достоинство ключевых усилителей – мень-шие габариты, вес и стоимость по сравнению с линейными усилителями. Чем больше выход-ная мощность, тем сильнее проявляются эти достоинства (правда, и недостатки тоже, см. ниже), а при использовании в качестве маломощных усилителей ключевые усилители теряют преимущества, обусловленные высоким КПД, т. к. на малых выходных мощностях требова-ние высокого КПД уже не столь существенно. Поэтому ключевые усилители используются именно как усилители мощности для получения выходных мощностей от единиц Вт до еди-ниц кВт.

КПД ключевого усилителя определяется статическими и динамическими потерями. Статические потери мощности в основном определяются падением напряжения на ключе-вом транзисторе в открытом состоянии (напряжением насыщения коллектор-эмиттер бипо-лярного транзистора, сопротивлением канала полевого транзистора в открытом состоянии и т.п.). Очевидно, чем больше падение напряжения на открытом транзисторе, тем больше вы-деляемая на транзисторе мощность и тем меньше КПД. Вторая составляющая статических потерь – мощность, потребляемая входной цепью ключевого транзистора во включенном со-стоянии, которая в первую очередь зависит от входного тока транзистора (чем он больше, тем в итоге меньше КПД).



а)

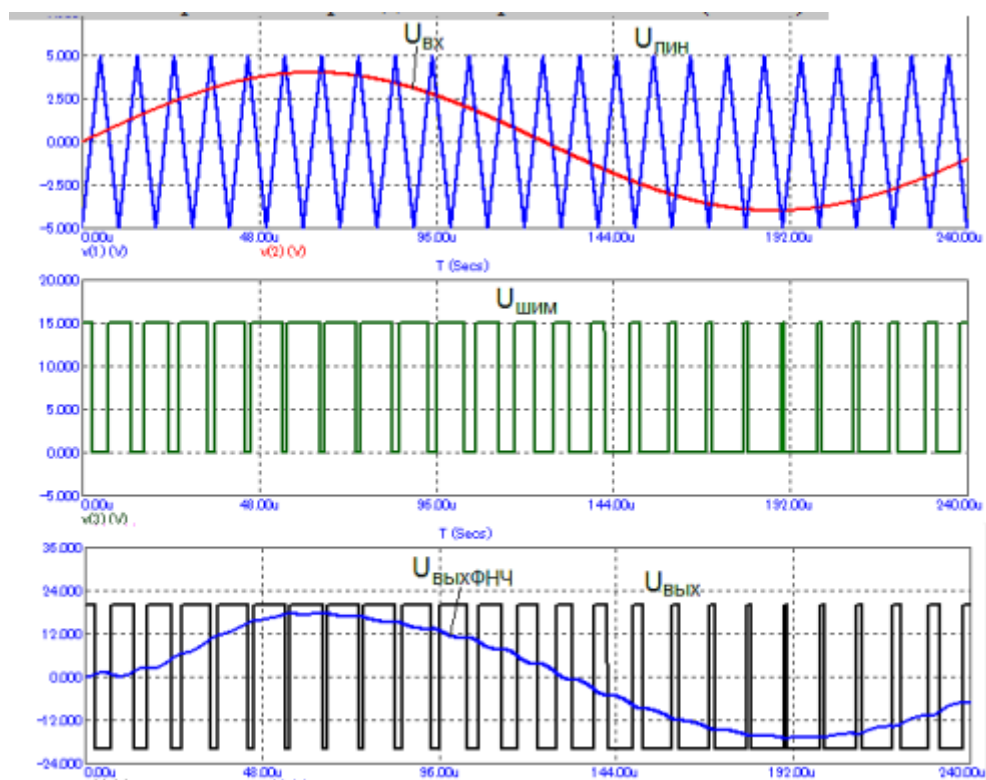
б)

Рис.14.7 Схемы полумостового (а) и мостового (б) выходных каскадов ключевых усилителей

Полумостовая схема построена на двух транзисторах, находящихся в противоположных режимах (один транзистор в режиме насыщения, другой в режиме отсечки), для чего управление этими транзисторами производится противофазно. Если входное напряжение каскада $U_{шум}$ имеет высокий уровень (лог.1), то драйвер открывает транзистор VT1, обеспечивая для него $U_{зи} > U_{пор}$ ($U_{пор}$ – пороговое напряжение полевого транзистора); одновременно драйвер закрывает транзистор VT2, обеспечивая для него $U_{зи} = 0$. Ток через нагрузку протекает по цепи $+E_{п1}$ -VT1- Z_n -общий провод. Если $U_{шум}$ имеет низкий уровень (лог.0), то драйвер закрывает транзистор VT1 и открывает транзистор VT2, и ток нагрузки меняет направление, протекая по цепи $-E_{п2}$ -VT2- Z_n -общий провод. Таким образом, к нагрузке оказывается приложено импульсное напряжение, изменяющееся в уровнях $-E_{п2}$ - $+E_{п1}$. При работе на ин-

