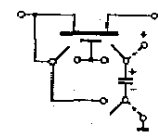
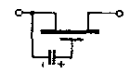
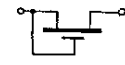
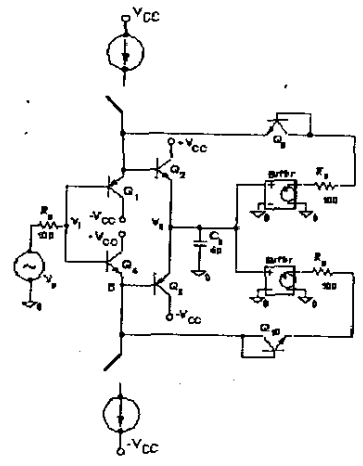
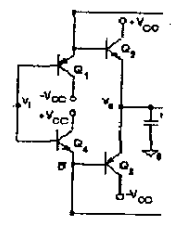
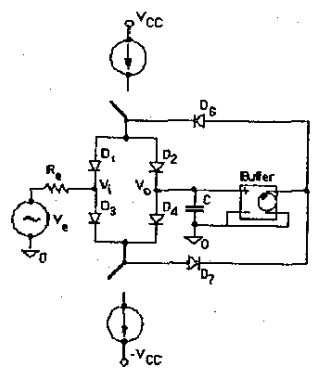
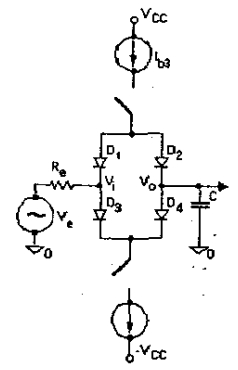
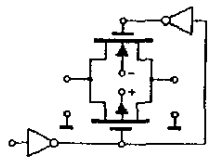
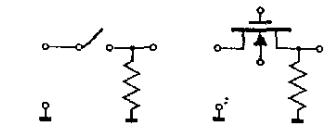
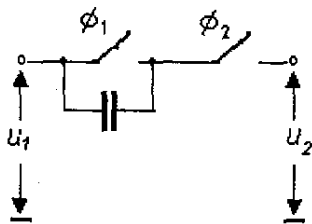
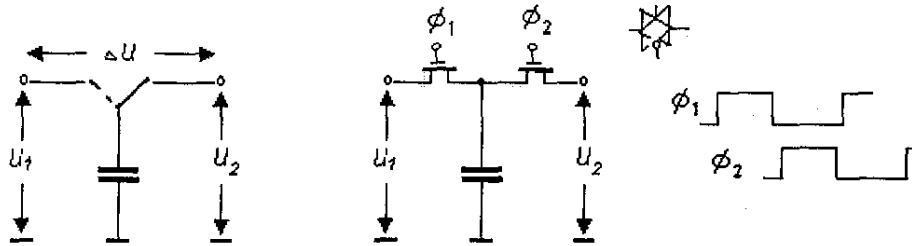


ПРЕВКЛЮЧВАТЕЛИ НА АНАЛОГОВИ СИГНАЛИ



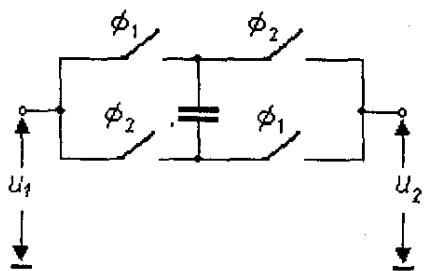
5.5. СХЕМИ С ПРЕВКЛЮЧАЕМИ КОНДЕНЗАТОРИ



$$\Delta Q = C\Delta U$$

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{C\Delta U}{T}$$

$$R = \frac{\Delta U}{i} = \frac{T}{C} = \frac{1}{fC}$$



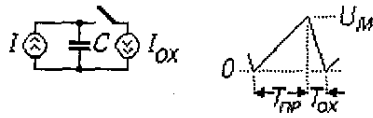
$$\Delta Q = C2\Delta U + C2\Delta U$$

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{4C\Delta U}{T}$$

$$R = \frac{\Delta U}{i} = \frac{T}{4C} = \frac{1}{4fC}$$

5.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЕЖЕНИЕ – ЧЕСТОТА И ЧЕСТОТА – НАПРЕЖЕНИЕ

1. $U \rightarrow f$



$$u(t) = \frac{1}{C} \int_0^T i dt, \quad u(T_{пр}) = U_M, \quad i = I = g u_{in} = \text{const}$$

$$U_M = \frac{I}{C} T_{пр}, \quad f = \frac{1}{T_{пр} + T_{ох}} = \frac{g u_{in}}{C U_M}, \quad T_{пр} \gg T_{ох}$$

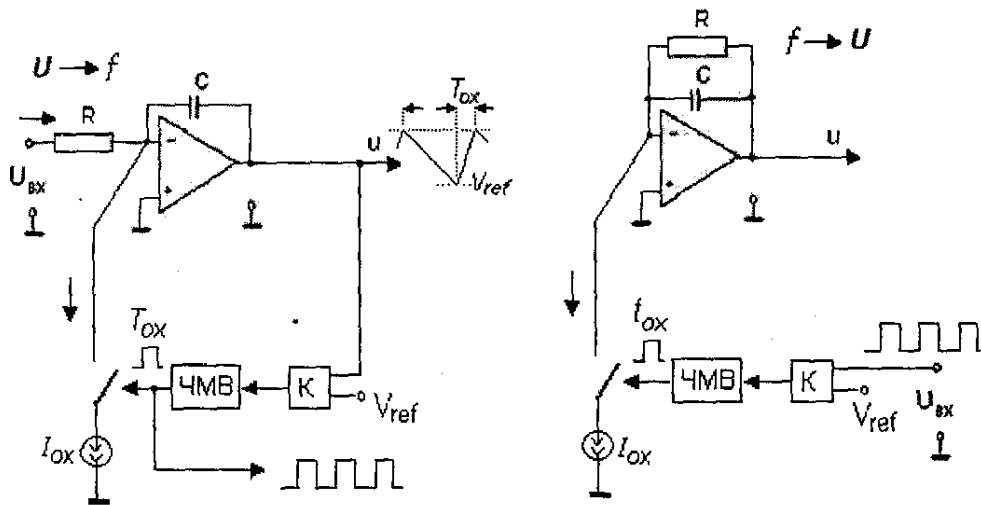
2. $f \rightarrow U$



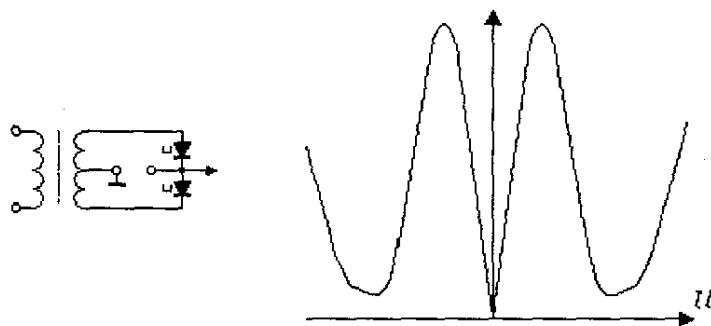
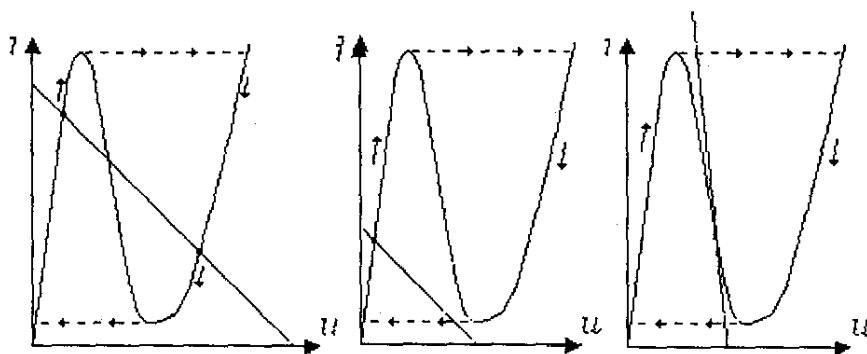
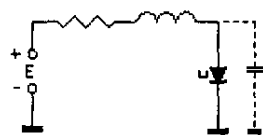
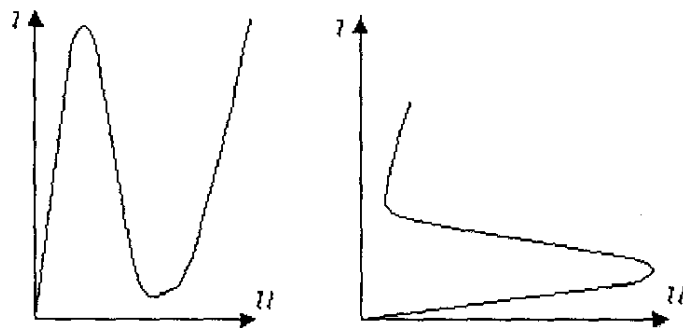
$$T = T_{пр} + T_{ох},$$

