

Лекция 18

Електронни генератори и синтезатори

Съдържание на Лекция 18

18. Електронни генератори и синтезатори.

- 18.1 Общ принцип на работа на електронните генератори. Пример: генератор с LC-третящ кръг.
- 18.2 RC-генератори.
- 18.3 Стабилизиране и управление на честотата на генераторите. Понятие за синтезатор на честота.
- 18.4 Релаксационни генератори. Мултивибратори – принцип на работа и схеми. Чакащ мултивибратор. Тригери.

Лекция 18

18.1 Общ принцип на работа на електронните генератори.
Положителна обратна връзка.
Пример: генератор с LC-третящ кръг.

Електронни генератори

Източниците на променливотоков сигнал са изключително важни в електрониката. Благодарение на тях се “произвеждат” незаменими електрически трептения с различна честота (спектр) и различна времева форма (синусоидална, квадратна или по-сложна не-синусоидална). Устройството, което преобразува енергията на външен DC източник в енергия на електрически трептения на изхода си, се нарича *електронен генератор*. Може да се използва и термин “*осцилатор*” (oscillator) (Забележка: ако не се уточни прилагателното “електронен”, под “генератор” в Internet обикновено се подразбира електрически генератор).

Терминология: “осцилатор” обикновено се използва за обозначаване на конкретно устройство за генерация, докато с “електронен генератор” се обозначава осцилатор заедно със системите за неговото управление (на честота, изходна мощност и др.). В лекцията ще използваме най-често по-късият термин “генератор” или термин “осцилатор”.

Можем да класифицираме два типа електронни генератори: генератори на хармонични трептения или автогенератори (free-running oscillators) и релаксационни (импулсни) генератори (тригери и мултивибратори).



RF генератор



Микровълнов генератор

Блокова схема на електронен генератор

Електронният автогенератор или осцилаторът е *нелинейно* електронно устройство (за разлика от усилвателя, който е линейно). Всяка реална електрическа верига има загуби и осветен генерация на шум, в нея са невъзможни незатихващи трептения. За да се превърне верига със загуби в генератор, в него трябва да има *активен елемент* АЕ. Той трябва да компенсира с нелинейното си съпротивление загубите на сигнала за сметка на енергията на dc захранващия източник. За активен елемент може да се използва транзистор (полев или биполярен, както при усилвателите), но още: диоди с отрицателно динамично съпротивление, газоразрядни и плазмени, параметрични среди (среди с инверсна населеност) и др. Само наличието на нелинеен активен елемент, захранван от постоянен ток източник (както е при усилвателите) гук в схемата на генератора не е достатъчно. Основната причина е, че гук няма входен сигнал (вж. следващата страница).

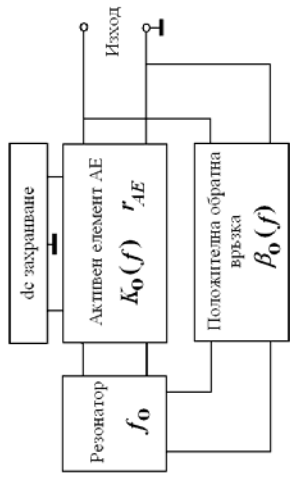
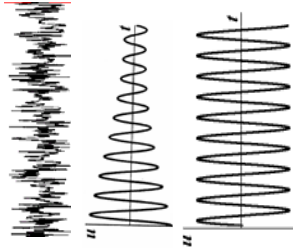


Схема на автогенератор с ПОВ

Шум, затихващи и незатихващи трептения



Блокова схема на електронен генератор (2)

Ако АЕ е транзистор, за да се генерират трептения на определена честота f_0 , в схемата трябва да се включат още два елемента: схема на *положителна обратна връзка* ПОВ и *резонатор* (схема на трептящ кръг). Много често двете схеми са обединени в една схема. Ролята на схемата на ПОВ е да "върне" сигнал от изхода на АЕ към неговия "вход" (където е резонатора) в такава фаза, че след усиляването на този "върнат" сигнал, той да се окаже *във фаза* с изхода на резонатора. Ролята на резонатора е да натрупа върнатата от схемата на ПОВ енергия на определена честота (собствената честота f_0 на резонатора) и така да се реализира резонансно "извеждане" на хармоничен сигнал единствено само на тази честота измежду целия честотен спектър на "белия" шум в АЕ. Така тази резонансна честота f_0 се превръща в честота на осцилации на генератора като цяло. Анализът на генераторната схема може да се извършва в термини на отразени сигнали или в термини на импеданс. В последния случай може да се покаже, че ако АЕ има отрицателно динамично съпротивление $-R_D$ (тунелен, лавино-дрейфов, Гън диод или др.) няма необходимост от ПОВ. Обратно, транзисторът има положително динамично съпротивление R_{DE} и ПОВ е абсолютно необходима.

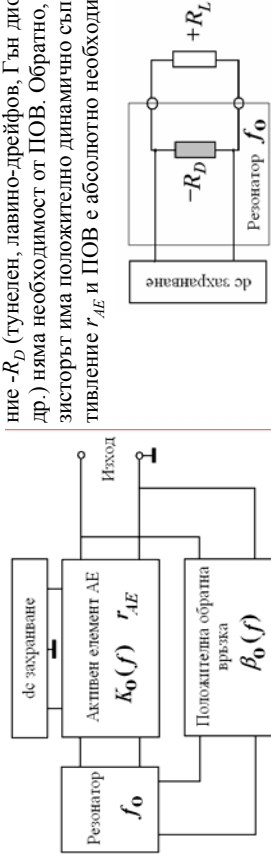
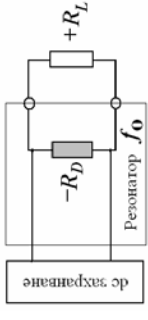


Схема на автогенератор с ПОВ

Автогенератор с диод с отрицателно съпротивление



Анализ на автогенератор с ПОВ

Анализът на работата на един генератор е по-сложна (нелинейна) задача от анализа на работата на един усилвател (линейна задача). Като минимум на анализа се изисква да се направи следното:

1. Да се определи приближено изходната амплитуда u_{out} (или мощност P_{out}) и честотата на осцилации f_0 и зависимостта им от параметрите на елементите в устройството и захранващото напрежение и
2. Да се определят условията за възбуждане на генератор (oscillator conditions).

