



Образователни цели

След приключване на обучението по тази тема студентите трябва да могат:

- Да дефинират понятието генератор и да извеждат в общ вид условията за самовъзбуждане.
- Да изясняват основните електрически параметри на генераторите.
- Да описват класификацията на генераторите в зависимост от формата на произвежданите сигнали, типа на използваните активни елементи и вида на елементите в избиращата верига.
- Да чертаят основните схеми на LC и RC генератори и обясняват принципа им на действие.
- Да обясняват принципа на действие и основните параметри и характеристики на кварцовите резонатори.
- Да знаят основните приложения на кварцовите резонатори в генераторите.
- Да описват структурата и принципа на действие на функционалните генератори и изясняват техните основни параметри.



Ключови думи: генератори, условия за самовъзбуждане, схема на Майснер, триточкови LC генератори, кварцови резонатори, кварцови генератори, RC генератори, функционални генератори, DDS метод.

2.1. Основни определения и класификация. Електрически параметри на генераторите

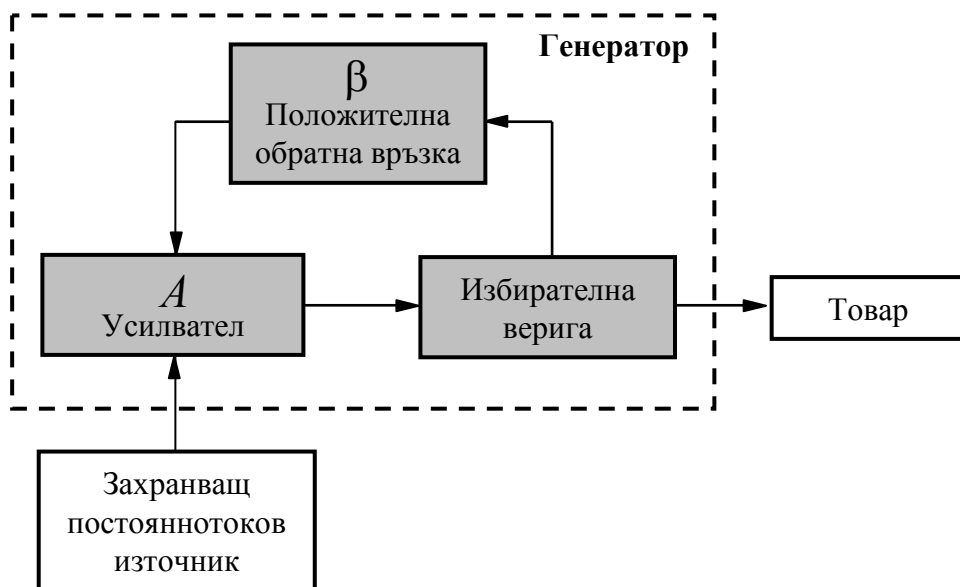
Основни определения и класификация. Условия за самовъзбуждане.

Генераторите са аналогови електронни схеми, в които самостоятелно (без външно въздействие) се преобразува електрическата енергия на захранващия постоянен ток източник в енергия на незатихващи електрически трептения. Така например формирането на незатихващи синусоидални трептения става чрез компенсация на загубите в LC резонансен контур с помощта на усилвател.

Генераторите намират изключително широко приложение в практиката. Всъщност в почти всеки електронен уред има някакъв тип генератор. Така например те се използват в радиопредавателите при реализацията на амплитудна или честотна модулация на нискочестотни (информационни) сигнали, в радиоприемниците при избор на определена радиостанция, в електронните часовници и компютрите за генериране на тактови сигнали и в измервателната техника при формиране на тествачи сигнали за други електронни схеми и устройства.

Основната блокова схема на генератор е представена на фиг. 2.1. Тя съдържа усилвател с коефициент $A > 1$, който се използва за компенсиране на загубите на енергия в избирателната верига, захранващ постоянен ток източник и верига за обратна връзка с коефициент на предаване $\beta \leq 1$, която се използва за подаване на колебания с определена честота от избирателната верига обратно към входа на усилвателя. Процесът за получаване на незатихващи колебания е следният. При включване на постоянното захранващо напрежение се получава електрически импулс, който предизвиква трептения в избирателната верига. От този момент започва преходен процес, наречен *самовъзбуждане*. Малките електрически трептения посредством ОВ постъпват на входа на усилвателя. Той ги усилва, консумирайки енергия от захранващия източник, като амплитудата на трептенията на изхода нараства. Така получените усилен трептения постъпват в избирателната верига, а от там чрез ОВ се подават отново на входа на усилвателя и процесът се повтаря. Условието, при което постъпилата енергия в генератора превишава изразходваната, осигурявайки протичане на процеса по описания начин, се нарича *амплитудно условие за самовъзбуждане*.

Ако всички елементи в схемата на генератора са линейни, амплитудата на трептенията ще нараства постоянно. За да се получат обаче колебания с определена амплитуда, се използват нелинейните предавателни характеристики



Фиг. 2.1. Основна блокова схема на генератор

на усилвателите. Това означава, че при нарастване на амплитудата на трептенията се навлиза в нелинейните участъци от характеристиките, където коефициентът на усилване намалява. В момента, когато постъпилата и изразходваната енергия станат равни, в изхода на генератора се установяват трептения с постоянна амплитуда. Този режим на работа на генератора се нарича *установен или стационарен режим*. Преходният процес на самовъзбуждане обикновено продължава от няколко микросекунди до няколко секунди.

За получаването на установен режим е необходимо и фазата на върнатите трептения през ОВ и фазата на началните трептения да съвпадат. Това условие се нарича *фазово условие за самовъзбуждане*. То има определяща роля за установяване на честотата на генерираните трептения. Това е така, понеже за всяка

на усилвателите. Това означава, че при нарастване на амплитудата на трептенията се навлиза в нелинейните участъци от характеристиките, където коефициентът на усилване намалява. В момента, когато постъпилата и изразходваната енергия станат равни, в изхода на генератора се установяват трептения с постоянна амплитуда.

честота коефициентът на предаване и дефазирането на избирателната верига е различно. Следователно само за една определена честота може да се изпълнят фазовото и амплитудното условие за самовъзбуждане.

За електронна схема с положителна обратна връзка коефициентът на усилване $A_{F(+)}$, съгласно формула (1.16в в [6]) е:

$$(2.1) \quad \dot{A}_{F(+)} = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{\beta}\dot{A}},$$

където \dot{A} е коефициентът на усилване на усилвателната част, като в него е включен и коефициентът на предаване на избирателната верига, а $\dot{\beta}$ е коефициентът на предаване на ПОВ.

Схемата се самовъзбужда при условие, че знаменателят в (2.1) стане равен на нула, при което се получава

$$(2.2a) \quad \dot{\beta}\dot{A} = 1 \quad \text{или} \quad (2.2б) \quad |\dot{\beta}|e^{j\varphi_{\beta}} |\dot{A}|e^{j\varphi_A} = 1,$$

където $|\dot{\beta}|$ и $|\dot{A}|$ са модулите, а φ_{β} и φ_A са фазите на съответните параметри.

От формула (2.2б) се получават *амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане*:

$$(2.3a) \quad |\dot{\beta}||\dot{A}| = 1 \quad \text{и}$$

$$(2.3б) \quad \varphi_A + \varphi_{\beta} = 0; 2\pi, \dots$$

За стабилно възникване на трептения в генератора обикновено в момента на включване на захранващото напрежение работната точка на усилвателя се установява в подходящ участък на предавателната характеристика, където усилването му е достатъчно голямо и $|\dot{\beta}||\dot{A}| > 1$. При генераторите на хармонични сигнали в установен режим $|\dot{\beta}||\dot{A}| = 1$ и формата на сигнала е синусоидална.

Разнообразието от схеми на генератори е изключително голямо, при това класификацията им може да бъде извършена по редица признаци: форма на сигналите, честота, схема на усилвателя, тип на използваната избирателна верига, приложна област и др.

Например в зависимост от формата на генерираните трептения се различават генератори на хармонични трептения, чиято форма е близка до синусоидална, и импулсни генератори.

Според използваните активни елементи в усилвателната част генераторите биват с транзистори (BJT, JFET или MOST), операционни усилватели или електронни лампи.

В зависимост от броя на активните елементи в схемата на усилвателя се различават едностъпални и многостъпални генератори. Обект на разглеждане в настоящия учебник са едностъпалните генераторни схеми, които най-често се използват в практиката.

Според типа на елементите в избирателната верига се различават най-общо LC генератори, RC генератори и кварцови генератори. RC генераторите се из-

ползват основно за получаване на трептения в честотния обхват $0,1 \dots 10^5 \text{ Hz}$. За LC генераторите работният честотен обхват е от 10^5 до 10^9 Hz .

Основни електрически и конструктивни параметри на генераторите

Всеки генератор се характеризира с определени електрически и конструктивни параметри, съответстващи на предназначението му. Основните електрически параметри са:

– *Амплитудна стойност на изходното напрежение при даден товар R_L* . Определя се от амплитудното условие за самовъзбуждане, като може да има стойности от няколко десетки милivolта до няколко десетки волта.

– *Работен честотен обхват*, който определя съвкупността от честоти, на всяка от които генераторът трябва да може да работи. Характеризира се с граничните честоти f_{\min} и f_{\max} . Отношението на двете гранични честоти определя коефициента на покритие, т.е. $k = f_{\max} / f_{\min}$ (например 1000:1 или 2000:1);

– *Стабилност на честотата* е способността на генератора да запазва непроменена честотата на генерираните трептения за определен период от време. За количествена оценка и сравнение на отделните генератори се използва обратната величина – нестабилност на честотата, която се дефинира по следния начин:

$$(2.4) \quad \delta_f = \frac{\Delta f}{f_{\text{ном}}} = \frac{f - f_{\text{ном}}}{f_{\text{ном}}} \cdot 10^6 \text{ ppm}, \text{ където } f \text{ е честотата в момента на измерване, а } f_{\text{ном}} \text{ е номиналната честота (честотата, за която е проектиран генераторът)}.$$

Обикновено нестабилността на честотата се измерва в проценти или *ppm* (*part per million*), като $1 \text{ ppm} = 1 \cdot 10^{-6}$.

– *Температурна нестабилност на честотата*. Определя се с коефициента на температурно изменение $\delta_f(\Delta T) = \frac{\Delta f}{f_{\text{ном}}} \cdot 10^6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. При LC и RC генераторите за този параметър могат да се постигнат стойности $100 \div 1000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, а при кварцовите генератори $1 \div 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

– *Нелинейни изкривявания*. Характеризират генераторите на синусоидални сигнали. Количествено се оценяват чрез коефициента на нелинейни изкривявания k_h . Този коефициент определя процентното съдържание на висшите хармоници (например 2-ри, 3-ти, 4-ти и т.н.) в изходния сигнал, включващ основния хармоник. При LC и RC генераторите типичните стойности за коефициента на нелинейни изкривявания са $k_h = 0,5 \div 2\%$.

Конструктивните параметри на генераторите включват *размери, тегло, устойчивост на удари или вибрации, топлоустойчивост, прахозащитимост, влагозащитимост* и др. Въз основа на тези параметри често се избира типът на използваните активни и пасивни елементи (транзистори, ОУ, резистори, кондензатори, бобини и др.).

2.2. LC генератор с трансформаторна обратна връзка (генератор на Майснер)

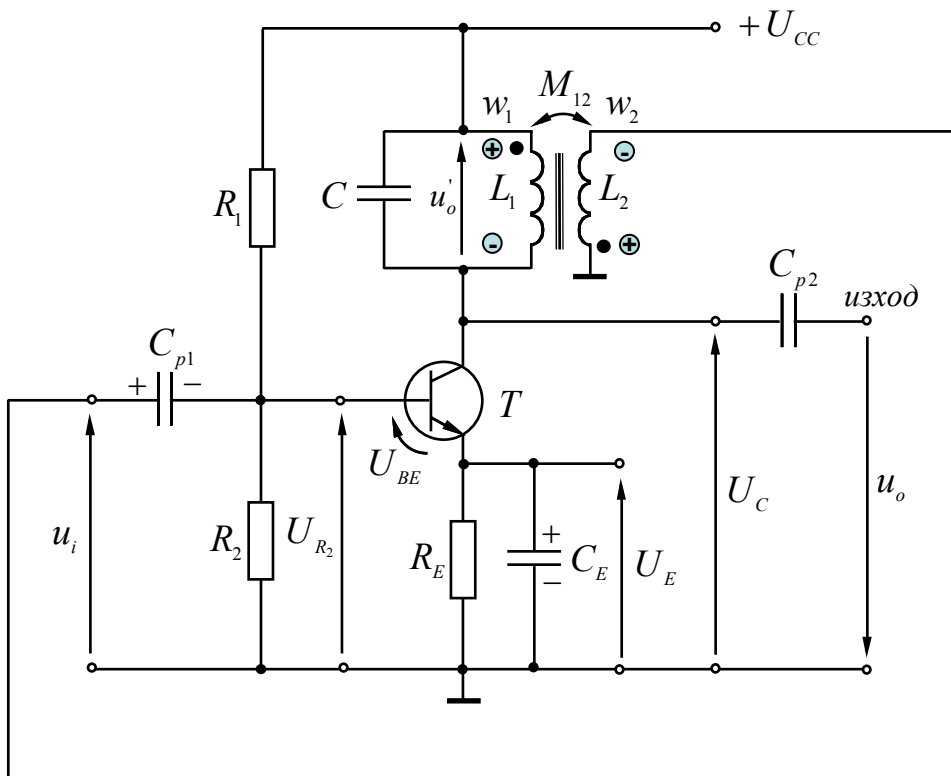
На фиг. 2.2 е представена схемата на LC генератор с трансформаторна обратна връзка или генератор на Майснер (Meißner oscillator). В нея транзисторът T_1 е свързан по схема ОЕ, като в колектора вместо резистор е включен паралелен резонансен контур, съставен от кондензатора C и бобината L_1 . Всъщност

резонансният контур представлява избирателната верига на генератора и определя честотата на трептенията. ПОВ в схемата на Майснер се осъществява от трансформатора с първична намотка L_1 и вторична намотка L_2 . Напрежението от вторичната намотка през разделителния кондензатор C_{p1} се подава към входа на усилвателя (базата на транзистора T).

Комплексният коефициент на усилване на схемата с ПОВ е

$$(2.5) \quad \dot{A}_{F(+)} = \frac{\dot{A}_U}{1 - \beta \dot{A}_U},$$

където $\dot{A}_U \approx -SZ_{oe}$ е коефициентът на усилване по напрежение (Z_{oe} е еквивалентният импеданс, с който се натоварва транзисторът (вж. формула (6.2) в



Фиг. 2.2. Схема на LC генератор с трансформаторна обратна връзка (генератор на Майснер)

[6]), а $\beta = M_{12} / L_1$ е коефициентът на предаване на ПОВ (M_{12} е коефициентът на взаимна индуктивност между бобините L_1 и L_2).

