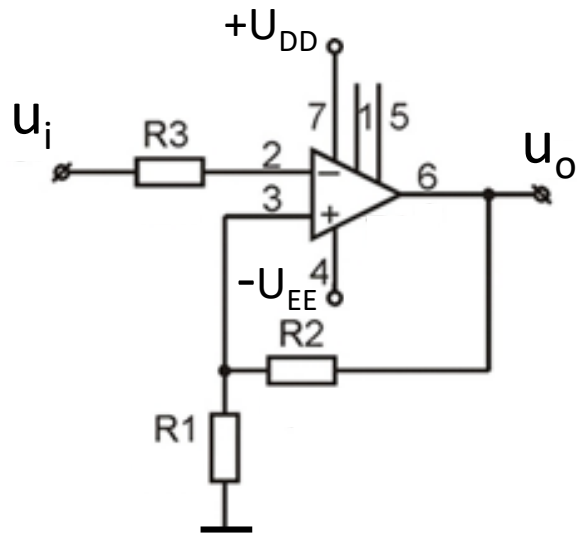


Несиметрични тригери с операционни усилватели



Операционният усилвател стандартно може да работи в инвертираща и неинвертираща схема в зависимост от това на кой вход се подава входния сигнал. Следователно схемата на разглеждания тригер на Шмит е **инвертираща**.

Веригата на положителната обратна връзка има коефициент на предаване

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \text{ През нея двете стойности на изходното напрежение } U^1 = U^+ \text{ и } U^0 = |-U^-|$$

се предават на неинвертиращия вход.

Несиметрични тригери с операционни усилватели

Стойностите U^+ и U^- са близки до стойностите на захранващите напрежения U_{DD} и U_{EE} . Напрежението на неинвертиращия вход ще бъде равно на:

$$u_+ = u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Следователно $U_I = \beta U^+$ и $U_{II} = -\beta |U^-|$

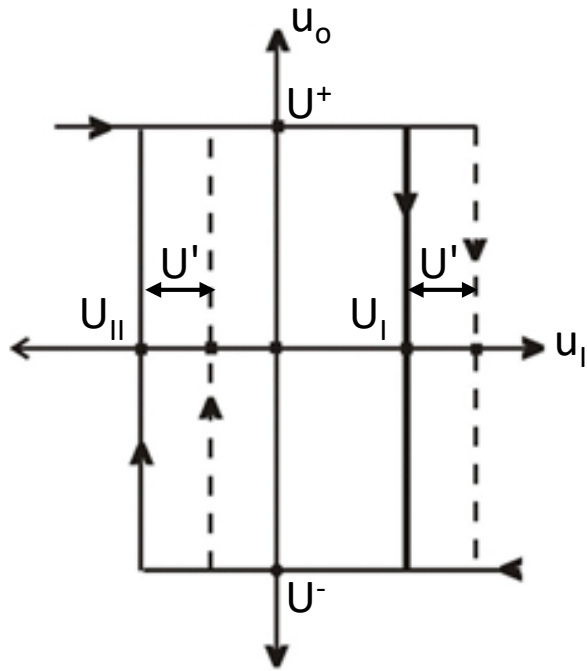
Ако входното напрежение има по-ниска стойност от U_{II} , то напрежението на неинвертиращия вход ще бъде по-високо от напрежението на инвертиращия вход и изходното напрежение на ОУ ще бъде близо до положителното захранване - т.е. $u_o = U^+ \approx U_{DD}$.

Несиметрични тригери с операционни усилватели

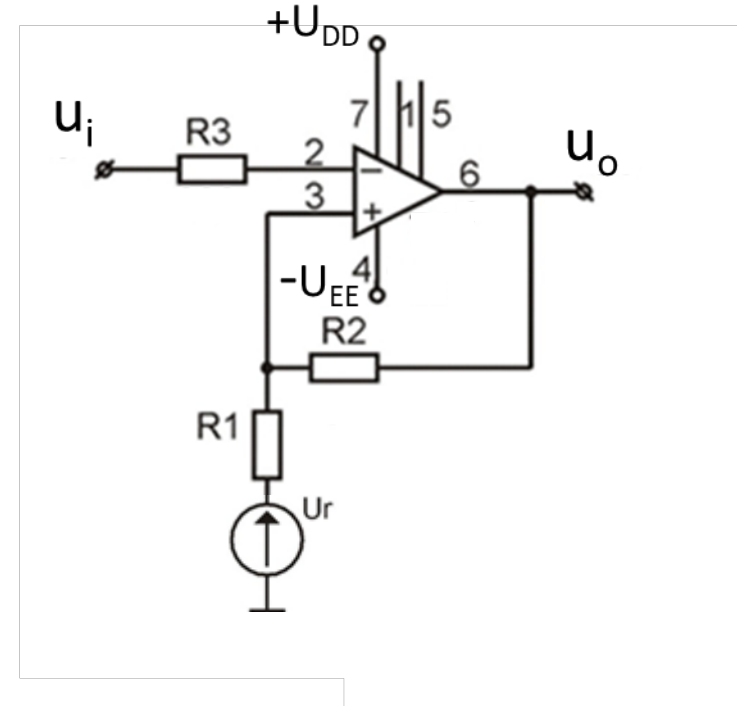
При нарастване на входното напрежение изходното състояние няма да се промени докато напрежението на инвертиращия вход не се изравни с напрежението, подавано на неинвертиращия вход на ОУ. При достигане на стойност U_1 схемата сменя изходното си състояние със скок (благодарение на наличието на ПОВ) и изходът на ОУ се установява в отрицателно насищане U^- .

Ако продължи увеличаването на входното напрежение, изходното състояние няма да се промени поради това, че напрежението на инвертиращия вход на ОУ винаги ще остава по-високо от напрежението на неинвертиращия му вход.

Несиметрични тригери с операционни усилватели

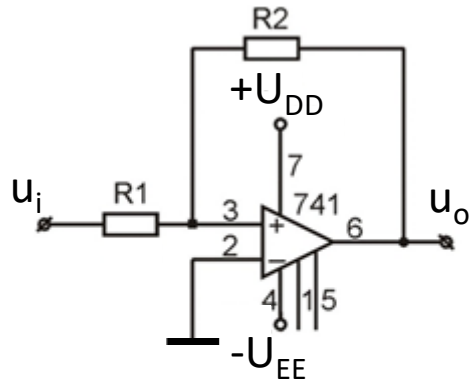


$$U' = U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



Предавателната характеристика на схемата е дадена с непрекъснатата линия. Тя е симетрична спрямо абцисната ос. С прекъснатата линия е показана характеристиката на схема, в която праговете са отместени с U' .

Несиметрични тригери с операционни усилватели



Когато входният сигнал се подава на неинвертиращия вход, схемата на разглеждания тригер на Шмит е **неинвертираща**. Ако входното напрежение е по-ниско от долния праг U_{II} , то напрежението на неинвертиращия вход ще бъде

по-ниско от напрежението на инвертиращия вход и изходът на ОУ ще бъде в отрицателно насищане - т.е. $u_o = U^-$.