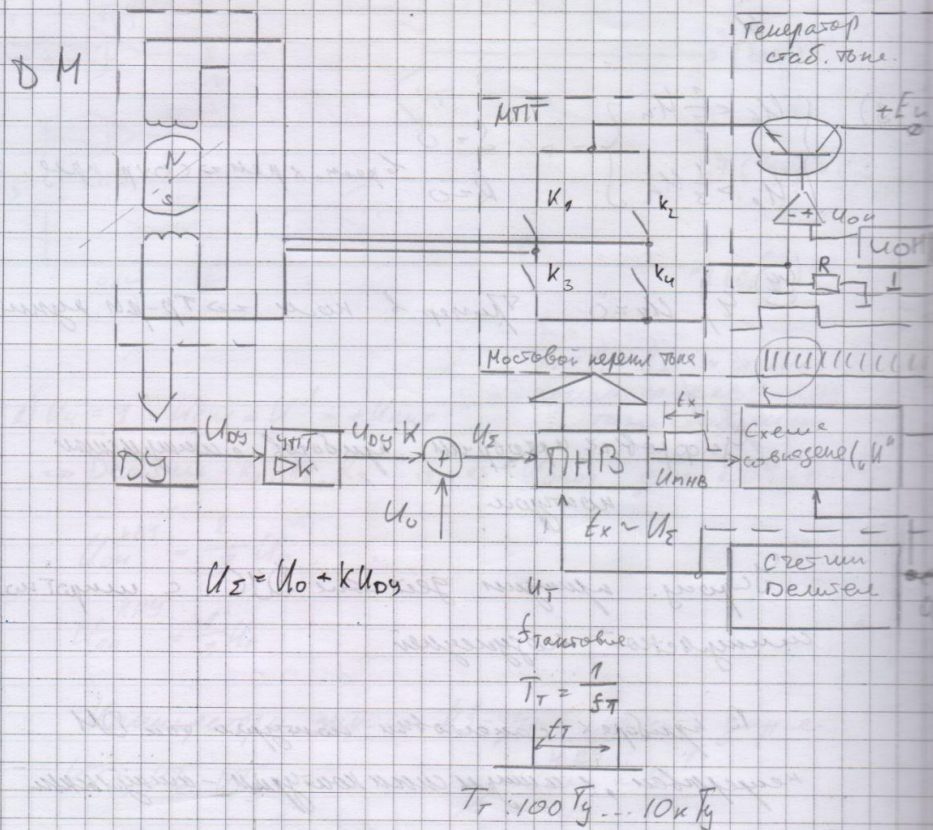
дуктивную нагрузку (например, электродвигатель) транзисторы ключевых каскадов шунтируются обратно включенными диодами. В этом случае ток нагрузки протекает через открытый транзистор одного «полуплеча» и диод другого «полуплеча», причём протекание тока через транзистор соответствует потреблению энергии от источника питания, а протекание тока через диод – возврату энергии, запасенной в индуктивности нагрузки, в источник питания (рекуперация).

Мостовая схема построена на четырех транзисторах, при этом к одной диагонали транзисторного моста подключается питание, а в другую диагональ включается нагрузка. В схеме на рис. 14.7, б показан мостовой каскад с LC-фильтрами для восстановления формы выходного сигнала. При $U_{шум} = U_1$ драйверы открывают транзисторы VT1 и VT4 и закрывают транзисторы VT2 и VT3. Ток через нагрузку протекает по цепи $+E_{п1}$ – VT1 - R_n - VT4 - $-E_{п2}$. Если $U_{шум} = U_0$, то драйверы закрывают транзисторы VT1 и VT4 и открывают транзисторы VT2 и VT3. Ток через нагрузку меняет направление, протекая по цепи $+E_{п1}$ – VT3 - R_n - VT4 - $-E_{п2}$. При этом размах импульсов напряжения на нагрузке равен разности напряжений питания, то есть при симметричном питании оказывается вдвое больше, чем в полумостовой схеме. Таким образом, мостовая схема теоретически способна при одинаковых напряжениях питания обеспечить мощность в нагрузке в 4 раза большую, чем полумостовая. Отметим, что мостовая схема может работать при однополярном питании ($-E_{п2} = 0$).



5. 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).

В приборе синхрониз. контуром ток ДМ имеет
 мин. хар-р при этом работа датчиков
 сопр-е мин-й модуляции, цепи ШИМ, реле ЧИМ



1) $U_{ПНВ} = U_{\Sigma}$ K_1 и K_3 - замкн.

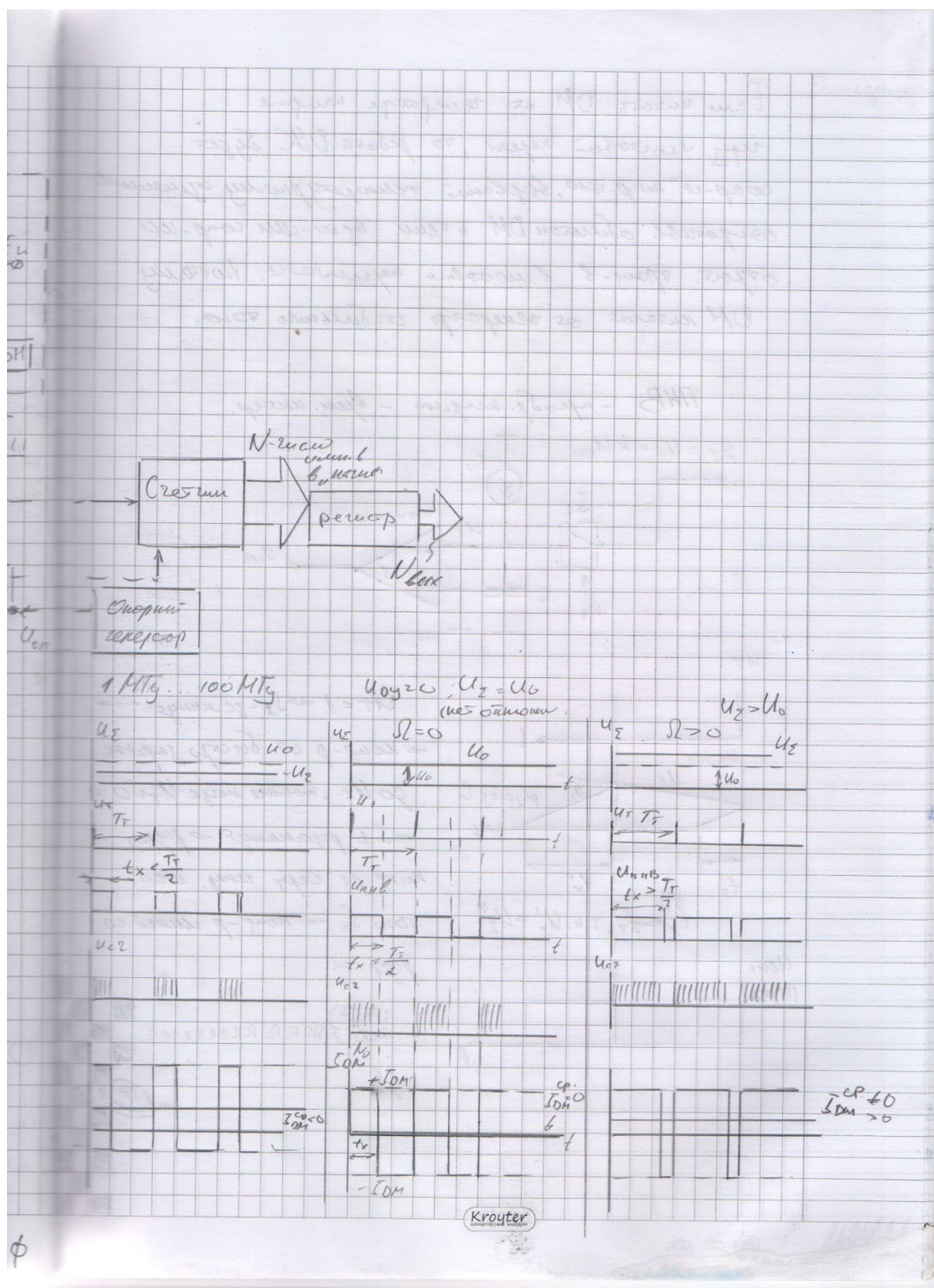
t_x K_2 и K_4 - разомкн.