$$Q = T_{пр} I_{пр} = T_{ох} (I_{ох} - I_{пр}),$$

$$T = T_{ох} + \frac{T_{ох} I_{ох} - T_{ох} I_{пр}}{I_{пр}} = \frac{T_{ох} I_{ох}}{I_{пр}} = \frac{T_{ох} I_{ох}}{g u_{in}} \quad f = \frac{g u_{in}}{T_{ох} I_{ох}}$$



ИМПУЛСНИ СХЕМИ С ПРИБОРИ С ОТРИЦАТЕЛНО СЪПРОТИВЛЕНИЕ

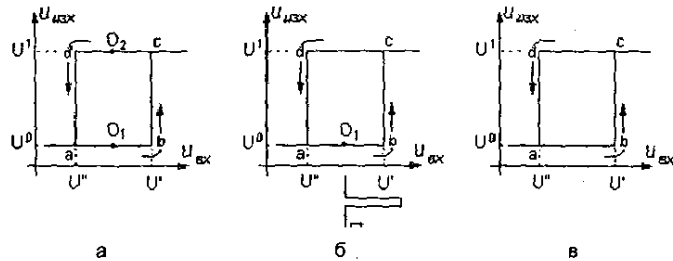


МУЛТИВИБРАТОРИ

Мултивибраторите (МВ) са генератори на импулсни сигнали, чиято продължителност се определя от RC вериги наречени **времеопределящи, времезадаващи или хрониращи** (от гръцки *chronos* - време).

В зависимост от начина на действие (работния режим) мултивибраторите могат да бъдат **чакащи (ЧМВ)** и **автогенераторни (АМВ)**. Чакащият (еднотактен) режим се характеризира с едно устойчиво и едно временно (квази-) устойчиво състояние. В първото схемата може да остане неограничено дълго време. При постъпване на пусков импулс тя преминава със скок в квазиустойчиво състояние. Времетраенето му се определя само от хрониращите елементи и не зависи от продължителността на пусковия импулс. Временно устойчивото състояние завършва, схемата самостоятелно се връща със скок в началното си устойчиво състояние и остава в него до постъпването на нов пусков сигнал. Тъй като при всяко пускане се генерира само един импулс, чакащият мултивибратор се нарича още **моновибратор**. Автогенераторните мултивибратори имат две квазиустойчиви състояния. Чрез тяхното редуване се генерират периодични импулсни сигнали, без да е нужно външно пускане. На фиг.1 са показани предавателните характеристики на:

- ♦ тригер – две устойчиви състояния – точки O_1 и O_2 ;
- ♦♦ чакащ мултивибратор – едно устойчиво състояние – точка O_1 . Пусковият импулс премества работната точка в участъка на квазиустойчиво състояние. Времето за преминаване и от точка с до точка d определя продължителността на генерирания импулс, а от точка a до точка O_1 – времето за възстановяване на началното състояние ;
- ♦♦♦ автогенераторен мултивибратор – без устойчиво състояние. Генерираният периодичен сигнал е с продължителност на импулса равна на времето за преминаване на работната точка от т. с до т. d, а паузата – съответно – на времето от т. a до b.



Фиг.1. Предавателни характеристики на: а) тригер, б) ЧМВ, в) АМВ

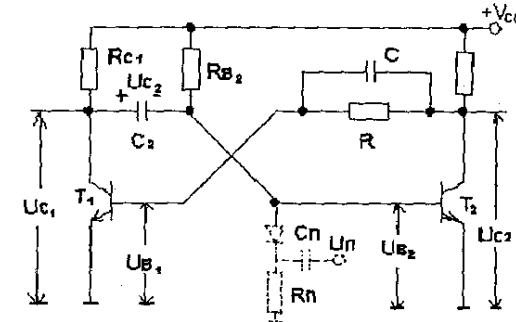
ТРАНЗИСТОРНИ МУЛТИВИБРАТОРИ

Транзисторните мултивибратори са подобни по схема на тригерите и също представляват двустъпални усилватели с положителна обратна връзка. Разликата е, че усилвателите вече не са постоянноточкови – едната или двете междустъпални връзки са прекъснати с кондензатор. Ето защо преобръщането се определя от ПОВ и не се различава съществено от преобръщането при тригера. Обаче

продължителността на генерираните импулси зависи главно от стойностите на кондензаторите и резисторите в техните вериги.

Голямото разнообразие на транзисторните мултивибраторни схеми може да се обясни с факта, че те могат да се получат както от симетричните, така и от несиметричните тригери, като се замени едната или двете постоянноточкови връзки с променливоточкови RC връзки.

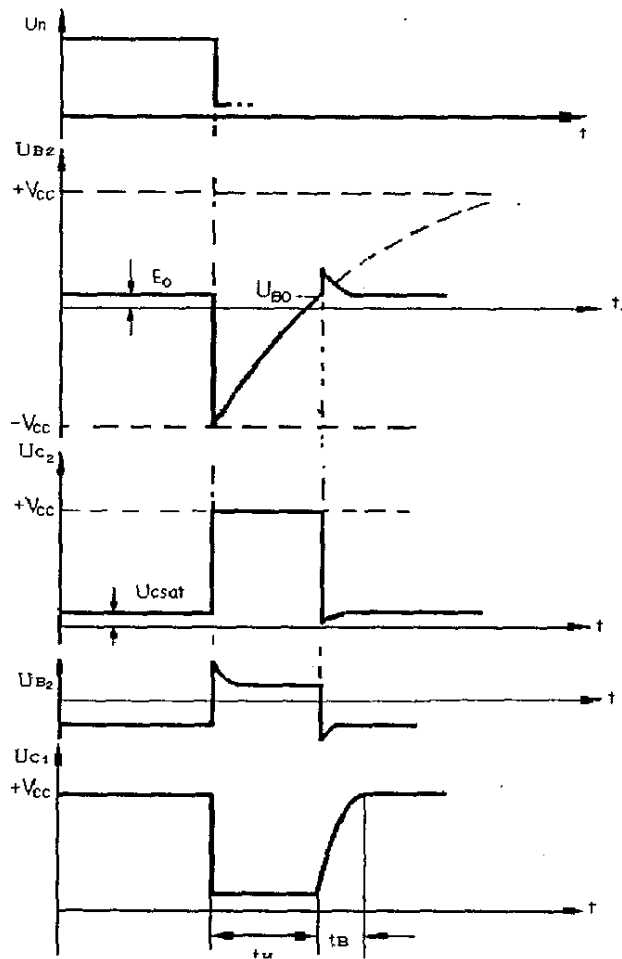
Мултивибратор със съпротивителна връзка (фиг.13.1) може да се получи от схемата на симетричния транзисторен тригер, като едната постоянноточкова връзка се замени с $R_{B2}C_2$



Фиг.13.1

Мултивибраторът работи в чакащ режим, тъй като има едно устойчиво равновесно състояние. То се осигурява чрез едновременното запусване на транзистора T_1 и насищане на транзистора T_2 . В изходното състояние, т.е. при липса на пусков сигнал напрежението върху кондензатора C_2 е приблизително равно на V_{CC} . Схемата може да се изведе от това състояние с външен сигнал. Начинът и схемите за пускане са същите, както при симетричните транзисторни тригери.