Напрежението на неинвертиращия вход е равно на:

$$u_+ = u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} + u_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0; \quad u_i = -u_o \frac{R_1}{R_2}$$

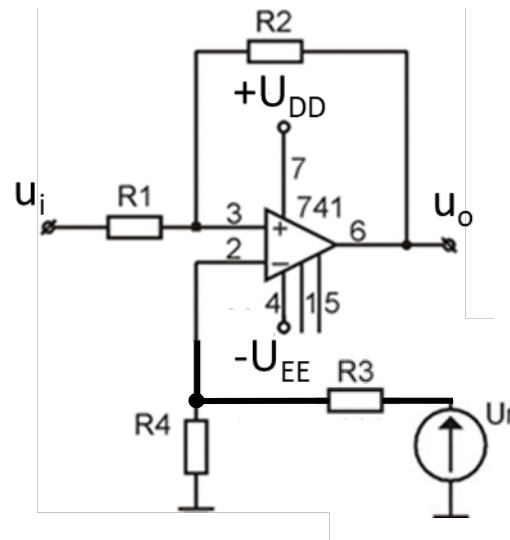
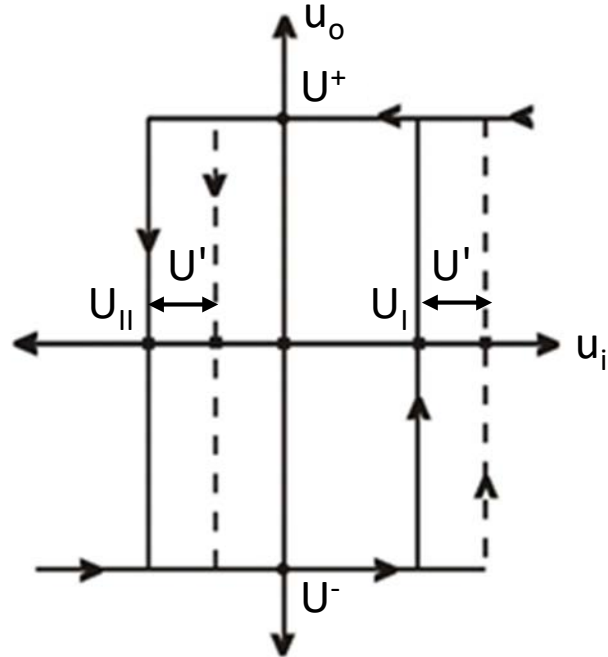
Несиметрични тригери с операционни усилватели

При нарастване на входното напрежение, напрежението u_+ нараства, но изходното състояние няма да се промени докато напрежението на неинвертиращия вход се изравни с напрежението на инвертиращия вход на ОУ, т.е. $u_+ = 0$. Когато двете напрежения се изравнят схемата сменя изходното си състояние със скок и изходът на ОУ се установява в положително насищане U^+ .

Ако продължи да се увеличава входното напрежение, изходното състояние няма да се промени поради това, че напрежението на неинвертиращия вход на ОУ вече има положителна стойност и винаги ще остава по-високо от напрежението на инвертиращия му вход.

Несиметрични тригери с операционни усилватели

За да настъпи промяна в изходното състояние трябва да започне намаляване на входното напрежение. Изходното състояние ще се промени със скок когато напрежението на неинвертиращия вход отново достигне стойност $0V$. Изходът на ОУ отново се установява в отрицателно насищане - $u_o = U^-$.



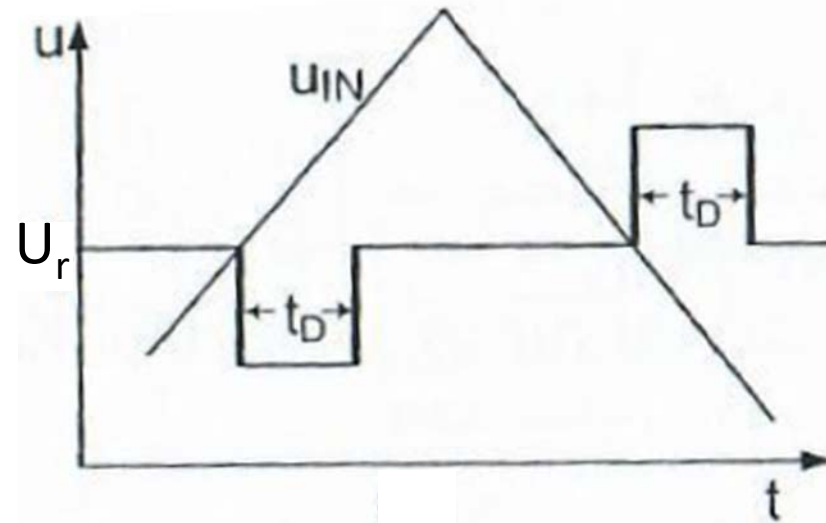
$$U' = U_r \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Динамичен хистерезис

Свойствата на тригера на Шмит се определят от положителната обратна връзка. В следствие на нея изходното напрежение се променя бързо при преминаване на входното напрежение през двата хистерезисни прага. Тези свойства са много полезни за реализиране схеми на компаратори, но при тях е необходим само един праг на превключване за промяна на изходното напрежение, независимо от посоката на промяна на входното напрежение. Целта е да се запазят високата скорост на превключване и шумозащитеността на тригера на Шмит като свойства и на компараторните схеми.

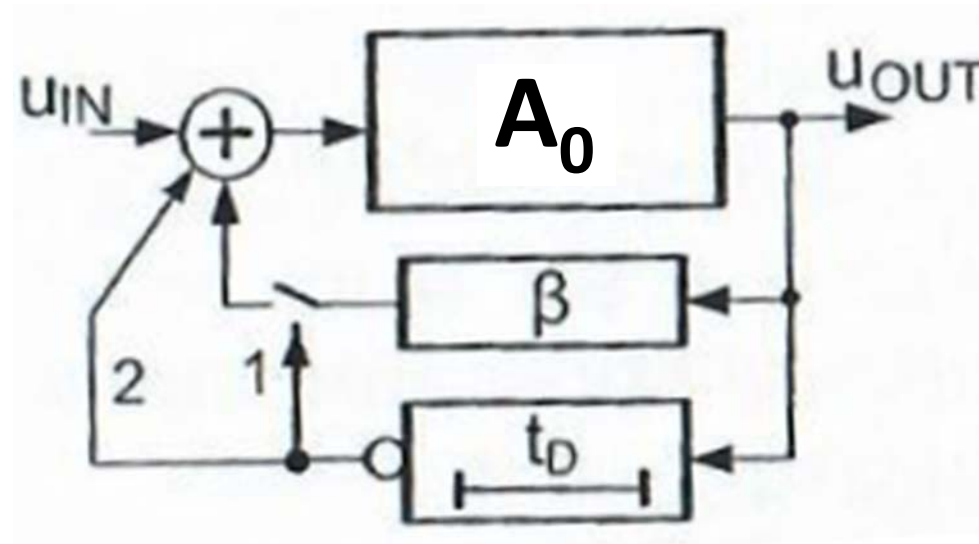
Динамичен хистерезис

Поведението на компаратора се обяснява с промяната на стойността на опорното напрежение U_r за определено време, през което в схемата се въвежда хистерезис. Това време е t_D . След изтичането му се възстановява началната стойност на U_r .