Разгледаме блокова схема на осцилатор с трептящ LC кръг. Тя включва усилвател и обратна връзка с LC кръг. Нека да прекъснем връзката в точките aa' . Ще считаме, че на входа $11'$ има хармоничен сигнал u_{in} , а сигнал на изхода $22'$ се "върши" чрез схемата на обратна връзка в точките $33'$ като u_{β} . Предполагаме, че за резонансната честота на кръга амплитудата на тези сигнали е равна $u_{\beta} = u_{in}$, а фазите им съвпадат (т.е. входът е само от ПОВ)

$$u_{in} = U_0 e^{j\omega t} = u_{\beta}$$

$$\Delta\varphi = 2n\pi; \quad n = 0, \pm 1; \pm 2; \pm 3 \dots$$

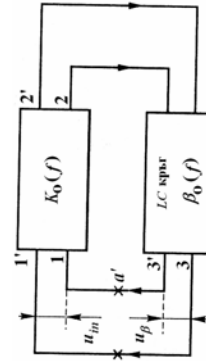
Тогава, ако свържем точките aa' , в схемата ще се появят незатихващи трептения, за които е валидно

$$u_{\beta} = u_{out} \beta(\omega_0) =$$

$$u_{in} K_0(\omega_0) \beta(\omega_0) = u_{in}$$

В комплексен вид условието е

$$K_0(\omega_0) \beta(\omega_0) = 1$$



Блок-схема на LC автогенератор с ПОВ

Осцилаторни условия

Нека да се върнем към полученото комплексно условие на предишната страница:

$$K_0(\omega_0) \beta(\omega_0) = 1$$

Това комплексно равенство, свързващо коефициента на усиляване на усилвателя без обратна връзка и коефициента на предаване в схемата на ПОВ, е еквивалентно на две реални равенства (полуусловия):

$$|K_0(\omega_0) \beta(\omega_0)| = 1$$

$$\varphi = \arg |K_0(\omega_0) \beta(\omega_0)| = \varphi_k + \varphi_{\beta} = 2n\pi$$

I. Амплитудно условие:

или последното условие за фазите на сигнала в усилвателя и в ПОВ

$$\varphi_k = \arctan \frac{\text{Im} \dot{K}_0(\omega_0)}{\text{Re} \dot{K}_0(\omega_0)} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

$$\varphi_{\beta} = \arctan \frac{\text{Im} \dot{\beta}(\omega_0)}{\text{Re} \dot{\beta}(\omega_0)} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

Изпълнението и на двете условия е важно за работата на осцилатора. Първото (*амплитудното*) условие показва какво трябва да е усиляването в усилвателя и предаването в схемата на ПОВ, за да се компенсират загубите на сигнал в цялата верига. Второто (фазовото) условие показва на коя честота се реализира първото условие - затова е известно и като условие за честотата на генерация.

Пример: Генератор с LC трептящ кръг

1. Анализ на усилвателя

$$\text{Стръмност на FET} \quad S = \frac{dI_D}{d\beta}$$

Импеданс на схемата на ПОВ

$$Z_{LC}(\omega) = \frac{j\omega L R}{j\omega L + R - \omega^2 RLC}$$

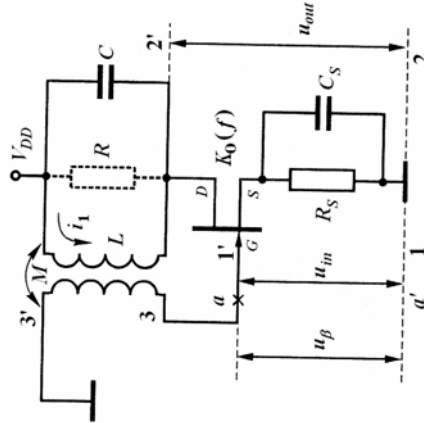
За честотата на резонанс на трептящия кръг

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Импедансът на кръга е чисто активен, а усилването е реална величина

$$Z_{LC}(\omega_0) = R$$

$$k_0(\omega_0) = -SR$$



Конкретна схема на LC-генератор с FET

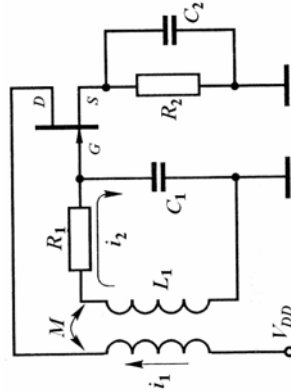
Пример: Генератор с LC трептящ кръг (4)

4. Какво е различното в показаната долу схема?

Амплитудно условие за незатихващи трептения

$$\frac{SM}{C_1} = R_1 \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

Ако амплитудното условие не е изпълнено, например ако $SM/C_1 < R_1$, върнатата от изхода енергия е недостатъчна и възникват само затихващи трептения на честота ω_0 . Ако е изпълнено обратното условие $SM/C_1 > R_1$, във веригата ще се възбудят трептения с нарастваща амплитуда до достигане на ефект на насищане. Равенството $SM/C_1 = R_1$ е точното условие за незатихващи трептения



Конкретна схема на LC-генератор с FET с LC кръг във веригата на C

Забележка. Показаните тук и на предишните страници примери за LC-генератори със схеми с индуктивна обратна връзка не са особено съвременни, но изключително удобни за изясняване на механизма на възбуждане на трептенията в активния елемент (в случая полупроводников транзистор). По-подробно това се прави в отделно лабораторно упражнение, където се изясняват стартовите осцилаторни условия при меко и твърдо възбуждане и пр. Понатакъ в лекцията сме разгледали и по-актуални схеми на електронни генератори: RC-генератори и честотни синтзатори.

Пример: Генератор с LC трептящ кръг (2)

2. Анализ на схемата на обратна връзка
Коефициентът на предаване в схемата на обратна връзка се определя от израза вдясно. Понеже

$$\beta(\omega) = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{\pm M \frac{di}{dt}}{u_{out}} = \pm \frac{Mj\omega}{L} u_{out}$$

$$i_{out} = \frac{u_{out}}{j\omega L} \Rightarrow \beta(\omega) = \pm Mj\omega \frac{u_{out}}{j\omega L u_{out}} = \pm \frac{M}{L}$$

Изразът показва, че коефициентът на предаване в схемата на обратната връзка не зависи от честотата (ω) и може да се настрои чрез взаимната индуктивност M , т.е. чрез приближаване и отдалечаване на обмотките или чрез феритна сърцевина.

$$|\dot{K}_0(\omega_0)|\beta(\omega_0) = \left| \frac{-SR(-M)}{L} \right| = \frac{SRM}{L} = 1$$

$$\frac{SRM}{L} = 1$$

Амплитудно условие

Фазово условие

$$\varphi_k = \pi \quad \varphi_\beta = \pi$$

$$\varphi_k + \varphi_\beta = \pi + \pi = 2\pi$$

Честота на осцилациите

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Примери на LC генератори с операционни усилватели

Това са две схеми на генератори с трептящи кръгове в схемата за обратна връзка, но реализирани с помощта на операционни генератори. Какво можете да обясните за тяхното действие?

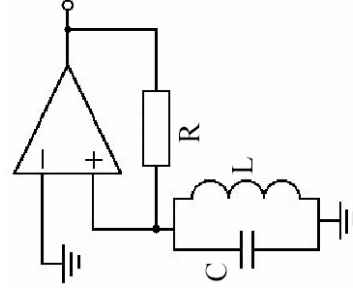


Схема на LC-генератор с операционен усилвател. LC кръгът е във веригата на неизверващия вход. Защо?

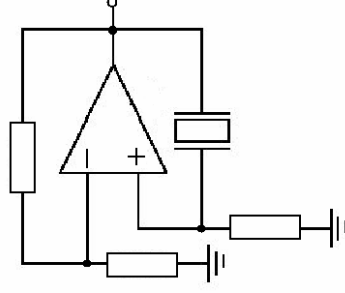
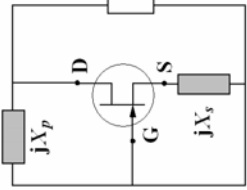


Схема на генератор с операционен усилвател с кварцов резонатор, еквивалентен на LC трептящ кръг. И тук резонаторът е поставен във веригата на неизверващия вход.