Коефициентът на връзката между първичната и вторичната страна на трансформатора е

$$(2.6) \quad k_M = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Коефициентът k_M има стойности между 0 и 1. При използване на феромагнитна сърцевина за трансформатора и навиване на бобините L_1 и L_2 плътно една върху друга коефициентът на връзката k_M е приблизително равен на единица, като $M_{12} \approx \sqrt{L_1 L_2}$. Тогава $\beta \approx \sqrt{L_2 / L_1} \approx w_2 / w_1$, където $L_1 = A_L w_1^2$ и

$L_2 = A_L w_2^2$ (A_L е индуктивността за една навивка, а w_1 и w_2 са броят на навивките на първичната и вторичната намотка на трансформатора). При реализацията на ПОВ обикновено се избира $w_2 < w_1$, тогава $\beta \approx w_2 / w_1 < 1$.

При полагане на $1 - \dot{\beta} \dot{A}_U = 0$ се получават изразите, свързани с изпълняване на амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане:

$$(2.7) \quad \underbrace{e^{j\pi} \cdot S e^{j\varphi_s} \cdot Z_{oe} e^{j\varphi_{Z_{oe}}}}_{A_U} \cdot \underbrace{\beta e^{j\varphi_\beta}}_{\beta} = 1$$

или

$$(2.8a) \quad SZ_{oe}\beta = 1 \text{ и}$$

$$(2.8б) \quad \pi + \varphi_s + \varphi_{Z_{oe}} + \varphi_\beta = 2\pi.$$

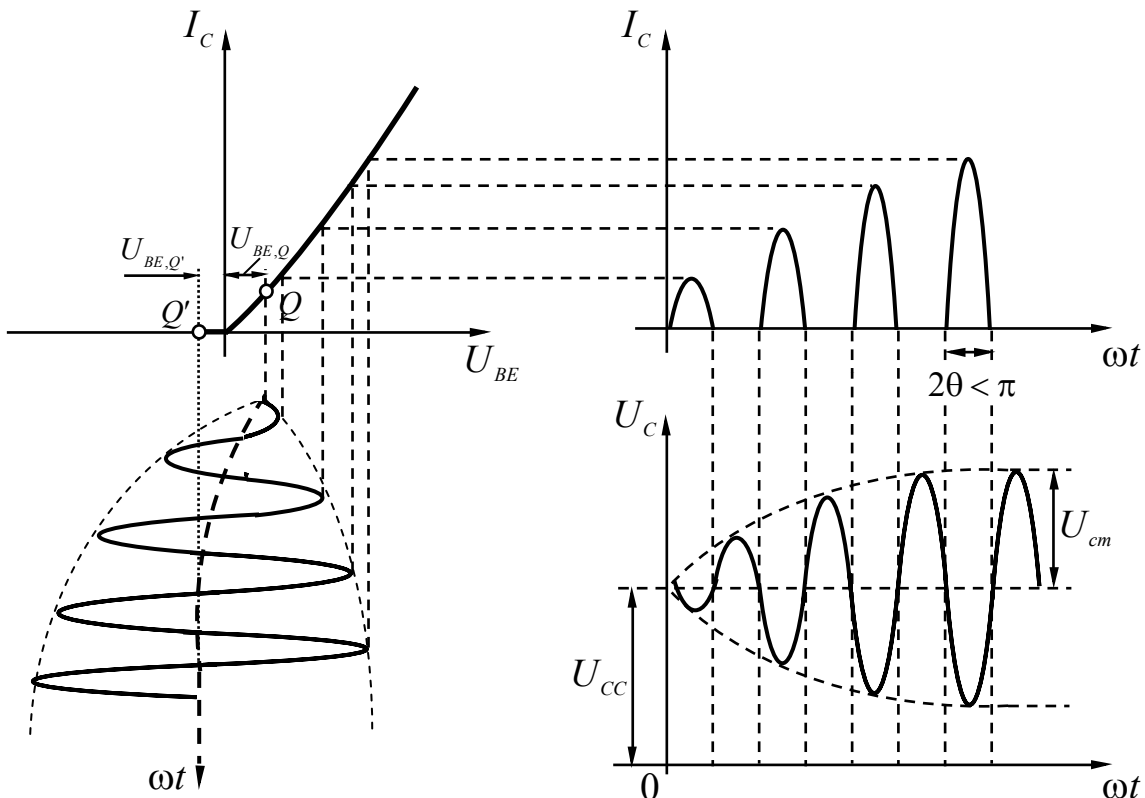
При честоти, значително по-ниски от граничната честота на транзистора, $\varphi_s = \varphi_{Z_{oe}} = 0$, тогава $\varphi_\beta = \pi$ (или 180°).

За амплитудното условие се получава

$$(2.9) \quad SR_{oe}\beta = 1,$$

където R_{oe} е максималното съпротивление на резонансния контур, с което се натовазва усилвателят при резонансната честота $f_o = 1/2\pi\sqrt{LC}$ на кръга.

Процесът на самовъзбуждане на генератора на Майснер е илюстриран с графиките, показани на фиг. 2.3. В момента на включване на захранващото напрежение U_{cc} работната точка на транзистора Q е установена в подходящ участък на предавателната характеристика, където усилването му е достатъчно голямо и $SR_{oe}\beta^+ > 1$. Тогава напрежението между базата и емитера на T_1 е



Фиг. 2.3. Графично представяне на процеса на самовъзбуждане на генератора на Майснер с помощта на предавателната характеристика на транзистора

$$(2.10) \quad U_{BE,Q} = U_{R_2} - U_E.$$

В колекторната верига протича импулс на тока I_C , който има широк честотен спектър. Съставката на тока, чиято честота съвпада с резонансната честота f_o на LC кръга, създава максимално напрежение u'_o върху него, дефазирано на 180° спрямо входното напрежение u_i . Част от напрежението u'_o се прехвърля във вторичната намотка и представлява напрежението на ОБ. За изпълнението на фазовото условие за самовъзбуждане трансформаторът трябва да осъществява допълнително дефазирание на сигнала на 180° , така че общото дефазирание в затворения контур съгласно (2.8б) да бъде 360° (или 2π радиана). Това допълнително дефазирание се получава от начина на свързване на първичната и вторичната намотка на трансформатора към усилвателя. Ако имат едно и също направление на навивките, то те трябва да се свържат противоположно, както е показано на фиг. 2.2. Напрежението u_i се усилва $-SR_{oe}$ пъти (за честотата f_o $Z_{oe} = R_{oe}$), като се създава по-голямо преднапрежение върху резистора R_E и блокиращият кондензатор C_E се зарежда с полярност „+” към емитера. Освен това нарастващите трептения в базовата верига зареждат и разделителния кондензатор C_{p1} с означената полярност. Базата получава допълнително отрицателно напрежение и работната точка Q се измества в областта на по-малки токове на базата и на колектора, като U_{R_2} има стойност U'_{R_2} . Намалява средната стръмност на транзистора. Преместването на работната точка продължава дотогава, докато се изпълни равенство (2.9). Следователно зареждането на C_{p1} от трептенията в базовата верига играе ролята на регулатор на амплитудата. Новото положение на работната точка Q' е определено от напрежението $U_{BE,Q'} = U'_{R_2} - U'_E$. При изпълнение на равенство (2.9) генераторът навлиза в установен режим и в изхода му се получава синусоидален сигнал с постоянна амплитуда и честота, равна на f_o .

За осъществяване на сигурно самовъзбуждане генераторите се оразмеряват така, че в момента на включване на захранващото напрежение да се изпълни равенството

$$(2.11) \quad SR_{oe}\beta = 1,5 \div 3,5.$$

Постояннотоковият потенциал на колектора на транзистора в схемата от фиг. 2.2 е равен на U_{CC} , тъй като съпротивлението на бобината L_1 е нула ($x_{L_1} = \omega L_1 = 0$ за $\omega = 0$). При установен режим на работа на генератора в зависимост от големината на произведението (2.11) максималната амплитуда на колебанията може да достигне стойност $U_{cm} = U_{CC}$. В такъв случай максималното напрежение на колектора на транзистора ще бъде $u_{CE\max} = 2U_{CC}$. На това условие трябва да се обърне особено внимание при избора на транзистор.

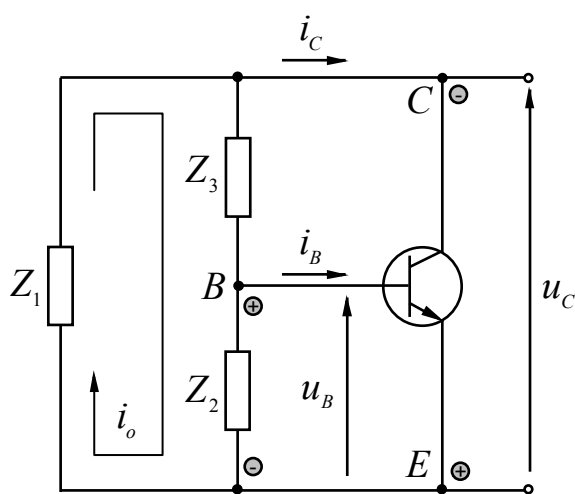
В заключение може да се обобщи, че схемата на Майснер осигурява генериране на стабилни синусоидални трептения до няколко мегагерца, като амплитудата на изходното напрежение може да се задава чрез промяна на коефици-

циента на връзката k_M на трансформатора или чрез промяна на захранващото напрежение U_{CC} . Коефициентът k_M се променя чрез изменение на взаимното положение между бобините L_1 и L_2 . Настройка на честотата f_o може да се осъществи, ако паралелно на кондензатора C се свърже тример-кондензатор. Обикновено при работа на честоти над 10MHz големият входен капацитет на транзистора, съгласно ефекта на Милер, и паразитните монтажни капацитети лесно превръщат генератора в т. нар. „двукръгова схема” и тогава той се възбужда на паразитни честоти. Освен това при честоти над 10MHz се налага и значително усложняване на конструкцията на трансформатора.

2.3. Триточкови LC генератори

Обобщена схема на триточков LC генератор. Условия за самовъзбуждане

Триточковите LC генератори са безтрансформаторни електронни схеми, в които транзисторът се включва към три точки от избирателната верига, чието комплексно съпротивление е разделено на три части: Z_1 , Z_2 и Z_3 (фиг. 2.4).



Фиг. 2.2. Обобщена схема на триточков LC генератор

При това всяка от тези части може да се представи като последователно свързани резистивна и реактивна съставка, т.е. $Z_i = r_i + jX_i$, където $i = 1, 2$ и 3 .

За да се осигури висока стабилност на честотата, е необходимо отделните елементи от избирателната верига да имат висок качествен фактор, т.е. $r_i \ll X_i$, тогава $Z_i \approx jX_i$. При тези условия и при $i_B \ll i_C$ за еквивалентния импеданс на избирателната верига може да се напише:

$$(2.12a) \quad Z_{oe} = \frac{\dot{U}_C}{\dot{I}_C} = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \text{ или}$$

$$(2.12b) \quad Z_{oe} \approx -\frac{X_1(X_2 + X_3)}{\sum_{i=1}^3 r_i + j(X_1 + X_2 + X_3)},$$

където $\sum_{i=1}^3 r_i = r_1 + r_2 + r_3$.

Самовъзбуждането на генератора става при честота, близка до резонансната честотата на избирателната верига, при което за знаменателя на (2.12b) трябва да се изпълни равенството

$$(2.13) \quad X_1 + X_2 + X_3 = 0 \text{ или } X_2 + X_3 = -X_1.$$

Тогава за еквивалентното съпротивление на избирателната верига се получава

$$(2.14) \quad R_{oe} \approx \frac{X_1^2}{\sum_{i=1}^3 r_i}.$$

Положителната обратна връзка в обобщената схема на фиг. 2.4 се формира от елементите Z_2 и Z_3 на избирателната верига. Ако се пренебрегнат базовият и колекторният ток на транзистора (контурният ток i_o е много по-голям от тях поради високия качествен фактор), за коефициента на предаване на обратната връзка се намира:

$$(2.15) \quad \dot{\beta} = \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_C} \approx \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \approx \frac{X_2}{X_2 + X_3}.$$

След заместване на (2.13) в (2.15) за коефициента $\dot{\beta}$ при честота близка до резонансната честота на избирателната верига се получава

$$(2.16) \quad \dot{\beta} = -\frac{X_2}{X_1}.$$

Въз основа на формули (2.3а) и (2.3б) за амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане на схемата от фиг. 2.4 се получава

$$(2.17a) \quad SR_{oe} \beta = 1 \text{ и}$$

$$(2.17б) \quad \pi + \varphi_S + \varphi_{Z_{oe}} + \varphi_\beta = 2\pi.$$

При честоти значително по-ниски от граничната честота на транзистора $\varphi_S = \varphi_{Z_{oe}} = 0$ и $\varphi_\beta = \pi$ (или $\varphi_\beta = 180^\circ$). Следователно, за да се самовъзбуди генераторът, е необходимо напрежението, което се получава от ОВ в базата на транзистора U_B , да бъде дефазирано точно на 180° спрямо напрежението на колектора U_C . От формула (2.16) следва, че това условие може да се изпълни само, ако Z_1 и Z_2 (или X_1 и X_2) са от един и същи вид – бобини или кондензатори. Освен това X_3 трябва да бъде от противоположен вид на X_1 и X_2 , за да е възможно изпълнението на равенство (2.13).

В зависимост от вида на X_1 и X_2 съществуват два основни типа триточкови LC генератори:

- схема с индуктивна ОВ или генератор на Хартли (Hartley oscillator);
- схема с капацитивна ОВ или генератор на Колпитц (Colpitts oscillator).

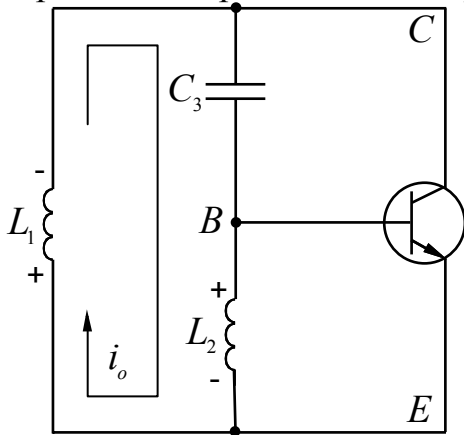
Триточкови генератори с индуктивна ОВ (генератори на Хартли)

Обобщената схема (за променлив ток) на генератор с индуктивна обратна връзка е показана на фиг. 2.5. В нея $X_1 = \omega L_1$ и $X_2 = \omega L_2$ имат индуктивен характер, а $X_3 = -1/\omega C_3$ – капацитивен характер. В този случай модулът на коефициента на предаване на ПОВ съгласно формула (2.16) има вида

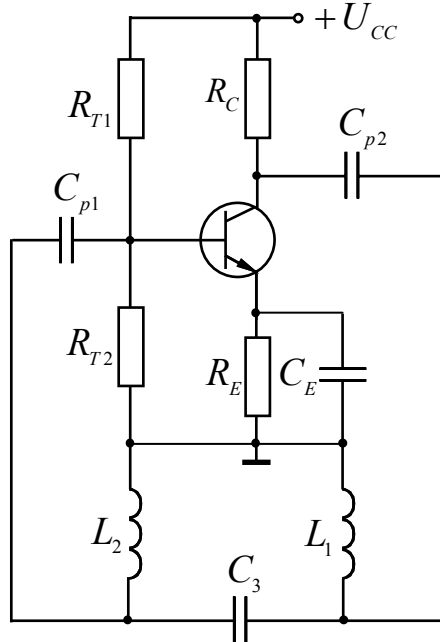
$$(2.18) \quad |\dot{\beta}| = \beta = \frac{L_2}{L_1}.$$

Следователно коефициентът β ще зависи единствено от отношението на индуктивностите L_1 и L_2 на избиращата верига.

