

2 GENERATORY DRGAŃ SINUSOIDALNYCH

2.1. WPROWADZENIE

Generatorami są układy elektroniczne, które w kontrolowany sposób przetwarzają energię źródła zasilania w drgania elektryczne o określonym kształcie, częstotliwości i mocy, a następnie przekazują je do obciążenia. Podstawowym rodzajem drgań fizycznych występujących w przyrodzie są drgania sinusoidalne, które mogą być również interpretowane jako składowe harmoniczne (zgodnie z rozkładem Fouriera) wszelkich drgań fizycznych. Źródła drgań sinusoidalnych znajdują powszechne zastosowanie w urządzeniach nadawczo - odbiorczych, w różnego rodzaju aparaturze kontrolno - pomiarowej, a także w systemach cyfrowych do generacji wzorcowych przedziałów czasu.

Generatory drgań sinusoidalnych możemy podzielić na dwie grupy, zależnie od stawianych wymagań co do stałości częstotliwości i mocy wyjściowej generowanych drgań:

- generatory częstotliwości, tj. generatory o dużej stałości częstotliwości,
- generatory mocy, od których wymaga się dużej mocy wyjściowej i dużej sprawności energetycznej bez optymalizacji stałości częstotliwości.

Ze względu na rozwiązania układowe i sposób pracy elementów aktywnych można je podzielić na dwie grupy:

- generatory sprzężeniowe, w których element aktywny objęty jest pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego, dzięki czemu uzyskuje się od tłumienie obwodu generacyjnego,
- generatory dwójnikowe (nazywane również generatorami o ujemnej rezystancji), w których element o ujemnej rezystancji lub konduktancji wykorzystywany jest do od tłumienia obwodu generacyjnego.

W praktyce mamy do czynienia najczęściej z generatorami sprzężeniowymi, które ze względu na rodzaj wykorzystywanych elementów w obwodzie generacyjnym możemy podzielić na:

- generatory LC,
- generatory ze stabilizacją piezoelektryczną (np. kwarcowe),
- generatory RC.

Dla oceny stałości częstotliwości generowanych drgań definiuje się następujące parametry:

- bezwzględną niestałość częstotliwości

$$\Delta f(t) = f(t) - f_0, \quad (2.1)$$

gdzie: f_0 - częstotliwość na początku obserwacji,

$f(t)$ - częstotliwość w chwili t obserwacji

- względną niestałość częstotliwości

$$\delta f(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0} \quad (2.2)$$

- stałość częstotliwości, która jest średnią względnych niestałości częstotliwości mierzonych podczas czasu obserwacji, który wynosi najczęściej dobę lub rok

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{f_0} \frac{\int_0^T (d f) dt}{T} \quad (2.3)$$

Współcześnie, najdokładniejszymi wzorcami częstotliwości są wzorce oparte na atomowych i molekularnych oddziaływaniach międzycząsteczkowych, które osiągają dobowe stałości częstotliwości na poziomie $\pm(10^{-12} - 10^{-14})$. Poza tymi wzorcami najlepszą stałością długoterminową odznaczają się generatory kwarcowe, których stałość $\Delta f / f_0$ wynosi $\pm(10^{-6} - 10^{-7})$, a w układach termostatowych $\pm(10^{-8} - 10^{-10})$ na miesiąc. Stałość częstotliwości generatorów LC zawiera się w granicach $\pm(10^{-3} - 10^{-4})$, a stałość generatorów RC wynosi typowo $\pm 10^{-2} - 10^{-3}$.

Innymi parametrami określającymi jakość generowanego przebiegu są: zawartość harmonicznych w nominalnych warunkach pracy, zakres przestrajania oraz poziomy i widma fluktuacji amplitudy i fazy.

2.2. WARUNKI GENERACJI DRGAŃ

2.2.1. Generatory sprzężeniowe

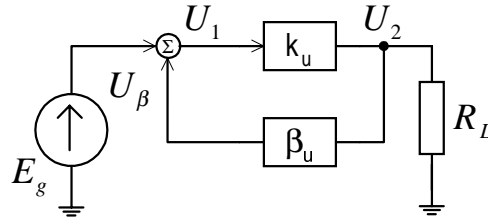
Analiza warunków generacji dotyczy etapu pracy generatora tuż po włączeniu zasilania, kiedy amplitudy sygnałów są małe i pozwalają układ traktować jako liniowy. Dlatego w pierwszym etapie pracę generatora można opisać korzystając z liniowej teorii (małosygnałowej)

sprężenia zwrotnego, pozwalającej na wyznaczenie warunków powstania drgań oraz wartości częstotliwości drgań. Uwzględnienie efektów nieliniowych prowadzi do nieliniowej (wielkosygnałowej) teorii generacji, opisującej stan przejściowy związany z narastaniem i ustalaniem się drgań.

Na rys.2.1 przedstawiono schemat blokowy wzmacniacza z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, w którym wzmocnienie k_u wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego oraz transmitancja β_u pasywnego czwórnika sprzężenia zwrotnego określają zależności

$$k_u(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = |k_u| \exp(j\varphi_u) \quad (2.4)$$

$$\beta_u(j\omega) = \frac{U_\beta}{U_2} = |\beta_u| \exp(j\varphi_\beta) \quad (2.5)$$



Rys.2.1. Schemat blokowy wzmacniacza z dodatnią pętlą sprzężenia zwrotnego

Transmitancja układu ze sprzężeniem zwrotnym wynosi

$$k_f(j\omega) = \frac{U_2}{E_g} = \frac{k_u(j\omega)}{1 - k_u(j\omega)\beta_u(j\omega)} \quad (2.6)$$

Układ staje się niestabilny przy spełnieniu warunku, nazywanego *warunkiem generacji*

$$\begin{aligned} k_u(j\omega)\beta_u(j\omega) &= \operatorname{Re}(k_u\beta_u) + j\operatorname{Im}(k_u\beta_u) = \\ &= |k_u\beta_u| \exp[j(\varphi_k + \varphi_\beta)] = 1 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Warunek generacji (2.7) można przedstawić w postaci dwóch równań, nazywanych odpowiednio *warunkiem amplitudy*

$$|k_u\beta_u| = 1 = \operatorname{Re}(k_u\beta_u) = 1 \quad (2.8)$$

oraz *warunkiem fazy*

$$\operatorname{Im}(k_u\beta_u) = 2\pi n, \text{ lub } (\varphi_k + \varphi_\beta) = 2\pi n, \quad n = 0, 1, \dots \quad (2.9)$$

Warunek generacji powinien być spełniony tylko dla jednej określonej częstotliwości. Zapewnia się to z pewnym przybliżeniem przez zastosowanie selektywnych obwodów *LC*, lub *RC* we wzmacniaczu lub czwórniku sprzężenia zwrotnego.

W rozwiązaniach praktycznych warunek (2.7) powinien być spełniony z pewnym nadmiarem, gdyż małe zmniejszenie wzmocnienia lub transmitancji zwrotnej powodowałoby zerwanie drgań. Spełnienie warunku (2.7) z dużym nadmiarem może z kolei spowodować powstanie silnych zniekształceń napięcia wyjściowego związanych z nieliniowościami wzmacniacza.

Proces narastania drgań i osiągnięcia stanu ustalonego generatora można poglądowo przedstawić w oparciu o charakterystyki przejściowe wzmacniacza i toru sprzężenia zwrotnego. Nieliniowości elementów aktywnych powodują, że charakterystyki przejściowe wzmacniaczy są także nieliniowe i zależne od klasy pracy wzmacniacza. Można przyjąć, że charakterystyka przejściowa czwórnika sprzężenia zwrotnego jest liniowa, jeżeli jest on zrealizowany z liniowych elementów pasywnych.

Wzbudzania się drgań generatora przedstawiono na rys.2.2, na którym w tych samych układach współrzędnych U_1 i U_2 przedstawiono nieliniowe charakterystyki wzmacniaczy oraz liniową charakterystykę układu sprzężenia zwrotnego. Wielkości U_1 i U_2 oznaczają amplitudy lub wartości skuteczne napięć na wejściu i na wyjściu wzmacniacza. Należy przy tym zauważyć, że napięcie U_1 jest również napięciem na wyjściu czwórnika sprzężenia zwrotnego ($U_\beta = U_1$).