При постъпване на пусковия импулс транзисторът T_2 се извежда от насищане, колекторният ток i_{C2} намалява, а колекторното напрежение U_{C2} става положително. През ускоряващия кондензатор това изменение действа на базата на транзистора T_1 и го отпушва. Залочва лавинообразен процес, който завършва със запусване на транзистора T_2 и насищане на транзистора T_1 .



Фиг.13.2

След преобръщането схемата се оказва във временно устойчиво състояние – T_1 е наситен. През него единият край на кондензатора C_2 се оказва свързан с към нулев потенциал (маса). В резултат базовото напрежение U_{B2} на запушения транзистор T_2 е равно на напрежението върху кондензатора U_{C2} . В това състояние кондензаторът C_2 се стреми да се презареди от стойността $U_{C2}(0) = -V_{CC}$ към стойността $U_{C2}(\infty) = +V_{CC}$ с времеконстанта

$\tau = R_{B2}C_2$. Като се използва уравнение (1.3.) за базовото напрежение на T_2 се получава изразът

$$U_{B2}(t) = U_{C2}(t) = V_{CC} - [V_{CC} + V_{CC}]e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (13.1)$$

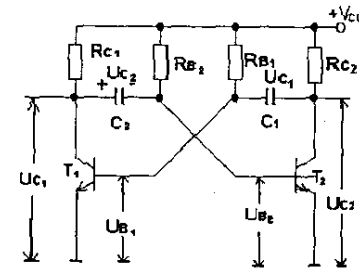
Когато това напрежение стане равно на U_{B0} , транзисторът T_2 се отпушва и продължителността на временно устойчивото състояние се определя от приравняването на (13.1) с U_{B0} при $t=t_d$. На практика почти винаги се изпълнява условието $V_{CC} \gg U_{B0}$ и за продължителността на генерирания импулс се получава изразът $t_H \approx \tau \cdot \ln 2 = 0.7 R_{B2}C_2$ (13.2.)

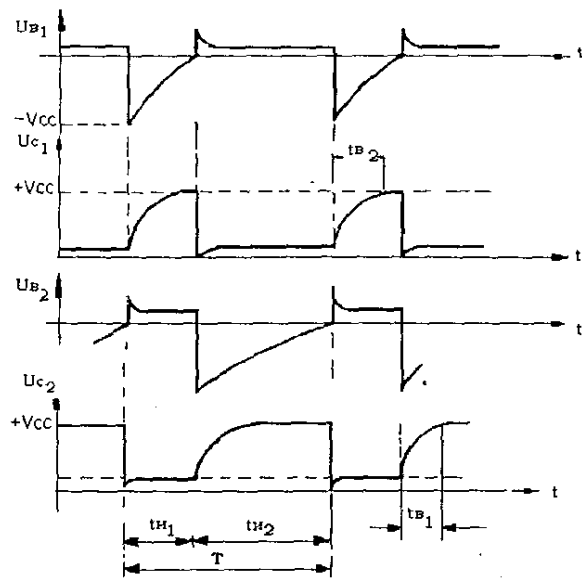
С отпушване на T_2 колекторното му напрежение намалява. Това изменение през веригата на обратната връзка извежда транзистора T_1 от насищане, в резултат на което започва лавинообразен процес, завършващ с връщане на схемата в изходно състояние. След преобръщането кондензаторът C_2 се възстановява през веригата $E_C - R_{C1} - C_2$ – входното съпротивление на наситения транзистор T_2 , като за времето на възстановяване се получава $t_B = 3 \cdot R_{C1}C_2$.

Зарядният ток на C_2 е причина за експоненциално изменение на напрежението в колектора на T_2 от 0 до V_{CC} . Растящият фронт на импулса в тази точка е равен на t_B .

Преходните процеси в разгледаната схема са показани на фиг.13.2. Изразите за t_H и t_B са получени при условие, че капацитетът на кондензаторът C_2 е много по-голям от останалите капацитети в схемата и за кратко време на преобръщане неговият заряд практически не се изменя.

Мултивибраторът с две RC-връзки (Фиг.13.3.) работи в автогенераторен режим. Схемата има две временноустойчиви състояния. Благодарение на веригата на положителна обратна връзка смяната на състоянията се извършва лавинообразно, като процесите във всяко от двете състояния са аналогични на разгледаните процеси през временно устойчивото състояние на чакания мултивибратор със съпротивителна връзка. Разглеждаме най-напред състоянието, в което T_1 е наситен, а T_2 -запушен. Отрицателното напрежение върху кондензатора C_2 , което запушва T_2 , намалява, като се стреми към V_{CC} . През това време кондензаторът C_1 се е заредил до стойност V_{CC} през R_{C2} и входното съпротивление на наситения T_1 . Когато базовото напрежение $U_{B2}(t)$ стане равно на U_{B0} , транзисторът T_2 се отпушва, колекторното му напрежение U_{C2} става положително и като действа през кондензатора C_1 , извежда T_1 от насищане, в резултат на което мултивибраторът се преобръща лавинообразно.





Фиг. 13.4

В новото състояние T_1 е запушен, а T_2 – наситен. Кондензаторът C_2 възстановява своя заряд през R_{C1} и входното съпротивление на наситения транзистор T_2 , а кондензаторът C_1 се зарежда до момента, в който транзисторът T_1 се отпуски, в резултат на което протича лавинообразен процес и схемата се връща в разглежданото вече състояние. Експоненциалните фронтове на импулсите в колекторите са равни на времената за възстановяване на заряда на кондензаторите. Периодът на генерираните трептения е

$$T = t_{H1} + t_{H2} = (C_1 R_{B1} + C_2 R_{B2}) \ln 2 = 0.7(C_1 R_{B1} + C_2 R_{B2}), \text{ а честотата}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.7(C_1 R_{B1} + C_2 R_{B2})}. \quad (13.5)$$

При симетричен мултивибратор $C_1 = C_2 = C$, $R_{B1} = R_{B2} = R_B$

$$t_{H1} = t_{H2} = t_H = 0.7 R_B C; \quad T = 1.4 R_B C, \quad f = \frac{1}{1.4 R_B C}.$$

Необходимо е всеки кондензатор да възстанови своя заряд през временнoустойчивото състояние, определено от другия кондензатор, т.е.

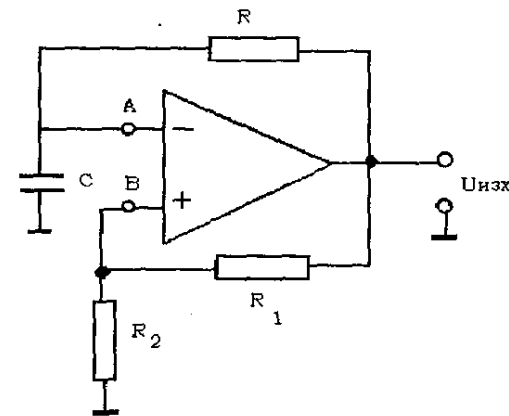
$$\begin{aligned} 3C_1 R_{C2} &< 0.7 R_{B2} C_2; \\ 3C_2 R_{C1} &< 0.7 R_{B1} C_1; \end{aligned} \quad (13.6)$$

Едновременното изпълнение на двете изисквания се затруднява при несиметрия в схемата. Когато се налага да се генерират импулси с малък

коэффициент на запълване, единият кондензатор е с много по-голям капацитет от другия. И ако не успее да възстанови напълно заряда си, импулсът определен от него ще бъде по-кратък от изчисления

МУЛТИВИБАТОРИ НА БАЗАТА НА НЕСИМЕТРИЧНИ ТРИГЕРИ

Мултивибратор на базата на тригер на Шмит с ОУ.