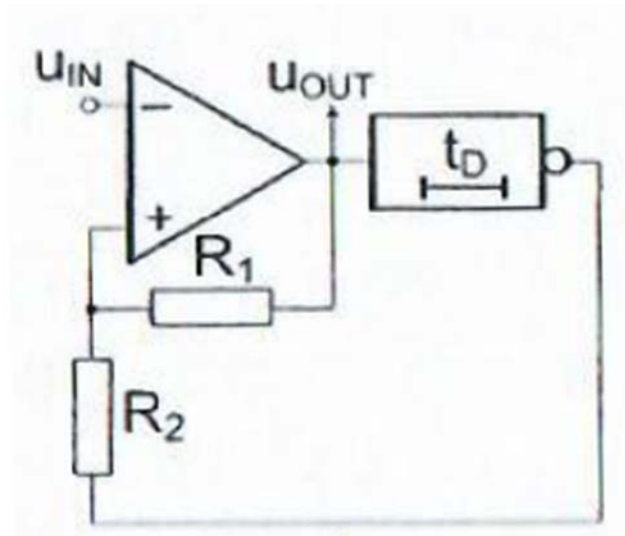
Динамичен хистерезис

Това поведение се реализира с добавяне към блоковата схема на тригера на Шмит, състояща се от звената A_0 и β , на закъснително звено. Чрез него при всяко превключване след закъснение t_D се генерира сигнал, който да спре действието на ПОВ, като я прекъсне (клон 1) или я неутрализира (клон 2).



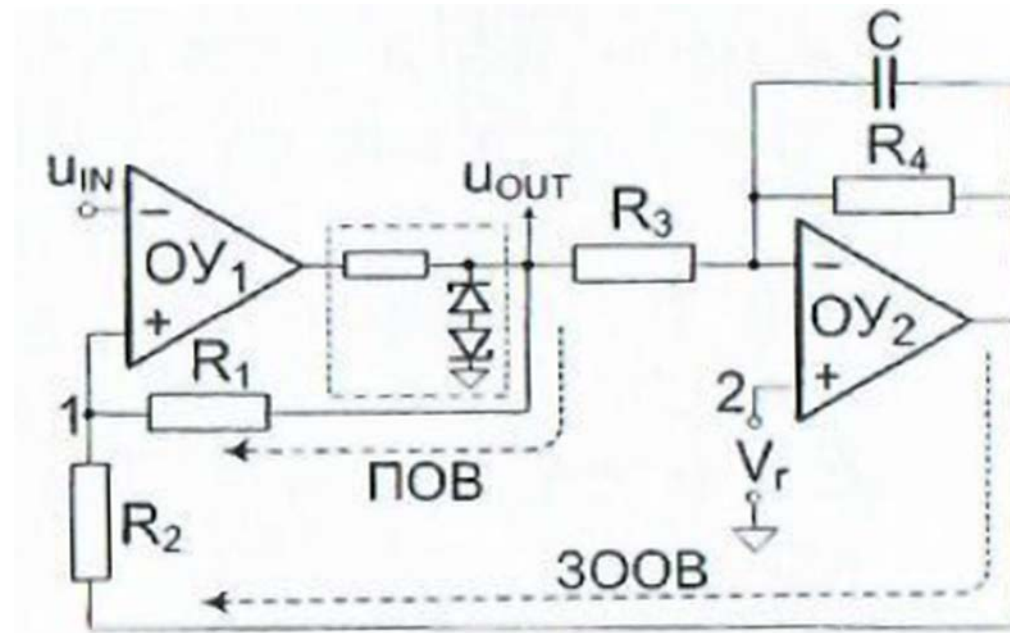
Динамичен хистерезис

Тази структурна схема може да се реализира с тригер на Шмит с операционен усилвател и закъснително звено. Закъснителното звено е инвертиращо и през резистора R_2 подава сигнал към тригера на Шмит. Този сигнал е равен, но с противоположно действие на сигнала u_{out} , т.е. това е сигналът на ООВ, закъснял с време t_D .



Динамичен хистерезис

ОУ1 с резисторите R_1 и R_2 участва в схема на тригер на Шмит. През резистора R_2 към него постъпва сигнала от изхода на ОУ2. Между двата операционни усилвателя е включен двустранен ограничител на нива, пониски от захранващите напрежения.



Динамичен хистерезис

Този двустранен ограничител осигурява линеен работен режим на ОУ2. Сигналът от изхода на ОУ2 е равен, но с противоположно действие на сигнала от ОУ1. Ако се приеме, че захранването на операционните усилватели е двуполярно и напрежението в т. 2 е равно на нула, то:

$A_{F2} = -\frac{R_4}{R_3}$. Тогава напрежението в т. 1 (неинвертиращия вход на ОУ1) е:

$$u_1 = u_{out} \frac{R_2}{R_1+R_2} - u_{out} \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{u_{out}}{R_1+R_2} \left(R_2 - \frac{R_4}{R_3} R_1 \right).$$

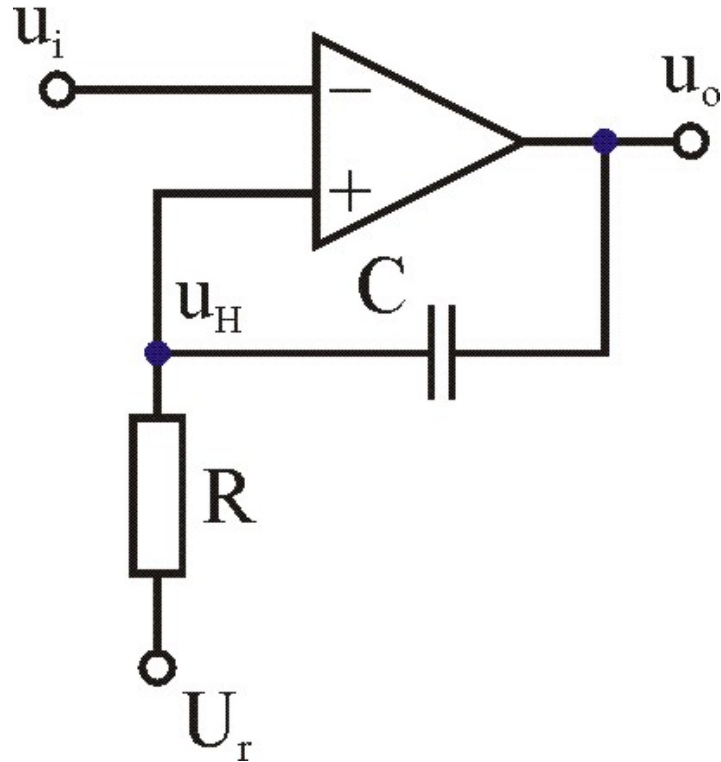
Ако е изпълнено $R_1 R_4 = R_2 R_3$, напрежението u_1 в статичен режим, както и праговете на превключване ще бъдат равни на 0.

Динамичен хистерезис

От баланса на моста следва, че чрез източника U_r , включен в т. 2, прагът на схемата може да се променя в широки граници. Условието за баланс е и знак за равенство на ПОВ и ООВ в статичен режим. Закъснението на второто стъпало се определя от кондензатора C .

Предимството на схемата е, че хистерезисът може да се управлява по продължителност и амплитуда, така че да премахва динамично влиянието на входните шумове върху стабилността на превключване.