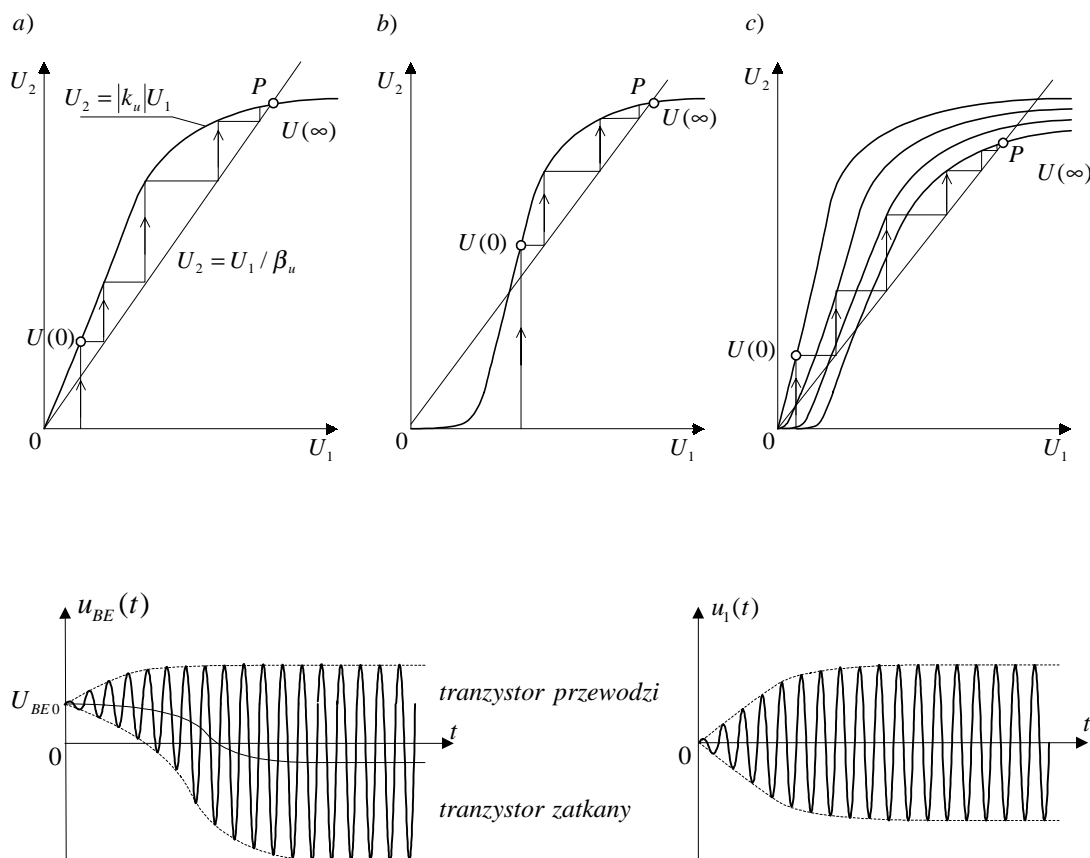
Na rys.2.2a przedstawiono poglądowo proces narastania drgań w generatorze, w którym charakterystyka przejściowa wzmacniacza w początkowym zakresie jej przebiegu jest liniowa (co odpowiada pracy wzmacniacza selektywnego w klasie A, AB lub B), a warunek generacji spełniony jest z nadmiarem tak, że obie charakterystyki przecinają się w punkcie P. Po załączeniu napięcia zasilania i przypadkowym pobudzeniu (np. napięciem szumów) amplituda drgań stopniowo narasta od wartości początkowej $U(0)$ do wartości ustalonej $U(\infty)$ odpowiadającej punktowi, w którym $k_u \beta_u = 1$ i dalszy wzrost amplitudy jest niemożliwy. Taki sposób wzbudzania się drgań jest nazywany *wzbudzeniem miękkim*.

Na rys.2.2b przedstawiono wzbudzanie się generatora w którym charakterystyka przejściowa wzmacniacza narasta dopiero od pewnej progowej wartości napięcia U_1 (co odpowiada pracy wzmacniacza selektywnego w klasie C).

Przy małych amplitudach warunek generacji nie jest spełniony, gdyż $|k_u| < 1/|\beta_u|$, natomiast jest spełniony dla większych amplitud.

Jeżeli układ zostanie silnie pobudzony na samym początku, np. przy włączeniu napięcia zasilania, to amplituda drgań będzie narastać od

wartości początkowej $U(0) > 0$ do wartości ustalonej $U(\infty)$, odpowiadającej punktowi P. Ten sposób wzbudzania się generatora jest nazywany *wzbudaniem twardym*.



Rys.2.2. Wzbudzenie się drgań: a) wzbudzenie miękkie, b) wzbudzenie twarde, c) wzbudzenie w układzie z automatyczną polaryzacją obwodu wejściowego wzmacniacza, d) przebiegi czasowe napięć $u_1(t)$ oraz $u_{BE}(t)$ w układzie z automatyczną polaryzacją obwodu wejściowego

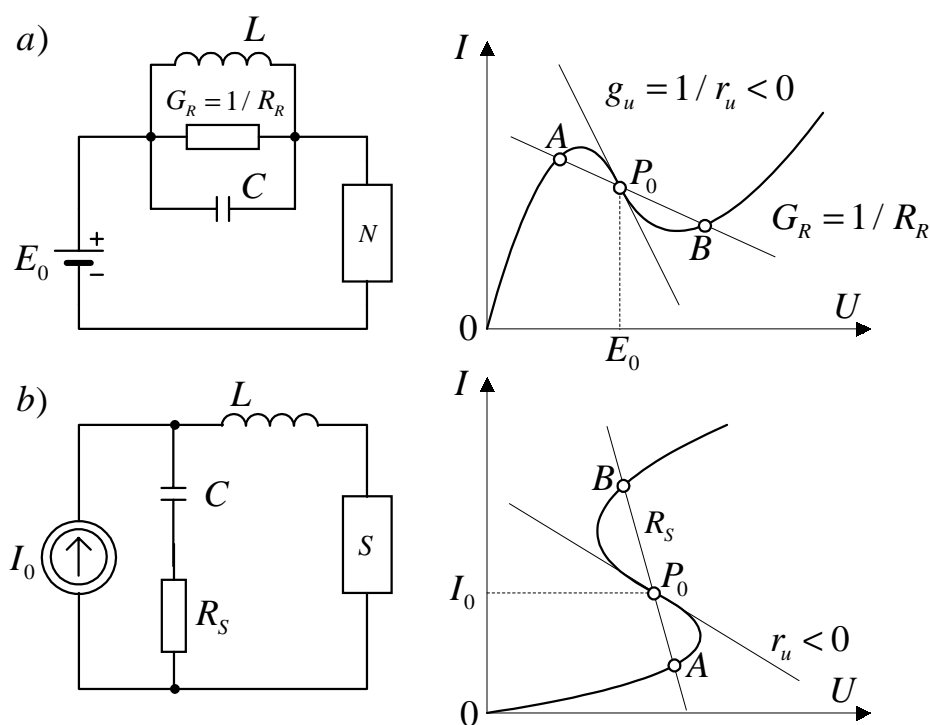
Na rys.2.2c przedstawiono wzbudzenie się drgań w generatorze, w którym wzmacniacz selektywny pracuje w klasie C z dynamiczną polaryzacją obwodu wejściowego (patrz rozdz. 1.2.1). Na początku wzmacniacz startuje w klasie A, dzięki czemu w układzie występuje wzbudzenie miękkie. Pod wpływem narastającej amplitudy drgań wytwarza się rosnące napięcie polaryzujące obwód wejściowy wzmacniacza i przesuwające stopniowo jego punkt pracy do klasy C (rys.2.2d).

2.2.2. Generatory LC z elementami o ujemnej rezystancji

Zasada działania generatorów z elementami aktywnymi o ujemnej rezystancji opiera się na ich zdolności odłumiania stratnych obwodów rezonansowych LC. Dynamiczna rezystancja (konduktancja) ujemna tych elementów jest wynikiem ich charakterystyk prądowo - napięciowych, które na pewnym odcinku posiadają ujemne nachylenie.

Istnieją elementy o charakterystyce ujemnej rezystancji typu N (uzależnione napięciowo, jak np. dioda tunelowa), oraz elementy o charakterystyce ujemnej rezystancji typu S (uzależnione prądowo, jak np. tranzystor lawinowy lub tyrystor). Elementy o charakterystyce typu N są stosowane do odłumiania obwodów równoległych, natomiast elementy typu S do odłumiania obwodów szeregowych.

Na rys.2.3 przedstawiono podstawowe układy generatorów LC z elementami o ujemnej rezystancji obu typów N i S.



Rys.2.3. Podstawowe generatory LC z elementami o ujemnej rezystancji: a) obwód równoległy odłumiany przez element o charakterystyce typu N, b) obwód szeregowy odłumiany przez element o charakterystyce typu S

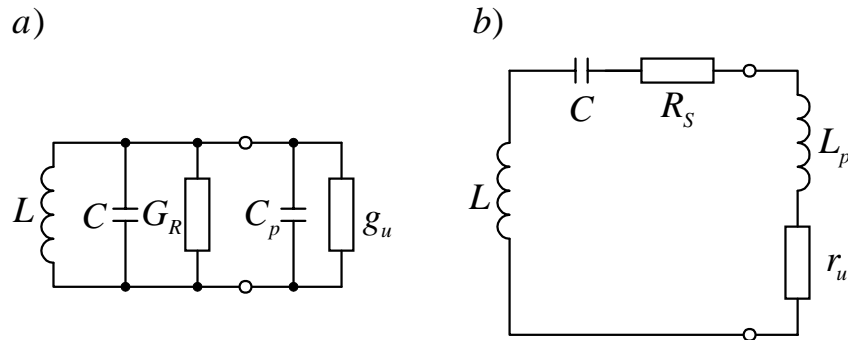
Odłumienie obwodów rezonansowych jest możliwe, jeżeli w punkcie P_0 , wyznaczonym przez napięcie zasilające E_0 lub prąd zasilający I_0 , wypadkowa konduktancja obwodu równoległego (rys.2.3a) lub wypadkowa rezystancja obwodu szeregowego (rys.2.3b) jest równa zero. Straty mocy związane z konduktancją obwodu

równoległego $G_R = 1/R_R$ mogą być skompensowane, gdy nachylenie odcinka charakterystyki odpowiadające ujemnej konduktancji g_u jest nieco mniejsze niż G_R (rys.2.3a).

Podobnie, straty mocy związane z rezystancją obwodu szeregowego R_S mogą być skompensowane, gdy nachylenie odcinka charakterystyki odpowiadające ujemnej rezystancji r_u jest nie mniejsze niż R_S (rys.2.3b).

W praktyce element typu N zawsze zawiera niewielką pasożytniczą pojemność równoległą C_p , zaś element typu S niewielką pasożytniczą indukcyjność szeregową L_p .

Na rys.2.4 przedstawiono linearyzowane schematy zastępcze generatorów z elementami o ujemnej rezystancji z charakterystykami typu N i S.