Фиг. 14.4

Мултивибраторът показан на фиг. 14.4, работи в автогенераторен режим. Действието му е илюстрирано с времеимпулсната диаграма, показана на фиг. 14.5. Периодът на генерираните импулси се определя от времеконстантата RC и от съотношението на резисторите R_1 и R_2 . Механизмът на работа се свежда до следното. По време на зареждане на кондензатора C напрежението на инвертиращия вход (т.А) е по-ниско от напрежението на неинвертиращия вход (т.В), а напрежението на изхода на операционния усилвател е равно на максималното положително напрежение U^* . Когато напрежението в т.А се изравни с това в т.В, т.е. достигне стойността на първия тригерен праг βU^* ($\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ е коефициентът на

предаване във веригата на положителната обратна връзка от изхода към входа), възниква лавинообразен процес. Той завършва с установяване в изхода на операционния усилвател на максимално отрицателно напрежение $-U$. От този момент кондензаторът C започва да се разрежда през резистора R . Когато напрежението върху него стане равно на втория праг $-\beta U$, операционният усилвател отново се преобръща и процесите се повтарят. Ако в уравнение (1.3) се замести $U_A(0) = -\beta U$, $U_A(\infty) = U^*$, $U_A(t_3) = \beta U^*$ и $\tau = RC$, за времето за зареждане ще се получи $t_3 = RC \ln \frac{U^* - \beta U^*}{U^* - \beta U^*}$.

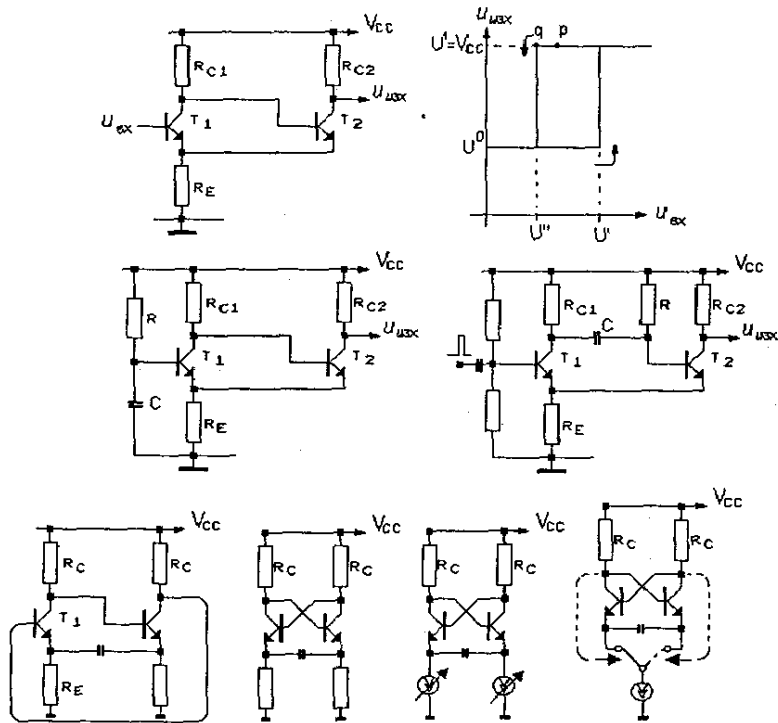
Аналогично определено, времето на разреждане е $t_p = RC \ln \frac{U^- + \beta U^+}{U^- - \beta U^+}$.

Ако операционният усилвател притежава строго симетрична характеристика, т.е. $U^+ = U^-$:

$$t_s = t_p = RC \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} = RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \text{ и по този начин се генерират}$$

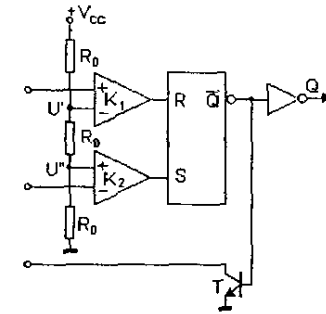
импулси с коефициент на запълване $k_3 = 0.5$.

Мултивибратори на базата на транзисторен тригер на шмит



ТАЙМЕР 555

Една от най-често използваните интегрални схеми на МВ е таймерът 555. Всяка функция в неговата работа е реализирана с отделен възел, оптимизиран за своята дейност (фиг. 2). Превключването при двата прага U^+ и U^- се извършва от компараторите K_1 и K_2 . Схемите им са проектирани за бърза реакция: K_1 – на растящ, K_2 – на намаляващ сигнал. Опорните напрежения за двата прага на превключване се получават от захранващото напрежение и три серийно свързани резистора с еднаква стойност R_0 . С това просто решение се постига точност при производство и стабилност на напреженията

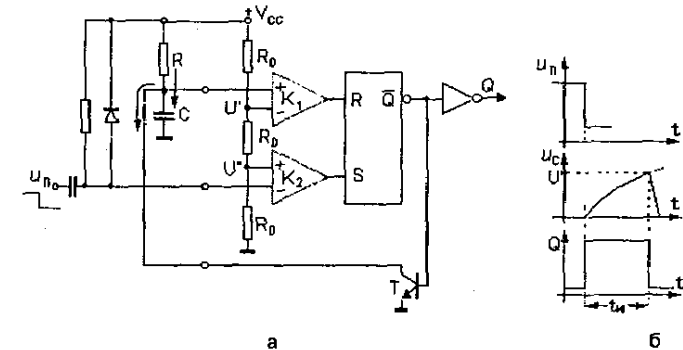


$$U^+ = \frac{2}{3} V_{CC} \text{ и } U^- = \frac{1}{3} V_{CC} \text{ . } RS - \text{ тригерът,}$$

управляван от компараторите K_1 и K_2 , осигурява стръмни фронтове на изходните сигнали, независимо от сравнително бавните процеси в хронизатора RC – верига. За разреждане на кондензатора C е предвиден транзистора T . Изходът на схемата е буфериран

Фиг. 2. Принципна схема на таймера 555

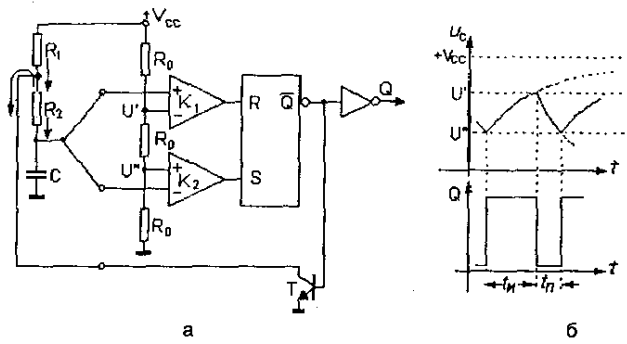
ЧАКАЩ МУЛТИВИБРАТОР С ТАЙМЕРА 555



Фиг. 3. ЧМВ с 555 : а) принципна схема; б) времедиаграми

$$u_c(t) = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right), \quad u_c(t_M) = U^+ = \frac{2}{3} V_{CC} \quad t_M = 1,1 RC$$

АВТОГЕНЕРАТОРЕН МУЛТИВИБРАТОР С ТАЙМЕРА 555



Фиг. 3. АМВ с 555 : а) принципна схема; б) времедиаграми

$$t_H = 0,7 (R_1 + R_2)C$$

$$t_N = 0,7 R_2C$$

$$T = t_H + t_N$$

$R_2 \neq 0, ???$

БЛОКИНГ – ГЕНЕРАТОРИ

Общи сведения

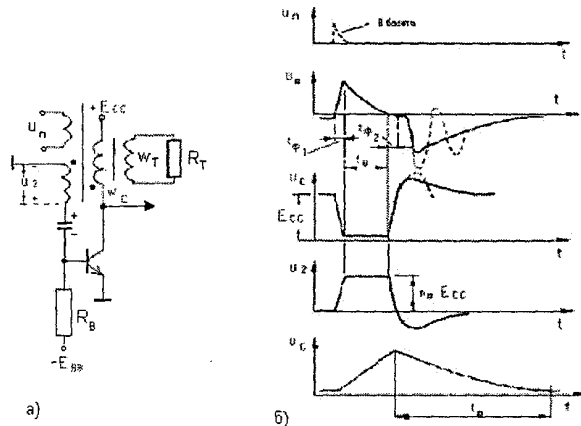
Блокинг генераторът е еднотранзисторен релаксационен генератор, в който положителната обратна връзка се осъществява чрез импулсен трансформатор. Този вид генератори се използват за получаване на мощни краткотрайни импулсни сигнали със стръмни фронтове и малък коефициент на запълване. Наречени са така, защото през краткото време на импулса транзисторът в схемата на генератора е наситен, а в продължителната пауза между импулсите – запушен (блокиран). Двата работни режима – чакащ и автогенераторен – се осъществяват чрез подаване на запущащо, съответно отпушващо напрежение към емитерния преход на транзистора. Основните схемни варианти се определят главно от начина на свързване на транзистора.