2) $U_{ПНВ} = U_{\Sigma} = 0$ K_2 и K_3 разомкн.

K_1 и K_4 - замкнуты

$\Sigma \approx 0 \Rightarrow U_{\Sigma} = U_0$

$t_x = \frac{T_T}{2}$

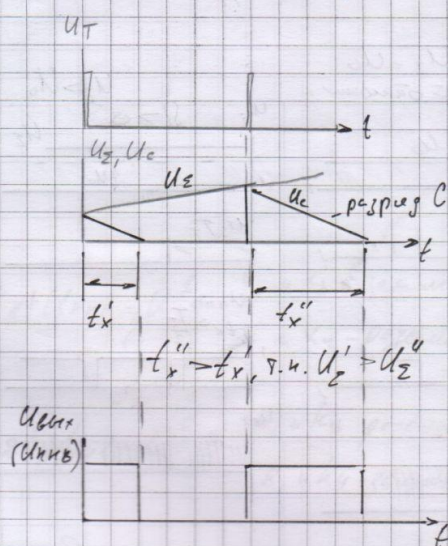
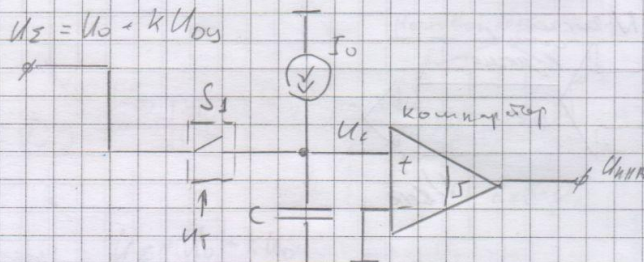


6. ДУС с ШИМ: структурная схема, общий принцип работы, временные диаграммы; более подробное описание работы измерительной части (ПНВ, схема совпадения и т.д.).

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

Если нагрузка ДМ от генератора неупр-я
через мощный перем., то работа ДУС будет
свар-е погр-ью, вызванн температурным изменен
сопротивл. обмоток ДМ и темп. выдел-ии свар-ии
отриц. транс-в в мощном перем-е. Поэтому
ДМ питаетс от генератора стабильно током.

ТНРВ - преобр. напр-е - брн. инт-р.



$U_T = 1 \rightarrow S_1$ - замыкается \rightarrow
 \rightarrow комп-р оз. быстро зарядит
до U_Σ , после чего $U_T = 0 \rightarrow$
 $\rightarrow S_1$ размыкается \rightarrow разряд
ком-ра через генер. соед.
тока $I_0 \rightarrow$ комп-р линейно
разр-е

8. Основные элементы вторичных источников электропитания. Пример построения сетевого источника электропитания с сетевым трансформатором, достоинства и недостатки.

Краткие сведения об источниках вторичного электропитания

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)

Помехоподавляющие фильтры. Подавляют импульсные помехи, имеющиеся в цепи первичного источника питания и создаваемые другими устройствами, подключенными к тому же источнику. Одновременно – ослабляют импульсную помеху, которую создает

наше устройство для других устройств, подключенных в цепь первичного источника, из-за импульсного характера потребляемого устройством тока.

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.

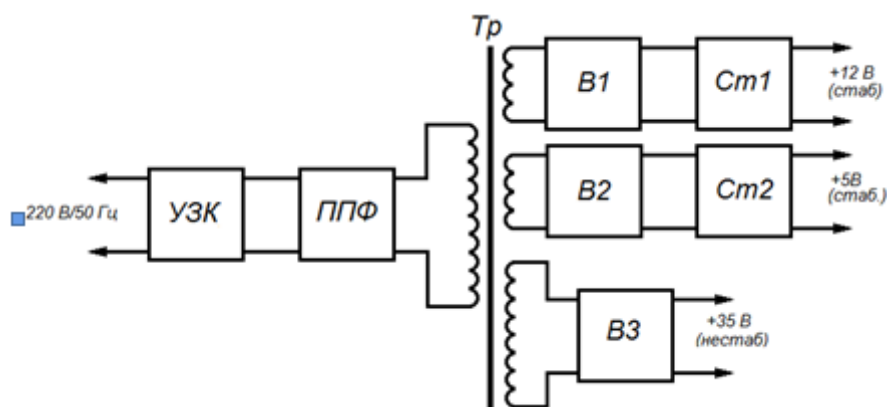
Выпрямители. Преобразуют переменное напряжение в постоянное. Основой выпрямителей являются:

вентильные элементы – преобразуют переменный ток в ток одного направления; вследствие этого переменное напряжение первичного источника преобразуется в напряжение, имеющее постоянную составляющую, которая оказывается больше переменной составляющей; в качестве вентилей обычно используются полупроводниковые диоды (диодные выпрямители), реже – транзисторы, как биполярные, так и полевые (транзисторные выпрямители); в регулируемых выпрямителях также используются тиристоры;

фильтры – уменьшают переменную составляющую выходного напряжения выпрямителя до заданной величины; в основном используются выпрямители с емкостными, реже - с индуктивно-емкостными фильтрами

Сетевые трансформаторы – используются в ИП, подключенных к сети переменного тока. Напряжение на первичной и вторичных обмотках имеет форму, близкую к синусоидальной.