Rys.2.4. Linearyzowane schematy zastępcze generatorów z elementami o ujemnej rezystancji z charakterystykami: a) typu N, b) typu S

Na podstawie układów zlinearyzowanych możemy określić graniczne warunki generacji, przez porównanie wypadkowej admitancji obwodu równoległego lub wypadkowej impedancji obwodu szeregowego do zera:

– dla układu z elementem typu N

$$Y = G_R + g_u + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + j\omega C_p = 0 \quad (2.10a)$$

– dla układu z elementem typu S

$$Z = R_S + r_u + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + j\omega L_p = 0 \quad (2.10b)$$

Stąd otrzymujemy graniczne warunki amplitudy

$$G_R = |g_u| \text{ oraz } R_S = |r_u| \quad (2.11)$$

odpowiednio dla generatora z elementem typu N i typu S.

Dla podtrzymania drgań warunek amplitudowy powinien być spełniony z nadmiarem, dlatego

$$G_R < |g_u| \text{ oraz } R_S < |r_u| \quad (2.12)$$

Z porównania do zera części urojonej zależności (2.10), czyli z warunku fazy, możemy wyznaczyć pulsację drgań ω_0 (tzw. wzory *Thomsona*)

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_p)}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + L_p)C}} \quad (2.13)$$

odpowiednio dla układu z elementem typu N i typu S.

Element o ujemnej rezystancji typu N tworzy obwód niestabilny, gdy jest obciążony małą konduktancją, stąd element ten nazywa się *stabilnym zwarcio*. Przeciwnie, element o ujemnej rezystancji typu S tworzy obwód niestabilny, gdy jest obciążony małą rezystancją, dlatego element ten nazywa się *stabilnym rozwarciem*.

Linearyzowane układy zastępcze generatorów, przedstawione na rys.2.4, pozwalają tylko na wyznaczenie granicznych warunków amplitudowych i częstotliwości drgań. Jak już wspomniano wcześniej, dla podtrzymania drgań warunek amplitudowy generacji musi być spełniony z nadmiarem, co oznacza, że proces narastania drgań aż do osiągnięcia stanu ustalonego będzie się wiązał z charakterystycznymi dla generatorów efektami nieliniowymi. Załóżmy dla przykładu, że element odłumiający ma charakterystykę typu N. W pierwszym etapie drgania szybko narastają, gdyż ujemna konduktancja dominuje nad konduktancją G_R (tj. $|g_u| > G_R$) reprezentującą straty energii w równoległym obwodzie rezonansowym. W miarę stopniowego narastania amplitudy drgań, chwilowy punkt pracy na charakterystyce elementu odłumiającego wkracza w obszary o coraz to mniejszej bezwzględnej wartości ujemnej konduktancji, aż w końcu w obszar o dodatniej konduktancji. W stanie ustalonym średnia wartość ujemnej konduktancji elementu odłumiającego staje się równa co do bezwzględnej wartości konduktancji strat obwodu. Przykładowo, na rys.2.3a, dla konduktancji obwodu wynoszącej G_R , chwilowy punkt pracy będzie się przemieszczał po charakterystyce elementu odłumiającego pomiędzy punktami A i B, wyznaczającymi również międzyszczytową wartość generowanego napięcia na zaciskach obwodu rezonansowego.

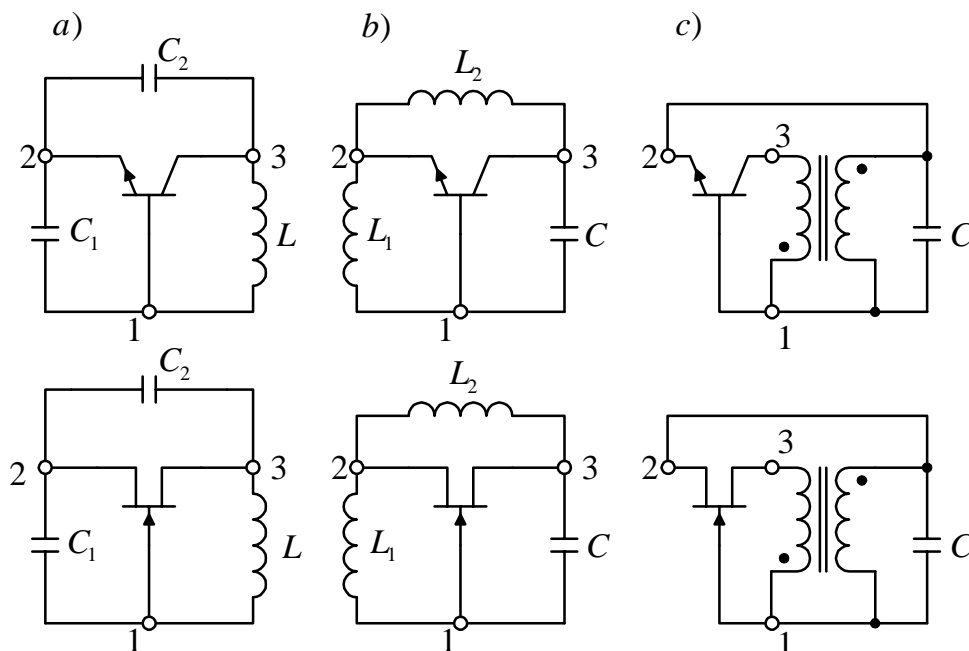
Przeanalizowanie różnych zjawisk występujących w układach generacyjnych, a także wyznaczenie podstawowych parametrów generatora (np. amplitudy, sprawności energetycznej itp.) wymaga stosowania nieliniowej teorii generacji. W ramach tej teorii opracowano

wiele modeli i metod analitycznych, znajdujących zastosowanie zarówno w analizie jak i w projektowaniu generatorów [4, 11, 49].

2.3. GENERATORY LC ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

2.3.1. Ogólna charakterystyka sprzężeniowych generatorów LC

Elementami aktywnymi stosowanymi w generatorach LC są najczęściej tranzystory bipolarne lub unipolarne, ale także można spotkać rozwiązania oparte na wzmacniaczach operacyjnych lub zlinearyzowanych bramkach cyfrowych. Połączenie trójelektrodowego elementu aktywnego z obwodem rezonansowym można zrealizować za pomocą różnych obwodów sprzęgających, jak transformatory, dzielniki pojemnościowe lub indukcyjne (patrz cz.I rozdz. 14.2).



Rys.2.5. Zmienneprądowe uproszczone schematy ideowe generatorów trójpunktowych LC (z tranzystorami bipolarnymi i JFET): a) Colpittsa, b) Hartleya, c) Meissnera

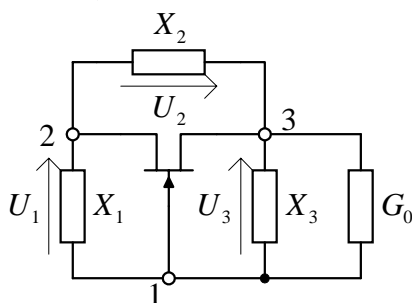
Na rys.2.5 przedstawiono trzy podstawowe struktury generatorów LC (różniące się sposobem sprzężenia obwodu rezonansowego z elementem aktywnym), znane jako generatory Colpittsa, Hartleya i Meissnera. Na bazie tych trzech podstawowych układów powstało wiele odmian układów generacyjnych. Do najważniejszych z nich należy generator Clappa, stanowiący odmianę generatora Colpittsa

oraz generatory kwarcowe, nazywane układami Pierce'a, a stanowiącymi odmianę generatorów Colpittsa i Hartleya.

W przedstawionych na rys.2.5 uproszczonych strukturach podstawowych generatorów LC można uziemić węzeł 1 - otrzymując układy w konfiguracji OB lub OG, albo węzeł 2 - otrzymując układy w konfiguracji OE lub OS.

2.3.2. Warunki generacji w generatorach „trójpunktowych”

Ogólny schemat generatorów „trójpunktowych” przedstawiono na rys.2.6. W celu uproszczenia analizy rozpatrzmy najpierw układ z elementem aktywnym nieobciążającym obwodu rezonansowego, np. z tranzystorem JFET.



Rys.2.6. Ogólny schemat generatorów trójpunktowych z tranzystorem JFET

Obwód rezonansowy reprezentowany jest trzema reaktancjami X_1 , X_2 , X_3 oraz dynamiczną konduktancją G_0 reprezentującą straty obwodu. Warunek fazy generatorów trójpunktowych można najłatwiej rozpatrzeć przy założeniu, że układ pracuje w konfiguracji OG. Ponieważ układ OG (podobnie jak OB) nie odwraca fazy napięcia wyjściowego, to dzielnik X_1 , X_2 powinien składać się z reaktancji tego samego typu, aby zapewnić podział napięcia wyjściowego (U_3) bez zmiany fazy. Zatem, aby otrzymać układ rezonansowy, jeżeli X_1 , X_2 są reaktancjami pojemnościowymi to X_3 musi być reaktancją indukcyjną. W ten sposób otrzymujemy strukturę generatora Colpittsa z dzielnikiem pojemnościowym C_1 , C_2 (rys.2.5a).

Jeżeli X_1 , X_2 są reaktancjami indukcyjnymi, to X_3 musi być reaktancją pojemnościową, dając w efekcie strukturę generatora Hartleya z dzielnikiem indukcyjnym L_1 , L_2 (rys.2.5b).

Z warunku fazy możemy wyznaczyć częstotliwość drgań generatora. Sprowadza się on praktycznie do wyznaczenia częstotliwości rezonansowej ω_0 obwodu z warunku

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.14)$$

bowiem dla częstotliwości rezonansowej obwód rezonansowy reprezentuje dynamiczną konduktancję G_0 .