Блокинг – генератор с общ емитер

В тази най- често използвана схема на блокинг-генератор в колекторната и в базовата верига на транзистора са включени двете намотки на импулсния трансформатор, всяка с брой на навивките w_c и w_b .

1. Чакащ режим

Основната принципна схема на блокинг-генератор с общ емитер в чакащ режим и формата на напреженията в нея са показани на фиг. 9.1. В изходното устойчиво състояние транзисторът е запушен от външно отрицателно напрежение. Всички токове в схемата, магнитният поток в трансформатора, както и напреженията върху трите му намотки практически са равни на нула (началото на всяка намотка е означено с точка)



Фиг.9.1. Блокинг-генератор по схема с общ емитер в чакащ режим: а) принципна схема; б) времедиаграми.

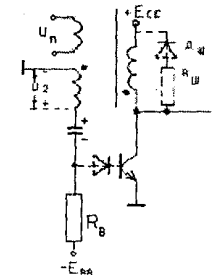
Схемата се задейства от краткотраен отпушващ импулс, който се подава към базата на транзистора. Най-удобния начин за това е чрез специална пускова

намотка в трансформатора (могат да се използват както положителни, така и отрицателни импулси). Извеждането на генерирания импулс към товара е най-удобно да се осъществи с отделна товарна намотка.

С отпушването на транзистора базовият ток започва да се увеличава, съответно се увеличават колекторният ток, магнитният поток в трансформатора, индуцираните напрежения в базовата и в товарната намотка. При правилно свързване на намотките (показано на фиг.9.1) нарастването на напрежението u_2 води до по-нататъшно увеличаване на базовия ток. При условие, че усилването в тази затворена верига е $K_v > 1$, процесът на превключване протича лавинообразно и завършва с насищането на транзистора, т.е. при $K_v < 1$. В резултат напреженията в схемата се изменят скокообразно: в колекторната намотка (от E_{cc} до нула – формираща се предният фронт), също така и в базовата и в товарната намотки.

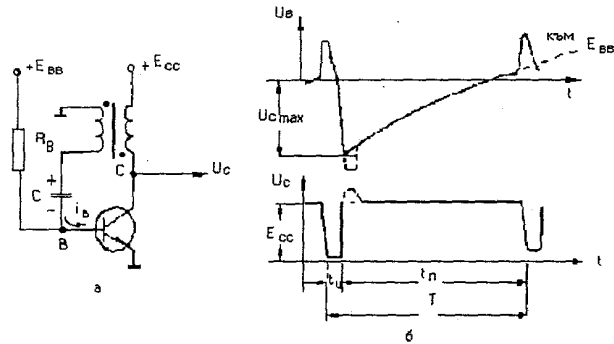
Продължителността на генерирания импулс се определя от времето, през което транзисторът е наситен. Процесите в схемата като цяло протичат в посока на намаляване на заряда в базата, натрупан при превключването. Вследствие на насищането на транзистора напрежението върху първичната (колекторната) намотка се поддържа постоянно и равно на E_{cc} . Нека да допуснем, че през времетраенето на импулса магнитната сърцевина не се насища и че магнитният поток зависи линейно от намагнитващия ток. Тогава намагнитващият ток на трансформатора нараства приблизително линейно и води до увеличаване на колекторния ток през наситения транзистор. Магнитният поток също расте по линеен закон и поддържа постоянно индуцирано напрежение u_2 . То от своя страна определя тока в базата. При наличие на кондензатор С базовият ток постепенно намалява, понеже кондензаторът се зарежда и напрежението му расте. В схеми без такъв кондензатор (тогава запущащото напрежение се подава през базовата намотка) базовият ток се поддържа постоянен. Като се съпоставят процесите в колектора и в базата, се вижда, че те протичат в посока на извеждане на транзистора от насищане, т.е. след известно време, равно на продължителността на импулса, транзисторът се оказва в активен режим и схемата отново се превключва лавинообразно – този път в обратна посока – докато транзисторът се запуши. Тъй като двата фронта на изходния импулс се определят от еднакви процеси, тяхната продължителност е приблизително еднаква.

Възстановяването на изходното състояние на схемата зависи от двата реактивни елемента: кондензатора С и индуктивността на намагнитване L на трансформатора. При рязкото запущане на транзистора в тях остава запасена практически цялата енергия, натрупана по време на импулса. Кондензаторът С се разрежда бавно през сравнително високоомния резистор R_B и практически определя максималното време t_B , необходимо за възстановяване на схемата. От друга страна, вследствие на енергията в индуктивността L на трансформатора могат да се възбудят ударни колебания в кръга, образуван от L и пълния паразитен капацитет C_0 (сума от капацитетите на трансформатора, колекторния и монтажния капацитет, капацитетите на товара, приведен към първичната колекторна намотка). Първата полуувълна на u_B на тези трептения, показани на фиг.9.1б с прекъснатата линия, сумирана с напрежението върху кондензатора С, може да причини пробив в базата на транзистора. За защита серийно с базата може да се свърже диод. Втората полуувълна може да предизвика отпушване на транзистора и генериране на импулс, без да е постъпил пусков сигнал. Затова трансформаторът



се шунтира с последователно свързаните диоди $D_{ш}$ и резисторът $R_{ш}$, така че да се осигури аperiодично затихване на трептенията. В схеми без кондензатор C продължителността на възстановителния стадий се определя само от процеса на изразходване в шунтиращата верига на енергията, натрупана в трансформатора,

2. Автогенераторен режим



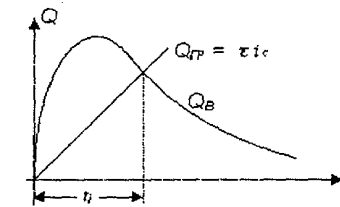
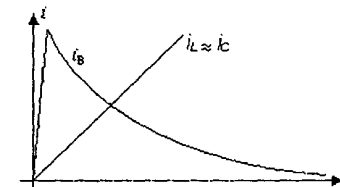
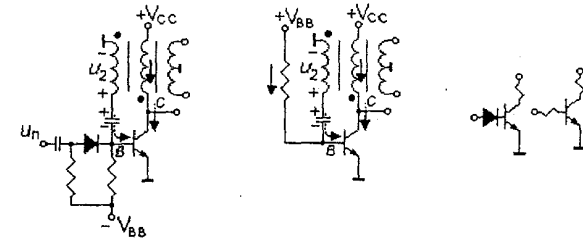
фиг.9.2. Блокинг-генератор по схема с общ емитер в автогенераторен режим
а- схема; б – времедиаграма;

Принципната схема (фиг. 9.2.а) се различава от схемата в чакащ режим само по полярността на постоянното напрежение в базовата верига. Тъй като то е отпушващо - в случая положително (най-често $E_{BB} = E_{CC}$), напрежението върху кондензатора C , а следователно и базовото напрежение, се стреми по експоненциален закон към стойността $+E_{BB}$. Когато то стане малко по-голямо от нула, т.е. достигне прага на отпушване на транзистора, схемата се превключва лавинообразно и се генерира импулс (фиг.9.2.б). Процесите по време на импулса са напълно еднакви с процесите в чакащия блокинг-генератор. Забяснението на автогенераторния режим най-съществено е зареждането на кондензатора C от базовия ток на транзистора. В края на импулса напрежението върху кондензатора достига своята максимална стойност. След превключването на схемата това напрежение поддържа транзистора запушен. Продължителността на паузата е равна на времето, за което базовото напрежение (равно на напрежението на кондензатора), стремейки се към $+E_{BB}$, достига прага на отпушване на транзистора.