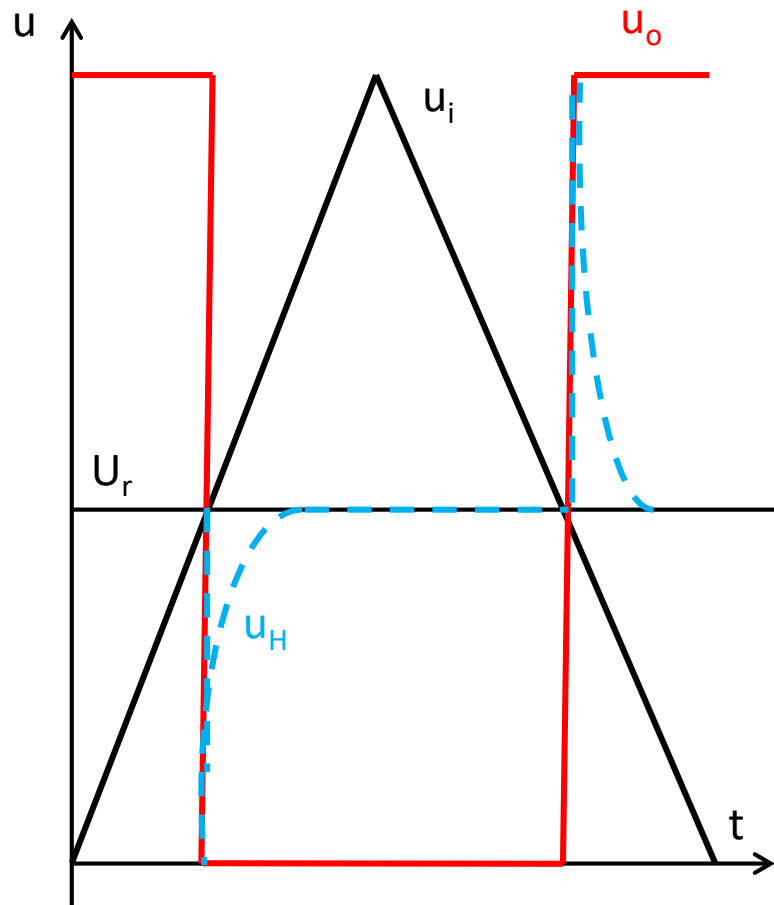
Динамичен хистерезис



Схемата с динамичен хистерезис е получена от тригера на Шмит.

В нея единият резистор от веригата на ПОВ е заменен с кондензатор и тя действа като компаратор на ниво U_r .

Динамичен хистерезис

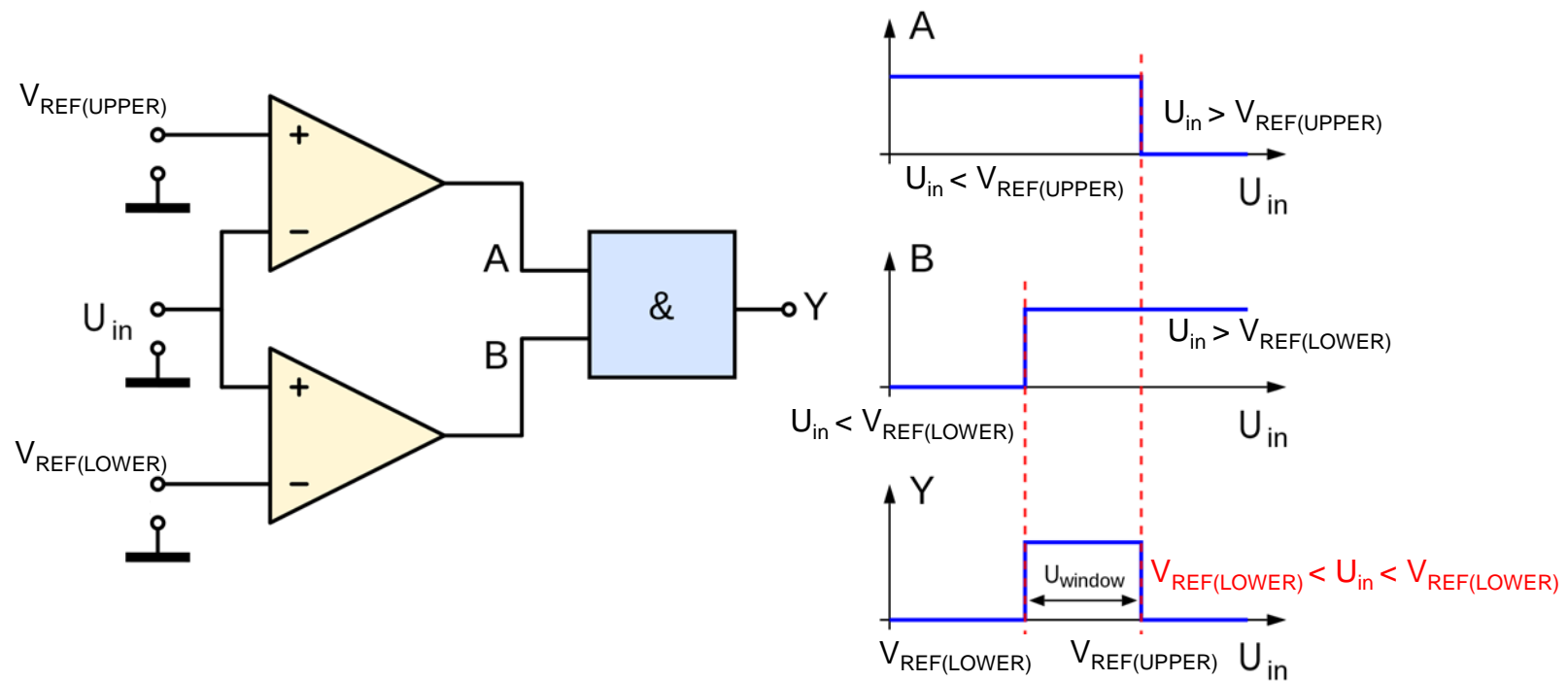


Когато входният сигнал u_i премине през U_r схемата се преобръща лавинообразно. Изходното напрежение u_o се инвертира скокообразно и през RC-веригата се преобразува в диференцираното напрежение u_H , което запушва операционния усилвател. Започва хистерезисното състояние, което продължава до завършване на преходния процес в кондензатора. По този начин в схемата има само един праг на превключване.