Въз основа на обобщената схема от фиг. 2.5 могат да се получат различни варианти на триточкови генератори с индуктивна обратна връзка.



Фиг. 2.5. Обобщената схема (за променлив ток) на генератор с индуктивна ОБ



Фиг. 2.6. Генератор на Хартли с биполярен транзистор по схема ОЕ

Пълната принципна схема на генератор по индуктивната триточкова схема е представена на фиг. 2.6. В нея биполярният транзистор е свързан по схема ОЕ, а избиращата верига (LC кръга) се състои от кондензатора C_3 и бобините L_1 и L_2 . Към единия край на LC кръга (общата точка на L_1 и C_3) през разделителния кондензатор C_{p2} е включен колекторът на транзистора, а към другия край (общата точка на L_2 и C_3) през разделителния кондензатор C_{p1} – базата на транзистора. Емитерът на транзистора има потенциал нула по променлив ток чрез блокиращия кондензатор C_E . Освен това общата точка на бобините L_1 и L_2 има също потенциал нула. По този начин напреженията база – емитер и колектор – емитер се оказват дефазирани на 180° , което е необходимо условие да бъде обратната връзка положителна. Постояннотоковото захранване на колектора на транзистора се реализира чрез захранващото напрежение и пада на напрежение върху резистора R_C . Постояннотоковото захранване на базата на транзистора се получава от резисторния делител $R_{T1} \div R_{T2}$. Честотата на генерираните синусоидални трептения е приблизително равна на резонансната честота на LC кръга и се намира от следната формула:

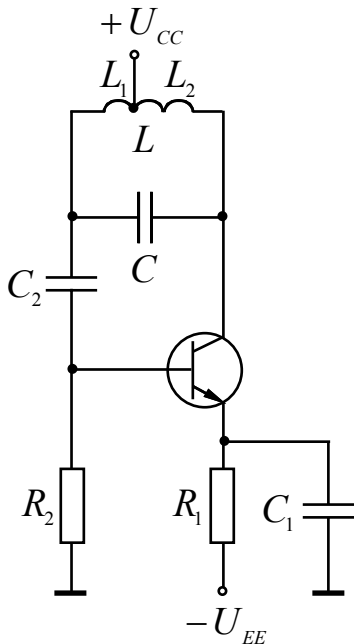
$$(2.19) \quad f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_3}},$$

където $L_e = L_1 + L_2$.

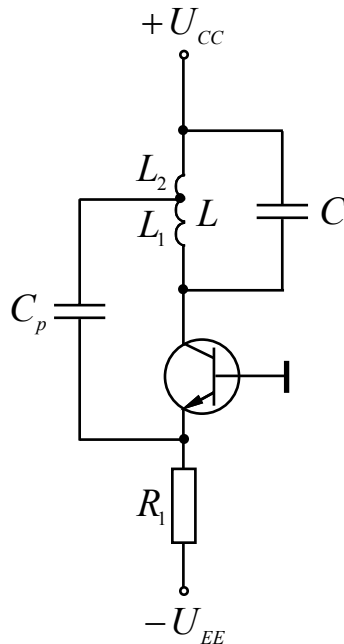
Изходният сигнал на схемата може да се получи от колектора на транзистора през допълнителен разделителен кондензатор.

Други варианти на генератори с биполярни транзистори по индуктивната триточкова схема са показани на фиг. 2.7а и фиг. 2.7б. В тях се използва двуполярно захранване (U_{cc}^+ и U_{ee}^-) на транзистора. Индуктивността на бобините $L = L_1 + L_2$, междинната точка на която по променлив ток има потенциал

нула, заедно с капацитета на кондензатора C определят резонансната честота, на която се възбужда генераторът. За схемата на Хартли от фиг. 2.7а транзисторът е свързан по схема ОЕ. Чрез кондензатора C_2 променливото напрежение се подава на базата на транзистора. Базовото напрежение по отношение



Фиг. 2.7а. Генератор на Хартли с двуполлярно захранване на транзистора, свързан по схема ОЕ



Фиг. 2.7б. Генератор на Хартли с двуполлярно захранване на транзистора, свързан по схема ОБ

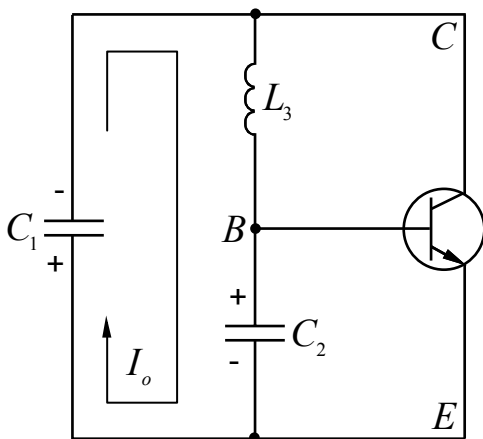
на колекторното е дефазирано на 180° . Колекторният ток в режим на покой се определя от съпротивлението на резистора R_1 .

В схемата на Хартли от фиг. 2.7б транзисторът е включен по схема ОБ, затова напрежението от ОБ, получено в междинната точка на бобината L през кондензатора

C_p , има същата фаза както колекторното напрежение.

Триточкови генератори с капацитивна ОБ (генератори на Колпитц)

Обобщената схема (за променлив ток) на генератор с капацитивна обратна връзка е показана на фиг. 2.8. В нея $X_1 = -1/\omega C_1$ и $X_2 = -1/\omega C_2$ имат капацитивен характер, а $X_3 = \omega L_3$ – индуктивен характер. В този случай модулет на коефициента на предаване на ПОВ



Фиг. 2.8. Обобщената схема (за променлив ток) на генератор с капацитивна ОБ

съгласно формула (2.16) има вида

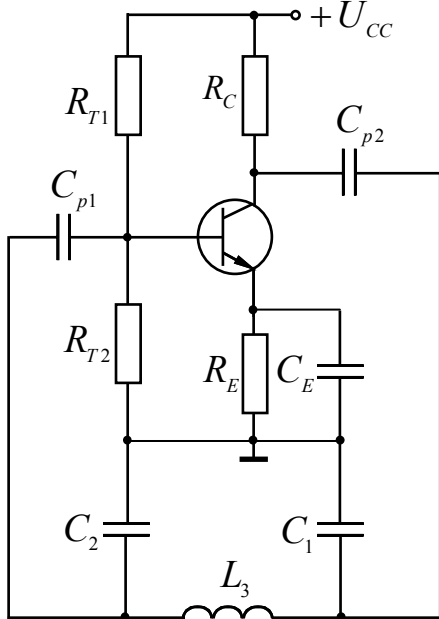
$$(2.20) \quad |\dot{\beta}| = \beta = \frac{C_1}{C_2}.$$

Въз основа на обобщената схема в практиката се използват разнообразни варианти на триточкови генератори с капацитивна обратна връзка.

Пълната принципна схема на генератор по капацитивната триточкова схема е показана на фиг. 2.9. В нея биполярният транзистор е свързан по схема ОЕ, като постоянно-токовото захранване на колектора и на базата на транзистора съответства на схемата на Хартли от

фиг. 2.6. Емитерът е заземен по променлив ток чрез блокиращия кондензатор

C_E . По този начин емитерът се оказва включен между двата кондензатора C_1 и C_2 от избирателната верига. При това единият край на избирателната верига (общата точка на C_1 и L_3) е включен към колектора на транзистора през разделителния кондензатор C_{p2} , а другият край (общата точка на C_2 и L_3) – към базата на транзистора през C_{p1} . По този начин на свързване напреженията база – емитер и колектор – емитер се оказват дефазирани на 180° . Честотата на синусоидалните трептения е приблизително равна на резонансната честота на LC кръга и се намира от следната формула:



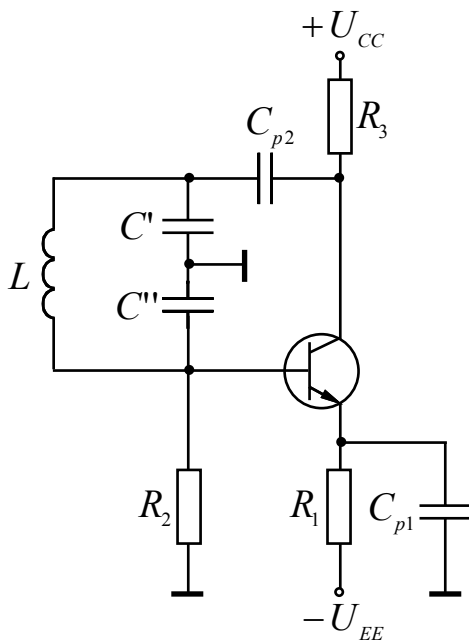
Фиг. 2.9. Генератор на Колпитц с биполярен транзистор по схема ОЕ

(2.21)
$$f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_e}},$$
 където $C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

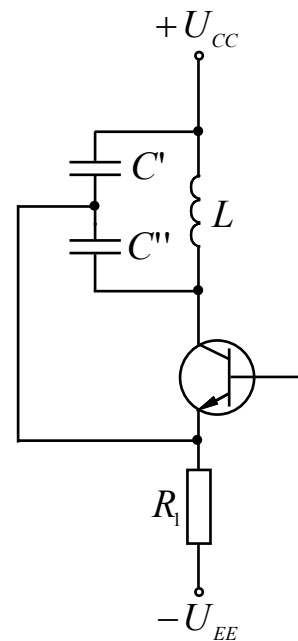
Изходният сигнал от генератора може да се получи от колектора на транзистора през допълнителен разделителен кондензатор.

Други варианти на генератори с биполярни транзистори по капацитивната триточкова схема са

показани на фиг. 2.10а и фиг. 2.10б. Схемата на Колпитц (фиг. 2.10а) съответства на схемата на Хартли от фиг. 2.7а. Схемата от фиг. 2.10а е малко по-сложна, тъй като изисква включването на допълнителен резистор R_3 , чрез който на колектора на транзистора се подава положително захранващо напреже-



Фиг. 2.10а. Генератор на Колпитц с двуполярно захранване на транзистора, свързан по схема ОЕ

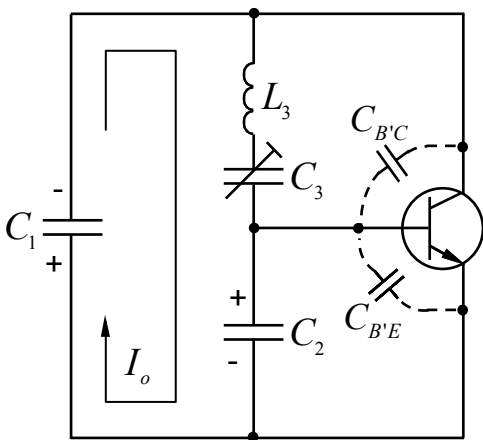


Фиг. 2.10б. Генератор на Колпитц с двуполярно захранване на транзистора, свързан по схема ОБ

ние. В генератора на Колпитц от фиг. 2.10б транзисторът е включен по схема ОБ. Тя съответства на схемата на Хартли от фиг. 2.7б. Честотата на синусоидалните трептения за схемите от фиг. 2.10а и 2.10б може да се намери от формула, подобна на формула (2.21), като еквивалентният капацитет на LC кръга е $C_e = \frac{C' C''}{C' + C''}$, а $L_3 = L$.

Генератор на Клап (Clapp oscillator)

Кондензаторите C_1 и C_2 в генератора на Колпитц (фиг. 2.8) се явяват паралелно включени на паразитните капацитети между електродите на транзистора $C_{B'E}$ и $C_{B'C}$. При работа на високи честоти (повече от 10MHz) съпротивленията на C_1 и C_2 стават съизмерими със съпротивленията на $C_{B'E}$ и $C_{B'C}$ и резонансната честота на избиращата верига може да се промени при изменение на работната точка на транзистора (например под действието на изменението на околната температура или на захранващото напрежение). За намаляване на това вредно влияние при високи честоти практически често се използва модификация на генератора на Колпитц или т. нар. генератор на Клап.



Фиг. 2.11. Обобщената схема (за променлив ток) на генератор на Клап

Обобщената схема (за променлив ток) на генератор на Клап е показана на фиг. 2.11. Тя се различава от схемата на Колпитц по това, че последователно на бобината L_3 се включва кондензатор C_3 , чиито капацитет се избира значително по-малък от капацитетите на кондензаторите C_1 и C_2 . В такъв случай за еквивалентния капацитет на избиращата верига се получава

$$(2.22) \quad C_e = \frac{1}{\frac{1}{C_1 + C_{B'C}''} + \frac{1}{C_2 + C_{B'E}' + C_{B'C}'} + \frac{1}{C_3}} \approx C_3,$$

където съгласно ефекта на Милер $C_{B'C}' \approx C_{B'C}'(1 - A_U)$ и $C_{B'C}'' \approx C_{B'C}' \left(1 - \frac{1}{A_U}\right)$.

Тогава за резонансната честота се намира

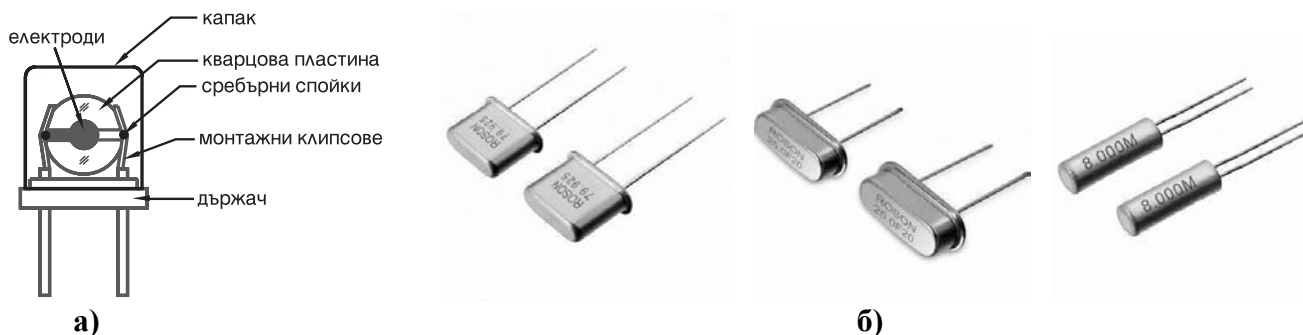
$$(2.23) \quad f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_e}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_3}}.$$

От формула (2.23) следва, че честотата f_o ще зависи основно от индуктивността на бобината L_3 и капацитета на кондензатора C_3 , но не и от паразитните капацитети $C_{B'E}$ и $C_{B'C}$ на транзистора. За плавна настройка на честотата C_3 може да се реализира с тример-кондензатор.