Триточкова схема на ПОВ при транзисторни генератори



Обратната връзка, задаваща амплитудните и честотните условия в осцилаторите, може да се изпълни с различни елементи в схемите - LC, RC, RL вериги, трептящи кръгове, филтри, пиезо-резонатори и разнообразни други типове резонатори на високи честоти. Можем да обобщим различните схеми при транзисторните генератори в една обща еквивалентна схема (вляво за FET), позната като *три-точкова*. Освен комплексният товар Z_L , в нея има два други комплексени елемента (в случая чисто реактивни), реализиращи едновременно *паралелна* и *последователна* ОВ (jX_p - за паралелна и jX_s - за последователна), чийто знак се определя от общата фаза.

Ще определим условията, на които трябва да отговарят трите елемента за реализиране на ПОВ. При използване на инвертиращ транзисторен усилвател, те са следните:

$$-k_0(\omega_0)\beta(\omega_0) = 1 \quad \varphi_k + \varphi_\beta = \pi + \pi = 2\pi$$

За да се изпълнят тези две условия коефициентът β трябва да е отрицателен и $|\beta| < 1$.

$$|\beta(\omega_0)| = \frac{V_{GS}}{V_{DS}} = \frac{X_s}{X_s + X_p} = \frac{1}{1 + \frac{X_p}{X_s}} < 1$$

$$\text{или} \quad \begin{cases} |X_p| > |X_s| \\ X_p > 0; X_s < 0 \\ X_p < 0; X_s > 0 \end{cases}$$

Получената връзка ясно показва, че двете реактивни съпротивления X_p и X_s трябва да са с различен знак, т.е. ако единият елемент е с капацитивен характер, другият трябва да е с индуктивен, или обратно.

Две конкретни триточкови схеми на ПОВ

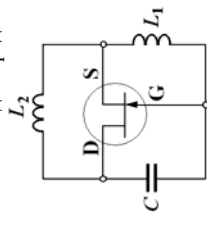
За да се определи резонансната честота на ПОВ, реализирана в общата триточкова схема на предишната страница, трябва да се отчете и влиянието на реактивността на товара X_L . Условието за резонанс в честотния кръг, съставен от трите елемента е:

$$j(X_s + X_p + X_L) = 0$$

Понеже вече установихме, че реактивните елементи X_p и X_s трябва да са с различни знаци, като по модул $|X_p| > |X_s|$, то за да се изпълни условието по-горе, елементите X_L и X_s трябва да са с еднакъв реактивен характер - или индуктивен, или капацитивен. По този начин могат да се реализират два типа триточкови схеми за ПОВ:

- 1) Индуктивна схема (схема на Хартлей). При нея товарът има индуктивен характер ($X_L = \omega L_2$), както и елементът за последователната ОВ ($X_s = \omega L_1$), а елементът на паралелната ОВ - капацитивен характер ($X_p = 1/\omega C$).
- 2) Капацитивна схема (схема на Колпитц). При нея товарът има капацитивен характер ($X_L = 1/\omega C_2$), както и елементът за последователната ОВ ($X_s = 1/\omega C_1$), а елементът на паралелната ОВ - индуктивен характер ($X_p = \omega L$).

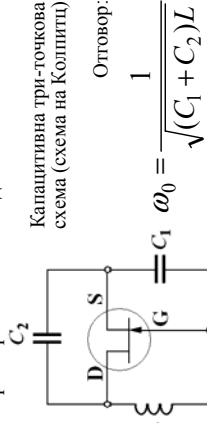
Можете ли да определите честотите на генерации в първо приближение на двете схеми?



Индуктивна три-точкова схема (схема на Хартлей)

Отговор:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$



Капацитивна три-точкова схема (схема на Колпитц)

Отговор:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(C_1 + C_2)L}}$$

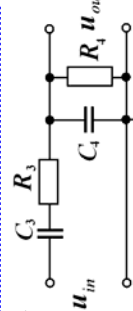
Лекция 18

18.2 RC-генератори.

RC генератор с лентово-пропускащ RC филтър

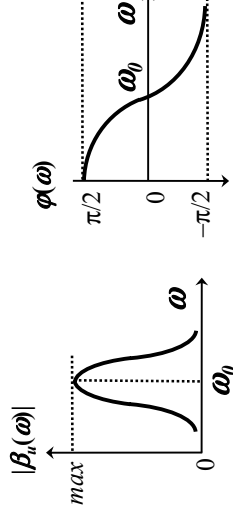
Ще разгледаме схеми на популярните RC-генератори. Това са нискочестотни генератори с относително прости схеми на ПОВ, реализирани само с RC елементи. Общата схема включва ОУ и лентово-пропускащ филтър за обратната връзка. Тук е показана конкретна схема на прост лентово-пропускащ филтър, която реализира обратната връзка.

Долу са дадени изрази за коефициента на предаване β на филтъра в общи случаи и на честотата на пропускане ω_0 , както и графики на АЧХ и ФЧХ на схемата (вж. Лекция 6).



ЛПФ с две двойки RC елемента

$$\beta(\omega) = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_4}{C_3} + \frac{R_3}{R_4}\right) + j\left(\frac{\omega^2 R_3 C_3 R_4 C_4 - 1}{\omega R_4 C_3}\right)}$$



$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 C_3 R_4 C_4}}$$

$$\beta(\omega_0) = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_4}{C_3} + \frac{R_3}{R_4}\right)} < 1$$

RC генератор с ЛПФ (схема на генератора)

Това е вече цялата схема на RC-генератора с ЛПФ от предната страница за схемата на ПОВ. Понеже изходният сигнал се подава на не-инвертиращия вход на ОУ (т. е. нулева фазава разлика от усилвателя), за да се реализира именно ПОВ, ЛПФ също трябва да дава нулева фазава, което става на честотата на пропускане ω_0 на ЛПФ. От друга страна, за да може да се регулира коефициента на усилване A_β на ЛПФ на ОУ, на инвертиращия вход е включена ООВ с резисторите R_1 и R_2 . Следователно, изпълнено е следното амплитудно условие

$$\frac{1}{\beta(\omega_0)} = A_\beta(\omega_0) = 1 + \frac{C_4}{C_3} + \frac{R_3}{R_4} > 1$$

$$A_\beta(\omega_0) = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Ако изберем еднакви елементи в схемата на ПОВ

$$R_3 = R_4 = R; \quad C_3 = C_4 = C$$

се получава следното по-просто амплитудно условие ($R_3 = 2R_1$)

$$A_0(\omega_0) = \frac{1}{\beta(\omega_0)} = 3 = 1 + \frac{2R_1}{R_1}$$

и честота на генерация на RC генератора ω_0 , която лесно може да се контролира чрез изменение на капацитета C

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{RC}}$$

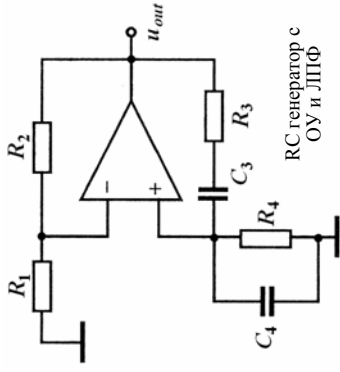


Схема на RC генератор с 3 фазо-отместващи вериги (2)

Решаваме системата от предната страница спрямо коефициента на предаване на фазо-отместващите вериги (т.е. коефициента на обратната връзка):

$$\beta(\omega) = \frac{u_{out}}{u_1} = \frac{1}{1 - \frac{5}{\omega^2 C^2 R^2} + j \frac{1}{\omega CR} \left(\frac{1}{\omega^2 C^2 R^2} - 6 \right)}$$