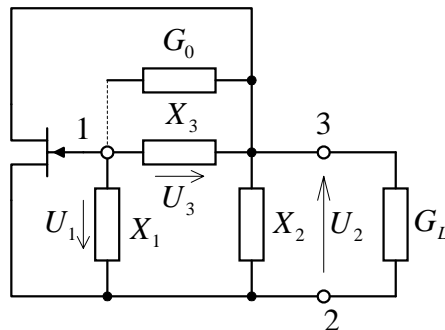
Warunek amplitudowy wymaga spełnienia warunku

$$k_{u0}(\omega_0)\beta_u(\omega_0) = k_u(\omega_0) \frac{X_1}{X_1 + X_2} \geq 1 \quad (2.15)$$

Ponieważ $k_u(\omega_0)$ jest duże, to przy $k_u \gg 1$ warunek (2.15) jest łatwy do spełnienia nawet przy $X_1 \ll X_2$, tj. przy $C_1 \gg C_2$ dla układu Colpittsa i przy $L_1 \ll L_2$ dla układu Hartleya. Możliwość doboru $X_1 \ll X_2$ jest szczególnie ważna dla generatorów realizowanych na tranzystorach bipolarnych, bowiem wtedy X_1 jest bocznikowane niewielką rezystancją wejściową tranzystora r_{in} . Wpływ tej rezystancji będzie mały, gdy $X_1 \ll X_2$ oraz $X_1 \ll r_{in}$.

Zgodnie z zależnością (2.15) warunek amplitudy zależy od wzmacnienia $k_u(\omega_0)$, które z kolei zależy od konduktancji obciążenia G_L pominiętej w dotychczasowych rozważaniach.

Rozpatrzmy zatem warunki generacji generatora „trójpunktowego” z tranzystorem w konfiguracji OS i obciążonego konduktancją G_L (rys.2.7).

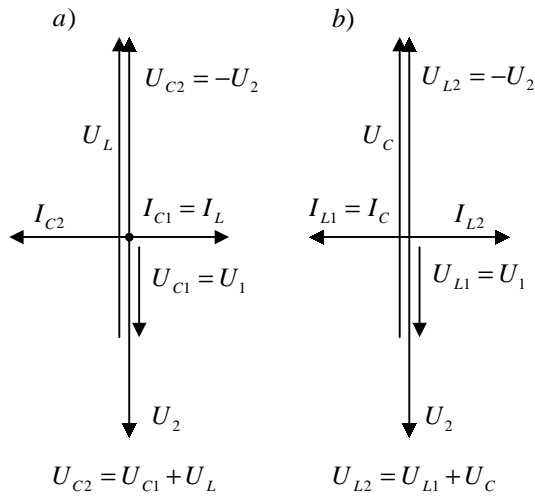


Rys.2.7. Ogólny schemat generatorów trójpunktowych w układzie OS z obciążeniem G_L

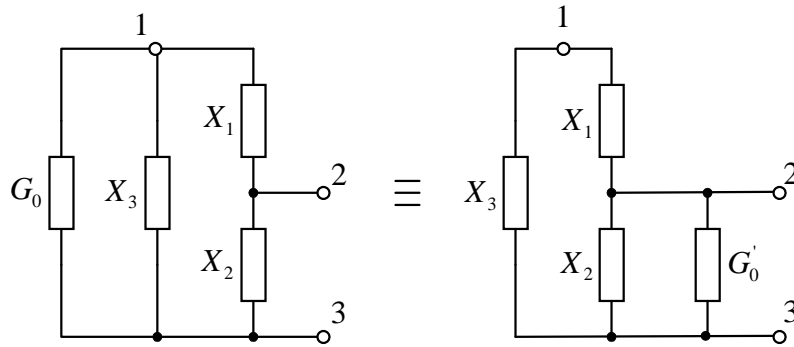
Wszystkie wcześniejsze rozważania dotyczące warunku fazy pozostają słuszne dla układu z rys.2.7. Ponieważ układ OS odwraca fazę napięcia wyjściowego o 180° , zatem dzielnik reaktancyjny X_1, X_3 powinien wnieść dalsze przesunięcie fazy o 180° , aby zapewnić zgodność faz U_1 oraz U_2 , a tym samym spełnić fazowy warunek generacji. Jak pokazano na wykresach wskazowych napięć i prądów (rys.2.8) zgodność faz U_1, U_2 występuje tylko w tym przypadku, gdy reaktancje X_1, X_2, X_3 mają taki sam charakter jak na rys.2.5.

Zgodnie z rys.2.9, konduktancję G_0 reprezentującą straty obwodu można przetransformować do zacisków, do których dołączona jest konduktancją obciążenia G_L (patrz cz.I. rozdz. 14.2)

$$G'_0 = \frac{G_0}{p^2} \quad \text{gdzie } p = \frac{X_2}{X_1 + X_2} \quad (2.16)$$



Rys.2.8. Wykresy wskazowe napięć i prądów w układzie z rys.2.6:
a) w generatorze Colpittsa,
b) w generatorze Hartleya



Rys.2.9. Transformacja konduktancji G_0

Dla częstotliwości rezonansowej, wyznaczonej z warunku (2.14), wzmocnienie $k_u(\omega_0)$ oraz transmitancja czwórnika sprzężenia zwrotnego $\beta_u(\omega_0)$ wynoszą odpowiednio

$$k_u(\omega_0) = \frac{-g_m}{g_{ds} + G_L + G_0 / p^2} \quad (2.17)$$

$$\beta_u(\omega_0) = \frac{X_1}{X_1 + X_3} = -\frac{X_1}{X_2} = 1 - \frac{1}{p} \quad (2.18)$$

Graniczny warunek amplitudy można więc przedstawić w postaci

$$k_{u0}(\omega_0) \beta_u(\omega_0) = \left(\frac{-g_m}{g_{ds} + G_L + \frac{G_0}{p^2}} \right) \left(1 - \frac{1}{p} \right) = 1 \quad (2.19)$$

Po prostych przekształceniach wyrażenia (2.19) otrzymujemy

$$p^2 (g_{ds} + G_L + g_m) - p g_m + G_0 = 0 \quad (2.20)$$

Warunkiem powstawania drgań w układzie jest, aby pierwiastki równania (2.20) były rzeczywiste ($\Delta \geq 0$)

$$g_m^2 \geq 4 G_0 (G_L + g_{ds} + g_m) \quad (2.21)$$

Tylko jeden z pierwiastków równania (2.20) ma sens fizyczny

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{g_m + \sqrt{g_m^2 - 4 G_0 (g_{ds} + G_L + g_m)}}{2 (g_{ds} + G_L + g_m)} \approx \\ &\approx \frac{g_m}{(g_{ds} + G_L + g_m)} - \frac{G_0}{g_m} \approx \frac{g_m}{g_m + G_L} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Z zależności (2.21 i 2.22) otrzymujemy

$$p_1 = \frac{X_2}{X_1 + X_2} \approx \frac{g_m}{g_m + G_L} \quad (2.23)$$

skąd

$$\frac{X_1}{X_2} \approx \frac{G_L}{g_m} \quad (2.24)$$

2.3.3. Generatory Colpittsa i Hartleya

Warunek amplitudy (2.24) dla generatora Colpittsa przybiera postać

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_L}{g_m} \quad (2.25)$$

zaś dla generatora Hartleya

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{G_L}{g_m} \quad (2.26)$$

Warunek fazy (2.14) pozwala na wyznaczenie pulsacji drgań generatora, a ponadto jest drugim równaniem wiążącym wartości elementów X_1 i X_2 .

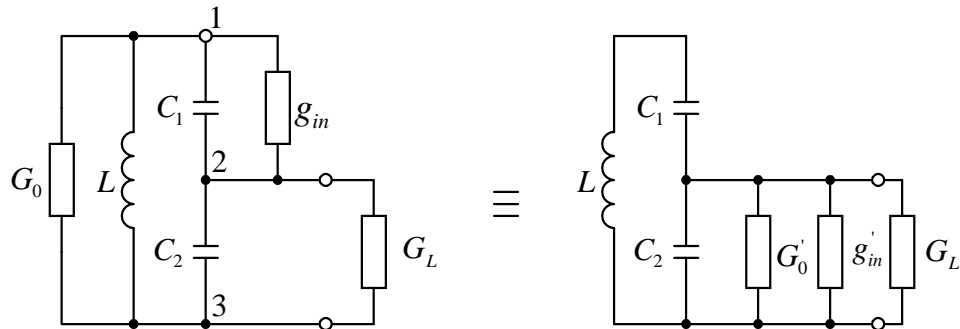
Dla generatora Colpittsa, na podstawie zależności (2.14) otrzymujemy

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \omega_0^2 L \quad (2.27)$$

natomiast dla generatora Hartleya

$$L_1 + L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (2.28)$$

W generatorze Colpittsa indukcyjność L można teoretycznie dobrać o takiej wartości, aby spełnić równania (2.25 i 2.27). Jednak w praktyce istnieją jeszcze inne czynniki, warunkujące dobór wartości wszystkich trzech elementów obwodu rezonansowego, poza koniecznością spełnienia dwóch wspomnianych równań. Pojemności C_1, C_2 powinny być w miarę duże, aby zminimalizować wpływy wszelkich równoległe do nich dołączonych pojemności pasożytniczych, w tym pojemności międzyelektrodowych elementu aktywnego. Wtedy dla określonej pulsacji ω_0 , zgodnej ze wzorem (2.27), należy zmniejszyć wartość indukcyjności L , co wpływa na pogorszenie dobroci, a tym samym zwiększenie konduktancji dynamicznej G_0 obwodu. Może to zaburzyć graniczne warunki generacji w prostej postaci (2.25). W takim przypadku przy wyznaczaniu warunku amplitudy nie należy stosować przybliżenia, wykorzystywanego w zależności (2.22). Ponadto analiza granicznych warunków generacji została przeprowadzona przy założeniu, że element aktywny nie obciąża obwodu rezonansowego. A przecież w praktyce najczęściej spotykamy się z generatorami realizowanymi w oparciu o tranzystory bipolarne, których rezystancja wejściowa jest mała. Jak już wspomniano w poprzednim podrozdziale, w celu zminimalizowania wpływu tej rezystancji na warunki generacji, wartości reaktancji dobiera się tak, aby $X_1 \ll X_2$, co dla układu Colpittsa oznacza $C_1 \gg C_2$. Przy analizie granicznych warunków generacji generatora z tranzystorem bipolarnym należy również uwzględnić wpływ rezystancji wejściowej tranzystora na wypadkową konduktancję dynamiczną obwodu rezonansowego. Możemy tego dokonać w bardzo prosty sposób poprzez transformację konduktancji wejściowej tranzystora g_{in} do zacisków wyjściowych wzmacniacza, do których dołączona jest konduktancja obciążenia (rys.2.10).