2.2. Кварцови генератори

Кварцови резонатори. Еквивалентна електрическа схема и основни параметри

Стабилността на честотата на описаните в предишната тема LC генератори в много случаи е недостатъчна. Тя зависи от температурните коефициенти на капацитетите и индуктивностите и температурните зависимости на параметрите на активните елементи. Значително повишаване на стабилността на честотата на генераторите може да се постигне при използването на кварцови резонатори (quartz crystals), в които енергията на електрическото поле се преобразува в енергия на механични колебания. Най-общо всеки кварцов резонатор се състои от пиезоелемент (кварцова пластина, изрязана по подходящ начин от кварцов кристал – SiO_2), два електрода и държач (2.12а). Принципът на действие на



Фиг. 2.12. Конструкция (а) и външен вид (б) на кварцови резонатори

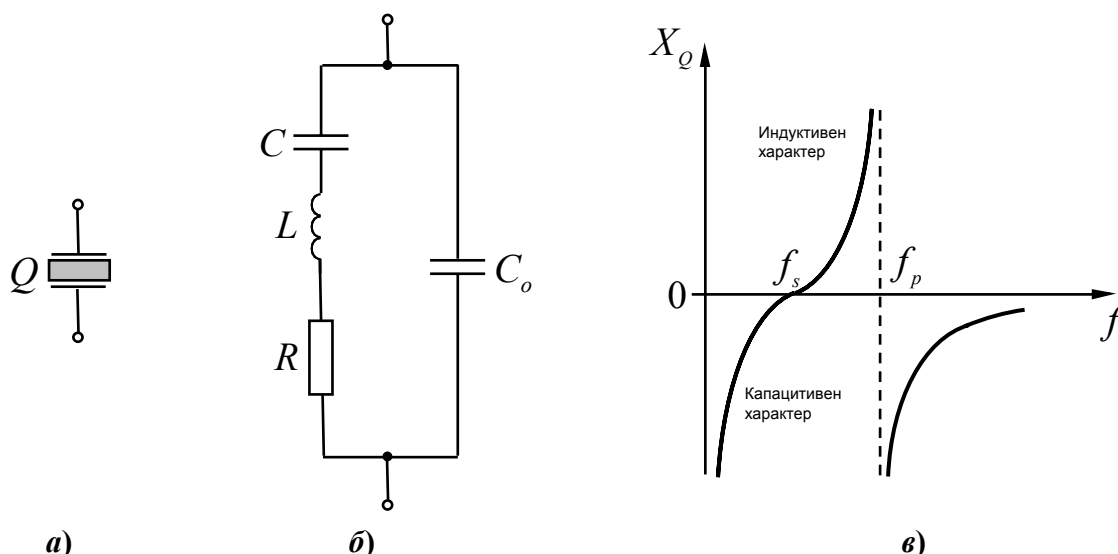
кварцовите резонатори се основава на обратния пиезоефект. При подаване на променливо напрежение между електродите на резонатор в него възникват не големи механични трептения, които са пропорционални на интензитета на приложеното електрическо поле (например деформациите на пластината могат да достигнат 0,1% от началния размер). В зависимост от формата на пластината, типа на среза, електродите и др. в кварцовата пластина могат да възникнат различни видове трептения, например на огъване, усукване или свиване (разтягане). В резултат на разтрептяването на пластината на определена честота може да възникне механичен последователен резонанс, при което амплитудата на трептенията става максимална, а електрическото съпротивление между двата електрода е минимално.

Външният вид на някои видове кварцови резонатори, подходящи за използване в LC генератори, са показани на фиг. 2.12б.

Електрически всеки кварцов резонатор може да се разглежда като колебателен контур с висок качествен фактор. Освен това температурната нестабилност на резонансната честота е незначителна и има стойности

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f} = 10^{-6} \dots 10^{-10}.$$

На фиг. 2.13а и фиг. 2.13б са показани схемното означение и електрическата еквивалентна схема на кварцов резонатор. В нея стойностите на L и C определят механичните свойства на кварцовата пластина, а R – неговлямо омично съпротивление, характеризиращо затихването на механичните трептения. C_o е



Фиг. 2.13. Схемно означение (а), еквивалентна електрическа схема (б) и зависимост на реактивното съпротивление от честотата (в) на кварцов резонатор

капацитетът между електродите на резонатора с диелектрик самата кварцова пластина. Типичните стойности на основните параметри на еквивалентната схема за 4MHz-ов кварцов резонатор са: $R = 100\Omega$, $L = 100mH$, $C = 0,015pF$ и $C_o = 5pF$. Еквивалентният качествен фактор на такъв кварцов резонатор е

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 26000, \text{ където } \rho = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 2,6M\Omega.$$

Резонансните честоти на кварцовия резонатор могат да бъдат определени от анализа на еквивалентната електрическа схема. Ако в нея се пренебрегне съпротивлението R , за пълния импеданс се получава

$$(2.22.a) \quad Z_q = \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) \parallel \frac{1}{j\omega C_o} \text{ или}$$

$$(2.24б) \quad Z_q = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 LC - 1}{C_o + C - \omega^2 LCC_o}.$$

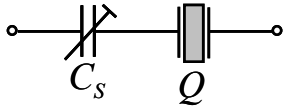
От формула (2.24б) следва, че съществува една честота, за която $Z_q = 0$ и друга честота, за която $Z_q = \infty$. В такъв случай всеки кварцов резонатор има две резонансни честоти – честота с последователен (сериен) резонанс f_s и честота с паралелен резонанс f_p . За определяне на честотата на последователния резонанс числителят на Z_q се приравнява на нула ($\omega^2 LC - 1 = 0$), тогава

$$(2.25) \quad f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Честотата на паралелния резонанс се определя, като знаменателят на Z_q се приравни на нула.

$$(2.26) \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_o}}.$$

Както се вижда от формули (2.25) и (2.26), честотата на серийния резонанс f_s зависи само от параметрите L и C , докато честотата f_p зависи и от капацитета C_o . На фиг. 2.13в е показана зависимостта на реактивното съпротивление X_Q на резонатора от честотата. В околност на честотата f_s съпротивлението X_Q е минимално, а в околност на честотата f_p съпротивлението клони към безкрайност. Освен това в областта от 0 до f_s и за $f > f_p$, X_Q има капацитивен характер, а за $f_s < f < f_p$, X_Q има индуктивен характер, т.е. резонаторът представлява еквивалентна индуктивност. На практика резонаторите не се използват в околност на честотата f_p и в областите където X_Q има капацитивен характер, понеже неизбежните монтажни капацитети, паралелно включени на резонатора и значително по-големи от C_o , определят нестабилността на честотата.



Фиг. 2.12. Донастройване на резонансната честота на кварцов резонатор при серийен резонанс

В много случаи се налага изменение на честотата в неголеми граници, така че да се получи определена стойност. За целта, както е показано на фиг. 2.14, последователно на кварцовия резонатор Q се включва тример-кондензатор C_s , чийто капацитет е значително по-голям от капацитета C . Тогава за пълния импеданс се получава

$$(2.27) \quad Z_q = \frac{1}{j\omega C_s} \cdot \frac{C + C_o + C_s - \omega^2 LC(C_o + C_s)}{C_o + C - \omega^2 LCC_o}.$$

При приравняване на нула на числителя на Z_q се определя новата честота на серийния резонанс:

$$(2.28) \quad f'_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_o + C_s}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_o + C_s}}.$$

При условие, че $C \ll C_o + C_s$ и като се използва равенството $\sqrt{1 \pm x} \approx 1 \pm \frac{1}{2}x$ (за $x \ll 1$), формула (2.28) се опростява

$$(2.29) \quad f'_s \approx f_s \left[1 + \frac{C}{2(C_o + C_s)} \right].$$

Тогава за относителното изменение на честотата се намира

$$(2.30) \quad \frac{\Delta f}{f} = \frac{C}{2(C_o + C_s)}, \quad \text{където } \Delta f = f'_s - f_s.$$

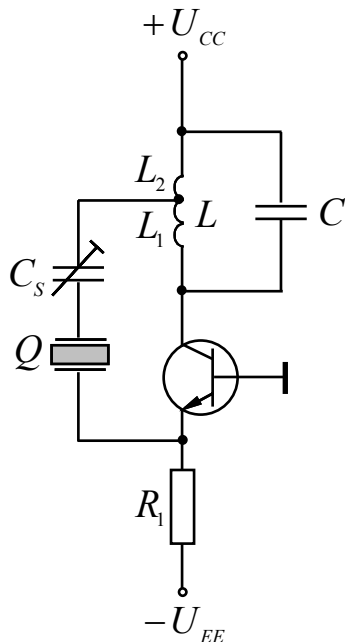
Включването на донастройващ кондензатор не променя честотата на паралелния резонанс, тъй като знаменателят на Z_q във формула (2.27) не зависи от C_s . Сравнението на формули (2.28) и (2.26) показва, че при намаляване на C_s честотата на последователния резонанс се доближава до честотата на паралелния резонанс на кварцовия резонатор.

Електронни схеми на кварцови генератори

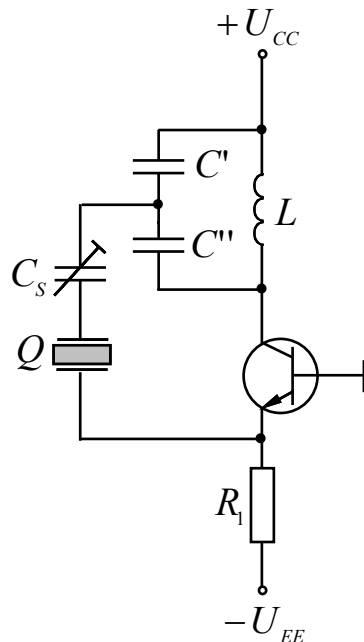
Съществува голямо разнообразие на схеми на генератори, в които честотата е стабилизирана с кварцов резонатор. В зависимост от съотношението между честотата на генерираните трептения и резонансните честоти на кварцовия резонатор генераторите се разделят на две големи групи. Първата се нарича *схеми на LC генератори с кварцов резонатор, работещ на честотата на последователния резонанс f_s* . Втората група се нарича *схеми на LC генератори с еквивалентна кварцова индуктивност*. В тях честотата на трептенията се намира между честотите f_s и f_p . В този случай еквивалентната проводимост на кварцовия резонатор има индуктивен характер (вж. фиг. 2.13в).

Схеми на LC генератори с кварцов резонатор, работещ на честотата на последователния резонанс

Резонансната честота на LC генераторите може да се стабилизира, ако в обратната връзка се включи кварцов резонатор. За осигуряване на най-добра стабилност е подходящо да се използва честотата на последователния резонанс. При това е необходимо съпротивленията на външните резистори, включени последователно във веригата на обратната връзка, да бъдат по възможност по-малки от собственото съпротивление R , характеризиращо затихването на трептенията на кварцовия резонатор. В противен случай качественият фактор на резонатора намалява и в резултат на това може по-лесно да се наруши фазовото условие за самовъзбуждане, а оттам да се промени честотата на трептенията. На фиг. 2.15а и фиг. 2.15б са показани две схеми на LC генератори с кварцов резонатор, в които транзисторите са включени по схема ОБ. При този начин на



Фиг. 2.15а. Генератор на Хартли с кварцов резонатор

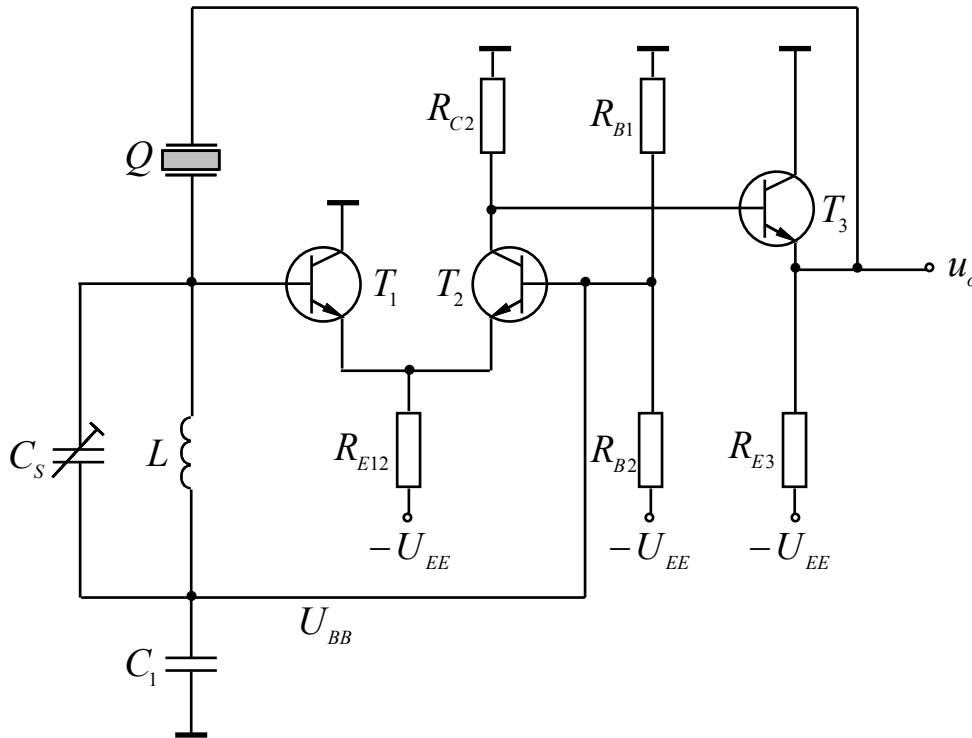


Фиг. 2.15б. Генератор на Колпитц с кварцов резонатор

свързване на транзистора съпротивленията, включени последователно на резонатора, са с малки стойности. Схемата от фиг. 2.15а е реализирана на базата на генератора на Хартли (фиг. 2.7б), а схемата на фиг. 2.15б – на базата на генератора на Колпитц (фиг. 2.10б). За възникването на трептения и в двете схе-

ми (фиг. 2.15а и фиг. 2.15б) е необходимо LC кръгът да бъде настроен на честотата f_s (т.е. $f_s \equiv f_o \approx 1/2\pi\sqrt{LC}$) на кварцовия резонатор. По този начин

единствено при честота f_s съпротивлението на резонатора е минимално и част от изходното напрежение на колектора може да се върне към входа на усилвателя (емитера на транзистора), т.е. ПОВ се затваря. Допълнително с помощта на кондензатора C_s може да се извърши донастройка на честотата f_o в неголеми граници.