и баланс на фазите

$$\Delta \varphi = \pi + \pi = 2\pi$$

Коефициентът β ще бъде реална величина на честота ω_0 , определена от израза

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}}$$

За тази честота коефициентът $\beta(\omega_0)$ е точно определена величина, което от амплитудното условие се отнася и за коефициента на усилване

$$\beta(\omega_0) = -\frac{1}{29}$$

$$A_\beta(\omega_0) = -29$$

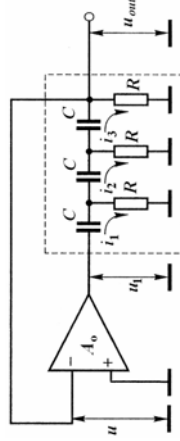
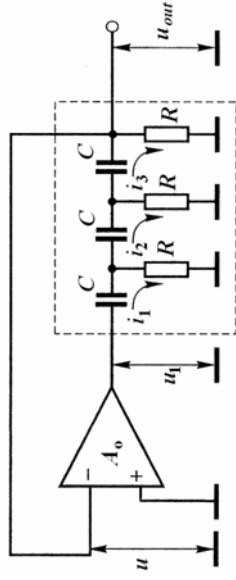


Схема на RC генератор с 3 фазо-отместващи вериги

Долу е показана друга схема на RC генератор с ОУ, на който сигнал от изхода се подава на инвертиращия вход. В този случай, понеже усилвателят е инвертиращ (фазова разлика π на коефициента на усилване), за да се реализира ПОВ, фазо-отместващата RC верига трябва също за "завърти" фазата на π . Тъй като една проста RC схема от показаните долу (ВЧФ или интегрираща верига) отмества фазата с по-малко от $\pi/2$, може да се покаже, че са необходими минимум 3 такива еднакви RC групи. Да определим условията за генерация в схемата. За целта записваме уравненията на трите кръгови тока $i_{1,2,3}$ и ги свързваме с напреженията u_1 и u_{out} .

$$u_1 = \left(\frac{1}{j\omega C} + R \right) i_1 = Ri_2 \quad \left(2R + \frac{1}{j\omega C} + R \right) i_2 - Ri_1 - Ri_3 = 0$$

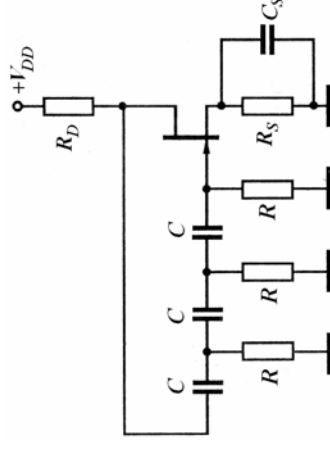
$$\left(2R + \frac{1}{j\omega C} + R \right) i_3 - Ri_2 = 0 \quad u_{out} = Ri_3$$



RC генератор с ОУ и три фазо-отместващи RC вериги

Други схеми на RC генератори с високо усилване

Какво е различното в тази схема в сравнение със схемата на предната страница? Може ли да обясните как работи като генератор?

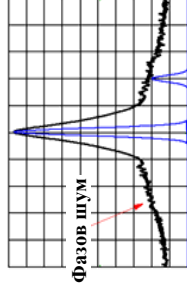
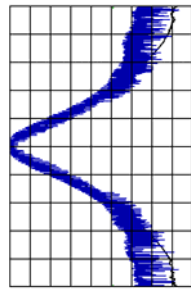


Лекция 18

18.3 Стабилизиране и управление на честотата на генераторите. Понятие, схема и принцип на работа на синтезаторите на честота.

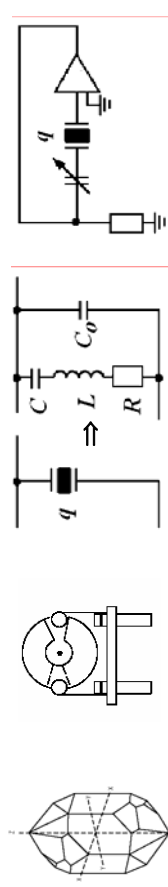
Стабилност на честотата на генераторите

Честотата на незатихващи трептения в електронните генератори се определя от честотните свойства на положителната обратна връзка. Поради различни външни условия: основно температурни изменения, дрейф на захранващото напрежение, механични вибрации, влажност и пр., параметрите на схемата на генератора се изменят, което води до нестабилност на честотата на генерация ω_0 . Количествено тази нестабилност се дава с отношението $\delta\omega/\omega_0$, където $\delta\omega$ е изменението на честотата във времето, краткорочно (до няколко минути или часа), и дългосрочно (до едно или няколко денонощия). Най-нестабилни са RC-генераторите ($\delta\omega/\omega_0 \sim 10^{-2}-10^{-3}$ за денонощие), а по-стабилни са генераторите с трептящи кръгове ($\sim 10^{-3}-10^{-5}$). Осцилаторите, контролирани чрез напрежение (VCO, Voltage-Controlled Oscillators) имат малка нестабилност $\sim 10^{-5}-10^{-6}$, а най-стабилни са т. нар. кварцови осцилатори ($10^{-9}-10^{-11}$). Най-често се използват следните мерки за стабилизиране (подредени по използваемост): температурни компенсации или термостабиране, стабилизиция на захранващото напрежение, херметизация на кутията на генераторите, механично стабилизиране чрез заливане с пълнители и др. Най-успешно е непрекъснатото сравняване на честотата на осцилации с високо-стабилни трептения в референтен кварцов генератор.

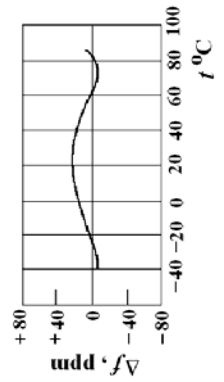


Нестабилност и "шумни склонове" на резонансните криви на излъчените трептения в електронни осцилатори

Кварцови температурно-стабилизирани резонатори



На фигурите горе последователно са изобразени кварцов монокристал, кварцов резонатор на негова основа, еквивалентна схема на резонатора и опростена схема на кварцов q -осцилатор с ОУ. Благодарение на пиезо-ефекта, механичните трептения в кварцовия монокристал с подходящ срез (по определена ос на кристала) стабилизира резонансната му честота, която обикновено е ~ 10 MHz. Основното приложение на кварцовия резонатор е да стабилизира честотно изходния сигнал от кварцов осцилатор, което е известно още от 1920 г. Кварцовият резонатор играе роля на честотно-стабилна обратна връзка във веригата на електронен усилвател и така може да се създаде честотно-стабилен източник.



Температурен ход на резонансната честота на кварцов кристал с подходящ срез. По-старите резонатори са се поддържаха със стабилна резонансна честота при загряване в термостат. Съвременните q -осцилатори са стабилни дори и при стайна температура без термостабиране.

Кварцово-стабилизиран генератор

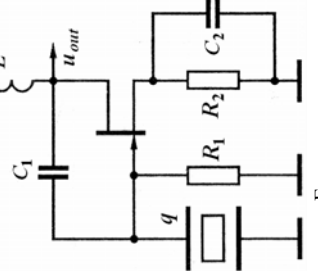
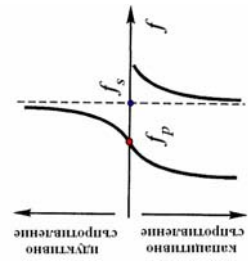
Ще разгледаме пример за генератор, в чиято схема на обратна връзка има кварцов резонатор. Използвайки еквивалентната му схема на предната страница, можем да определим неговите резонансни честоти при последователен и паралелен резонанс, ω_s и ω_p :

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C C_0}{C + C_0}}} = \omega_s \sqrt{\frac{C + C_0}{C_0}} > \omega_s$$

За работна честота на стабилизиция се предпочитва ω_s , защото зависи само от параметрите на кварцовия резонатор, но не и от паразитния капацитет на корпуса му C_0 .