В качестве примера рассмотрим структурную схему трёхканального сетевого ИП без преобразования частоты, показанную на рис 1. Данный ИП используется для обеспечения работы устройства, узлы которого требуют различного напряжения 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.



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. Ко 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 Ст1, Ст2. Так как к напряжению +35 В не предъявляется требование высокой стабильности, стабилизатор в канале +35 В не используется. Название рассмотренного ИП объясняется тем, что в нём переменное напряжение перед выпрямлением не изменяет частоту. Отметим, что для питания некоторых устройств требуется напряжение сотни В – единицы кВ, в этом случае число витков вторичной обмотки должно быть больше, чем у первичной, т. е. в отличие от рассмотренного случая перед выпрямлением переменное напряжение

увеличивается до нужной величины. Также стоит отметить, что помимо изменения переменного напряжения, сетевой трансформатор обеспечивает гальваническую развязку устройств, подключенных к ИВП, от сети 220 В, что очень важно с точки зрения электробезопасности. *Так как непосредственной, т. е. гальванической связи между цепями первичной и вторичной обмоток нет, то при касании цепей вторичных обмоток исключается контакт с проводниками сети 220 В.*

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.

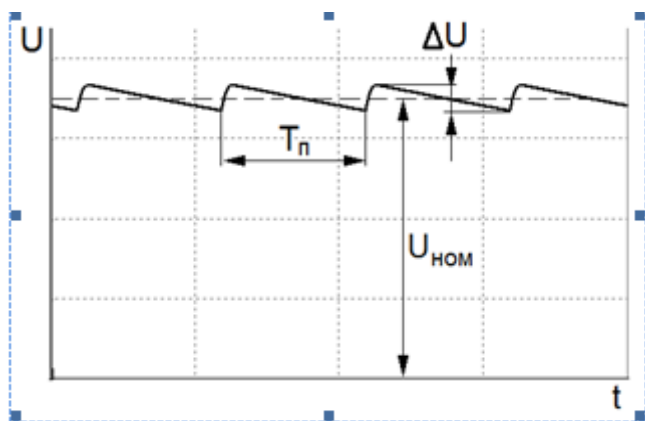
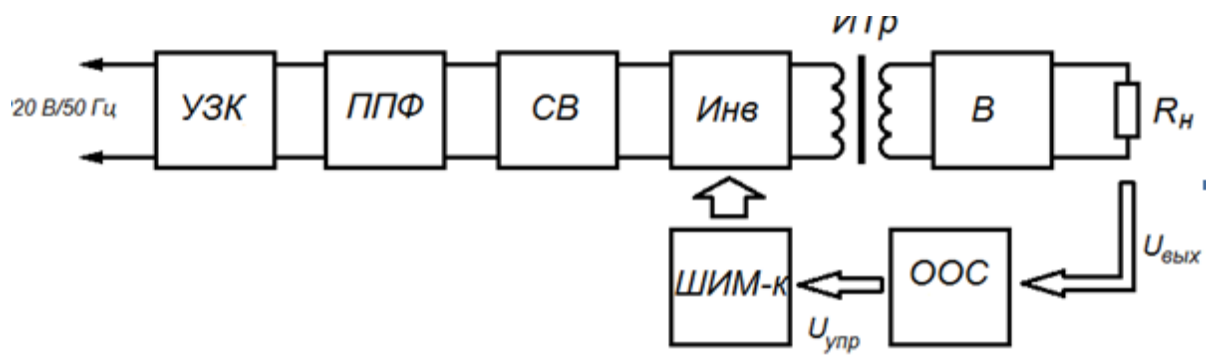


Рис. 2. Общий вид выходного напряжения сетевого ИВП.

9. Основные элементы вторичных источников электропитания. Пример построения сетевого источника питания с преобразованием частоты, достоинства и недостатки.



Из-за недостатков источников питания с сетевым трансформатором 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 $f_{\text{п}}$ 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 $f_{\text{п}}$. Управление инвертором осуществляет ШИМ-контроллер – устройство, формирующее управляющие импульсы неизменной частоты $f_{\text{п}}$ и изменяющее их длительность пропорционально управляющему напряжению $U_{\text{упр}}$. Импульсы на вторичной обмотке ИТр преобразуются в постоянные с помощью выпрямителя В.

напряжение $U_{\text{вых}}$. 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.

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

ВАЖНО: для того, чтобы потребитель (нагрузка) был гальванически развязан от первичного источника напряжения 220 В, цепь ООС также должна обеспечивать гальваническую развязку. Очень часто цепи ООС выполняются на основе оптопар (оптронов).

Если стабилизация $U_{\text{вых}}$ не требуется, то вместо ШИМ-контроллера можно использовать простейший импульсный генератор; также имеются достаточно простые схемы инверторов, работающих как генераторы.

Очевидно, что подобная структурная схема может быть использована не только при питании от сети переменного напряжения, но и при питании от первичного источника постоянного напряжения, например от аккумулятора. Тогда в схеме становится не нужным входной выпрямитель, а напряжение первичного источника постоянного напряжения подсоединяется к инвертору непосредственно или через помехоподавляющий фильтр.