Rys.2.10. Transmutacja konduktancji wejściowej do zacisków wyjściowych wzmacniacza

Przy transformacji układu należy uwzględnić, aby moce wydzielone w konduktancjach g_{in} i g'_{in} były takie same.

Zakłada się przy tym, że prąd dzielnika C_1, C_2 jest dużo większy od prądu pobieranego z tego dzielnika.

Zatem

$$G'_0 = \frac{G_0}{p^2} \quad \text{gdzie} \quad p_1 = \frac{X_2}{X_1 + X_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (2.29a)$$

$$g'_{in} = g_{in} \left(\frac{X_1}{X_2} \right)^2 = g_{in} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 = \left(\frac{1}{p} - 1 \right)^2 \quad (2.29b)$$

Uwzględniając g'_{in} należy skorygować zależność (2.17) określającą wzmocnienie napięciowe wzmacniacza

$$k_u(\omega_0) = \frac{-g_m}{g_{ce} + G_L + \frac{G_0}{p^2} + g_{in} \left(\frac{1}{p} - 1 \right)^2} \quad (2.30)$$

i powtórzyć analizę warunków generacji wg. wcześniej podanego algorytmu.

Wartość indukcyjności L możemy wyznaczyć, przyjmując dostatecznie duży margines warunku (2.21), np. [33, 49]

$$G_0 < 0.2 \frac{g_m^2}{g_o + G_L + g_m} \quad (2.31)$$

przy czym g_o jest konduktancją wyjściową tranzystora.

Podobne rozważanie możemy przeprowadzić dla generatora Hartleya, w którym istnieje pewien stopień swobody przy dobieraniu pojemności C . W generatorze Hartleya występują jednak inne dodatkowe uwarunkowania, poza koniecznością spełnienia granicznych warunków generacji (2.26, 2.28), przy doborze wartości trzech elementów obwodu rezonansowego.

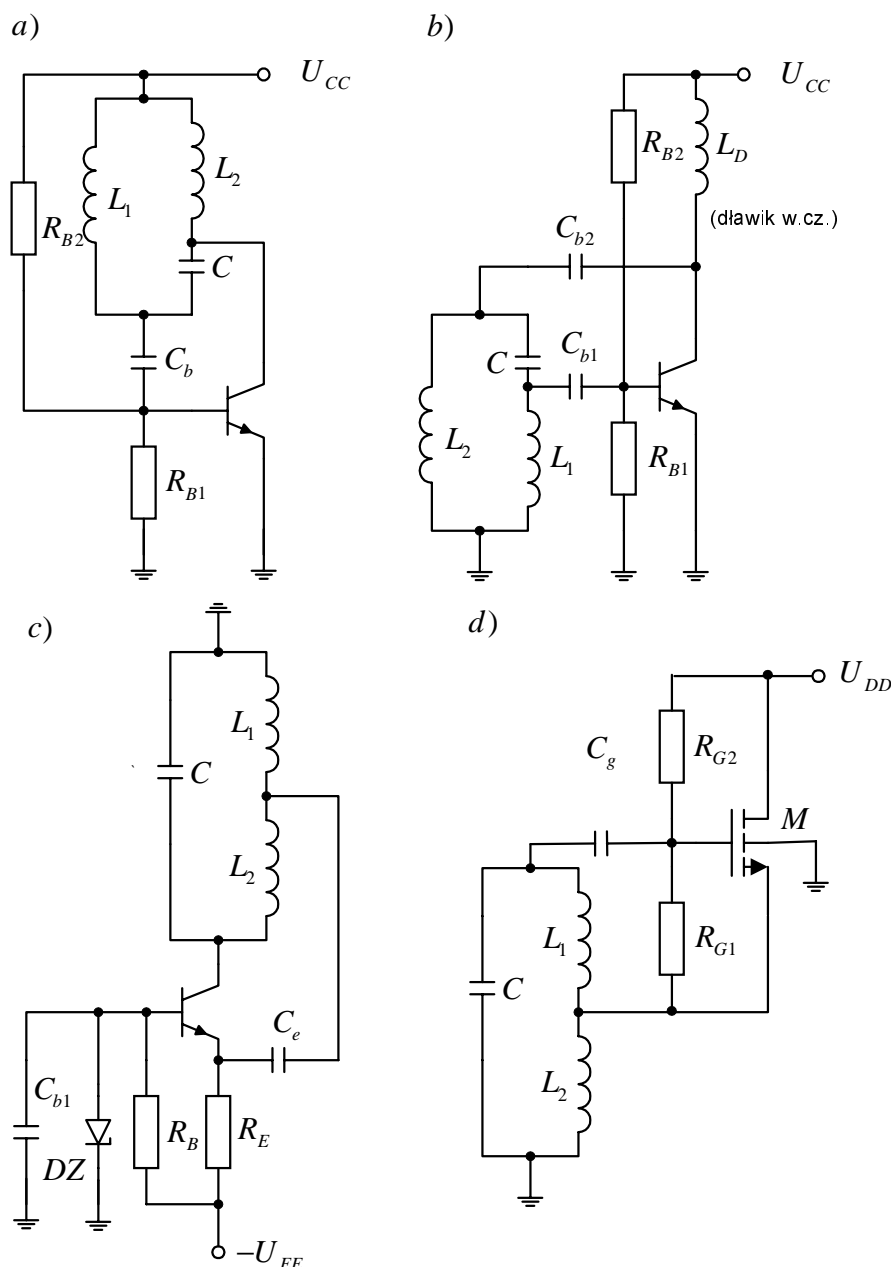
Wypadkowe pojemności pasożytnicze bloku wzmocnienia: wejściowa C_{in} oraz wyjściowa C_o tworzą obwody rezonansowe z indukcyjnościami L_1, L_2 . Częstotliwości rezonansowe tych obwodów

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{in}}}, \quad f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_o}} \quad (2.32)$$

powinny kilkakrotnie przewyższać częstotliwość f_0 drgań generatora.

2.3.3.1. Zasilanie generatorów Colpittsa i Hartleya

Praktyczna realizacja generatorów musi również uwzględnić obwody polaryzacji elementu aktywnego. Spośród wielu różnych sposobów zasilania generatorów LC na wyróżnienie zasługują typowe układy zasilania, takie jak: szeregowo, równoległe przez dławik w.cz. oraz zasilanie od strony emitera lub źródła tranzystora. Na rys.2.11 przedstawiono przykłady zasilania generatorów Hartleya [4].



Rys.2.11. Zasilanie generatorów Hartleya: a) szeregowo, b) równoległe przez dławik w.cz., c) od strony emitera, d) szeregowo w układzie sprzężenia źródłowego (z tranzystorem VMOS)

Układ na rys.2.11a reprezentuje zasilanie szeregowo, w którym składowa stała prądu kolektora płynie przez cewkę obwodu rezonansowego. Połączenie obwodu rezonansowego z bazą tranzystora oddzielone jest przez pojemność sprzęgającą C_b , na której po wzbudzeniu się drgań wytwarza się dodatkowe napięcie przesuwające stopniowo punkt pracy tranzystora do pracy w klasie AB, B lub C. Stała czasowa rozładowania pojemności C_b powinna być duża w porównaniu z okresem drgań generatora