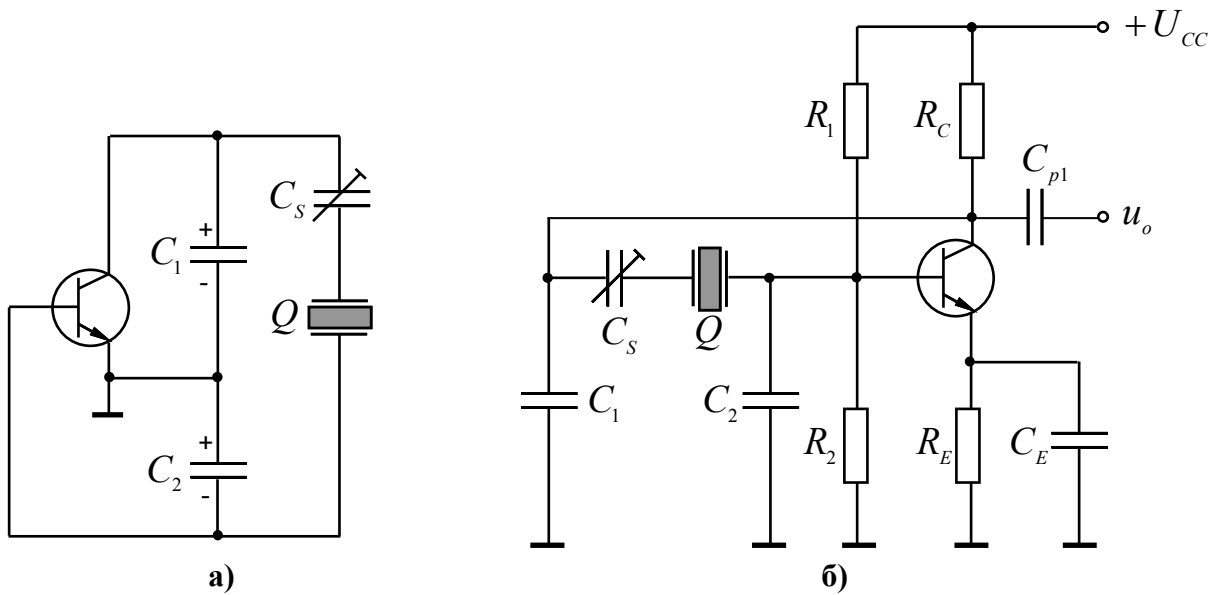
Фиг. 2.16. LC генератор с емитерна връзка и кварцов резонатор

Друг вариант на LC генератор с кварцов резонатор е показан на фиг. 2.16. Схемата се състои от един входен каскоден усилвател ОК – ОБ (транзистори T_1 и T_2) и крайно стъпало ОК (транзистор T_3). Тъй като напрежението на базата на транзистора T_1 е с една и съща фаза с напрежението на емитера на транзистора на T_3 , то ОБ, въз-

никваща при свързването им чрез кварцовия резонатор Q , е положителна. За получаването на трептения е необходимо резонансната честота на избирателната верига, съставена от бобината L и тример – кондензатора C_s , да бъде равна на честотата f_s на кварцовия резонатор. Понеже коефициентът на усилване на каскода ОК – ОБ е право пропорционален на стръмността на транзисторите T_1 и T_2 , той може да се регулира в определени граници чрез изменение на съпротивлението R_{E12} . По този начин се променя амплитудното условие за самовъзбуждане, а оттам и амплитудата на изходния сигнал u_o . Постояннотоковият потенциал U_{BB} на базите на транзисторите T_1 и T_2 се осигурява чрез делителя $R_{B1} - R_{B2}$. По променлив ток блокиращият кондензатор C_1 осигурява нулев потенциал на базата на транзистора T_2 и на долния край на LC кръга. Поради начина на свързване на транзисторите във входното и крайното стъпало паразитните капацитети са много малки и влиянието им върху резонансната честота е незначително, което позволява схемата да се използва за генерации на сигнали с честота, по-висока от 100MHz .

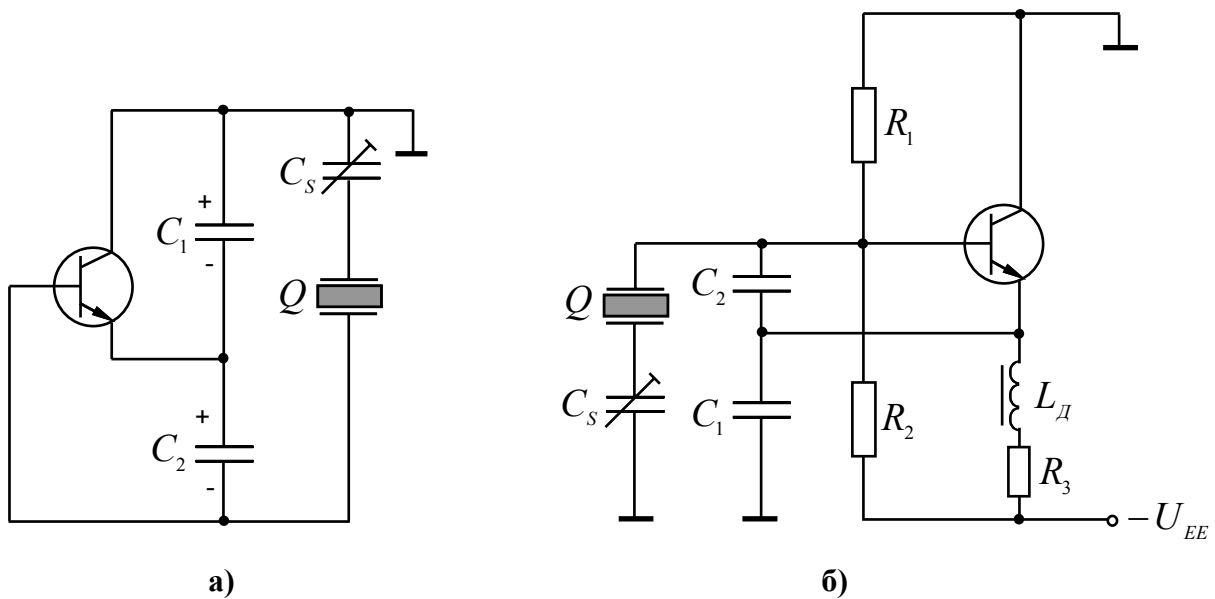
Схеми на LC генератори с еквивалентна кварцова индуктивност

Във втората основна група схеми (LC генератори с еквивалентна кварцова индуктивност) като база най-често се използва генераторът на Колпитц. За разлика от схемите с кварц във веригата на ОВ тук резонаторът замества бобината L_3 от избирателната верига (вж. фиг. 2.8). Тогава за възникването на трептения е необходимо еквивалентният LC кръг да бъде настроен на честота f_o , която се намира между f_s и f_p на кварцовия резонатор. На фиг. 2.17, 2.18 и 2.19 са представени три схеми на кварцови генератори, работещи на честотата f_o между f_s и f_p . Първата схема се нарича генератор на Пирс (Pierce crystal



Фиг. 2.17. Генератор на Пирс.

a – схема за променлив ток; *б* – схема с вериги за постоянноотокково захранване

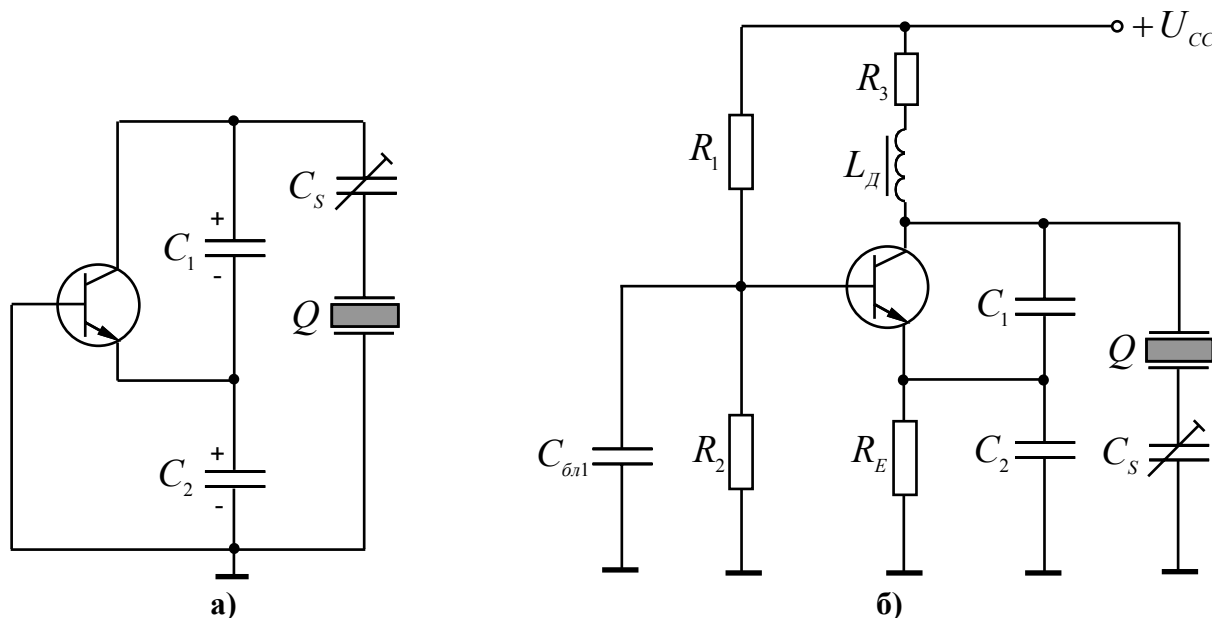


Фиг. 2.18. Генератор на Колпитц с кварцов резонатор.

a – схема за променлив ток; *б* – схема с вериги за постоянноотокково захранване

oscillator). В нея транзисторът е свързан по схема ОЕ. За донастройка на честотата на трептенията последователно на кварцовия резонатор е включен тример-

кондензатор C_s . Генераторът на Пирс е изпълнен на базата на схемата от фиг. 2.9. Във втората схема (фиг. 2.18) транзисторът е свързан по схема ОК. За получаването на висок качествен фактор е необходимо съпротивленията на външните резистори, включени паралелно на LC кръга, да бъдат по възможност по-големи от резонансното съпротивление R_{oe} . За целта в схемата от фиг. 2.18б последователно на резистора R_3 е включена бобина (дросел) с голяма индуктивност и съответно с достатъчно голямо съпротивление по променлив ток.



Фиг. 2.19. Генератор на Клап с кварцов резонатор.

а – схема за променлив ток; *б* – схема с вериги за постоянноотково захранване

Третата схема, показана на фиг. 2.19, е известна като генератор на Клап с кварцов резонатор. В нея транзисторът е свързан по схема ОБ. Схемата на Клап се получава от схемата за променлив ток на фиг. 2.11, като бобината L_3 се замества с кварцов резонатор. Генераторът на Клап е подходящ за работа при високи честоти (над 10MHz), тъй като еквивалентните паразитни капацитети могат да се получат с много малки стойности.

Кварцови генератори в модулно изпълнение

Широкото приложение на кварцовите генератори в електронната техника е причина много фирми да предлагат готови модули на генератори с кварцов резонатор, затворени в един корпус. По този начин се опростява реализацията на схеми, изискващи включването на кварцов резонатор. Освен това генераторите, изпълнени като модул в един корпус могат да се получат със значително по-добри електрически и конструктивни параметри в сравнение с дискретните схеми. Така например може да се постигне значително по-добра температурна стабилност на честотата на трептенията, както и по-малки размери на генераторите.

Основните разновидности на генераторни схеми в модулно изпълнение са:

– *кварцови генератори с фиксирана честота* (Clock Crystal Oscillator – СХО), реализирани чрез някоя от схемите, разгледани по-горе;

– *кварцови генератори, управлявани с постоянно напрежение* (Voltage – Controlled Crystal Oscillator – VCXO). При този тип генератори честотата на изходния сигнал може да се изменя в определени граници чрез външно подадено напрежение. За реализацията им обикновено се използват дадените по-горе схеми, като в тях един от кондензаторите на LC кръга се заменя с двойка варикапи. Примерни генератори от този тип са: CD-700, ECV15, LM1500, МК3721, TCO-291J, VCXO-105N и MAX2605...2609;

– *термостатирани кварцови генератори* (Oven Controlled Crystal Oscillator – OCXO). Това са високопрецизни генератори, поставени в миниатюрни термостати, при което температурата на кварца се изменя в граници, по-малки от $\pm 2^\circ\text{C}$ за целия работен температурен обхват (например от -20 до $+75^\circ\text{C}$). Примерни генератори от този тип са: 9140А, ОС-260, TCO-639Е и ОСХО-131А.

2.5. RC генератори

LC генераторите почти не се използват за получаване на нискочестотни трептения (под 100kHz), тъй като в този случай са необходими сравнително големи индуктивности и капацитети. В този честотен диапазон основно се използват RC генератори, за които честотата на трептенията се определя от параметрите на пасивни RC филтри. В зависимост от вида на АЧХ на пасивния филтър RC генераторите са с квазирезонансна избираща верига (пасивен лентов или заграждащ филтър) и с апериодична избираща верига (НЧ-, ВЧ- или фазов филтър).

RC генератор с мост на Вин – Робинзон (RC генератор с квазирезонансна избираща верига)

Основната схема на RC генератор с мост на Вин – Робинзон (Wien bridge oscillator) е показана на фиг. 2.20. Тя се състои от ОУ, обхванат от последователна ООВ по напрежение (резисторите R_3 и R_4) и от ПОВ чрез пасивния лентов RC филтър, съставен от елементите R_1 , C_1 , R_2 и C_2 .

Въз основа на формули (2.2а) и (2.2б) за амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане на схемата от фиг. 2.20 се получава

$$(2.31\text{a}) \quad \left| \dot{\beta}^+ \dot{A}_U \right| = 1 \text{ и}$$

$$(2.31\text{б}) \quad \varphi_{A_U} + \varphi_{\beta^+} = 0.$$

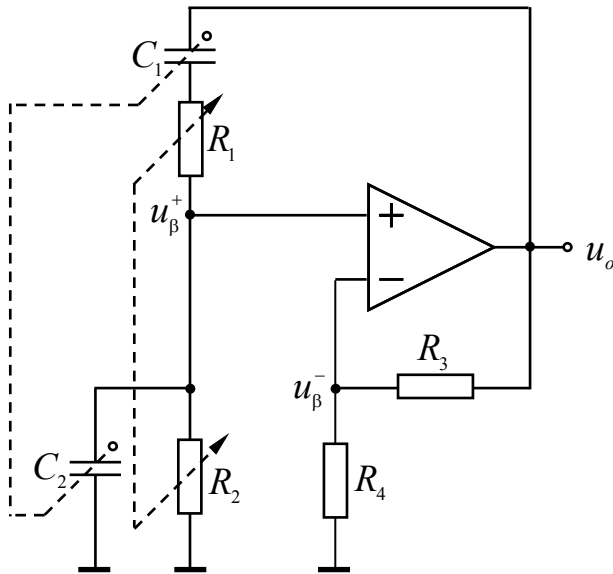
За коефициента на усилване по напрежение, при условие че ОУ е идеален, може да се напише:

$$(2.32) \quad A_U = \frac{u_o}{u_{\beta^+}} = 1 + \frac{R_3}{R_4}.$$

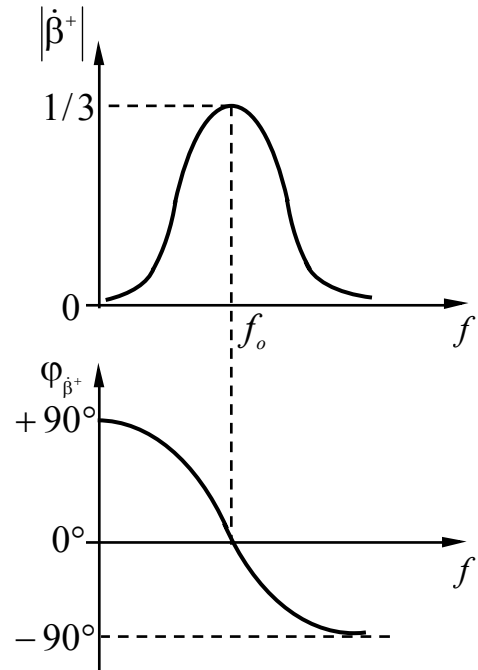
Коефициентът на предаване по напрежение на лентовия филтър, считан от изхода към неинвертиращия вход на ОУ, е

$$(2.33a) \quad \dot{\beta}^+ = \frac{\dot{U}_{\beta^+}}{\dot{U}_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)},$$

където $Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$ и $Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$.