Период на повторение на импулсите - тъй като по време на импулса кондензаторът C се зарежда бързо от базовия ток на транзистора, а по време на паузата се разрежда много по-бавно през високоомния резистор R_B , генерираните импулси имат много малък коефициент на запълване, т.е. периодът на повторение практически е равен на паузата:

$$(9.11) \quad T = t_{II} + t_n \approx t_n$$

БЛОКИНГ – ГЕНЕРАТОР - схемни варианти и продължителност на генерирания импулс



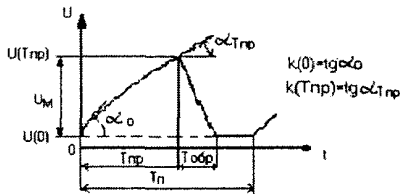
5.7. ГЕНЕРАТОРИ НА ЛИНЕЙНО – ИЗМЕНЯЩИ СЕ (ТРИОНООБРАЗНИ) НАПРЕЖЕНИЯ

Основните параметри на линейно – изменящо се във времето (трионообразно) напрежение (фиг. 5.7.1) са:

- T_{np} – продължителност на правия ход;
- $T_{обр}$ – продължителност на обратния ход (време за възстановяване), трябва да бъде минимално, много по-малко от T_{np} ;
- T_n – период на повторение;
- U_M – амплитуда (размах);
- $\xi = \frac{U_M}{E}$ – коефициент на използване на захранващото напрежение E ;
- ϵ_n – коефициент на нелинейност. Той е най – важният параметър.

Тъй като в повечето генератори скоростта на изменение на сигнала $k = \frac{du}{dt}$ е монотонно намаляваща във времето функция, ϵ_n най-често се изразява чрез относителната грешка на скоростта (в %):

$$(5.7.1) \quad \epsilon_n = \frac{k(0) - k(T_{np})}{k(0)} \cdot 100.$$



Фиг. 5.7.1. Линейно изменящо се (трионообразно) напрежение

Методите за генериране на линейно – изменящи се напрежения се базират на зареждане (разреждане) на кондензатор с постоянен ток $i_c(t) = I_0 = const$. Напрежението върху кондензатора се изменя във времето:

$$(5.7.2) \quad u(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{I_0}{C} t = kt,$$

а амплитудата му е

$$(5.7.3) \quad U_M = u(T_{np}) = \frac{I_0}{C} T_{np}.$$

В този идеализиран случай се получава трионообразно напрежение с нулева нелинейност. В реалните генератори на трионообразно напрежение (ГН), обаче, процесите се описват с линейно диференциално уравнение от първи ред:

$$(5.7.3) \quad RC \frac{du(t)}{dt} + u(t) = E,$$

от което следва, че напрежението $u(t)$ вместо линейно е експоненциално и токът през кондензатора C не е постоянен, а намалява във времето. Ако обаче $u(t)$ е равно на нула, тогава се получава диференциалното уравнение

$$(5.7.4) \quad RC \frac{du(t)}{dt} = E,$$

чието решение $u(t) = \frac{E}{CR} t$ е идеално линейно напрежение и при $\frac{E}{R} = I_0$ е

еднакво с това от (5.7.2). От друга страна, допускането $u(t)=0$ е безсмислено, тъй като $u(t)$ е необходимото трионообразно напрежение. Ето защо, за получаване на сигнал с малка нелинейност, са нужни схемотехнически решения, които да увеличат реалната времеконстанта RC и реалното напрежение E до много по – големи еквивалентни $R_e C_e$ и E_e .

Ако $u(t) \ll R_e C_e \frac{du(t)}{dt}$ и $u(t) \ll E_e$, тогава $u(t)$ може да се пренебрегне и уравнение (5.7.3) се превръща в (5.7.4). Следователно, генерираното напрежение ще бъде с много голяма, почти идеална линейност.

Основната схема на генераторите на трионообразно напрежение съдържа кондензатор C , генератор на постоянен ток I_0 , ключ K и източник на постоянно напрежение E . На фиг.5.7.2 е показано как чрез промяна на полярността на E и I_0 могат да се генерират напрежения с различна форма. При затваряне на ключа K се осъществява обратния ход, а при отваряне се формира линейния участък. Напрежението E определя началната стойност $u(0)$, а токът I_0 – наклона $k = \frac{I_0}{C}$.

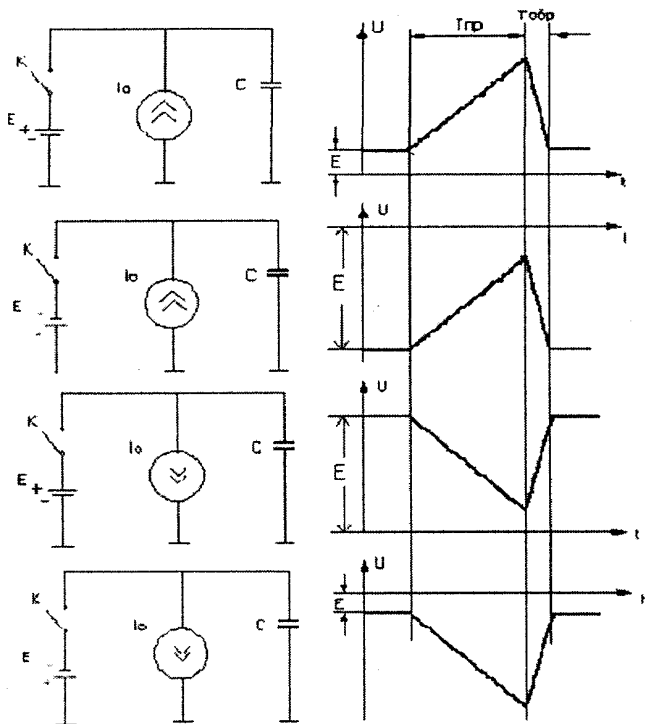
Ключът K се реализира с биполярен или MOS транзистор (фиг.5.7.3). По време на обратния ход транзисторът се отпушва и работи в активната (усилвателната) област на характеристиките си. Неговият ток I_p е приблизително постоянен и е равен на βI_B – за биполярния транзистор и на $\frac{k}{2} (U^1 - V_{T0})^2$ – за MOS транзистора. Токът, който разрежда кондензатора, е разлика от I_p и I_0 . Зарядът, натрупан в кондензатора през правия ход T_{np} , намалява до началната си стойност за времето на обратния ход $T_{обр}$, т.е.

$$(5.7.5) \quad T_{np} I_0 = T_{обр} (I_p - I_0), \text{ откъдето следва}$$

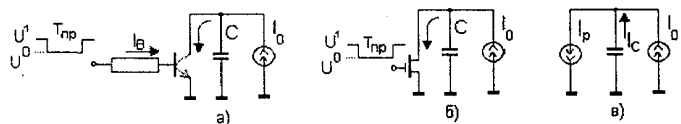
$$(5.7.6) \quad T_{обр} = T_{np} \frac{I_0}{I_p - I_0}.$$

Според начина на управление на ключа ГН се делят на:

- **Управляеми**, в които продължителността на правия ход е равна на продължителността на външен управляващ импулс;
- **Релаксационни**, в които продължителността на правия и обратния ход се определя от параметрите на схемата. Тя представлява релаксационен генератор (например мултивибратор) с линейно



Фиг. 5.7.2. Генериране на триънообразно напрежение с различна форма



Фиг. 5.7.3. Действие на ключа по време на обратния ход: а) биполярен ключ, б) MOS ключ, в) еквивалентна схема.

зареждане (разреждане) на времезадаващия кондензатор, т.е. схемата е съчетание на релаксационен генератор и управляем ГТН. Ето защо по нататък се разглеждат само управляеми ГТН.

5.7.1. Генериране на триънообразно напрежение с RC елементи

В тази най-проста схема на ГТН зарядният ток на кондензатора се получава от постоянно напрежение чрез линейен резистор. Ако се пренебрегне началното напрежение на кондензатора, определено от ключа, по време на правия ход напрежението расте експоненциално:

$$(5.7.7) \quad u(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

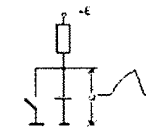
където $\tau = RC$. Размахът на триънообразното напрежение и коефициентът на използване на захранващото напрежение са:

$$(5.7.8) \quad U_m = E \frac{T_{np}}{RC}$$

$$(5.7.9) \quad \zeta = \frac{T_{np}}{RC}$$

Коефициентът на нелинейност е

$$(5.7.10) \quad \epsilon_n = \frac{T_{np}}{RC} = \zeta$$

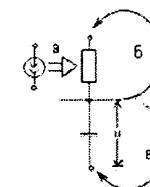


Фиг. 5.7.4. ГТН с RC елементи

Изразът (5.7.10) показва основния недостатък на тази схема – за да се постигне висока линейност, трябва да се използва началната част на експоненциално изменящото се напрежение ($T_{np} \ll RC$, $U_m \ll E$). Например, ако допустимата нелинейност е $\epsilon_n = 1\%$ ¹ и амплитудата е 1V, необходима е времеконстанта $\tau = 100T_{np}$ и постоянно напрежение $E = 100V$. При това се използва само 1% от това напрежение.