Сега да разгледаме схемата на генератора с полеви транзистор. Кварцовият резонатор е включен в схемата на ПОВ във веригата на Gate. Възможно, това е капацитивна триточкова схема на ПОВ (вж. §18.1). Типично нестабилността на подобна схема е $10^{-5}-10^{-7}$, но при използване кварцови пластини-резонатори със специални "срезове" по отношение на кристалографските оси, се постига висока стабилност ($\sim 10^{-11}$).



Генератор с полеви транзистор, стабилизиран с кварцов резонатор във веригата на Gate

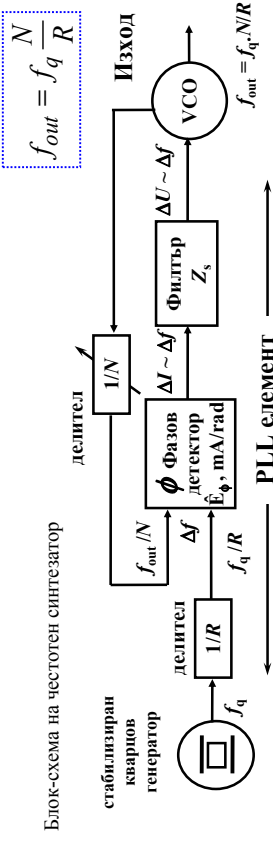
Честотни синтезатори

Днес в областта на комуникационната, компютърната, измервателната техника и другаде, са необходими бързо пренастройваеми високо-стабилни цифрово-управляеми източници на сигнали, от високочестотния до свърх-високочестотния обхват. Това са т. нар. **честотни синтезатори**. Основен недостатък на обикновените аналогови източници (например VCO, Voltage-Controlled Oscillator) е ниската честотна стабилност на сигнала ($\sim 10^{-5}$, 10^{-6}), която днес е недостатъчна за много приложения. Този проблем се решава именно чрез **честотните синтезатори**. Това са източници със стабилна честота, стабилна изходна мощност, възможност за стъпаловидно изменение на честотата и изходната мощност с определена стъпка, която може да се избира (а не плавно, както е при аналоговите управляеми с напрежение или ток източници). **Основната идея** при реализация на честотните синтезатори е непрекъснато сравнение на изходната висока честота с тази на високо-стабилизирани ниско-честотен референтен източник f_q (кварцов генератор) (т. нар. "индиректен синтез" на сигнал). Така лесно се постига 24-часова времева стабилност ($\delta f/f_q \sim 10^{-9}$), която е значително по-добра от тази на обикновения VCO-източник.



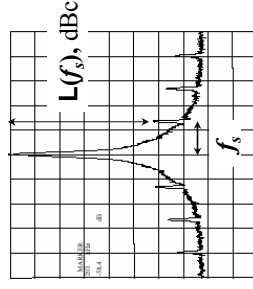
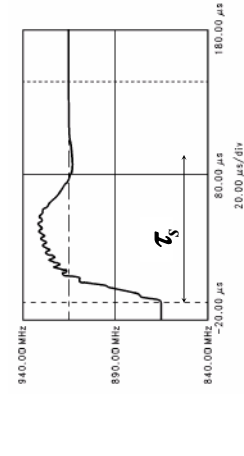
Принципна схема на честотен синтезатор на основата на PLL

Идеята на PLL-елемента (Phase-Locked Loop) е непрекъснатото сравняване на изходната честота на генератора f_{out} с опорната честота f_q на стабилизирани кварцов генератор във фазово-честотен детектор и корекция на честотата на VCO източника, ако тя се е изменила. Понеже обикновено $f_{out} \gg f_q$, сравнението става на по-ниска честота, като се използват два делителя на честота: основен делител с коефициент N за f_{out} и допълнителен делител с коефициент R за f_q (N и R са обикновени цели числа и $N \gg R$). Два сигнала с близки честоти f_{out}/N и f_q/R се подават на входовете на фазов детектор, на чийто изход се появява сигнал (dc-ток), пропорционален на разликата в честотите на входовете. Така, ако по някаква причина изходната честота f_{out} се е изменила, на входа на детектора се появява честотна разлика Δf , а на изхода – dc-ток $\Delta U \sim \pm \Delta f$, чийто посока зависи от знака на честотната разлика. Добре проектиран нискочестотен филтър с импеданс Z_s преобразува този ток в пад на напрежение на изхода $\Delta U \sim \pm \Delta f$. Това се явява управляващо напрежение за корекция на честотата на VCO източника с такава големина, с която се възстановява стабилна стойност



Блок-схема на честотен синтезатор

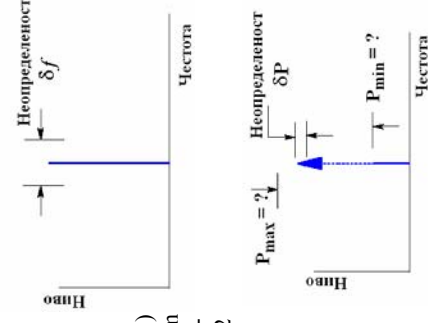
Стъпка на пренастройка и фазов шум при синтезаторите



Честотата на изходния сигнал на синтезатора $f_{out} = f_q \cdot N/R$ може да се мени, като най-често се използва променлив коефициент на делене N на основния делител (стъпка ± 1). Така честотният синтезатор генерира мрежа от дискретни честоти със стъпка $f_q/R \ll f_{out}$. С други думи, синтезаторът представлява изключително стабилен генератор на високочестотен сигнал, чиято честота може да се изменя с малка стъпка за кратко време. Честотните синтезатори днес са основното предпочитани цифрово-управляеми източници в много приложения, включително и като сигнал- или sweeper-генератори за измервателни цели, в мобилните комуникации, където е определяща е честотната стабилност и бързото превключване на честотата на сигнала при търсене на канал за връзка или в режим на превключване на носещата (frequency hopping). При тези приложения са важни два параметъра на синтезатора: малки времена τ_s за превключване на честотата и нисък фазов шум $L(f_s)$ в dBc, който се определя от спектралната чистота на сигнала на изхода. Появата на странични смущения в лентата на осцилации е свързана с правилното проектиране на синтезатора.

Спецификация на синтезаторите

За да се използва даден синтезатор като високо-стабилен източник, трябва да се определят неговите спецификации. За СВ източници те се делят на 3 категории: за честота, амплитуда и спектрална чистота (липса на странични излъчвания). Към честотните спецификации са обхвата на източника, разделителната способност (при синтезатори това е минималната стъпка на изменение на честотата) и точността на установяване на честотата δf . Последната зависи от "стареещото" τ_{aging} на референтния осцилатор и от времето, изминало от последната му калибровка ($t_{cal} = 1$ год.). Има проста формула за оценка на δf : $\delta f = f_0 \cdot \tau_{aging} \cdot k_{cal}$. При добър кварцов осцилатор е изпълнено $\tau_{aging} \sim 0.152$ ppm/година. Това е честотният дрейф на референтния осцилатор в периода между две калибровки (~ 1 година). Например: ако $f_0 = 1$ GHz, то $\delta f = 152$ Hz, т.е. неопределеността на честотата е под 0.00002 %.