Фиг. 2.20. Схема на RC генератор с мост на Вин – Робинзон



Фиг. 2.21. АЧХ и ФЧХ на избира-телната верига на генератора с мост на Вин – Робинзон

В случай, че се избере $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, формула (2.33a) се опростява:

$$(2.33б) \quad \dot{\beta}^+ = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}.$$

При ниски честоти $\varphi_{A_v} \approx 0^\circ$, тогава за изпълнение на фазовото условие за самовъзбуждане (2.31б) е необходимо $\varphi_{\beta^+} = 0^\circ$, т.е. $\dot{\beta}^+$ трябва да бъде реално число. Това е възможно при $\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0$, откъдето за честотата на генерираното синусоидално трептене се получава

$$(2.34a) \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}.$$

При честота f_o въз основа на формули (2.33б) и (2.31a) за модула на коефициента на предаване по напрежение на положителната обратна връзка

$|\dot{\beta}^+| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\omega RC - 1/\omega RC)^2}}$ и минималната стойност на коефициента A_U се получава:

$$(2.34б) \quad |\dot{\beta}^+(f_o)| = \beta_o^+ = \frac{1}{3} \text{ и}$$

$$(2.34в) \quad A_{U \min} = \frac{1}{\beta_o^+} = 3 \text{ или } R_3 = 2R_4.$$

На фиг. 2.21 са дадени в графичен вид АЧХ и ФЧХ на пасивния RC филтър (ПОВ). От тях се вижда, че само при квазирезонансната честота f_o коефициентът на предаване на ПОВ е максимален и има стойност $1/3$, а фазовият ъгъл φ_{β^+} на напрежението на неинвертиращия вход \dot{U}_{β^+} спрямо изходното напрежение на ОУ \dot{U}_o е нула.

За плавното изменение на честотата в определени граници резисторите R_1 и R_2 обикновено се реализират с един сдвоен потенциометър (модул от два променливи резистора с възможност за едновременно преместване на плъзгачите им). Изменение на честотата в обхват $1:10$ може да се получи, ако последователно на променливите резистори $R_1 = R_2 = R$ се включват постоянни резистори със съпротивления $R/10$. Ако допълнително се осъществи едновременно превключване и на параметрите на кондензаторите C_1 и C_2 , схемата може да осигури трептения приблизително в честотния обхват от 10Hz до 1MHz .

RC генератор с мост на Вин – Робинзон и автоматично регулиране на усилването (АРУ)

За получаване на сигурно възбуждане на генератора от фиг. 2.20 се избира $R_3 > 2R_4$, по този начин $|\dot{\beta}^+| \cdot |A_U| > 1$. Тогава поради приблизително линейния характер на предавателната функция на усилвателя (вж. (2.32)) амплитудата на генерираните трептения започва да нараства докато ОУ се насити по напрежение. В резултат на това синусоидалният сигнал в изхода се изкривява. Стабилизация на амплитудата на изходния сигнал може да се постигне чрез включване към ООВ на верига за автоматично регулиране на усилването (АРУ). Електронна схема на RC генератор с АРУ е показана на фиг. 2.22. Веригата за АРУ съдържа: върхов детектор, съставен от диода D_1 и кондензатора C_3 ; делител на напрежение с резисторите $R_5 - R_6$, източник на опорно напрежение E_o и N -канален полеви транзистор J_1 . ООВ се осъществява чрез резисторите $R_3 = R_{3a} + R_{3b}$ (потенциометърът R_{3b} се използва за допълнителна настройка на изходната амплитуда), R_4 и съпротивлението r_{DS} на канала на полевия транзистор J_1 . Стойността на r_{DS} се управлява от амплитудата на изходния сигнал, като за коефициента на усилване се получава

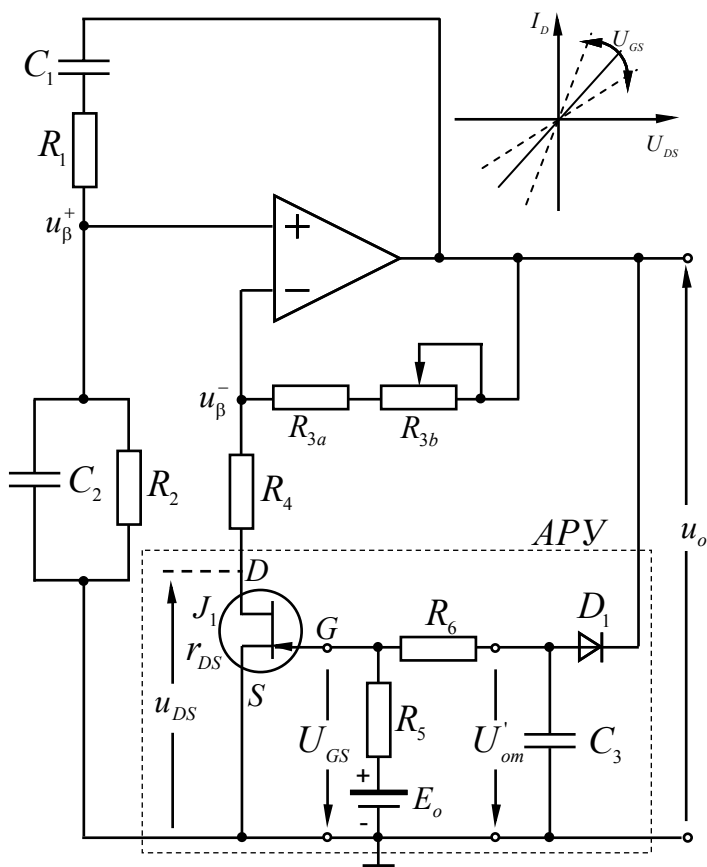
$$(2.35) \quad A_U = \frac{u_o}{u_{\beta^+}} = 1 + \frac{R_3}{R_4 + r_{DS}}.$$

Управляващото напрежение гейт – сорс на транзистора J_1 е функция на изходната амплитуда U_{om} и на постоянното напрежение E_o , съгласно израза

$$(2.36) \quad U_{GS} = \frac{E_o R_6 - U'_{om} R_5}{R_5 + R_6} = \frac{1}{2}(E_o - U'_{om}),$$

където $R_5 = R_6$ и $U'_{om} \approx U_{om} - U_{D_1}$ (U_{D_1} е падът на напрежение върху диода D_1 в права посока, като за силициев диод $U_{D_1, Si} \approx 0,6 \dots 0,7V$).

Регулиращото действие на ОВ в схемата от фиг. 2.22 е следното. При първоначално включване на захранването напрежението U_{GS} е положително и



Фиг. 2.22. Схема на RC генератор с АРУ

съпротивлението на канала r_{DS} е минимално. Това определя малка дълбочина на ООВ, което осигурява сигурно възбуждане на генератора. В процеса на самовъзбуждане амплитудата на изходния сигнал U_{om} се увеличава и отрицателното напрежение, подадено към гейта на транзистора J_1 , нараства. Това предизвиква увеличаване на съпротивлението r_{DS} , а оттам и на дълбочината на ООВ. Промяната на напрежението продължава до момента, в който $|\dot{\beta}^+| |\dot{A}_V| = 1$. Тогава RC генераторът навлиза в установен режим и в изхода му се получава синусоидален сигнал с постоянна амплитуда и честота f_o .

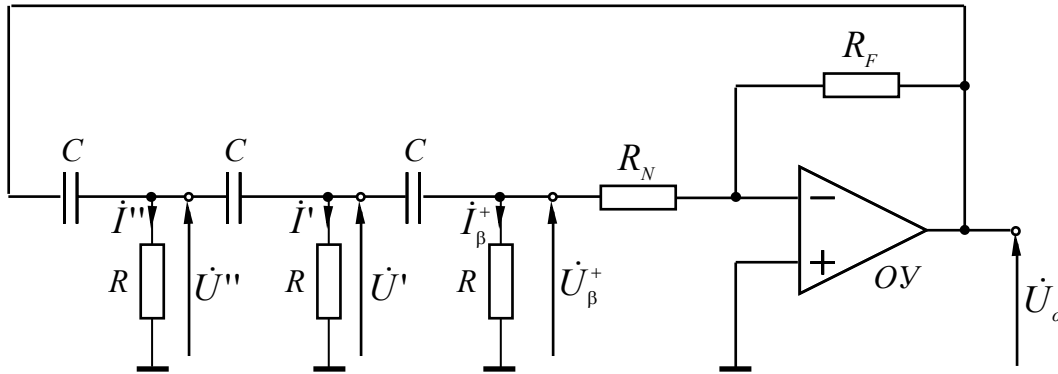
При увеличаване на амплитудата на изходния сигнал U_{om} под действието на дестабилизиращи

фактори (например изменение на температурата на околната среда), отрицателното напрежение, подадено към гейта на транзистора J_1 , нараства. Това предизвиква увеличаване на съпротивлението r_{DS} , с което ООВ става по-дълбока и амплитудата на изходния сигнал намалява.

Плавно изменение на честотата на генерираното трептене може да се осъществи, ако резисторите R_1 и R_2 се заменят със сдвоен потенциометър. За да се избегнат допълнителни изкривявания във формата на изходния сигнал от действието на АРУ и при най-ниската честота от работния обхват време-константата $(R_5 + R_6)C_3$ трябва да се установи със стойност поне 10 пъти по-голяма от максималния период на трептенията на генератора.

RC генератори с апериодична избирателна верига (Phase – Shift Oscillators)

На фиг. 2.23 е представен RC генератор с високочестотна избирателна верига (тризвенна RC група), съставена от три еднакви резистора R и три еднакви кондензатора C . Избирателната верига е свързана между входа и изхода на инвертиращ усилвател с ООВ, реализирана с



Фиг. 2.23. Схема на RC генератор с високочестотна избирателна верига

резисторите R_F и R_N . За една определена честота дефазирането на напрежението от всяка RC група е около 60° , така че общото дефазирание на напрежението се получава $\varphi_{\beta^+} \approx 3 \cdot 60^\circ = 180^\circ$. Понеже инвертиращият усилвател дефазира усиленото напрежение u_{β^+} на 180° , общо за схемата се изпълнява фазовото условие за самовъзбуждане (т.е. $\varphi_{A_U} + \varphi_{\beta^+} = 360^\circ$ или 0°) и в изхода могат да възникнат генерации.

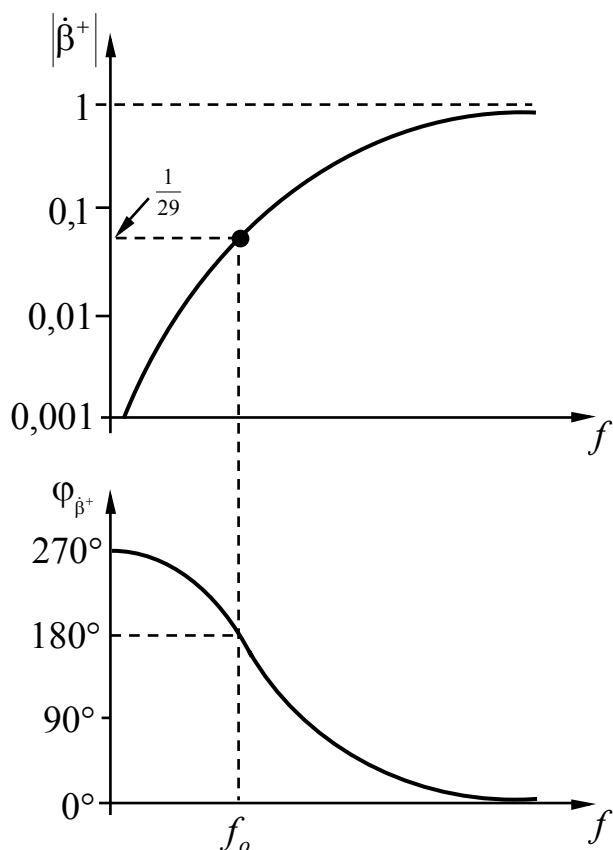
Коефициентът на предаване по напрежение β^+ на избирателната верига може да се намери по следния начин, при условие че $R_N \gg R$:

$$\begin{aligned}
 i_{\beta^+} &= \frac{\dot{U}_{\beta^+}}{R}; \\
 \dot{U}' &= \dot{U}_{\beta^+} + \underbrace{\frac{\dot{U}_{\beta^+}}{R}}_{i_{\beta^+}} \frac{1}{j\omega C} = \dot{U}_{\beta^+} \left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right) \rightarrow i' = \dot{U}_{\beta^+} \left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right) \frac{1}{R}; \\
 \dot{U}'' &= \dot{U}' + (i_{\beta^+} + i') \frac{1}{j\omega C} = \dot{U}_{\beta^+} \left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right) + \dot{U}_{\beta^+} \frac{1}{j\omega RC} + \dot{U}_{\beta^+} \left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right) \frac{1}{j\omega RC} = \\
 &= \dot{U}_{\beta^+} \left[\left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right)^2 + \frac{1}{j\omega RC} \right] \rightarrow i'' = \dot{U}_{\beta^+} \left[\left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right)^2 + \frac{1}{j\omega RC} \right] \frac{1}{R}; \\
 \dot{U}_o &= \dot{U}'' + (i_{\beta^+} + i' + i'') \frac{1}{j\omega C} = \dot{U}_{\beta^+} \left[\left(1 + \frac{1}{j\omega RC} \right)^3 + \frac{1}{j\omega RC} \left(3 + \frac{2}{j\omega RC} \right) \right], \text{ тогава} \\
 (2.37) \quad \beta^+ &= \frac{\dot{U}_{\beta^+}}{\dot{U}_o} = \frac{1}{1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + \frac{1}{j\omega RC} \left[6 - \frac{1}{(\omega RC)^2} \right]}.
 \end{aligned}$$

За изпълнение на фазовото условие за самовъзбуждане е необходимо $\varphi_{\beta^+} = 180^\circ$ или

$\text{Im}[\beta^+] = 0^\circ$ ($6 - \frac{1}{(\omega RC)^2} = 0$), при което от (2.37) се определя честотата на трептенията

$$(2.38) \quad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}.$$



Фиг. 2.22. АЧХ и ФЧХ на високо-
честотната избирателната верига

този случай принципът на действие на схемата е аналогичен на предишния генератор. От анализа на избирателната верига за коефициента на предаване по напрежение $\dot{\beta}^+$, при условие, че $R_N \gg R$, се намира:

$$(2.40) \quad \dot{\beta}^+ = \frac{\dot{U}_\beta^+}{\dot{U}_o^+} = \frac{1}{1 - 5(\omega RC)^2 + j\omega RC[6 - (\omega RC)^2]}$$

Основните параметри на генератора са: $f_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$, $|\dot{\beta}^+(f_o)| = \beta_o^+ = \frac{1}{29}$ за $R_N \gg R$ и $|A_{U\min}| = 1/\beta_o^+ = 29$.