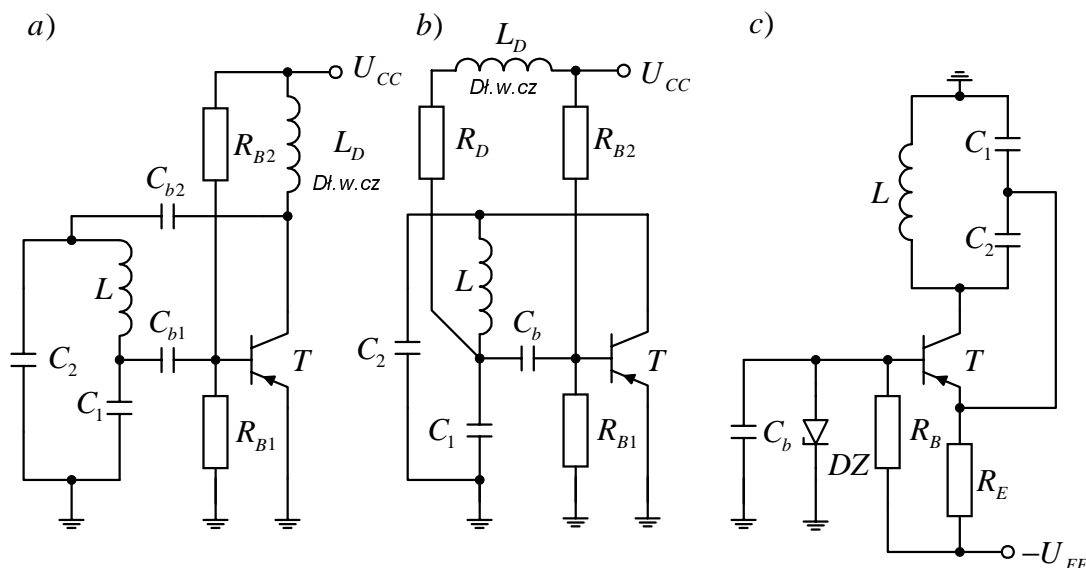
Na rys.2.11b pokazany jest schemat ideowy generatora Hartleya z zasilaniem równoległym, w którym składowa stała prądu kolektora płynie przez dławik w.cz., zaś nie płynie przez obwód rezonansowy. Obwód ten jest dołączony do kolektora poprzez pojemność sprzęgającą C_{b2} , zaś do bazy przez pojemność sprzęgającą C_{b1} . Ten rodzaj zasilania jest szczególnie preferowany w generatorach dużej mocy, ponieważ przez dławik L_D w.cz. nie płynie prąd wielkiej częstotliwości, przez co zapewnione jest dobre dopasowanie źródła zasilającego. Zaletą zasilania równoległego przez dławik w.cz. są również małe straty mocy w obwodzie zasilania, natomiast wadą - trudność wykonania samego dławika. Dławik w.cz. powinien być tak wykonany, aby nie posiadał własnych rezonansów, a jego indukcyjność L_D powinna być wystarczająco duża: $\omega L_D \gg Z_o$, gdzie Z_o jest impedancją obwodu rezonansowego. Dość długi czas ustalania się amplitudy drgań w układzie związany jest z ładowaniem pojemności C_{b2} przez dławik L_D po załączeniu zasilania.

Na rys.2.11c przedstawiono przykład zasilania tranzystora ujemnym napięciem $-U_{EE}$ od strony emitera. Baza tranzystora jest uziemiona dla składowej zmiennej, czyli tranzystor pracuje w konfiguracji OB. Zasilanie tranzystora poprzez rezystancję stosuje się najczęściej w generatorach małej mocy.

Układ na rys.2.11d jest przykładem generatora z zasilaniem szeregowym. Jest on zrealizowany na tranzystorze MOSFET (np. VMOS) z kanałem wzbogacanym, w którym dzielnik R_{G1}, R_{G2} zapewnia wstępną polaryzację bramki tranzystora. Obwód rezonansowy jest włączony szeregowo ze źródłem tranzystora, zatem w układzie występuje szeregowo sprzężenie źródłowe. Podobnie jak w układzie a) nie ma żadnego elementu separującego prąd wielkiej częstotliwości w obwodzie wyjściowym tranzystora od zasilacza, co jest pewną wadą rozwiązania.

Ilość możliwych rozwiązań układów zasilania generatorów Colpittsa jest nieco mniejsza, niż generatorów Hartleya, ponieważ tylko jeden element obwodu rezonansowego (cewka) przewodzi prąd stały.

Przykłady zasilania generatorów Colpittsa przedstawiono na rys.2.12.



Rys.2.12. Zasilanie generatorów Colpittsa: a) równoległe przez dławik w.cz., b) przez dławik w.cz. i cewkę obwodu rezonansowego, c) od strony emitera

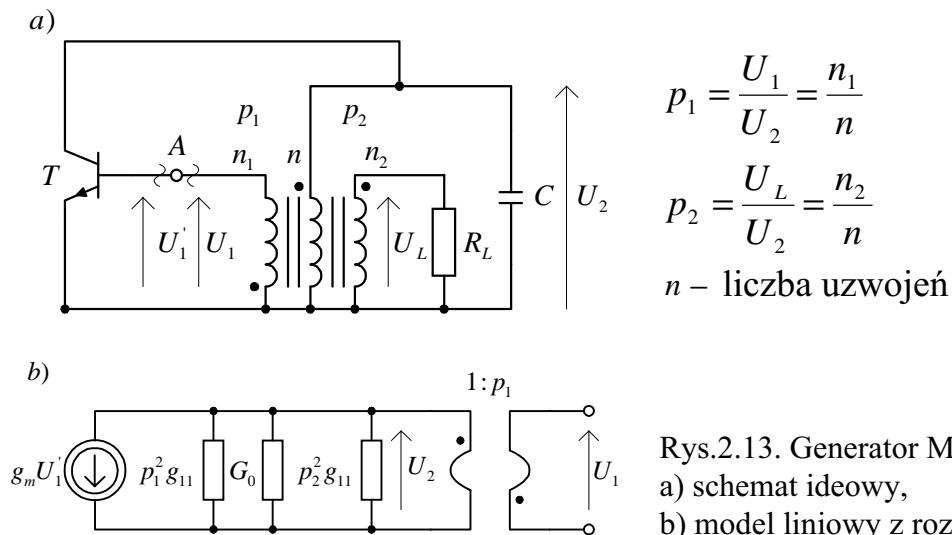
Układ z rysunku 2.12a jest typowym rozwiązaniem zasilania równoległego, które zostało opisane wcześniej dla generatora Hartleya z rys.2.11a.

Na rys.2.12b przedstawiono pewną modyfikację zasilania równoległego przez dławik w.cz. (o indukcyjności L_D i szeregową rezystancję R_D) i cewkę obwodu rezonansowego [4]. Ponieważ dławik w.cz. bocznikuje nie cały obwód rezonansowy a tylko jego niskoimpedancyjną część ($C_1 \gg C_2$), dlatego w znacznym stopniu pomniejszone zostało jego tłumiące działanie na obwód rezonansowy. Łagodzi to wymaganie odnośnie wielkości impedancji $|R_D + j\omega L_D|$ tak, że w obwodzie zasilania można zastosować nawet wyłącznie rezystor.

Układ na rysunku 2.12c zasilany jest ze źródła ujemnego napięcia $-U_{EE}$ od strony emitera i jest podobny do opisanego wcześniej układu z rys.2.11c.

2.3.4. Generator Meissnera

W generatorze Meissnera sprzężenie obwodu kolektora (drenu) z obwodem bazy (bramki) realizowane jest poprzez transformator. Na rys.2.13 przedstawiono zmiennoprądowy schemat ideowy generatora Meissnera oraz jego liniowy model przy rozciętej pętli sprzężenia zwrotnego (nawiązujący do schematu blokowego na rys.2.1).



Rys.2.13. Generator Meissnera:
a) schemat ideowy,
b) model liniowy z rozcięcą pętlą
w obwodzie bazy (w punkcie A)

Rozcięcie pętli sprzężenia zwrotnego pozwala na określenie wzmocnienia pętli $k_u \beta_u$. Zakładając, że częstotliwość graniczna tranzystora jest dużo większa niż częstotliwość generacji można przyjąć, że admitancja wejściowa tranzystora ma charakter rzeczywisty. Obwód LC dla częstotliwości rezonansowej

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.33)$$

może być zastąpiony konduktancją dynamiczną G_0

$$G_0 = \frac{\omega_0 C}{Q} \quad (2.34)$$

przy czym Q jest dobrocią obwodu.

Wypadkowa konduktancja obwodu dla częstotliwości rezonansowej f_0 , po przetransformowaniu konduktancji wejściowej g_{11} i obciążenia G_L , wynosi

$$G_R = G_0 + p_1^2 g_{11} + p_2^2 G_L \quad (2.35)$$

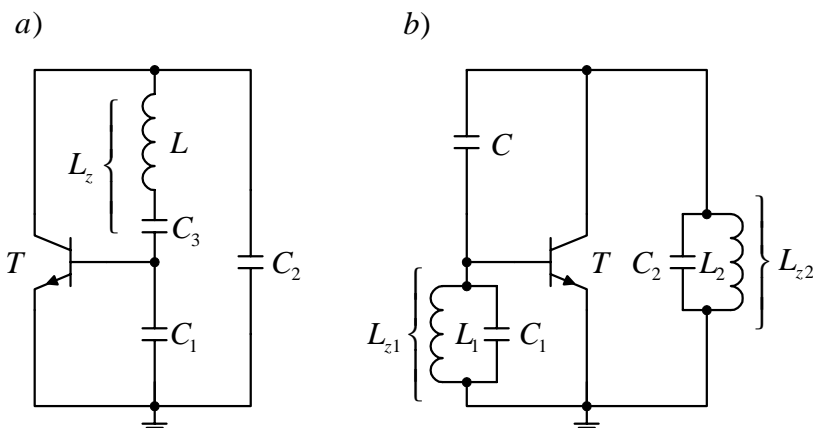
gdzie: p_1 i p_2 stanowią przekładnie transformatora zdefiniowane na rys.2.13a. Ponieważ układ w konfiguracji OE odwraca fazę o 180° , to

Układ przedstawiony na rys.2.14b jest zasilany równolegle przez dławik w.cz. i wymaga stosowania większej ilości elementów, niż przy zasilaniu szeregowym. Kondensator C_{b1} spełnia podobną rolę jak w układzie na rys.2.14a, zaś kondensator C_{b2} sprzęga obwód rezonansowy z kolektorem tranzystora.

2.3.5. Generatory Clappa i Kühna - Hutha

Istnieje wiele odmian generatorów trójpunktowych, spośród których na wyróżnienie zasługują generatory Clappa i Kühna - Hutha (rys.2.15).

W układzie Clappa, stanowiącym odmianę generatora Colpittsa, generacja jest możliwa jedynie dla częstotliwości większych od częstotliwości rezonansowej szeregowego obwodu L, C_3 .