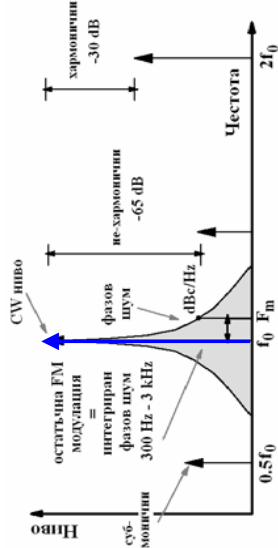


Основните амплитудни спецификации (за изходното ниво) се отнасят до обхвата от P_{min} до P_{max} , типично от -136 dBm до $+13$ dBm, разделителната способност (това е минималната стъпка на превключване на нивото, обикновено ~ 0.02 dB), неопределеност на установяване на нивото (± 0.5 dB; контрол на нивото), скорост на превключване на нивото (за автоматичен контрол на нивото), скорост на включване на нивото (~ 25 ms) и защита (изолацията) спрямо върнат (обратен) сигнал. Последната спецификация е много важна, понеже при разсъгласуван товар или при измерване на предавателя, върнатият сигнал може да повреди източника.

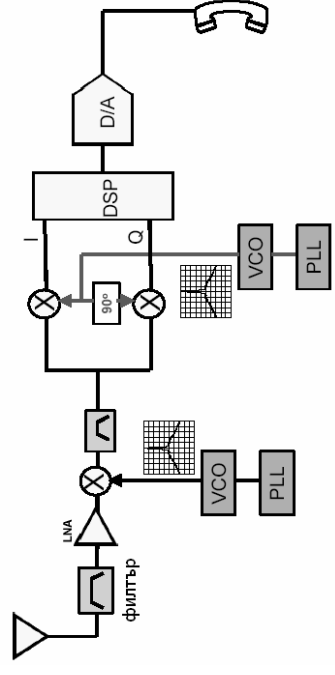
Фазов шум и спектрална чистота на измерителните синтезатори

Спецификацията за спектрална чистота са важни за не-идеалните източници. Спектърът на идеален СВ източник на синусоидален сигнал съдържа една спектрална компонента f_0 . Не-идеалните нелинейни източници "произвеждат" фазов шум и нежелани спектрални съставки (вж. фигурата). Последните са от два типа – хармонични (и суб-хармонични) и не-хармонични. Хармоничните са с честоти, равни на произведението на основната СВ честота с цяло число. Нелинейните характеристики на крайните усилватели в източника пораждаат типично втора, трета и по-рядко по-висши хармонични. Нивото на най-силната от тях трябва да е на -30 dB под нивото на основния сигнал. Когато в източника се използват умножители, те пораждаат и суб-хармонични – паразитни сигнали с честоти, кратни на основната. Не-хармоничните се пораждат от различни източници (напр. от пулсации на захранващото напрежение) и типично са с много ниско ниво (под -65 dBc).

Фазовият шум има по-различен физичен произход. За разлика от идеалния случай случайните шумови сигнали с честоти, близки до основната, предизвикват разширяване на спектралната линия. Математически този процес се моделира като случайна фазова/честотна модулация. Фазовият шум се измерва чрез спектроанализатор в dBc/Hz на честота F_m , отдалечена от носещата. Пример: -65 dBc/Hz за отстояние 100 kHz от носещата, $f_0 = 20$ GHz. За различни приложения се изисква различен минимален фазов шум.



Приложение на PLL елемент в комуникационен приемник



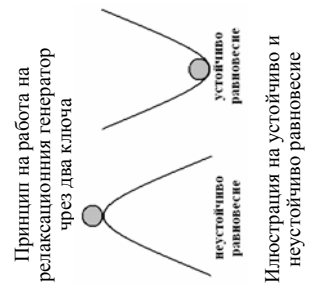
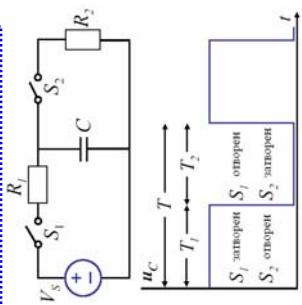
Лекция 18

18.4 Релаксационни генератори. Мултивибратори – принцип на работа, типове и схеми. Чакащ мултивибратор. Тригери.

Релаксационни генератори

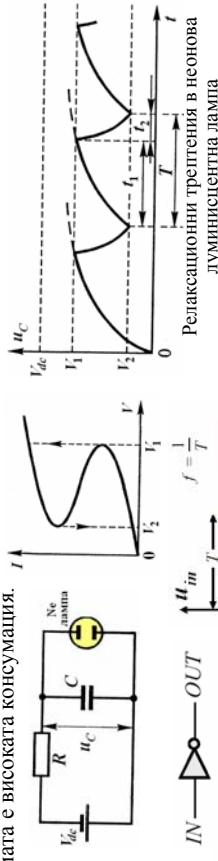
Трегтения, чиято форма се отличава от синусоидалната, е прието да се наричат релаксационни. Такива сигнали се използват често в практиката – достатъчно е да споменем само триъно-образните управляващи напрежения в генераторите на релаксационни генератори, както и т. нар. "clock" сигнал в цифровите схеми, но и още много други.

Схемите, чрез които генерират релаксационни трептения, са твърде разнообразни. На фигурата вдясно е показана еквивалентна схема на подобен генератор с два ключа S_1 и S_2 , които работят в противофаза: когато S_1 е затворен, S_2 е отворен и обратно. Така върху кондензатора възникват импулси, чиято продължителност зависи от времето на включване на едния или другия ключ. В общия случай, в схемата на релаксационния генератор основна роля играе отново активен елемент със силна нелинейност на волт-амперната характеристика и награвлащ енергия реактивен елемент – кондензатор или индуктивност. За активни елементи се използват газоразрядни лампи, някои диоди, транзисторни усилватели със силна ПОВ и др., работещи в ключов режим. ПОВ е широкополсова (работи в голям честотен интервал), като позволява възбуждане за импулси с широк спектър. Трегненията се самоподдържат, ако в схемата съществуват две неустойчиви равновесия в състояния, като енергията преминава от едното в другото и обратно.

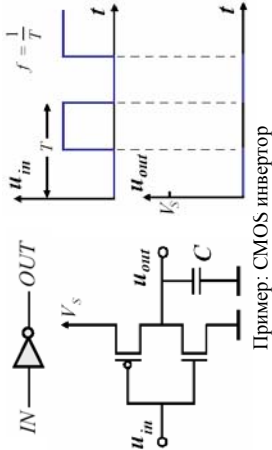


Два примера за релаксационни генератори

Най-прост пример за релаксационен генератор е схема с газоразрядна неоновая лампа. Лампата се запалва при напрежение V_2 (и угасва при напрежение V_1 , $V_1 > V_2$). Схемата се запазва от източник $V_{dc} > V_1$. Нека r_{ne} е съпротивлението на запалвателната лампа, а r_{ne2} – на усаналата ($r_{ne} \ll R \ll r_{ne2}$). Натрупуващ елемент е кондензаторът C . Как работи схемата. При подаване на напрежение V_{dc} , кондензаторът C започва да се зарежда през съпротивлението R . При достигане на напрежение V_2 , лампата се запалва и C се разрежда през нея до напрежение V_1 . Тогава лампата угасва, започва да се повтаря процеса на зареждане, и т.н. Проблем на схемата е високата консумация.