За честота f_o фазовият ъгъл $|\varphi_{\beta^+}| = 180^\circ$, а общото дефазирание в затворения контур е $\varphi_{A_U} + \varphi_{\beta^+} = 360^\circ$.

Тогава при честота f_o въз основа на формули (2.37) и (2.2а) за модула на коефициента на предаване по напрежение на ПОВ се намира

$$|\dot{\beta}^+| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{5}{(\omega RC)^2}\right)^2 + \frac{1}{(\omega RC)^2} \left[6 - \frac{1}{(\omega RC)^2}\right]^2}} \text{ и}$$

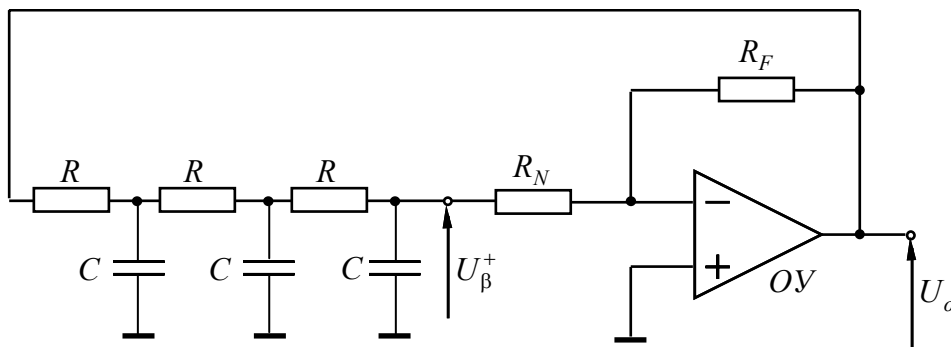
за минималната стойност на коефициента A_U , при която все още може да настъпи самовъзбуждане, се получава

$$(2.39a) \quad |\dot{\beta}^+(f_o)| = \beta_o^+ = \frac{1}{29} \text{ и}$$

$$(2.39b) \quad |A_{U\min}| \approx \frac{R_F}{R_N} = \frac{1}{\beta_o^+} = 29 \text{ или } R_F \geq 29R_N.$$

На фиг. 2.24 са дадени в графичен вид АЧХ и ФЧХ на високочестотния филтър. От тях се вижда, че само при честота f_o фазовият ъгъл $\varphi_{\beta^+} = 180^\circ$ и коефициентът на предаване $|\dot{\beta}^+|$ има стойност $1/29$.

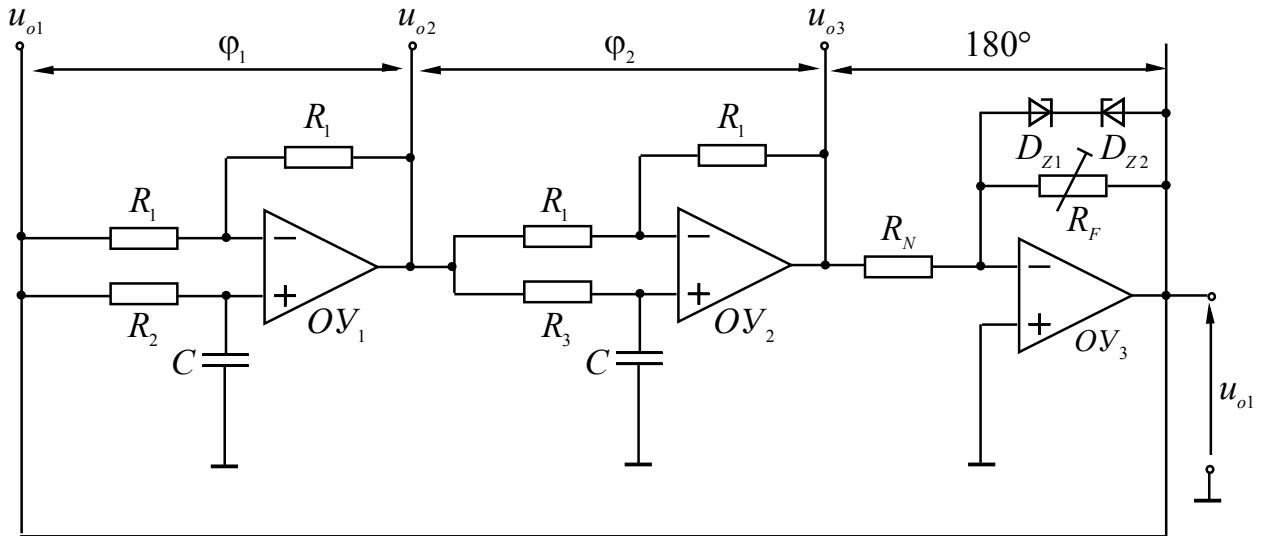
Ако резисторите и кондензаторите от избирателната верига в схемата от фиг. 2.23 си разменят местата, се получава RC генератор с ниско-честотна избирателна верига (фиг. 2.25).



Фиг. 2.25. Схема на RC генератор с ниско-честотна избирателна верига

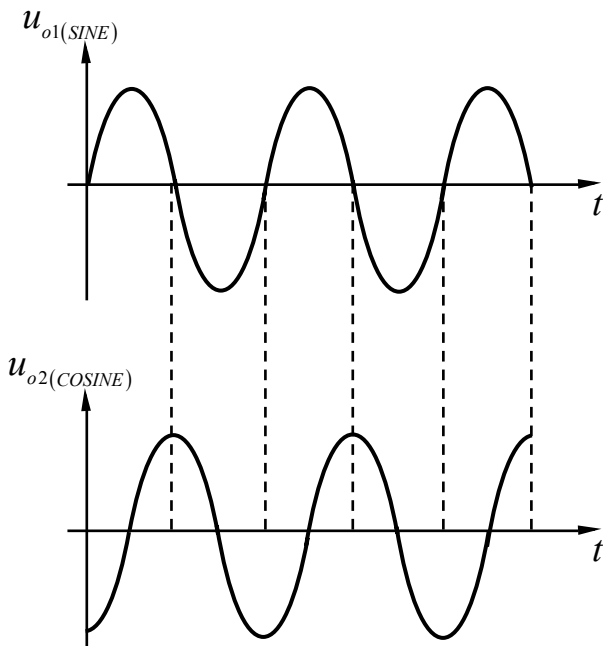
RC генератори на два сигнала, дефазирани на 90° (квадратурни или синус – косинус генератори)

Генераторите, които произвеждат два сигнала с еднаква честота, дефазирани на 90°, се използват в някои видове фазови модулатори, във векторните RLC – измерватели и др. Един от начините за реализацията на квадратурен генератор (quadrature oscillator) е, като две или повече фазови звена (всепропускащи филтри) от първи ред, свързани верижно, се включат между входа и изхода на инвертиращ усилвател с ОУ. Вариант на схема на квадратурен генератор е показана на фиг. 2.26. В нея за една определена честота f_o дефазирането на нап-



Фиг. 2.26. Схема на квадратурен генератор (синус – косинус генератор)

режението от всяко фазово звено е около 90°, така, че за общото дефазирание се получава $\phi_{\beta^+} \approx \phi_1 + \phi_2 = 180^\circ$ ($\phi_1 \approx 90^\circ$ и $\phi_2 \approx 90^\circ$). Понеже инвертиращият усилвател, съставен от OY_3 и резисторния делител $R_F - R_N$, също дефазира усиленото напрежение на 180°, то за честота f_o общо за схемата се изпълнява фазовото условие за самовъзбуждане (т.е. $\phi_{A_U} + \phi_{\beta^+} = 360^\circ$) и в изходите u_{o1} и u_{o2} (u_{o3}) на схемата могат да възникнат генерации.



Фиг. 2.27. Времедиаграми на изходните напрежения на квадратурен генератор (синус – косинус генератор)

За коефициента на предаване на избирателната верига на генератора въз основа на формула (6.10б) се получава (2.41)

$$\dot{\beta}^+ = \frac{\dot{U}_{o3}}{\dot{U}_{o1}} = \frac{1 - j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_2 C} \cdot \frac{1 - j\omega R_3 C}{1 + j\omega R_3 C}$$

В случай, че се избере $R_2 = R_3 = R$,

формула (2.41) се опростява:

$$(2.42) \quad \dot{\beta}^+ = \frac{(1 - j\omega RC)^2}{(1 + j\omega RC)^2}.$$

За изпълнението на фазовото условие за самовъзбуждане е необходимо $\text{Im}[\dot{\beta}^+] = 0^\circ$, при което от (2.41) се определя честотата на трептенията

$$(2.43) \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Тогава при честота f_o съгласно формула (6.11б) в [6] за дефазирането между напреженията $u_{o1} - u_{o2}$ и $u_{o3} - u_{o2}$ се намира

$$(2.44) \quad \varphi_1(f_o) = \varphi_2(f_o) = 2 \arctan(2\pi f_o RC) = 2 \arctan(1) = 90^\circ$$

или

$$(2.45) \quad \varphi_1(f_o) + \varphi_2(f_o) = 180^\circ.$$

На фиг. 2.27 като илюстрация са дадени примерни времедиаграми на изходните напрежения u_{o1} и u_{o2} за квадратурен генератор.

Тъй като модулът на коефициента $\dot{\beta}^+$ за всяка честота е равен на единица, за изпълнението на амплитудното условие за самовъзбуждане е достатъчно инвертиращият усилвател да работи с малък коефициент на усилване, т.е. с дълбока ООВ. В резултат на това предавателната характеристика на усилвателя $u_{o1} = f(u_{o3})$ се получава почти линейна и процесът на самовъзбуждане продължава, докато амплитудата на изходното напрежение U_{o1} достигне стойност близка до U_{om}^+ на ОУ. За ограничаването на U_{o1} в схемата от фиг. 2.26 паралелно на резистора R_F са включени ценовите диоди D_{Z1} и D_{Z2} .

2.6. Функционални генератори

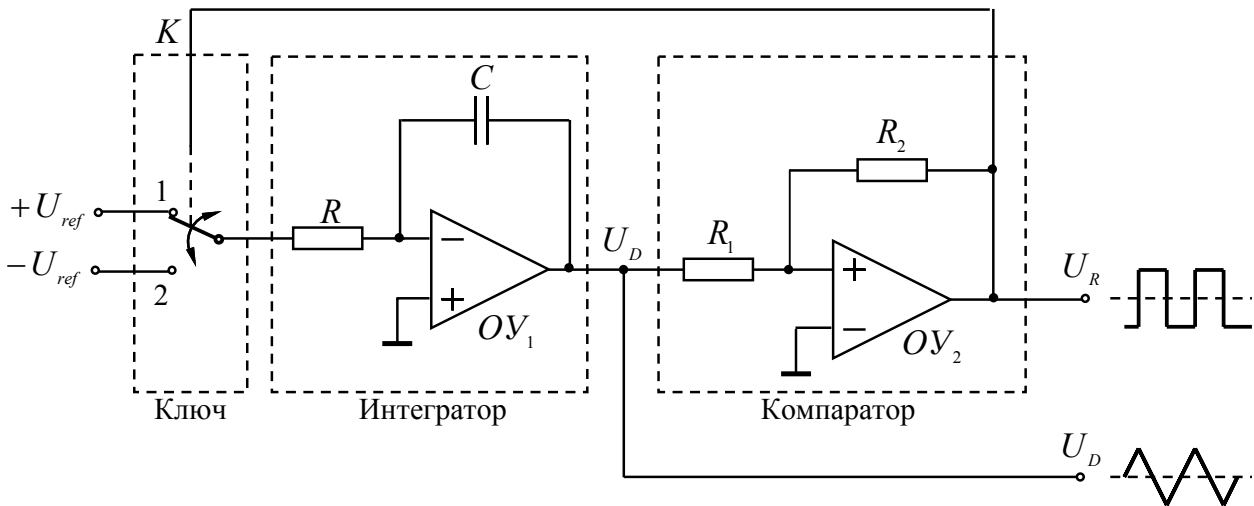
Функционалните генератори (function generators) са електронни устройства, които произвеждат периодични сигнали с различна форма (най-често синусоидална, триъгълна и правоъгълна). В зависимост от начина на формиране на сигналите функционалните генератори са с *aperiodични избирателни вериги, съставени от RC елементи*, и с използване на *директен (пряк) цифров синтез на променливо напрежение от цифров код* (Direct Digital Synthesis – DDS).

Поради своята универсалност функционалните генератори са намерили изключително широко приложение в практиката. Така например те се използват в измервателната техника за създаване на тестови сигнали при изследване на отделни полупроводникови елементи или електронни схеми. Функционалните генератори са базови схеми за реализацията на т. нар. преобразуватели напрежение – честотата (Voltage to Frequency Converter – VFC), използвани в аудио- и радиокомуникационната техника при изграждане на модулатори, синтезатори и

радари, а също така и в сензорните схеми и устройства при измерване на малки напрежения в среда на силни синфазни смущения.

Функционален генератор на триъгълно и правоъгълно напрежение

На фиг. 2.28 е показан функционален генератор, в чиито изходи се получават правоъгълно и триъгълно напрежение. Схемата на генератора е съставена от последователно включени интегратор и компаратор с обща обратна връзка чрез електронния ключ K . Когато в изхода на компаратора напрежението U_R има положителна стойност (U_{om}^+), ключът K е в положение 1 и към входа на



Фиг. 2.28. Функционален генератор на триъгълно и правоъгълно напрежение

интегратора се подава напрежението $+U_{ref}$. Когато напрежението в изхода на компаратора е равно на U_{om}^- , ключът K е в положение 2 и към входа на интегратора се подава $-U_{ref}$. Схемата може да работи и при условие, че изходът на компаратора е непосредствено свързан с входа на интегратора. За илюстриране на принципа на действие на генератора на фиг. 2.29 са показани времедиаграми на напрежението в изхода на компаратора и интегратора.

Компараторът в схемата има предавателна характеристика с хистерезис (вж. т. 1.9), чиито прагови напрежения U_p^+ и U_p^- се определят съгласно формулата

$$(2.46) \quad U_p = \frac{R_1}{R_2} U_R,$$

където напрежението U_R може да заема стойности U_{om}^+ или U_{om}^- .

Напрежението $2U_p$ (фиг. 2.29) е “хистерезисната ножица” на входното напрежение на компаратора.