Значително подобрение на линейността и използването на захранващото напрежение може да се постигне чрез следните три метода, показани на фиг.5.7.5, като:

- резисторът R се замени с токостабилизиращ двуполъсник (а);
- изходното напрежение управлява тока през резистора (б);
- изходното напрежение управлява тока през кондензатора (в).



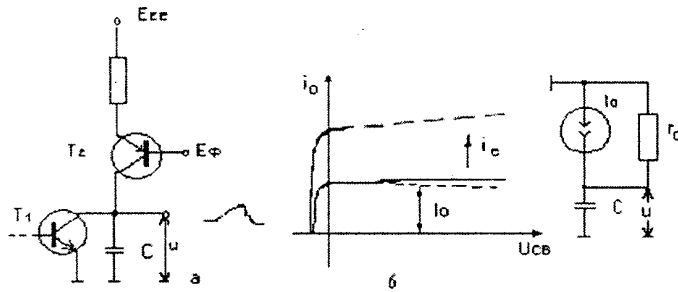
Фиг. 5.7.5

Тези методи, както и съответстващите им схеми, са предмет на следващите три раздела.

¹ За повечето практически приложения ϵ_n е от порядъка на (0,1+0,01)%

5.7.2. Генериране на триънообразно напрежение с токостабилизиращ двуполюсник

Идеалният токостабилизиращ двуполюсник е всъщност генератор на ток (ГТ), т.е. двуполюсник с безкрайно голямо диференциално изходно съпротивление (виж фиг. 1.1.в). Най-проста схемна реализация на ГТ се постига с биполярен транзистор, свързан по схема с обща база при зададен ток в емитера. В този режим изходните характеристики (фиг. 5.7.6.б) се отличават с високо изходно съпротивление – β пъти по-голямо от изходното съпротивление в схема с общ емитер (с прекъснатата линия е построена характеристиката на идеалния генератор на ток). Еквивалентната схема на този реален ГТ се получава чрез паралелно свързване на идеален ГТ и съпротивление r_c (фиг. 5.7.6.в).



Фиг.5.7.6. ГТТ с токостабилизиращ двуполюсник: а) основна схема; б) изходни характеристики; в) еквивалентна схема.

Принципната схема на генератора е показана на фиг. 5.7.6.а. Транзисторът T_1 е в ключов режим, а с T_2 е реализиран токостабилизиращ двуполюсник. При запущване на T_1 кондензаторът C се зарежда с постоянен ток:

$$(5.7.11) \quad I_0 = I_C = \alpha \frac{E_{EE} - E_\Phi - |U_{BE}|}{R_E}$$

За да работи T_2 в линеен режим, без да се насища, амплитудата на триънообразното напрежение трябва да бъде по-малка от E_Φ . Това ограничава максималната продължителност на правия ход и определя коефициента на използване на захранващото напрежение:

$$(5.7.12) \quad U_m = \frac{I_0}{C} T_{np} < E_\Phi$$

$$(5.7.13) \quad T_{np} < \frac{CE_\Phi}{I_0}$$

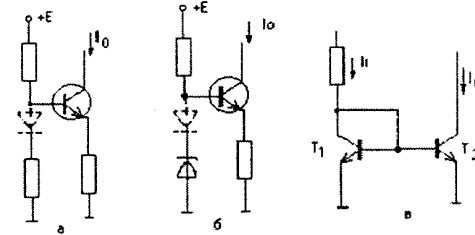
$$(5.7.14) \quad \zeta = \frac{U_m}{E_{EE}} < \frac{E_\Phi}{E_{EE}}$$

Коефициентът на нелинейност, определен с помощта на еквивалентната схема от фиг. 5.7.6.в, е

$$(5.7.15) \quad \epsilon_n = \frac{T_{np}}{r_c C} = \frac{U_m}{r_c I_C}$$

От теорията на транзисторите [14] е известно, че произведението $r_c I_C$ е постоянна величина за даден тип транзистори. Стойността му за съвременните транзистори достига и дори превишава 10000V. Следователно, при амплитуда от порядъка на 10V, коефициентът на нелинейност е $\epsilon_n = 0,1\%$. Друго предимство на тази схема е, че коефициентът на използване на захранващото напрежение е сравнително голям (0,7-0,8) и не зависи от коефициента на нелинейност. Продължителността на обратния ход се определя от (5.7.6).

Най-съществен елемент на разглежданите ГТТ е генераторът на ток. Някои от начините за неговото реализиране са показани на следващите фигури. Най-лесният е потенциалът на базата да се фиксира със съпротивителен делител или със силициев стабилизиращ диод (фиг.5.7.7.а,б). Диодите се включват, за да намалят нестабилността на тока, причинена от напрежението U_{BE} на транзистора (вж. 5.7.11). Най-добри резултати в този насока се постигат, когато двата PN прехода – емитерният и на диода – са еднакви и работят при равни токове. Това се постига при интегрирането им като два съседни транзистора върху обща подложка. Друго решение, прообладаващо в интегралните схеми, е на т.нар. "токово огледало" (фиг.5.7.7.в.). В него отношението между токовете на



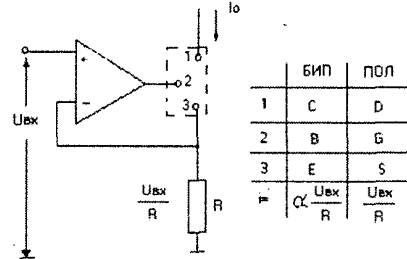
Фиг.5.7.7. Схеми на генератори на ток

транзисторите T_1 и T_2 е функция от площите S_1 и S_2 на емитерите им:

$$(5.7.16) \quad \frac{I_0}{I_1} = \frac{S_2}{S_1}$$

т.е. двата емитера работят при еднаква плътност на тока, което осигурява максимална стабилност на тока I_0 .

По-сложни варианти, основани на този метод, позволяват да се реализират токови генератори с много голямо изходно съпротивление – над $10\text{M}\Omega$ [14]. За тази цел се използват и операционни усилватели (ОУ) с отрицателна обратна връзка по ток (всъщност и генераторът на ток от основната схема на фиг.5.7.6 а представлява еднотранзисторен усилвател с отрицателна обратна връзка по ток).



Фиг.5.7.8. Генератор на ток с ОУ с отрицателна обратна връзка по ток

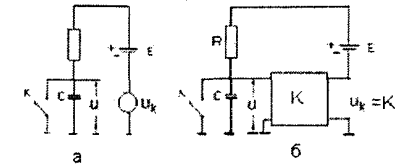
Структурната схема на ГТ с ОУ е показана на фиг. 5.7.8. Между точките 1,2 и 3 се включва усилвателен елемент с 3 извода (биполярен или полеви транзистор). При достатъчно голям коефициент на усилване на ОУ напрежението в т.3 е равно на входното и определя тока през резистора R. Разновидностите на тази схема имат следните особености: а) при използване на полеви транзистор изходният ток е точно равен на тока през R, а при биполярен транзистор е по-малък със стойността на базовия ток; б) нужната посока на тока I_0 определя полярността на входното напрежение и проводимостта на използвания транзистор (например за показаната посока на I_0 е необходимо положително входно напрежение и NPN биполярен, съответно N-канален полеви транзистор).

Разглежданите ГТН с токостабилизиращ двуполусник се отличават с висока линейност, но само при безкрайно голям товар, т.е. входното съпротивление на следващото стъпало трябва да бъде много голямо (например ОУ с полеви транзистори на входа).