Влияе е показана схема на CMOS инвертор. Той също може да изработва импулси при задаване на определени входни напрежения (вж. §12.4). Като си припомним работата на това устройство, начертайте изходните импулси при зададени входни. Ценно качество на схемата е практическата липса на консумация на ток при работата ѝ.



Транзисторен мултивибратор

Тук е показан класически пример на транзисторен мултивибратор. Мултивибраторът е устройство със силна положителна обратна връзка (т.е. с условие $|k_0\beta| \gg 1$, което се изпълнява в широк честотен обхват). Използван е двустепенен неинвертиращ усилвател с биполарни транзистори T_1 и T_2 (но може и ОУ). Връзката между стъпалата е кондензаторна (C_2), за за ПОВ служи пак кондензатор (C_1). T_1 и T_2 работят в ключов режим, в противофаза.

Ще приемем някои приближения, за да извършим прости анализ на работата на схемата. Ще считаме, че времевата за релаксация на транзисторите от “отпушено” (оп) в “запушено” (off) състояние и обратно са много по-малки от времеконстантите на разреждане и зареждане на кондензаторите C_1 и C_2 . Съпротивленията на емитерите и базите на отпушените (оп) и запушените (off) транзистори са в следните връзки със съответните съпротивления:

$$r_{CE}^{off} \gg (R_{C1}, R_{C2}) \gg r_{CE}^{on} \quad r_{CB}^{off} \gg (R_{B1}, R_{B2}) \gg r_{CB}^{on}$$

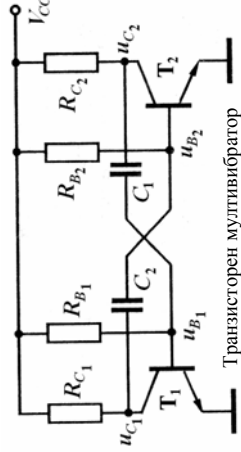
От тези условия следват и приближени зависимости за напреженията на колекторите и базите на транзисторите в отпушено и запушено състояние:

$$u_{C1,2}^{off} \approx V_{CC};$$

$$u_{C1,2}^{on} \ll V_{CC}; \quad (u_{C1,2}^{on} \sim 0.7V)$$

Накрая, нека да допуснем, че транзисторите да се отпушват при нулево напрежение на базите им, т.е.:

$$u_{B1,2}^{on} \approx 0$$

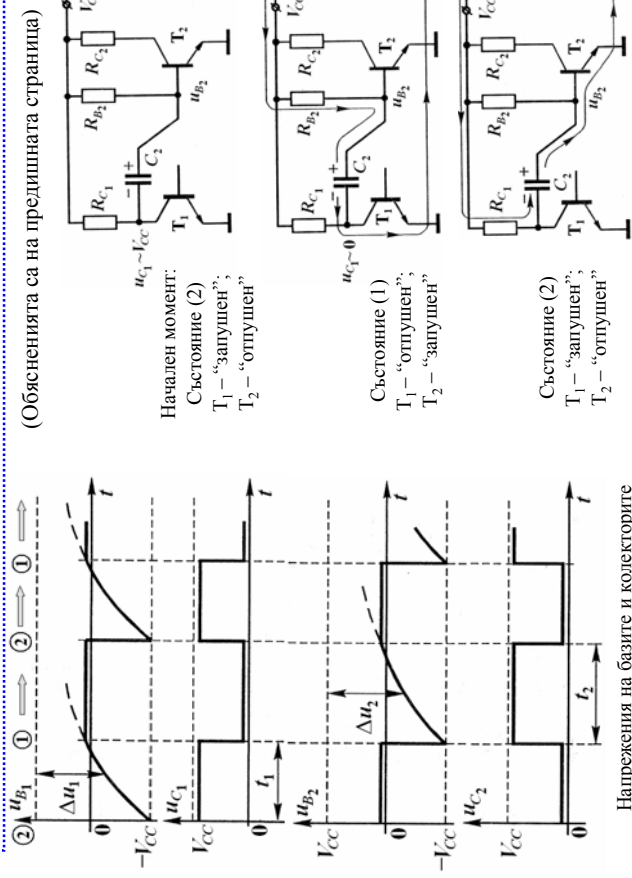


Обяснение на работата на мултивибратора

Както установихме, един ВТ е отпушен при напрежение на базата $u_B \geq 0$, а се запушва при $u_B < 0$. Когато е отпушен (оп), той има ниско съпротивление на емитера, през него тече силен емитерен ток, а колекторът е с високо напрежение. Обратно, когато е запушен (off), той е с високо съпротивление на емитера, през него тече слаб емитерен ток, а колекторът е с високо напрежение. В показаната на предната страница схема не може да се установи равновесие. Ако $u_{C1} > u_{C2} \rightarrow u_{C1} \sim V_{CC}$, $u_{C2} \sim 0$ и обратно. Ролята на кондензаторите е чрез разреждане и зареждане непрекъснато на променят това съотношение.

Нека в началния момент транзисторът T_1 е запушен, а транзисторът T_2 отпушен (състояние 2) (схемите и графиките на напреженията са на следващата страница). При това началните напрежения са $u_{C1} \sim V_{CC}$, $u_{B1} \sim -V_{CC}$ (T_1 – off); $u_{C2} \sim 0$; $u_{B2} \sim 0$ (T_2 – оп); а кондензаторът C_2 е зареден до напрежение $-V_{CC}$. При разреждането на кондензатора C_1 в даден момент t_1 напрежението $u_{B1} \rightarrow 0$, T_1 се отпушва и $u_{C1} \rightarrow 0$. Понеже зарядът върху C_2 не успява да се измени при почти мгновенното отпушване на T_1 , напрежението от другата му страна от 0 се променя на $-V_{CC}$ и се появява на базата на T_2 , който почти мигновено се запушва, т.е. $u_{C2} \rightarrow V_{CC}$. Така се преминава в състояние 1 (T_1 – оп, T_2 – off). Сега C_2 започва да се разрежда бавно през съпротивлението R_{B2} и отпушвания T_2 , а C_1 започва да се зарежда бързо през съпротивлението R_{C2} и отпушвания T_1 . Това обяснява и съответния ход на напреженията върху колекторите и базата на транзисторите. При бавното разреждане на C_2 в даден момент t_2 $u_{B2} \rightarrow 0$, T_2 се отпушва, а $u_{C2} \rightarrow 0$. Понеже зарядът върху C_1 не успява да се измени при отпушването на T_2 , напрежението от другата му страна от 0 се променя на $-V_{CC}$ и се появява на базата на T_1 , който почти мигновено се запушва, т.е. $u_{C1} \rightarrow V_{CC}$. Така се отново преминава в състояние 2 (T_2 – оп, T_1 – off). Сега C_1 започва да се разрежда бавно през R_{B1} и отпушвания T_1 , а C_2 започва да се зарежда бързо през R_{C1} и отпушвания T_2 . Всичко се повтаря.