Известно, что габариты трансформатора тем меньше, чем выше рабочая частота. Поэтому при соизмеримой мощности габариты импульсного трансформатора, работающего на частотах минимум десятки кГц, оказываются значительно меньше, чем у низкочастотного сетевого трансформатора. Выпрямитель в цепи вторичной обмотки также работает на высокой частоте, поэтому для обеспечения соизмеримого уровня пульсаций требуется на порядок меньшая ёмкость фильтра выпрямителя. Именно поэтому ИВП с преобразованием частоты по сравнению с традиционными имеют значительно меньшие массу и габариты, что является их основным преимуществом. Некоторые дополнительные сведения об ИВП с преобразованием частоты будут даны ниже.

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

Однополупериодная однофазная схема (рис. 4) 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.

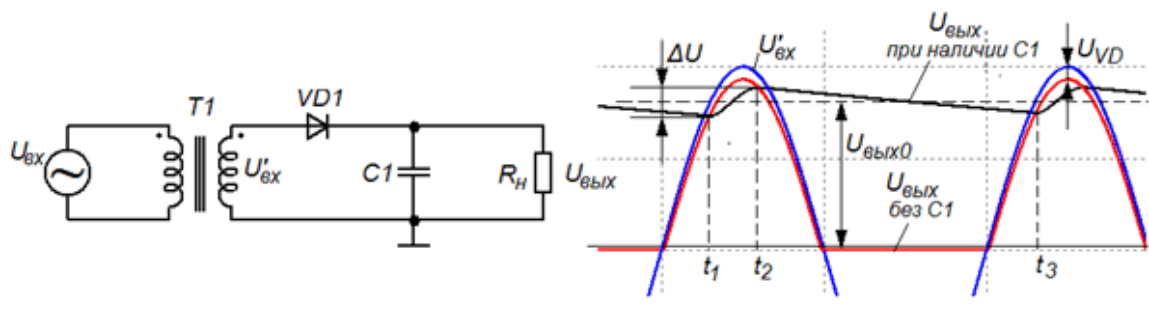


Рис. 4. Схема и временные диаграммы работы однофазной однополупериодной схемы выпрямления

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 $U_{\text{вых}0}$, 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 ёмкостью 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 нагрузке 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.

Двухполупериодная однофазная мостовая схема (рис. 5). 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 запираии 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).

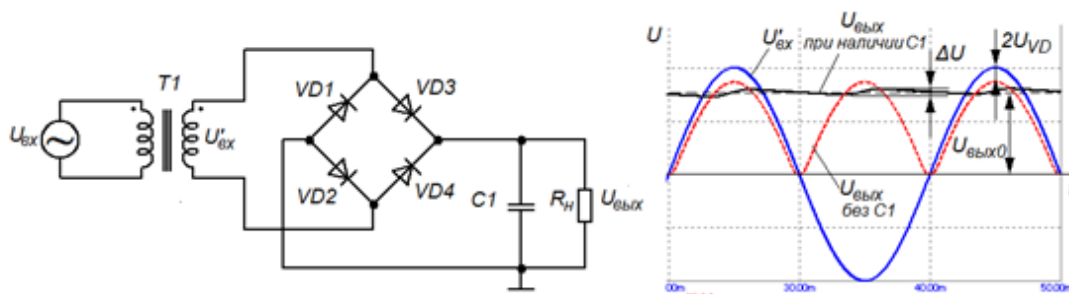


Рис. 5. Схемы и временные диаграммы работы однофазной двухполупериодной мостовой схемы выпрямления

Рис. 5. Схемы и временные диаграммы работы однофазной двухполупериодной мостовой схемы выпрямления

Двухполупериодная схема со средней точкой (рис. 6) по сути 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. 4, б, 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-а 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).

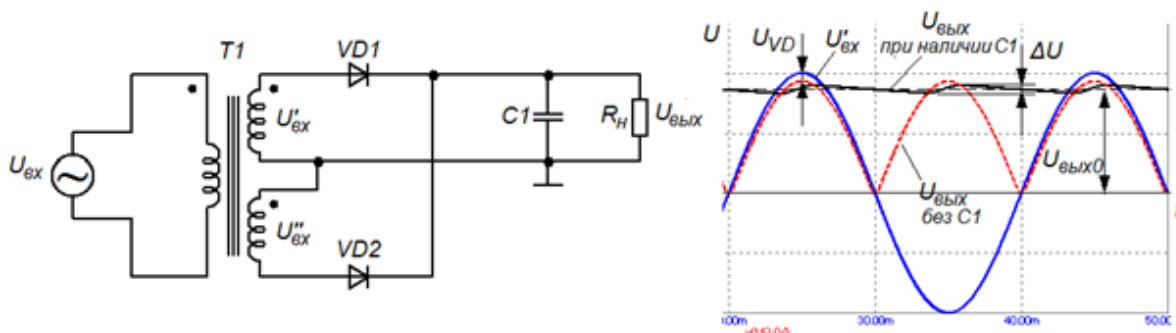


Рис. 6. Схемы и временные диаграммы работы однофазной двухполупериодной схемы выпрямления со средней точкой

Часто мостовая схема используется для получения двух одинаковых напряжений разной полярности, например для питания устройств, выполненных на операционных усилителях (рис. 7, а).

11. Классификация стабилизаторов напряжения. Линейные компенсационные стабилизаторы напряжения. Стабилизатор напряжения на ОУ: схема, принцип работы.

Стабилизаторы напряжения

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 $U_{\text{вых ном}}$
2. Диапазон изменения входного напряжения
3. Диапазон изменения тока нагрузки
4. Коэффициент стабилизации:

,

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

5. Выходное сопротивление – 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.