Прозоречен детектор

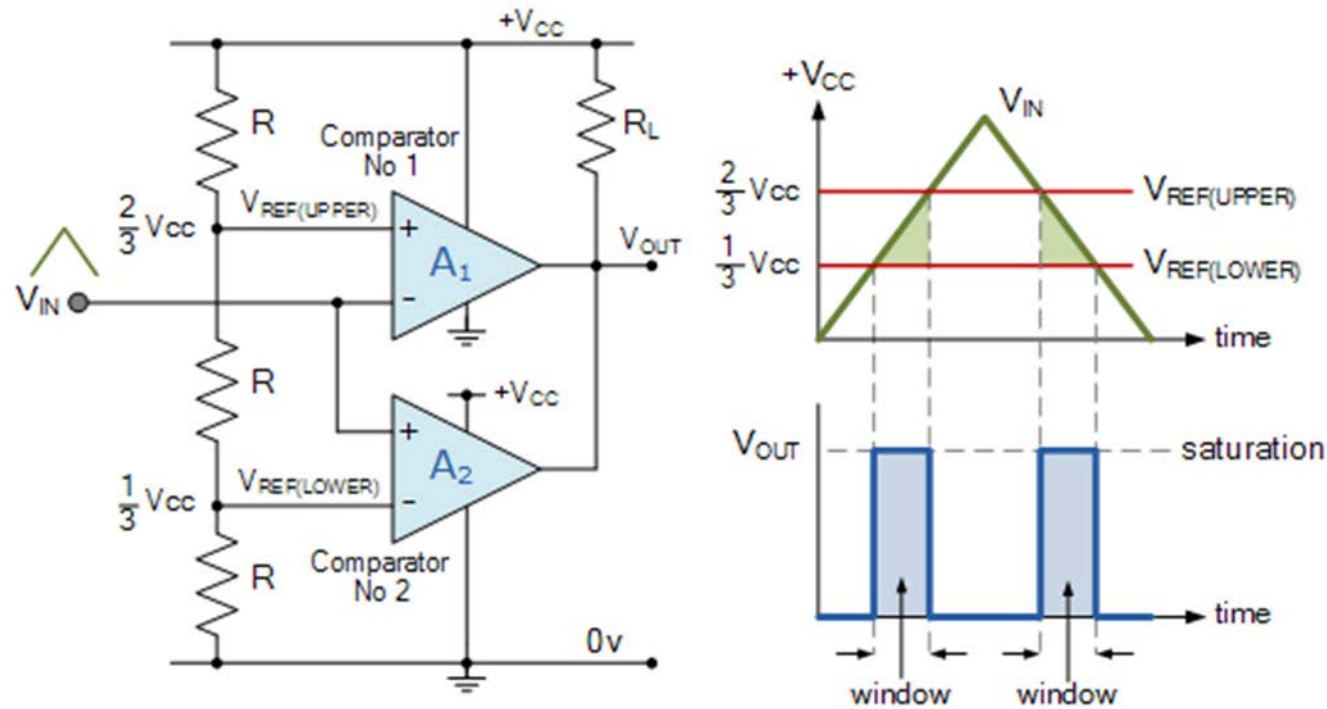
Прозоречният детектор включва инвертиращ и неинвертиращ компаратори, чиито изходи са комбинирани в една логическа схема. Той открива нивата на входното напрежение, които са в рамките на определен диапазон или “прозорец” от стойности. За да бъде изпълнена тази функция е необходимо вместо една стойност на опорното напрежение, да бъдат зададени две еталонни напрежения. Едната стойност, която задейства компаратора при по-високо напрежение от горния праг, $V_{REF(UPPER)}$, и втората, която задейства компаратора при по-ниско напрежение от долния праг, $V_{REF(LOWER)}$. Стойностите между тези две опорни напрежения се наричат “прозорец”, откъдето идва и името му.

Прозоречен детектор



Прозоречен детектор

Тази функция може да се реализира с използване на три резистора с еднаква стойност, така че $R_1 = R_2 = R_3 = R$. Тогава примерно може да се зададат стойности на горния праг $2/3V_{CC}$ и на долния - $1/3V_{CC}$.



Прозоречен детектор

Избрани са компаратори с изходи с отворен колектор, които са обединени в схема “жично ИЛИ” с общ *pullup* резистор. Първоначалното състояние на схемата е изходът на A1 да бъде изключен („OFF“), а изходът на A2 да бъде в ниско ниво („ON“), така че изходното напрежение V_{OUT} е равно на 0V, тъй като входното напрежение V_{IN} е под долния праг, $V_{REF(LOWER)}$, който е равен на $1/3V_{CC}$. Когато V_{IN} надвиши стойността $1/3V_{CC}$ компараторът A2 превключва изхода си в състояние „OFF“. Тогава изходите и на двата компаратора едновременно са в състояние „OFF“, през *pullup* резистора R_L не протича ток и изходното напрежение V_{OUT} е равно на V_{CC} .

Прозоречен детектор

Ако V_{IN} продължава да се увеличава, стойността му ще достигне горния праг на напрежението, $V_{REF(UPPER)}$ при $2/3V_{CC}$. В този момент компараторът A1 превключва в ниско ниво и V_{OUT} става равно на 0V. Така разликата между $V_{REF(UPPER)}$ и $V_{REF(LOWER)}$ (която е $2/3V_{CC} - 1/3V_{CC}$ в този пример) създава прозореца за превключване на изходното напрежение във високо ниво.

Когато стойността на V_{IN} започне да намалява от максималната, тя преминава горния праг на напрежение $V_{REF(UPPER)}$ на A1, който превключва изхода си във високо ниво. Тъй като V_{IN} продължава да намалява, стойността му преминава долния праг на напрежение, $V_{REF(LOWER)}$ на компаратора A2 и той отново превключва изхода си в ниско ниво.

Прозоречен детектор

Така може да се види, че когато V_{IN} преминава над горното или под долното прагово ниво, зададено от двата компаратора, изходният сигнал V_{OUT} ще бъде в ниско ниво. Само когато стойността на V_{IN} е между двата прага изходният сигнал V_{OUT} ще бъде във високо ниво.

Чрез резисторния делител могат да бъдат зададени различни стойности на входните прагове. В резултат на това ширината на прозореца може да бъде настроена за дадено конкретно приложение.

Генератори на импулси

За разлика от тригерите, които имат две устойчиви състояния, генераторите имат едно или две неустойчиви състояния. В зависимост от режима на работа са:

- а) в режим на автогенериране (с две неустойчиви състояния);
- б) в чакащ режим (с едно неустойчиво състояние).

Най-често схемите им са двустъпални с положителна обратна връзка. Когато едната или и двете връзки между стъпалата са чисто капацитивни, генераторите се наричат **мултивибратори**.

Генератори на импулси

Тъй като мултивибраторите произлизат от тригерите, техните базови структури напомнят симетрични или несиметрични тригери.

Продължителността на дадено неустойчиво състояние се определя от релаксационните процеси – процесите на заряда или разряда на кондензаторите в свързващите вериги. За разлика от етапа на преобръщане тези неустойчиви състояния се характеризират с относително бавни изменения на токовете и напреженията и затова те могат да се нарекат временноустойчиви или квазиустойчиви.

Генератори на импулси

При работа в чакащ режим и липса на управляващ сигнал мултивибраторът се намира в устойчиво състояние. Когато постъпи управляващ импулс схемата генерира един изходен импулс, продължителността на който е близка до тази на временноустойчивото състояние и след времето за възстановяване генераторът се установява в устойчиво състояние. Затова се нарича **чакащ мултивибратор** или **моновибратор**. Тази схема се характеризира със стабилност на продължителността на импулса във времето, при смяна и стареене на елементите, при климатични и механични въздействия и при изменения на захранващите напрежения.