Графиките на напреженията



Напрежения на базите и колекторите

Анализ на времената за превключване

От анализа се вижда, че в мултивибратора непрекъснато се минава от състояние 1 ($T_1 - \text{оп}$, $T_2 - \text{оф}$) до състояние 2 ($T_2 - \text{оп}$, $T_1 - \text{оф}$) и обратно. Сега ще анализираме колко бързо става това (времената t_1 и t_2) и от какво се определя това. Презареждането на всеки от двата кондензатора става по закона

$$\Delta u_{C1,2} = 2V_{CC} \cdot e^{-t/R_{B1,2}C_{1,2}}$$

При преминване от едно ключово състояние в друго, което се реализира при напрежения на базите u_{B1} , $u_{B2} \sim 0$, скоковете на напрежението върху колекторите е Δu_{C1} , $\Delta u_{C2} \sim V_{CC}$. От горните изрази могат да се определят моментите, при които става това, т.е.

$$t_{1,2} = R_{B1,2}C_{1,2} \ln 2 \approx 0.7R_{B1,2}C_{1,2}$$

Така пълният период на трептенията в мултивибратора е сума от двете времена

$$T = t_1 + t_2 \approx 0.7(R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2)$$

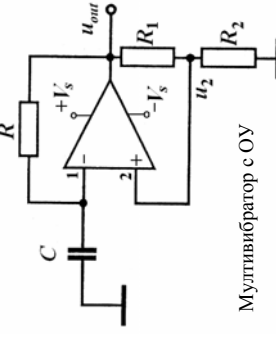
От изразите можем да направим заключение, че периодът на трептенията в мултивибратора зависи от времеконстантите на кондензаторите C_1 и C_2 през съпротивления R_{B1} и R_{B2} . Ако капацитетите на кондензаторите са регулируем, могат да се управляват времената на превключване и периода на трептенията в мултивибратора. За да се реализират къси времена на превключване, трябва да се използват по-високочестотни транзистори, чиято гранична честота f_{β} на на коефициента на усилване β , в схема "общ емитер" удовлетворява изискването:

$$f_{\beta} \gg 1 / \min(t_1, t_2)$$

Мултивибратор с операционен усилвател

Проста схема на мултивибратор може да се реализира с помощта на операционен усилвател, обхванат от положителна обратна връзка чрез съпротивления R_1 и R_2 . Така, когато на двата входа на усилвателя се появи малка и малка диференциална разлика в напреженията, на изхода на ОУ се появява наситено напрежение $+V_S$ или $-V_S$, т.е. равно на едно от запазващите напрежения. Ще анализираме работата на схемата. Нека в един начален момент на изхода има напрежение на насипане $+V_S$. На неинвертиращия вход се появява напрежение:

$$u_2 = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



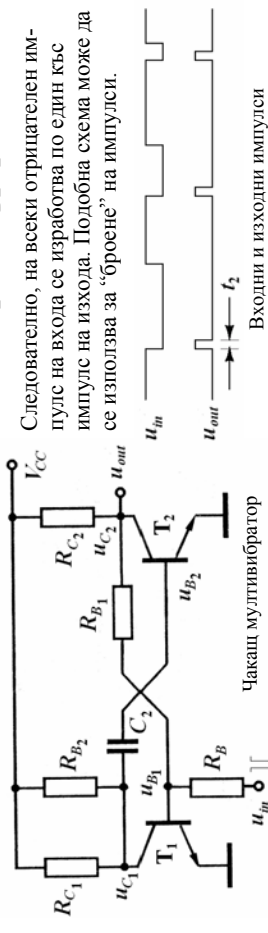
Мултивибратор с ОУ

Кондензаторът C започва да се зарежда през съпротивлението R докато напрежението върху плочите му (както и върху инвертиращия вход) достигне стойността u_2 на неинвертиращия вход. В този момент диференциалната разлика на входовете сменя знака си и на изхода се появява напрежение $-V_S$. Сега кондензаторът C започва да се презарежда към напрежението $-V_S$, докато на инвертиращия вход се появи напрежение $-u_2$, изходното напрежение скача от $-V_S$ на $+V_S$ и процесът се повтаря отново и отново.

Чакащ мултивибратор

Има и други варианти на мултивибратора. Един от тях е чакащ мултивибратор. Схемата му е показана на фигурата долу. Разликата с предишната схема е отсъствието на един от кондензаторите (C_1). Това променя работата на устройството. Като се върнете към анализа на работата на обикновения мултивибратор, опитайте се сами да определите каква е разликата? Чакащ мултивибратор е устройство с едно нестабилно и едно стабилно състояние. Стабилно е състоянието 2, при което транзисторът T_1 е запушен, а транзисторът T_2 е отпушен: $u_{C1} \sim V_{CC}$; $u_{B1} \sim -V_{CC}$ ($T_1 - \text{оф}$); $u_{C2} \sim 0$; $u_{B2} \sim 0$ ($T_2 - \text{оп}$). Устройството ще остане в това състояние безкрайно дълго, ако не се "изведе", от него с външно напрежение. "Превключването" става с отрицателен импулс на входа на устройството - в случая базата на транзистора T_1 . Импулсът ще отпуши T_1 и ще запуши T_2 : **състояние 1** ($T_1 - \text{оп}$, $T_2 - \text{оф}$). Това е нестабилно състояние и системата ще се върне към стабилното след време t_2 . Сега може отново да "чака" входен сигнал, за да "произведе" изходен импулс с продължителност t_2 :

$$t_2 = 0.7R_{B2}C_2$$



Входни и изходни импулси

Следователно, на всеки отрицателен импулс на входа се изработва по един къс импулс на изхода. Подобна схема може да се използва за "броене" на импулси.

Оценка на преходните процеси в мултивибратор с ОУ

Както и преди, за показания на предната страница мултивибратор с ОУ ще направим анализ на времената за превключване. Наблюдаваме сигналите върху кондензатора и на изхода на ОУ. За първия момент на превключване може да се запише:

$$u_C = -u_2 = -K_R V_S \quad \text{където} \quad K_R = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Кондензаторът се зарежда по закона

$$u_C = -(1 + K_R)V_S \cdot e^{-t/RC} + V_S$$

докаго напрежението му не достигне стойността u_2 , т.е.

$$u_C = V_S = K_R V_S$$

Заместваме това напрежение в предишния израз за u_C и получаваме възможност да изразим полупериода на трептенията като

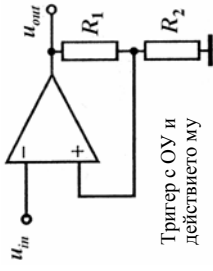
$$\frac{T}{2} = RC \ln \frac{1 + K_R}{1 - K_R} \quad \text{или} \quad T = 2RC \ln \left(\frac{2R_2}{R_1} + 1 \right)$$

Така с промяна на елементите на обратните връзки в операционния усилвател лесно могат да се регулира периода на трептения, които в случая са известни като "квадратен" сигнал (square-wave signal). Поради големите скорости на превключване, които се реализират в ОУ, тези схеми са много популярни в цифровата техника като различни видове тригери, тактови и броящи устройства и много други.

Тригери

Ние вече разгледахме примери за такива устройства в лекцията за операционните генератори. От гледна точка на представените тук идеи, тригерът е устройство с две устойчиви състояния, от които може да се изведе с помощта на външен импулс. Превключването става при напрежения

$$\pm u_2 = \pm V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



Като си припомним действието на тригерите, опитайте се да обясните какво се случва на време-диаграмите долу.

Тригер с ОУ и действието му
 Какво представлява хистерезисът на нивата на превключване? С какво това е полезно? Къде се използват подобни схеми?