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. 10 и представляет собой делитель напряжения, образованный балластным резистором $R_{\text{бал}}$ 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. 10. Простейший параметрический стабилизатор

Достоинство параметрических стабилизаторов – простота. Недостатки:

- малые $K_{\text{ст}}$ (десятки-сотни);

- низкий КПД – так как даже для обеспечения даже таких низких $K_{\text{ст}}$ 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;
- схема сравнения, которая сравнивает выходное напряжение 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 способа подключения регулирующего элемента к нагрузке различают последовательные и параллельные стабилизаторы, структурные схемы которых показаны на рис. 11. Видно, что элементы структурной схемы образуют замкнутую систему автоматического регулирования, поддерживающую выходное напряжение в идеале неизменным вследствие ООС.

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.

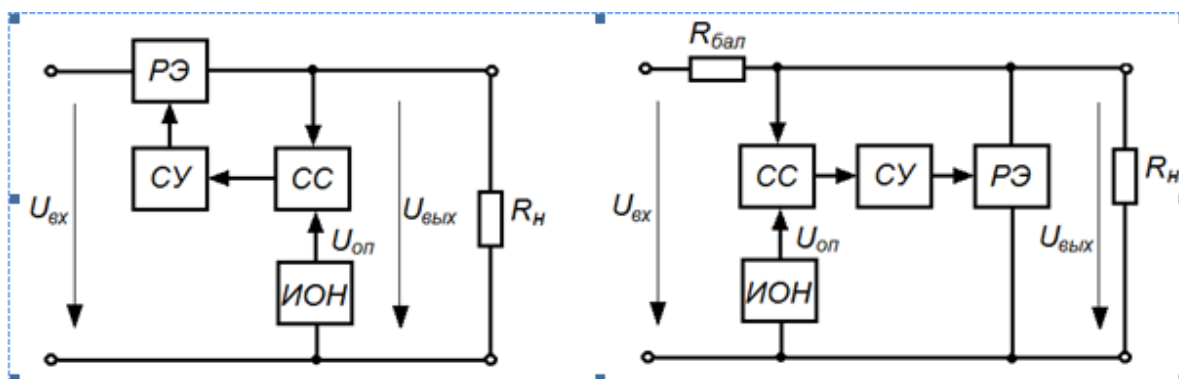


Рис. 11. Структурные схемы последовательного (а) и параллельного (б) компенсационных стабилизаторов напряжения

В линейных стабилизаторах напряжения в качестве регулирующего элемента используется транзистор, работающий в активном режиме. Функции схемы сравнения и схемы управления часто объединяются в дифференциальном усилителе постоянного тока УПТ, на один вход которого подается напряжение опорного источника $U_{оп}$, на другой – напряжение, равное или пропорциональное выходному. Например, в последовательном стабилизаторе при увеличении выходного напряжения (из-за роста входного напряжения, или из-за уменьшения тока нагрузки, или из-за изменения параметров элементов стабилизатора при изменении температуры – неважно) увеличивается выходное напряжение УПТ, из-за чего дополнительно открывается транзистор (сопротивление регулирующего элемента уменьшается); следовательно напряжение на выходе будет увеличиваться: первоначальное уменьшение компенсируется последующим увеличением, в результате напряжение на выходе изменяется но в очень малых пределах.

В параллельных стабилизаторах дополнительно применяется балластный резистор $R_{бал}$, образующий делитель напряжения с сопротивлением нагрузки и регулирующего элемента. При уменьшении выходного напряжения схема управления должна *увеличить* сопротивление РЭ (т.е. немного закрыть транзистор); из-за уменьшения тока РЭ уменьшится падение напряжения, создаваемое им на балластном резисторе $R_{бал}$, что в итоге приводит к увеличению выходного напряжения. Основной недостаток параллельных стабилизаторов - низкий КПД из-за мощности, выделяемой на $R_{бал}$. Поэтому большинство линейных стабилизаторов выполняются по последовательной схеме.

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 на ОУ, практически повторяющая структурную схему последовательного стабилизатора рис. 11, а.

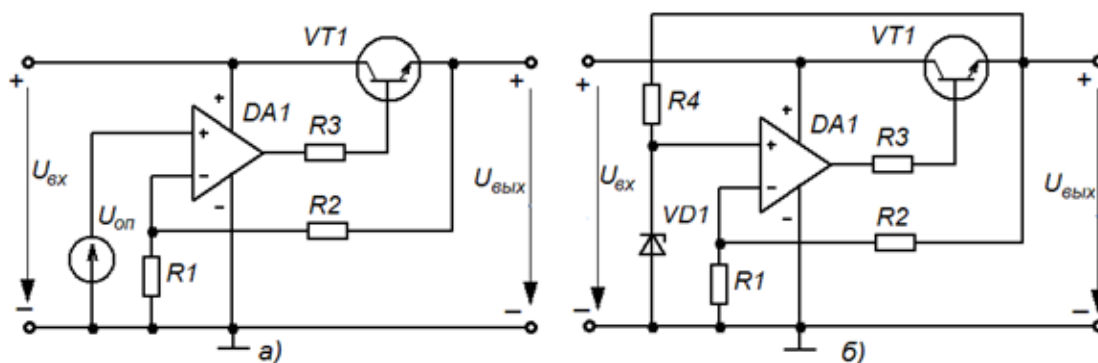


Рис. 12. Последовательный стабилизатор напряжения на ОУ: общая схема (а), простейшая схема при использовании стабилитрона в качестве источника опорного напряжения (б)

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

Общей ООС по цепи $R1$ - $R2$ охвачены ОУ и внешний транзистор, поэтому изменение параметров транзистора из-за изменений