Генератори на импулси

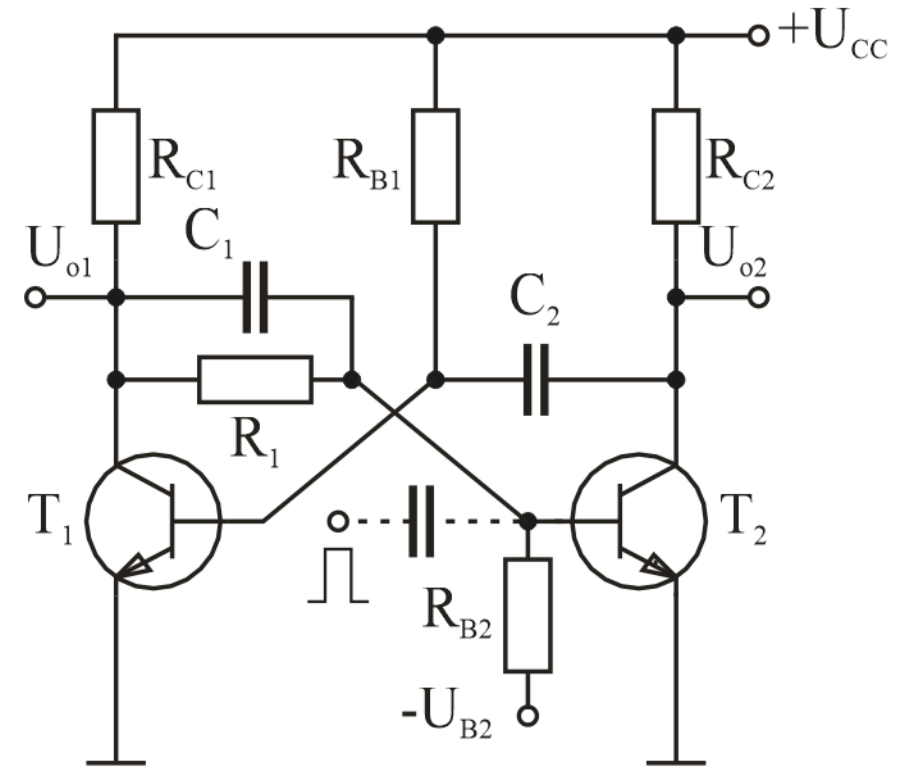
Стабилността се запазва също така и при изменение на формата, продължителността и амплитудата на пусковите импулси.

При работа в режим на **автогенериране** периодът на повторение на генерираните импулси се определя от параметрите на мултивибратора и захранващите напрежения. Основна характеристика на такива генератори, често наричана точност, е стабилността на периода (честотата) на автогенераците под действието на споменатите по-горе дестабилизиращи фактори. Тя е сравнително малка – изменението на честотата от въздействието на споменатите фактори може да превиши 10÷20%.

Генератори на импулси

Чакащи мултивибратори

За схемата на моновибратор (чакащ мултивибратор) с колекторно-базови връзки изходното състояние е когато транзисторът T_1 е отпушен и работи в режим на насищане, за което е необходимо $R_{B1} \leq \beta R_{C1}$.



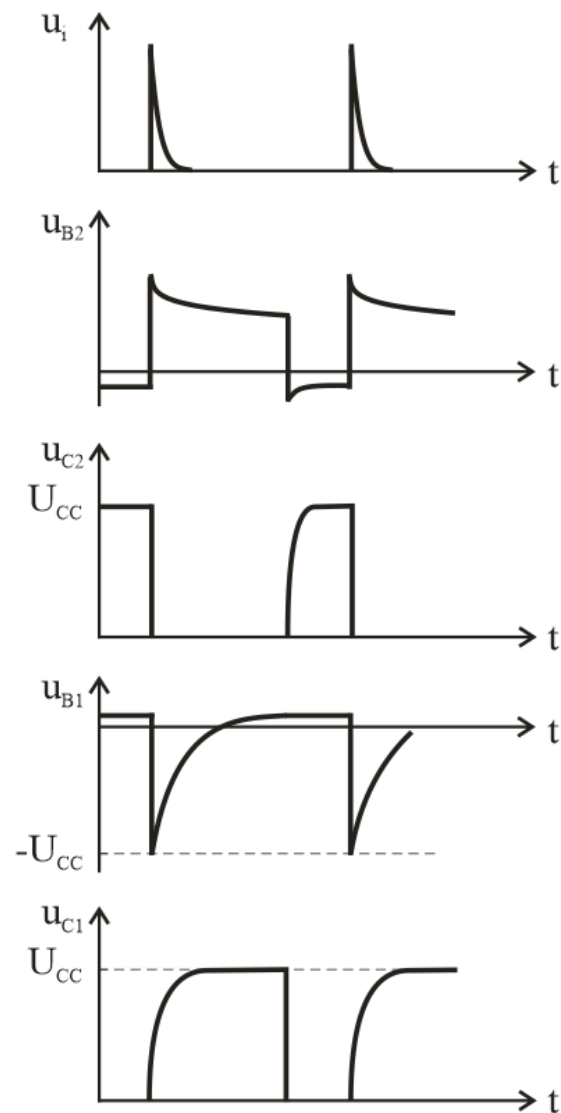
Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

Транзисторът T_2 в изходно състояние е запушен и напрежението в неговия колектор е близко до захранващото. Запушването на транзистора се осигурява от избора на резисторите R_1 , R_{B2} и източника на преднапрежение U_{B2} . Трябва да бъде изпълнено условието: $R_{B2} < \frac{U_{B2}}{I_{CB0}}$

Кондензаторът C_2 е зареден почти до захранващото напрежение U_{CC} . Схемата се пуска с положителен импулс, подаден в базата на транзистора T_2 . Тогава настъпва неговото отпушване, като напрежението в колектора му намалява.

Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

Това води до намаляване на напрежението в базата на T_1 и неговото излизане от режим на насищане. В резултат веригата на положителната обратна връзка се затваря и в схемата настъпва процес на преобръщане. Транзисторът T_2 се отпушва, а T_1 се запушва и се поддържа в това състояние от напрежението на кондензатора C_2 .