5.7.3. Генериране на трионообразно напрежение с компенсация

Когато кондензатор се зарежда от постоянно напрежение E през резистор R (вж.т.5.7.1), при увеличаване на напрежението $u(t)$ върху кондензатора зарядният ток намалява:

$$(5.7.18) \quad i_c(t) = \frac{E - u(t)}{R}$$



Фиг.5.7.9. Генериране на трионообразно напрежение с компенсация а) същност на метода; б) блокова схема

За да се поддържа постоянен заряден ток, напрежението E трябва да расте едновременно с трионообразното напрежение $u(t)$. Ето защо, ако към постоянното напрежение E (фиг.5.7.9) се прибави компенсиращо напрежение $u_k(t) = Ku(t)$, то

$$(5.7.19) \quad i_c(t) = \frac{E - u(t) + u_k(t)}{R} = \frac{E - u(t) + Ku(t)}{R}$$

Тогава при $K=1$, $i_c(t) = E/R = \text{const}$, т.е. зарядният ток е постоянен и напрежението на кондензатора се изменя линейно във времето:

$$(5.7.20) \quad u(t) = \frac{E}{RC} t$$

Схемата, която преобразува напрежението $u(t)$ в компенсиращо напрежение $u_k(t)$ е с коефициентът на предаване K. (Стойността на K трябва да бъде много близка, но не и по – голяма от единица. При $K>1$ има опасност от възникване на релаксационни колебания, тъй като в схемата (фиг.5.7.9.б) има затворен контур с положителна обратна връзка). Тази схема се реализира с повторително стъпало – транзисторно или с ОУ.

За да определим коефициента на нелинейност ϵ_n преобразуваме израза 5.7.19 във вида:

$$(5.7.21) \quad \frac{RC}{1-K} \frac{du(t)}{dt} + u(t) = \frac{E}{1-K}$$

откъдето $\tau_e = \frac{RC}{1-K}$, $E_e = \frac{E}{1-K}$. От друга страна, в края на правия ход амплитудата U_M не трябва да надхвърля захранващото напрежение E :

$$(5.7.22) \quad u(T_{np}) = \frac{E}{RC} T_{np} \leq U_M$$

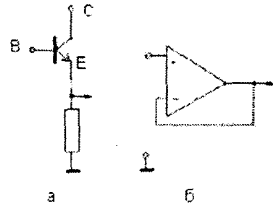
Тогава при $U_M = E$, $\xi = 1$ и $T_{np} = RC$, а коефициентът на нелинейност е.

$$(5.7.23) \quad \epsilon_n = \frac{T_{np}}{\tau_e} = 1-K$$

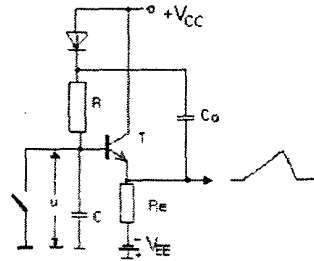
За генериране на бързо изменящи се линейни напрежения се използват едностъпални емитерни повторители. Тяхното усилване по напрежение е от порядъка на 0,98+0,99, което обуславя нелинейност

$\epsilon_n = (1+2)\%$. За относително по – бавни, но по – точни генератори, се разчита на ОУ. Ако примерното им усиление по напрежение A_U е 10^4+10^5 , повторителят с такъв ОУ има $K = A/1+A \approx 10^{-4}+10^{-5}$, съответно $\epsilon_n \approx (0,01+0,001)\%$.

Специфична трудност при конструирането на компенсационни ГТН е реализирането на незаземения източник на постоянно напрежение E . На фиг. 5.7.11 е показана една класическа схема. В нея за целта се използва кондензатора C_0 . Капацитетът му е много голям ($C_0 \gg C$), така че напрежението върху него практически да не се изменя през правия ход и да



Фиг. 5.7.10. Повторители:
а) емитерен, б) с ОУ



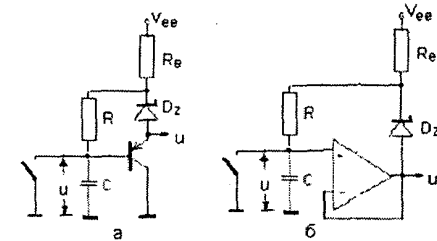
Фиг. 5.7.11. Класическа схема на ГТН с компенсация

не влияе върху линейността. Стойността му трябва да бъде

$$(5.7.24) \quad C_0 > (4+5) \frac{C}{\epsilon_n},$$

където коефициентът на нелинейност ϵ_n е определен от (5.7.23) за безкрайно голям капацитет на кондензатора C_0 . Началното напрежение на C_0 се възстановява през диода D , след като завърши правия ход. Поради голямата стойност на C_0 зарядът му се възстановява бавно (много по-бавно от разреждането на кондензатора C през ключовия транзистор) и определя необходимата пауза преди постъпването на следващия управляващ импулс, т.е. на практика това е интервалът $T_{обр}$.

Една съвременна схема на компенсационен ГТН с незаземен източник на постоянно напрежение е предложена в [], в нея кондензаторът C_0 е заменен с диод на Zener – фиг. 5.7.12.а. Диодът D_z е включен в емитерната верига на повторителя. С това се осигурява необходимия ток ($1+2$ mA), за да може диодът да работи в областта на пробива, т.е. като почти идеален източник на постоянно напрежение E_z . Единственият недостатък на този генератор е намаленият коефициент на използване на захранващото напрежение поради напрежителния пад върху диода D_z . В замяна на това схемата има редица предимства пред класическата –

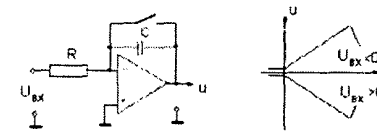


Фиг. 5.7.12. Компенсационни ГТН с диоди на Zener:
а) с емитерен повторител; б) с ОУ

простота, повишена линейност, произволна скорост по време на правия ход, много малък обратен ход. Когато е необходима много по – добра линейност ($\epsilon_n < 1\%$), емитерният повторител може да се замени с ОУ, както е показано на фиг. 5.7.12.б. Наред с това резисторът R_e и в двете схеми може да се замени с генератор на ток, т.нар. "токово огледало" от фиг. 5.7.7.в. По този начин се фиксира работната точка на диода D_z , което стабилизира напрежението E_z .

5.7.4. Генериране на триънообразно напрежение с интегриращ усилвател

Принципната схема на генератора е показана на фиг. 5.7.13. В нея кондензаторът C и паралелният му ключ са свързани във веригата на отрицателната обратна връзка (ООВ) на операционния усилвател (ОУ).



Фиг. 5.7.13. ГТН с интегриращ усилвател

Входът на схемата е свързан към постоянно напрежение U_{vx} . По време на правия ход ключът е отворен. Благодарение на голямото усиление A_U на ОУ напрежението между входните му клеми (– и +) се поддържа равно на нула и токът през резистора R е постоянен и равен на U_{vx} / R . Поради безкрайно голямото входно съпротивление на ОУ, този ток протича изцяло през кондензатора и изменя напрежението му, а следователно и изходното напрежение, по линеен закон. (При $U_{vx} > 0$, се генерира отрицателно растящо напрежение, а при $U_{vx} < 0$ – положително).

протича изцяло през кондензатора и изменя напрежението му, а следователно и изходното напрежение, по линеен закон. (При $U_{вх} > 0$, се генерира отрицателно растящо напрежение, а при $U_{вх} < 0$ – положително). От теорията на интегриращия усилвател (гл. 1.3) е известно, че изходното му напрежение се изменя по линеен закон с коефициент на нелинейност:

$$(5.7.25) \quad \epsilon_n \approx \frac{1}{A_U}$$

Поради огромната стойност на A_U (от порядъка на $10^5 + 10^6$) нелинейността се определя от фактори от "втори порядък", които са пренебрегнати при теоретичния анализ (входен ток и нелинейност на ОУ, хистерезис и нелинейност на кондензатора C и др.)

По време на обратния ход кондензаторът C се разрежда през затворения ключ. Най – подходяща е схемата на т. нар. аналогов ключ – паралелно съединени P – и N – канален транзистор (вж. "CMOS логически схеми"). Действието на този ключ не зависи от полярността на входното, съответно – на генерираното в изхода трионообразно напрежение.