Rys.2.15. Odmiany generatorów LC: a) generator Clappa, b) generator Kühna-Hutha

W tym zakresie częstotliwości obwód ten może spełniać rolę indukcyjności zastępczej

$$L_z = L - \frac{1}{\omega^2 C_3} \quad (2.37)$$

o wartości silnie rosnącej ze wzrostem częstotliwości. Dzięki temu uzyskuje się zwiększenie stałości częstotliwości generowanych drgań. Jeżeli pojemności C_1 i C_2 zostaną tak dobrane, że będą wyraźnie większe (co najmniej kilkakrotnie) od C_3 tak, aby wypadkowa pojemność obwodu wynikająca z szeregowego połączenia C_1, C_2, C_3 była niewiele mniejsza od C_3 , to układ generuje drgania z częstotliwością nieznacznie większą od częstotliwości rezonansu szeregowego L, C_3 . W układzie Clappa wartości elementów C_1, C_2, L mogą być znacznie większe od swoich odpowiedników w generatorze

Colpittsa. Właściwość ta jest szczególnie ważna przy projektowaniu generatorów dużych częstotliwości, gdy wartości C_1, C_2, L , potrzebne do zapewnienia wymaganej częstotliwości generacji stają się porównywalne z pojemnościami i indukcyjnościami pasożytniczymi układu.

W generatorze Kühna - Hutha, stanowiącym odmianę generatora Hartleya (rys.2.15b), funkcje indukcyjności L_{z1}, L_{z2} spełniają odpowiednio obwody L_1, C_1 i L_2, C_2 . Patrząc na strukturę generatora Kühna - Hutha, łatwo można sobie uświadomić, dlaczego w wąskopasmowym wzmacniaczu selektywnym z parą obwodów rezonansowych na wejściu i wyjściu może dojść do utraty jego stabilności, jeżeli wzmocnienie i pojemność baza - kolektor (bramka - dren) są zbyt duże.

2.3.6. Poprawka liniowa i poprawka nieliniowa częstotliwości

Liniową poprawką częstotliwości nazywa się odchylenie generowanej częstotliwości f_0 spowodowane oddziaływaniem obciążenia, stratami elementów oraz wpływem elementów pasożytniczych zaburzających bilans mocy urojonej w układzie oraz zmianę przesunięcia fazy sygnału zwrotnego wobec wyjściowego. Poprawka ta występuje we wszystkich typach generatorów.

Nawet w przypadku najprostszego stratnego obwodu rezonansowego, jego częstotliwość rezonansowa f_r jest mniejsza niż częstotliwość rezonansowa f_0 obwodu bezstratnego [por. cz.I rozdz. 1.4.2, równ. (14.4), (14.5)].

$$f_r = f_0 \sqrt{1 - \frac{r_L^2}{(2\pi f_0)^2 L^2}} \quad (2.38a)$$

gdzie

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.38b)$$

W przypadku generatora Colpittsa wpływ rezystancji strat cewki r_L na częstotliwość generacji jest następujący

$$f_g = f_0 \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_1 + C_2} r_L (g_o + G_L)} \quad (2.39a)$$

gdzie:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \quad (2.39b)$$

jest częstotliwością rezonansową bezstratnego obwodu.

Liniiowe poprawki częstotliwości mogą być dodatnie lub ujemne, a ich bezwzględne wartości są małe, gdy dobroci zastosowanych cewek i kondensatorów są duże.

Nieliniowa poprawka częstotliwości wynika z zasady równowagi mocy biernej harmonicznych w przebiegu wyjściowym, będących efektem nieliniowości charakterystyki przejściowej wzmacniacza. Element aktywny dostarcza tylko moc czynną, a zatem moce bierne muszą się równoważyć w obwodzie. Wprowadzenie harmonicznych spowodowane nieliniowościami narusza bilans mocy biernych.

Jeżeli pojedynczy obwód rezonansowy o admitancji

$$Y(\omega) = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (2.40)$$

jest dostrojony do pulsacji podstawowej $\omega = \omega_0$, tzn.

$$Y(\omega_0) = G + j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L} = G, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.41)$$

to moc bierna harmonicznych zmagazynowana w polu magnetycznym cewki jest mniejsza niż moc bierna zmagazynowana w polu elektrycznym kondensatora, ponieważ dla harmonicznych obwód rezonansowy ma charakter pojemnościowy

$$Y(k\omega_0) = G + jk\omega_0 C + \frac{1}{jk\omega_0 L} = G + j \underbrace{\frac{k^2 - 1}{k} \frac{1}{\omega_0 L}}_{>0} \quad (2.42)$$

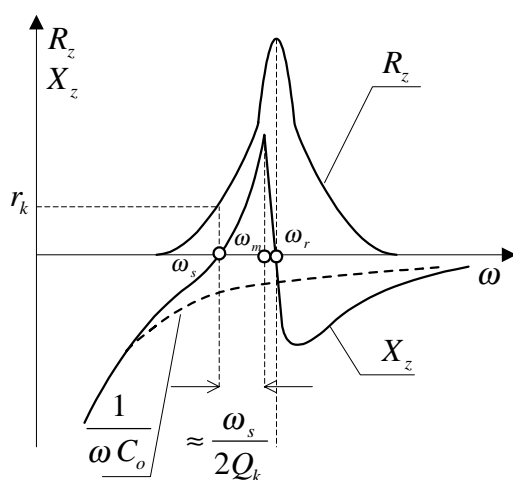
Aby przywrócić naruszoną wskutek obecności harmonicznych równowagę, częstotliwość podstawowa musi zmaleć tak, aby dla składowej podstawowej moc bierna w cewce była większa od mocy biernej w kondensatorze tj., aby dla składowej podstawowej obwód miał charakter indukcyjny. Zatem nieliniowości wzmacniacza powodują zmniejszenie generowanej częstotliwości o nieliniową poprawkę częstotliwości.

Przykładowo, dla generatora Colpittsa nieliniowa poprawka częstotliwości wynosi [33, 48]

$$\frac{\omega_g - \omega_0}{\omega_0} \cong -\frac{1}{2Q^2} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{k^2 - 1} h_k^2 \quad (2.43)$$

2.3.7. Generatory kwarcowe

Pewną odmianą sprzężeniowych generatorów LC są generatory kwarcowe, wykorzystujące rezonator kwarcowy opisany w cz.I. rozdz.15.3.2. Generatory kwarcowe pozwalają na osiągnięcie dużej stałości częstotliwości, nieosiągalnej przy użyciu konwencjonalnych obwodów LC. Zastosowania rezonatora kwarcowego w układach generacyjnych wynikają z charakteru zmian jego impedancji w funkcji częstotliwości. Charakterystyki zastępczej rezystancji $R_z(\omega)$ i $X_z(\omega)$ rzeczywistego rezonatora kwarcowego opisano w cz.I. rozdz.14.3.2 i zostały powtórzone na rys.2.16.



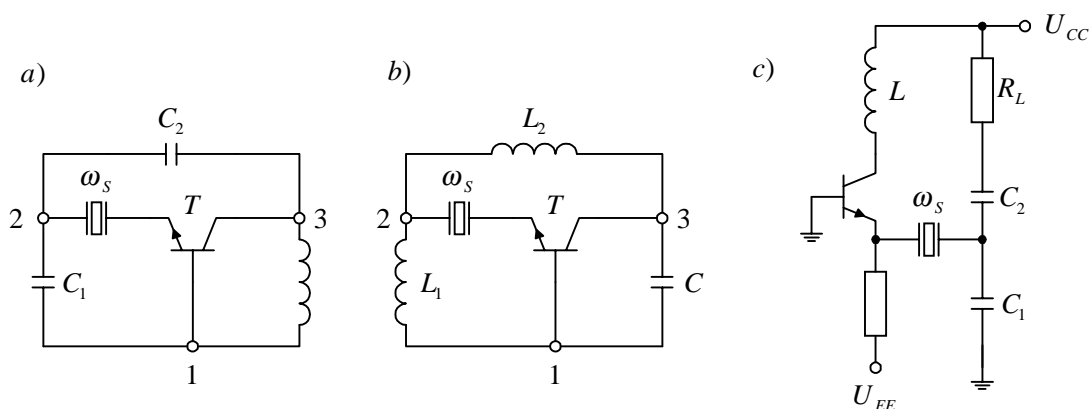
Rys.2.16. Impedancja rezonatora kwarcowego

Możliwe są dwie grupy układowe generatorów:

- generatory, w których rezonator wykorzystany jest jako selektywny element sprzęgający o małej rezystancji (praca przy pulsacji ω_s),
- generatory, w których rezonator pracuje jako zastępcza indukcyjność L_z , o wartości szybko rosnącej z częstotliwością (praca w przedziale pulsacji $\omega_s - \omega_m$) (rys.2.16).