Генератори на импулси

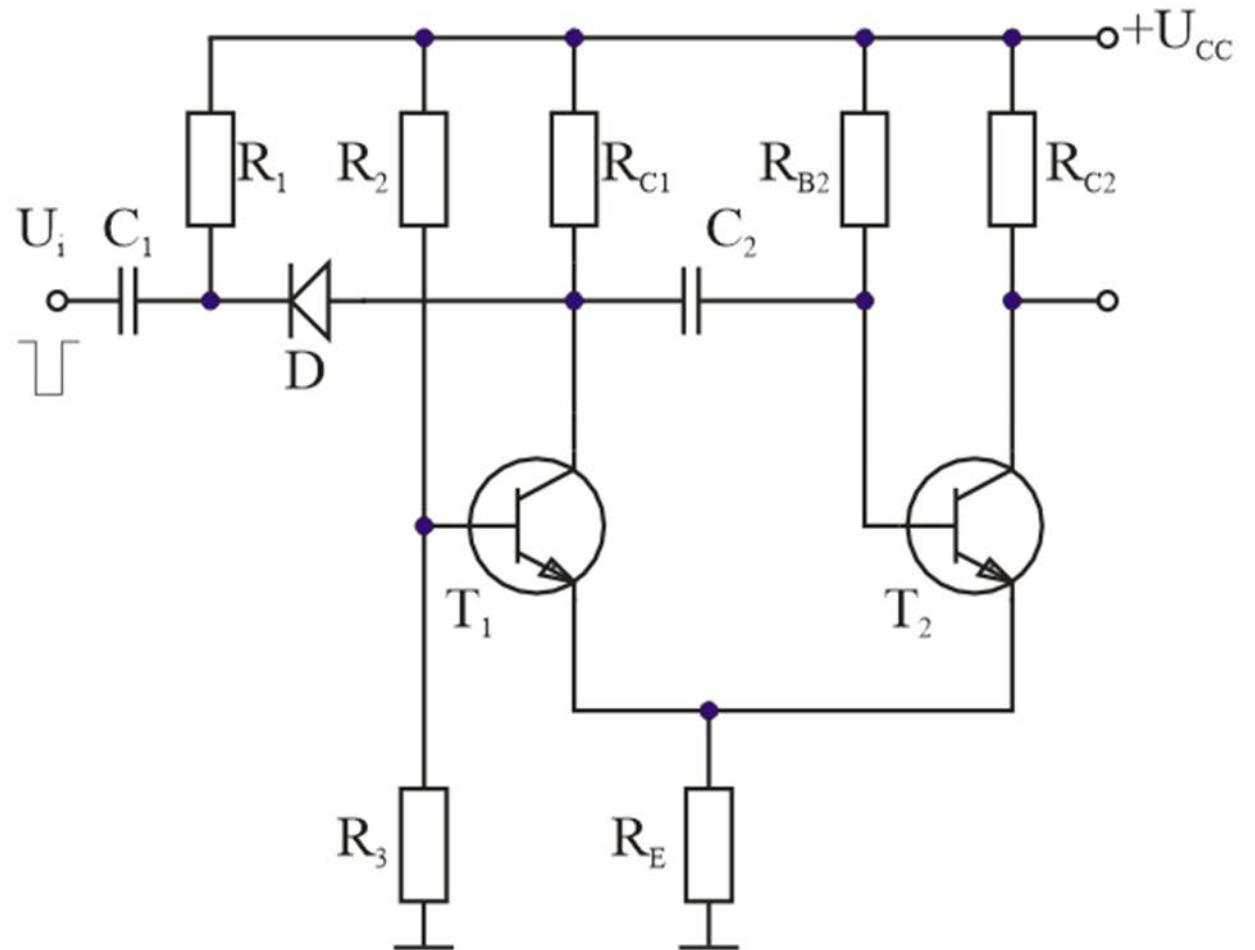
Чакащи мултивибратори

Кондензаторът C_2 се презарежда по веригата $+U_{CC} - R_{B1} - C_2$ – наситения транзистор T_2 . Когато напрежението в базата на T_1 стане положително, той се отпушва и схемата се връща в изходно състояние. Продължителността на формирания импулс е $t_W = R_{B1}C_2 \ln 2 \approx 0,7R_{B1}C_2$.

Както и при тригерите, кондензаторът C_1 е ускоряващ. Стойността му се избира от порядъка на няколко стотин pF. По-големи стойности не се използват, защото водят до влошаване на предния фронт на импулса в колектора на транзистора T_1 .

Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

Най-разпространен е моновибраторът с емитерна връзка. Тази схема има предимство пред предната, тъй като липсва източникът на преднапрежение.



Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

В изходно състояние транзисторът T_2 е отпушен и работи в режим на насищане. Емитерният му ток създава пад на напрежение върху R_E :

$$U_E = I_{E2}R_E \approx I_{C2sat}R_E = \frac{R_E}{R_{C2} + R_E}U_{CC}$$

Това напрежение е запушващо за транзистора T_1 . От друга страна на базата му е подадено отпушващо напрежение от делителя R_2 - R_3 . Съпротивлението на тези резистори се подбира така, че напрежението на базата на транзистора да бъде по-ниско от напрежението на емитера.

Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

За целта трябва да бъде изпълнено: $\frac{R_2}{R_3} > \frac{R_{C2}}{R_E}$

Кондензаторът C_2 е зареден до напрежение $U_{C20} \approx U_{CC} - U_E$.

Пускането на схемата може да става както с положителни импулси, подавани в базата на запушения транзистор, така и с отрицателни импулси, подавани в базата на отпушения транзистор. В случая пускането се осъществява чрез пусков диод D от импулси с отрицателна полярност. В изходно състояние диодът е запушен, тъй като на неговия катод действа напрежение U_{CC} , а на анода – $(U_{CC} - I_{CB0}R_{C1})$.

Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

С постъпването на пусков импулс напрежението на колектора на T_1 , следователно и на базата на T_2 намалява. Това води до намаляване на тока на T_2 и на напрежението на емитерите на двата транзистора. При достатъчна амплитуда на пусковия импулс напрежението на емитера на T_1 намалява толкова, че настъпва неговото отпушване. В резултат на това напрежението на колектора на T_1 намалява. Промяната се подава през кондензатора C_2 към базата на T_2 и предизвиква по-нататъшно намаляване на колекторния му ток. В схемата се развива лавинообразен процес, който завършва със запусване на транзистора T_2 .

Генератори на импулси

Чакащи мултивибратори

Тъй като напрежението на колектора на транзистора T_1 след преобръщането намалява, пусковият диод D се запушва и по този начин отделя пусковата верига от схемата на моновибратора.

За получаване на отрицателен скок на напрежението на колектора на транзистора T_1 с достатъчна големина е необходимо да се осигури наситен режим на този транзистор по време на квазиустойчивото състояние. За целта трябва да бъде изпълнено: $\frac{R_2}{R_3} < \frac{R_{C1}}{R_E}$

Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

От сравнението на изразите следва $R_{C1} > R_{C2}$. За осигуряване на стабилност на работата на схемата е необходимо условието да се изпълнява със запас. Обикновено се избира $R_{C1} = (1,5 \div 2)R_{C2}$.

Напрежението на емитерите на транзисторите в този момент е:

$$U'_E = \frac{R_E}{R_{C1} + R_E} U_{CC}$$

След преобръщането на схемата процесът на презареждане на C_2 се извършва по същия начин, както и в разгледаната схема на мултивибратор.

Генератори на импулси Чакащи мултивибратори

Напрежението, до което кондензаторът C_2 се стреми да се презареди

е:

$$U_{C2\min} = U_{CC} - U'_E$$

Продължителността на генерирания импулс е:

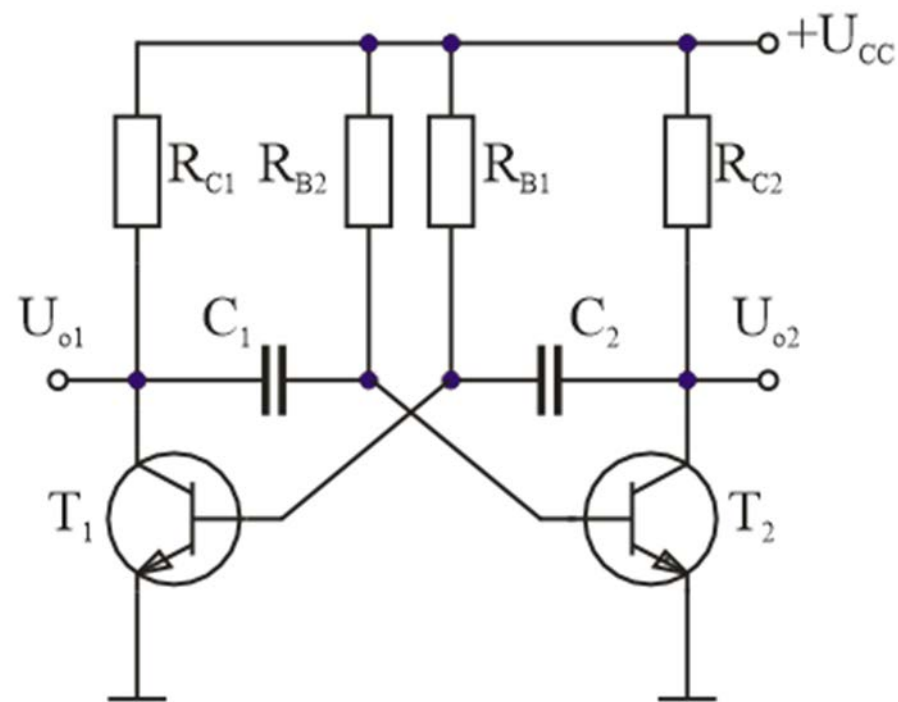
$$t_W = \tau_p \ln \left(1 + \frac{U_{C2o}}{U_{C2\min}} \right)$$