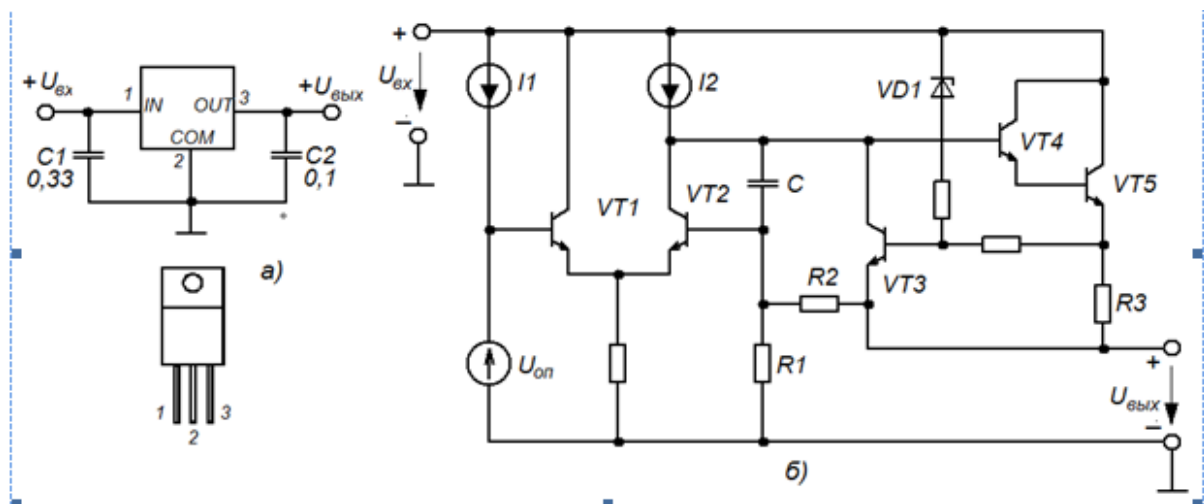
температуры не влияет на $U_{\text{ВЫХ}}$.

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).

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 $U_{\text{ВЫХНОМ}} + 2,5$ 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.



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.

На рис. 13, б показана упрощенная схема ИМС трехвыводного линейного стабилизатора типа 78XX.

Рис. 11. ИМС линейного трехвыводного стабилизатора напряжения: схема включения (а), упрощенная принципиальная схема (б)

На рис. 11, 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 и

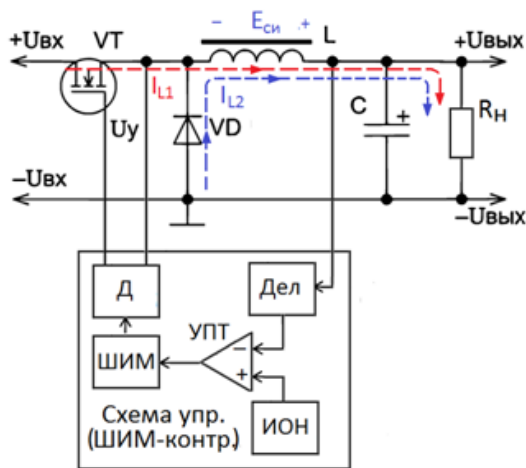
12. Общая характеристика ИМС линейных стабилизаторов напряжения: упрощенная принципиальная схема и принцип работы, основная схема включения, основные параметры.

См. предыдущий вопрос там все подробно упрощенная на рис 11

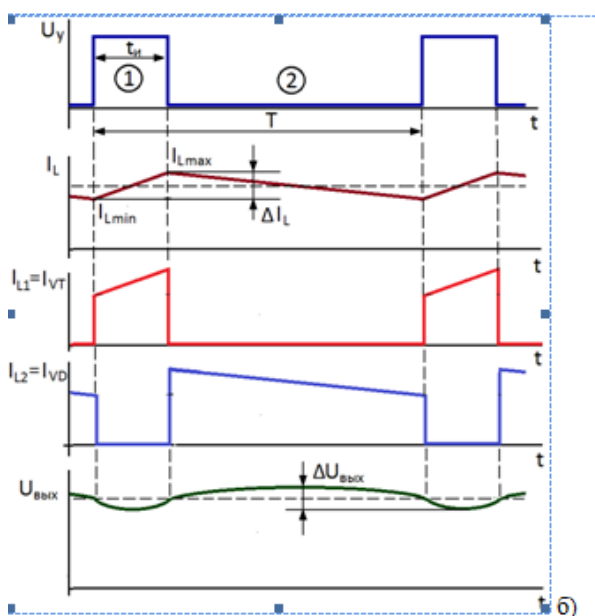
13. Схема, временные диаграммы и принцип работы импульсного понижающего стабилизатора.

Импульсные понижающие стабилизаторы

В состав схемы импульсного понижающего стабилизатора (рис.12, а) входят: 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.



а)



б)

Рис. 12. Упрощённая схема (а) и временные диаграммы работы (б) импульсного понижающего стабилизатора напряжения

С помощью временных диаграмм работы стабилизатора (рис. 12, б) рассмотрим две фазы его работы, соответствующие замыканию и размыканию транзисторного ключа.

1. Схема управления открывает транзистор VT в течение интервала $t_{ш}$. 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 запертии $VT1$, чтобы энергия, накопленная в дросселе во время первой фазы, поступала в нагрузку. Часто этот диод называют разрядным – видимо, потому, что отдача энергии дросселем в нагрузку аналогична отдаче энергии от конденсатора при его разряде, хотя выражение «разряд дросселя» некорректно.

Так как i_{L1} и i_{L2} , имеем . Учитывая, что ток i_{L1} меняется линейно, изменение тока за время импульса t_{H1} можно оценить следующим образом:

.

2. Схема управления закрывает VT на интервал длительностью $T - t_{H1}$. 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. К нагрузке оказывается приложенной ЭДС самоиндукции, возникающая в дросселе.

Пренебрегая падением напряжения на открытом диоде VD , имеем

, и .

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

.

Так как i_{L1} , т. е. i_{L2} , имеем ,

Таким образом, выходное напряжение определяется соотношением длительности первой фазы t_{H1} и периода управляющего напряжения T (т. е. коэффициентом заполнения $K_{зап}$). Очевидно, так как $t_{H1} < T$ и $K_{зап} < 1$, приведенная схема стабилизатора понижает входное напряжение.