Предавателната функция на интегратора е

$$(2.47) \quad U_D = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{ref} dt.$$

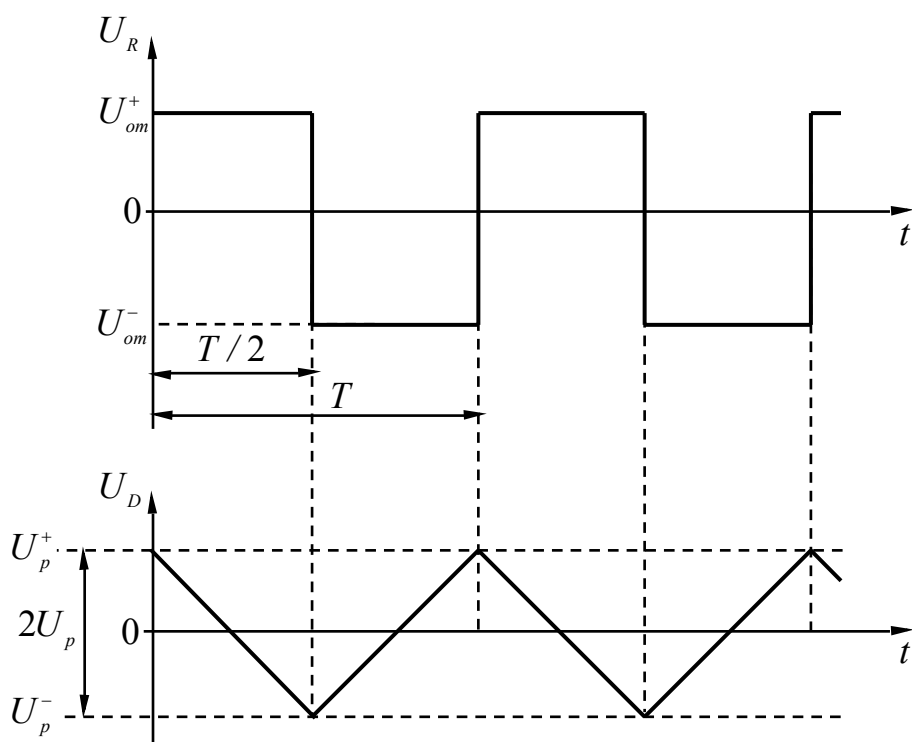
Тъй като U_{ref} е постоянно напрежение, то за напрежението в изхода на интегратора U_D и за скоростта на неговото изменение се получава

$$(2.48a) \quad U_D = -\frac{1}{RC}U_{ref}t + U_D(0) \text{ и}$$

$$(2.48b) \quad \frac{dU_D}{dt} = -\frac{1}{RC}U_{ref}.$$

Тогава съгласно (2.48a) при $U_{ref} > 0$ напрежението U_D намалява линейно, а при $U_{ref} < 0$ нараства по линеен закон.

От времедиаграмите, показани на фиг. 2.29, следва, че когато напрежението в изхода на интегратора достигне U_p^+ или U_p^- , изходното състояние на компаратора се преобръща, сменя се и поляритетът на напрежението на входа на интегратора – респективно посоката на интегриране.



Фиг. 2.29. Времедиаграми на напрежението в изхода на компаратора и интегратора

може да се осъществи чрез изменение на напрежението U_{ref} . По този начин се получават т. нар. преобразуватели напрежение – честота (Voltage to Frequency Converter – VFC) или генератори, управлявани с напрежение (ГУН). Примерни интегрални схеми от този тип са: ADVFC32, AD650, LM331, NE566, VFC110 и VFC320.

Функционални генератори, използващи директен цифров синтез на периодични сигнали

Всяка функция $Y = f(X)$, зададена в табличен вид, може да бъде непосредствено реализирана с помощта на постоянна памет (PROM). За осигуряване на висока точност (т.е. висока разрешаваща способност) е необходимо използването на многобитови числа, т.е. постоянна памет с голям капацитет. При реализация капацитетът на паметта може значително да се намали, ако се запомни само определена част от таблицата, с помощта на която може да се получи всяка друга стойност чрез допълнителни изчислителни операции. Този принцип на

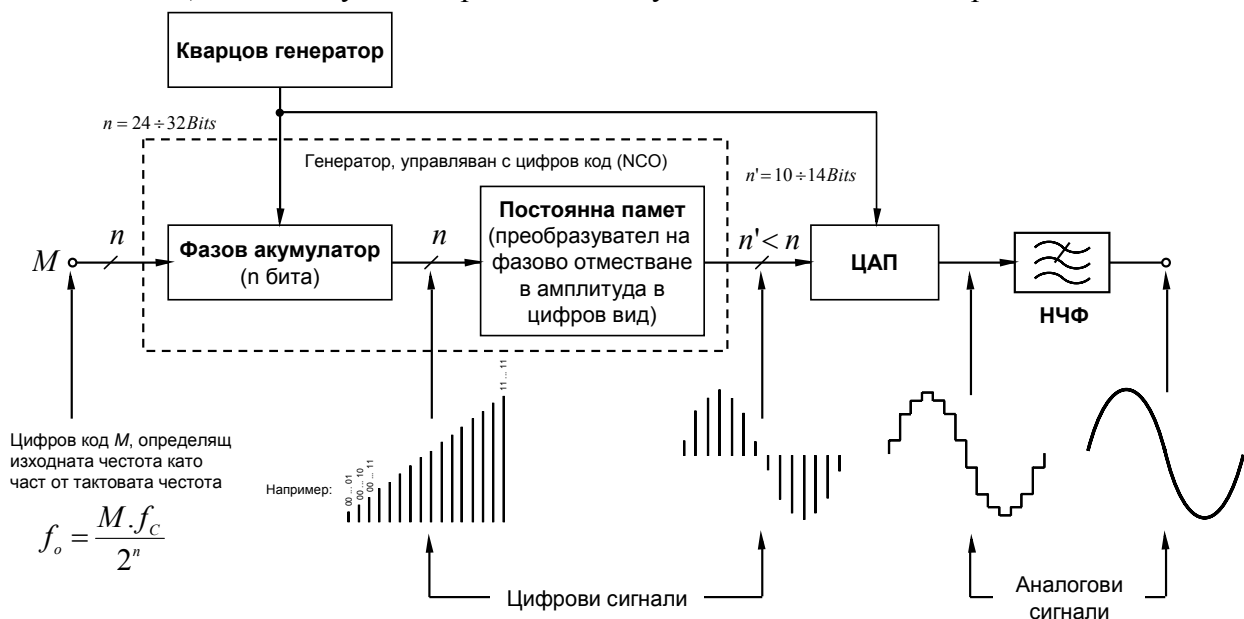
Като се знае, че за времеви интервал $T/2$ линейното напрежение се изменя със стойност $2U_p$, от формули (2.46) и (2.48b) се получава, че честотата на генерираното колебание е

$$(2.49) \quad f = \frac{1}{4RC} \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{ref}}{U_{om}}.$$

Както се вижда от формула (2.49), честотата на генерирания сигнал е право пропорционална на напрежението U_{ref} . Следователно изменението на честотата f в определени граници

работа се използва при генераторите, управлявани с цифров код (Numerically Controlled Oscillator – NCO) или т. нар. функционални генератори с директен (непосредствен) цифров синтез (Direct Digital Synthesis – DDS).

Блоквата схема на функционален генератор с DDS е показана на фиг. 2.30. Тя се състои от фазов акумулатор, постоянна памет, съхраняваща стойностите на функцията $Y = f(X)$ в цифров вид, цифрово-аналогов преобразувател (ЦАП), нискочестотен филтър и генератор на тактов сигнал с честота f_c . Най-общо принципът на действие е следният. В постоянната памет (PROM) се съхраняват в табличен вид стойностите на синусоидален сигнал (или на сигнал с друга произволна форма) за един период. Прочитането на стойностите на функцията става под управлението на тактов сигнал с висока честота. На всеки такт на управляващия сигнал в паралелен вид на изхода на паметта се получава цифров код, съответстващ на една стойност на функцията Y . Този цифров код се подава на адресните входове на ЦАП, който формира аналогово напрежение. При многократното прочитане на съдържанието на паметта на изхода на ЦАП се получава периодичен синусоидален сигнал. Накрая изглаждането на



Фиг. 2.30. Блоквата схема на генератор с директен цифров синтез

изходния сигнал се изпълнява от НЧФ.

Изменението на честотата на генерирувания синусоидален сигнал може да се извърши с помощта на допълнителен цифров код M с дължина на думата n от 24 до 48 бита, която се зарежда в фазовия акумулатор. Всъщност фазовият акумулатор е кръгов брояч, който на всеки такт на управляващия сигнал увеличава съдържанието си с числото M . Тогава ако $M = 00...01$ (или 1), а началното състояние на акумулатора е $00...00$, съдържанието му ще се увеличава с $00...01$ на всеки такт. При условие, че акумулаторът е 32 битов, 2^{32} такта (4 милиона такта) трябва да се подадат преди да се върне фазовият акумулатор в начално състояние ($00...00$). При това полученият цифров код от акумулатора на всеки такт се подава на адресните входове на паметта, откъдето се прочитат стойностите на синусоидалния сигнал.

В случай, че $M = 1$ и $n = 32$, фазовият акумулатор ще премине през всяко от $2^{32} \approx 4.10^9$ възможни изходния състояния преди препълване. Съответната честота на изходния синусоидален сигнал ще бъде равна на тактовата честота f_c разделена на 2^{32} . Ако $M = 2$ фазовият акумулатор на всеки такт ще увеличава съдържанието си с числото 2 (т.е. състоянията на изхода на акумулатора съответно ще бъдат 2, 4, 6, 8, ... 2^{32}) и изходната честота ще бъде удвоена. Тогава за честотата на изходния синусоидален сигнал може да се използва формулата

$$(2.50) \quad f_o = \frac{M \cdot f_c}{2^n}.$$

Генерирането на периодичен сигнал с правоъгълна форма може да се получи, ако изходният синусоидален сигнал се подаде на входа на компаратор на напрежение (вж. тема 1.9). Триъгълен сигнал може да се получи, ако се шунтира постоянната памет и сигналът от фазовия акумулатор директно се подаде на адресните входове на ЦАП.

Допълнителна информация за генераторите с DDS, може да се намери в [10].

Функционалните генератори с директен цифров синтез се предлагат като специализирани ИС. Външно към тях се включва кварцов генератор за получаването на тактов сигнал, а управляващия цифров код M се подава от микроконтролер чрез използване на паралелен или последователен (Serial Peripheral Interface – SPI) интерфейс.

Фирмата Analog Devices предлага генераторите AD9833, AD9850, AD9858, AD9951, AD9954, които се отличават по параметрите работен честотен обхват, разрешаваща способност на ЦАП, максимална честота на тактовия сигнал, захранващо напрежение и други параметри. Достигнати са честотни ленти до 400MHz, разрешаваща способност на ЦАП 14 бита и захранващо напрежение 1,8V.



Обобщение

- Генераторите са електронни схеми, които самостоятелно, без външно въздействие, произвеждат периодични сигнали. При това формата, амплитудата и честотата на генерираните сигнали се определят от стойностите на елементите в схемата, начина на свързването им и големината на захранващото напрежение. Най-общо генераторите съдържат усилвател с коефициент $A > 1$, който се използва за компенсиране на загубите на енергия в избиращия LC (или RC) кръг посредством верига за обратна връзка с коефициент на предаване $\beta < 1$. Във всеки генератор за осигуряване на незатихващи трептения е необходимо едновременното изпълнение на *амплитудно и фазово условие за самовъзбуждане*.

Амплитудното условие означава, че генератор може да се възбуди само тогава, когато усилвателят компенсира загубите във веригата на обратната връзка ($|\beta A| = 1$). *Фазовото условие* означава, че трептения в затворената система може да се възбудят само тогава, когато фазата на изходното напрежение на веригата на обратната връзка и фазата на входното напрежение на усилвателя съвпадат ($\varphi_A + \varphi_\beta = 0; 2\pi, \dots$).

- Разнообразието от схеми на генератори е изключително голямо. Най-общо те могат да бъдат обособени в групи по следните класификационни признаци:

- В зависимост от формата на генерираните трептения се различават генератори на хармонични трептения, чиято форма е близка до синусоидалната, и импулсни генератори;

- Според типа на елементите в избиращата верига се различават най-общо LC генератори и RC генератори. RC генераторите се използват основно за получаване на трептения в честотния обхват $0,1 \dots 10^5 \text{ Hz}$. За LC генераторите работният честотен обхват е от 10^5 до 10^9 Hz .

– Според типа на използваните активни елементи в усилвателната част генераторите биват с транзистори, операционни усилватели или електронни лампи;
 – В зависимост от броя на активните елементи в схемата на усилвателя се различават едностъпални и многостъпални генератори.

• Генераторите се характеризират с две основни групи параметри – електрически и конструктивни. Електрическите параметри на генераторите са амплитуда на изходното напрежение, работен честотен обхват, нестабилност на честотата във времето, температурна нестабилност на честотата, нелинейни изкривявания, изходно съпротивление и др. Конструктивните параметри са пряко свързани с условията на експлоатация на електронното устройство, в което ще бъде вграден генераторът, като включват размери, тегло, топлоустойчивост, прахозащитимост, влагозащитимост, устойчивост на удари или вибрации и др. Въз основа на тези параметри често се избира типът на използвани активни и пасивни елементи, както и схемите на свързване.



Контролни въпроси и задачи

2.1. Какво разбирате под понятието генератор?

2.2. Начертайте опростената блокова схема на генератор и обяснете процеса на самовъзбуждане и достигането до установен (стационарен) режим.

2.3. Кои са основните електрически параметри на генераторите?

2.2. Да се начертае обобщена триточкова схема на LC генератор, използвайки импеданси Z_1 , Z_2 и Z_3 .

а) При какви условия от обобщената схема се получава генератор на Колпитц?

б) При каква честота схемата ще започне да произвежда хармонично трептение?

2.5. Начертайте еквивалентната електрическа схема на кварцов резонатор и изведете в общ вид формулите за резонансните честоти.

2.6. Как се променят резонансните честоти на кварцов резонатор при последователно включване към него на тример-кондензатор?

2.7. Да се начертае принципна схема на генератор на Пирс с биполярен транзистор, свързан по схема ОЕ, и кварцов резонатор в положителната обратна връзка.

а) Да се анализира схемата на генератора и да се изведат в общ вид формулите за амплитудното и фазовото условие за самовъзбуждане.

б) Да се намери формулата за честота, при която схемата ще започне да генерира хармонично трептение.

2.8. На фиг. 2.20 е дадена схема на нискочестотен RC генератор с мост на Вин – Робинзон.

а) Да се анализира схемата на генератора и да се определят условията на самовъзбуждане.

б) Да се определят модульът (АЧХ) и фазата (ФЧХ) на ПОВ $\beta^+ = \dot{U}_\beta^+ / \dot{U}_o$ (чрез формули и графики).

в) Да се изчислят честотата на генерираните трептения f_o , коефициентът $|\beta_o^+|$ за тази честота и минималният коефициент на усилване $A_{U \min} = U_o / U_\beta^+$ при следните стойности на параметрите: $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ и $C_1 = C_2 = 1nF$ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$.

2.9. Дефинирайте понятието функционален генератор. Какви видове функционални генератори знаете?