Времеконстантата на презареждане на кондензатора C_2 е $\tau_p = R_{B2}C_2$.

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

Схемата на мултивибратора се образува от два транзисторни ключа, като изходът на първия е включен към входа на втория, а изходът на втория – към входа на първия. Такова свързване осигурява дълбока положителна обратна връзка и при съответно оразмеряване схемата се самовъзбужда след включване на захранващото напрежение.



Генератори на импулси

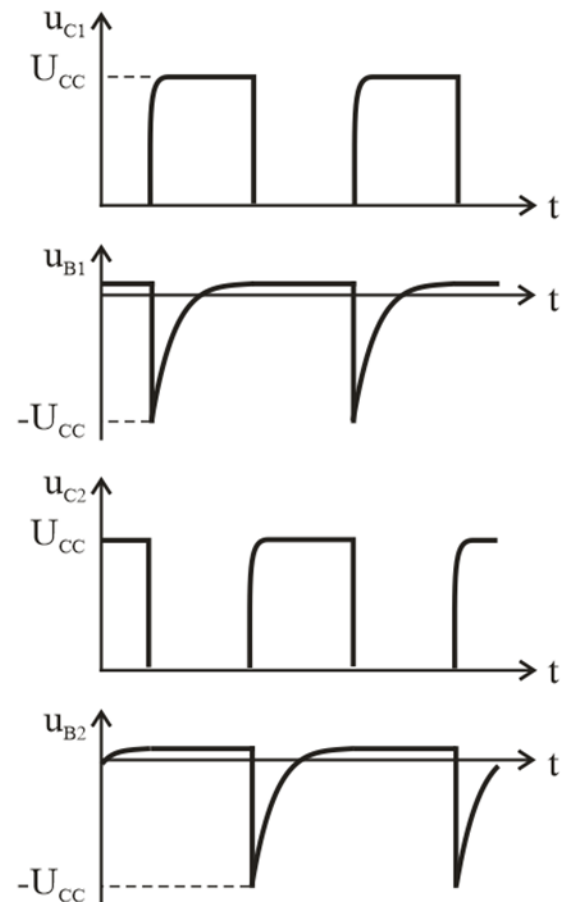
Мултивибратори с биполярни транзистори

Може да се предположи, че двата транзистора са едновременно запушени или едновременно наситени. Такъв режим обаче е неустойчив. Ако по някаква причина се увеличи колекторния ток на транзистора T_1 , това предизвиква намаление на колекторното му напрежение. Полученото изменение се прехвърля през кондензатора C_1 към базата на транзистора T_2 . В резултат колекторният ток на T_2 намалява, а напрежението в колектора му се увеличава. Подадено през C_2 към базата на транзистора T_1 , то предизвиква ново повишаване на колекторния му ток и т.н.

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

В резултат транзисторът T_1 се насища, а T_2 се запушва. В това положение кондензаторът C_2 се зарежда през резистора R_{C2} и наситения транзистор T_1 до напрежение U_{CC} .
Времеkonстантата на зареждане е $\tau = R_{C2}C_2$. През това време напрежението на колектора на T_1 е равно на напрежението на насищане U_{CEsat} , напрежението на колектора на T_2 е почти равно на захранващото напрежение U_{CC} .



Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

Напрежението в базата на T_2 е отрицателно. То се определя от потенциала на кондензатора C_1 и непрекъснато намалява по абсолютна стойност защото той се разрежда. Схемата ще остане в това състояние до момента, в който напрежението U_{B2} достигне напрежението на отпушване – около $0,7V$. Тогава запушеният транзистор T_2 се отпушва, а T_1 се запушва. Превключването на схемата протича бързо, така че напреженията на кондензаторите практически не успяват да се променят. Затова отрицателният потенциал от свързания в базата електрод на C_2 поддържа T_1 в запушено състояние.

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

Кондензаторът C_2 се презарежда през веригата захранващият източник U_{CC} - резистора R_{B1} - кондензатора C_2 - наситения транзистор T_2 - земя, като се стреми да смени полярността на напрежението си. Потенциалът на левия електрод на C_2 е подаден към базата на запушения в момента транзистор T_1 и се изменя по експоненциален закон. В момента, в който напрежението U_{B1} достигне стойността $0,7V$ схемата отново се връща в първоначалното състояние. Така в двата колектора се формират правоъгълни импулси, които са дефазирани на 180° .

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

Продължителността на импулса t_{W1} в колектора на транзистора T_1 е:

$$t_{W1} = R_{B1}C_2 \ln 2 \approx 0,7R_{B1}C_2.$$

По същият начин се определя и продължителността на импулса t_{W2} в колектора на транзистора T_2 : $t_{W2} = R_{B2}C_1 \ln 2 \approx 0,7R_{B2}C_1$.

Периодът на импулсите е: $T = t_{W1} + t_{W2} \approx 0,7(R_{B1}C_2 + R_{B2}C_1)$.

Ако капацитетите на кондензаторите и съпротивленията на базовите резистори са равни в двете стъпала на мултивибратора, генерираните импулси ще бъдат с еднаква продължителност и периодът им ще бъде равен на: $T \approx 1,4R_B C$.

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

За да се регулира продължителността на импулсите трябва да се променят времеконстантите τ_1 и τ_2 .

За правилната работа на схемата е необходимо да са изпълнени следните условия:

$$t_{W1} \geq 2,3R_{C1}C_1 \text{ и}$$

$$t_{W2} \geq 2,3R_{C2}C_2.$$

Ако $C_1 = C_2$ се получава $R_B > 3,3R_C$.

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

Освен основната схема на мултивибратор съществуват и множество други варианти, като например мултивибратор с един кондензатор, с различни по проводимост транзистори и т.н. Съществуват и схеми с подобрена температурна зависимост и със стръмни фронтове на генерираните импулси. Всички те обаче се основават на общ принцип – презареждане на кондензатор, като времето на презареждане определя полупериода на импулсите.

Генератори на импулси

Мултивибратори с биполярни транзистори

Тази схема има подобрени фронтове на изходните импулси. Това става чрез диодите, които отделят изхода от бавно нарастващите сигнали в колекторите на транзисторите.

Необходимо е еквивалентната стойност $R_{C1} \parallel R_{D1}$ да бъде равна на R_{C1} от основната схема.