Стабилизация выходного напряжения обеспечивается схемой управления стабилизатора. В состав схемы управления входят источник опорного напряжения ИОН, делитель выходного напряжения Дел, дифференциальный усилитель постоянного тока УПТ, широтно-импульсный модулятор ШИМ и схема управления ключевым транзистором (драйвер ключевого транзистора) Д. УПТ усиливает разность напряжения, пропорционального выходному, с опорным напряжением, ШИМ изменяет длительность импульса пропорционально выходному напряжению УПТ. Например, при уменьшении $U_{вых}$ выходное напряжение УПТ увеличивается и ШИМ увеличивает t_{H1} , в результате происходит увеличение $U_{вых}$, компенсирующее первоначальное уменьшение.

14. Схема и принцип работы импульсного повышающего стабилизатора.

Импульсные повышающие стабилизаторы

Изменив порядок расположения элементов в схеме, можем получить импульсный повышающий стабилизатор, у которого выходное напряжение будет больше входного (рис. 13).

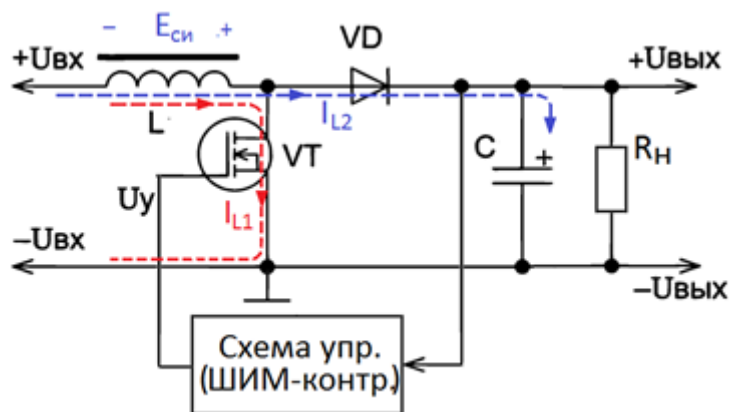


Рис. 13. Упрощённая схема импульсного повышающего стабилизатора напряжения

Аналогично предыдущему случаю, рассмотрим две фазы работы схемы.

1. Схема управления открывает транзистор VT в течение интервала $t_{и}$. 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 $T - t_{и}$. 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 $t_{и}$ в зависимости от сравнения выходного напряжения с опорным.

15. Схема и принцип работы импульсного инвертирующего стабилизатора.

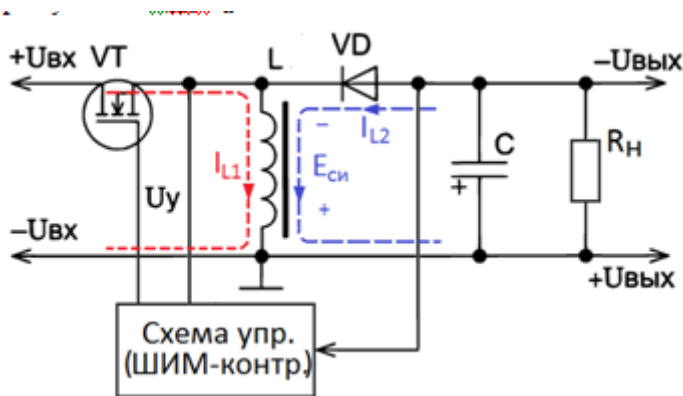
Импульсные инвертирующие стабилизаторы

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. 14). Рассмотрим две фазы ее работы.

1. Схема управления открывает транзистор VT в течение интервала $t_{и}$. 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 $T - t_{и}$. 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.

Отметим, что инвертирующий импульсный стабилизатор можно выполнить как понижающим, так и повышающим за счет выбора нужного $K_{зап} = t_{и}/T$.



16. Потери в импульсных стабилизаторах и методы их снижения.

Потери в импульсных стабилизаторах

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. Коротко рассмотрим причины потерь, вносимых различными элементами схемы.

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 с 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 ИВП 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. Схема и принцип работы импульсного понижающего стабилизатора с синхронным выпрямлением.

Импульсные стабилизаторы с синхронными выпрямителями

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.

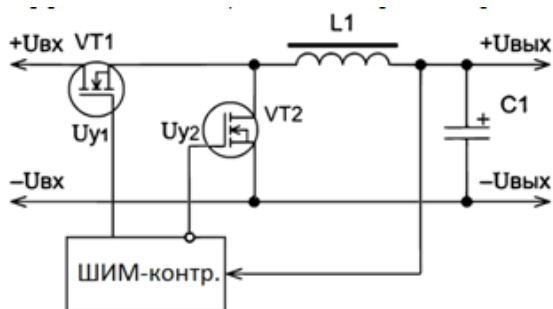


Рис. 15. Упрощенная схема импульсного понижающего стабилизатора с синхронным выпрямлением

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

Пример: при $I=5$ А и при коэффициенте заполнения $K_3=0,4$ на диоде Шоттки с $U_{пр}=0,3$ В будет выделяться мощность $P_{VD}=IK_3U_{пр}=5*0,4*0,3=0,6$ Вт. Используя вместо диода транзистор с $R_K=10$ мОм, получаем рассеиваемую на транзисторе мощность

$$P_{VT2} = I^2 R_K K_3 = 5^2 * 0,01 * 0,4 = 0,1 \text{ Вт.}$$

Для сравнения: при токе 1 А $P_{VD} = 1 * 0,4 * 0,3 = 0,12 \text{ Вт}$, $P_{VT2} = 1 * 1 * 0,01 * 0,3 = 0,003 \text{ Вт}$.

Как уже упоминалось, маломощные импульсные стабилизаторы могут быть выполнены на основе одной ИМС с внешними дросселем и конденсатором. Выпускаются ИМС импульсных стабилизаторов с синхронным выпрямлением, в состав которых входит пара транзисторов (основной и «разрядный»).