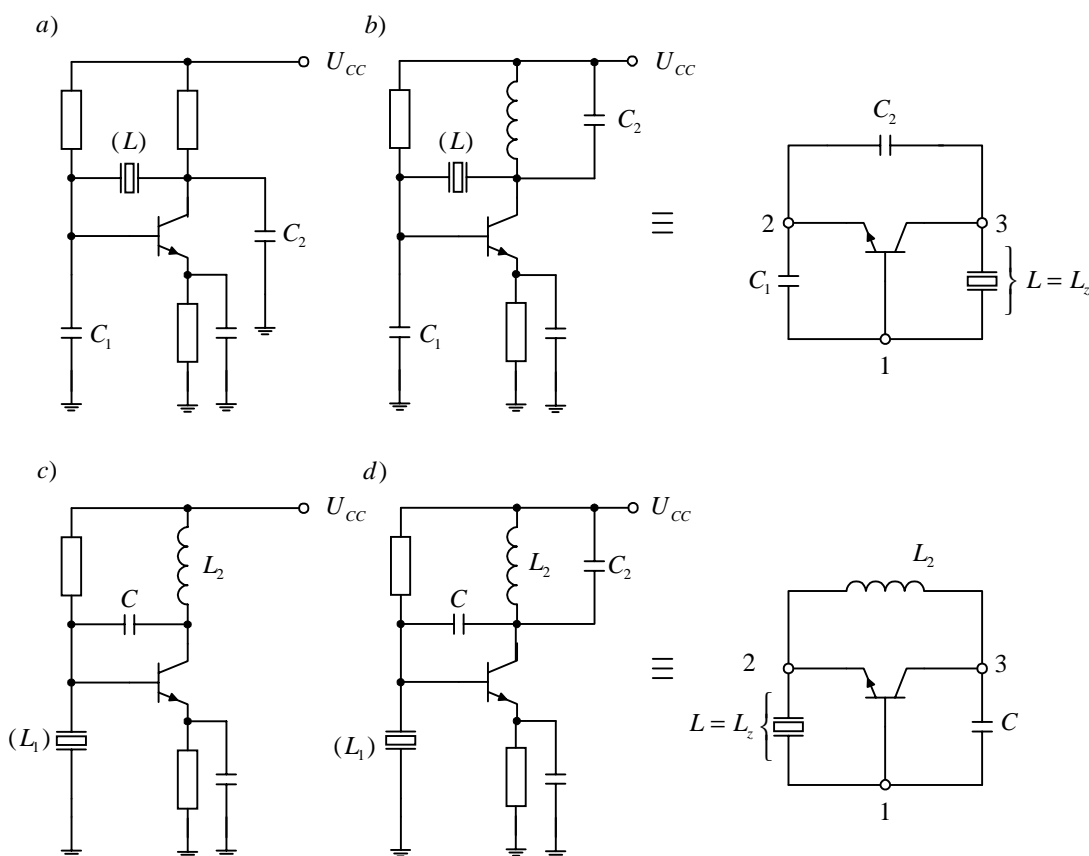
Pierwsza z wymienionych grup generatorów nazywana jest generatorami Butlera. Generatory drugiej grupy wywodzą się bezpośrednio z podstawowych struktur Colpittsa i Hartleya i nazywa się je generatorami Pierce'a.

Schematy ideowe podstawowych układów Butlera przedstawiono na rys.2.17. W układach tych wzmocnienie pętli osiąga bardzo ostre maksimum w otoczeniu pulsacji ω_s , przy której rezonator pracuje jako element sprzęgający. Generatory Butlera pozwalają uzyskać stałość częstotliwości rzędu $10^{-6} - 10^{-8}$.



Rys.2.17. Podstawowe układy Butlera: a) z czwornikiem sprzęgającym Colpittsa, b) z czwornikiem sprzęgającym Hartleya, c) praktyczna realizacja z czwornikiem sprzęgającym Colpittsa

Na rys.2.18 przedstawiono schematy ideowe generatorów Pierce'a.



Rys.2.18. Generatory: a) Colpittsa-Pierce'a z dwoma pojemnościami, b) Colpittsa-Piercea z obwodem rezonansowym, c) Hartleya-Piercea z indukcyjnością, d) Hartleya-Piercea z obwodem rezonansowym

Obwody rezonansowe o reaktancji pojemnościowej (rys.2.18b) i reaktancji indukcyjnej (rys.2.18d) w zakresie generowanej częstotliwości ułatwiają dobór sprzężenia zwrotnego.

Przedstawione rozwiązania pozwalają uzyskać stałość częstotliwości rzędu $10^{-4} - 10^{-6}$.

Główny wpływ na niestaość częstotliwości w generatorach kwarcowych ma zmiana temperatury. W celu uzyskania większej stałości częstotliwości konieczne jest stosowanie układów z kompensacją wpływów temperatury lub układów z termostatem. Wtedy możliwe jest uzyskanie stałości częstotliwości rzędu $\pm (10^{-8} - 10^{-10})$ na miesiąc (określonej zależnością (2.3)).

2.4. GENERATORY RC ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

2.4.1. Ogólna charakterystyka sprzężonych generatorów RC

Generatory RC znalazły szerokie zastosowanie do wytwarzania przebiegów sinusoidalnych w zakresie małych częstotliwości, ponieważ w generatorach LC wartości pojemności i indukcyjności stają się zbyt duże, dobroć obwodu rezonansowego jest mała i elementy te nie nadają się do miniaturyzacji. Generatory te wykorzystywane są najczęściej w zakresie kilku Hz do (10 - 20) MHz.

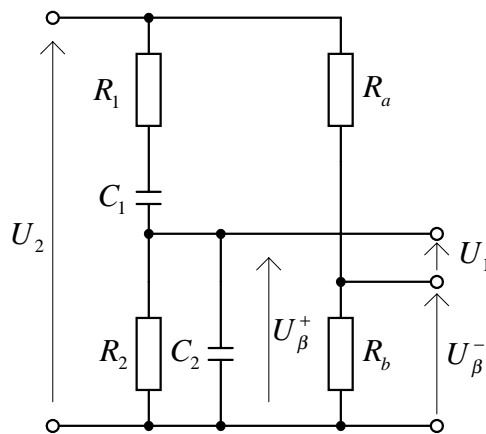
W generatorach LC obwód sprzężenia zwrotnego tworzą 3 - 4 elementy, natomiast w generatorach RC najczęściej jest to 4 - 6 elementów, co pozwala na zwiększenie ilości możliwych rozwiązań, a także stwarza duże możliwości optymalizacji, np. pod kątem wrażliwości, przestrajania, zniekształceń czy wrażliwości na zmiany impedancji wejściowej i wyjściowej wzmacniacza.

Stosowane są czwórniki selektywne typu mostek Wiena, podwójne T, T bocznikowane i inne oraz przesuwники fazowe RC. W porównaniu z generatorami LC, generatory RC mają gorszą stałość częstotliwości, jednakże generują sygnał o bardzo małych zniekształceniach i umożliwiają przestrajanie częstotliwości w stosunku 1 : 10 na jednym podzakresie. Tak duży zakres przestrajania przy współbieżnej regulacji dwóch pojemności lub dwóch rezystancji jest możliwy, ponieważ częstotliwość w tych generatorach jest odwrotnie proporcjonalna do iloczynu RC : $f_0 = 1 / 2\pi RC$ (w generatorach LC częstotliwość jest odwrotnie proporcjonalna do pierwiastka z iloczynu LC). Z tego względu generatory RC są powszechnie stosowane jako generatory serwisowe i laboratoryjne.

2.4.2. Selekttywne czwórniki RC

Najczęściej stosowanym czwórnikiem selektywnym w generatorach RC jest mostek Wiena, przedstawiony na rys.2.19.

W mostku Wiena wyróżnia się gałąź selektywną o transmitancji $\beta^+ = U_\beta^+ / U_2$ (półmostek Wiena z elementami R_1, C_1 i R_2, C_2) oraz gałąź aperiodyczną o transmitancji $\beta^- = U_\beta^- / U_2$ (dzielnik rezystancyjny R_a, R_b).



Rys.2.19. Mostek Wiena

Transmitancję gałęzi selektywnej β^+ opisuje zależność [16]

$$\beta^+ = \frac{U_\beta^+}{U_2} = \frac{\beta_0^+}{1 + j Q^+ \nu} \quad (2.44)$$

gdzie:

– odstrojenie $\nu = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ (2.44a)

– pulsacja przy której $|\beta^+|$ osiąga maksimum β_0^+

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2} \quad (2.44b)$$

– maksimum modułu transmitancji β^+

$$\beta_0^+ = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}} \quad (2.44c)$$

– dobroć gałęzi

$$Q^+ = -\frac{\omega_0}{2} \frac{d \varphi_\beta}{d \omega} \bigg|_{\omega_0} = \beta_0^+ \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}} \quad (2.44d)$$

Transmitancja gałęzi aperiodycznej określona jest zależnością

$$\beta^- = \frac{U_\beta^-}{U_2} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad (2.45)$$

Napięcie wyjściowe U_1 z przekątnej mostka wynosi

$$U_1 = U_\beta^+ - U_\beta^- = \beta^+ U_2 - \beta^- U_2 = (\beta^+ - \beta^-) U_2 = \beta U_2 \quad (2.46)$$

gdzie: $\beta = U_1 / U_2$ jest transmitancją napięciową mostka.

W praktycznych zastosowaniach najczęściej $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$, co oznacza: $\omega_0 = 1 / RC$, $\beta_0^+ = 1 / 3$, $Q^+ = 1 / 3$ oraz $R_a = (2 + \varepsilon) R_b$, przy czym $\varepsilon \ll 1$.

Dla powyższych założeń transmitancje gałęzi określają zależności

$$\begin{aligned} \beta^+ &= \frac{1}{3 + j\nu} \\ \beta^- &= \frac{1}{3 + \varepsilon} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Podstawiając (2.47) do (2.46) otrzymujemy

$$\beta^+ = \frac{1}{3 + j\nu} - \frac{1}{3 + \varepsilon} = \frac{\varepsilon}{9} \frac{1 - j\frac{\nu}{\varepsilon}}{\left(1 + j\frac{\nu}{\varepsilon}\right)\left(1 + \frac{\varepsilon}{\nu}\right)} \quad (2.48)$$

Zakładając $\nu \ll 3$, co jest praktycznie spełnione (dla $\omega = \omega_0$, $\nu = 0$), w zakresie $\varepsilon \ll 3$ otrzymujemy

$$\beta \approx \frac{\varepsilon}{9} \left(1 - j\frac{\nu}{\varepsilon}\right) = \beta_0 \left(1 - j\frac{\nu}{\varepsilon}\right) \quad (2.49)$$

gdzie:

$$\beta_0 = \varepsilon / 9 \quad (2.49a)$$

Współczynnik ε jest miarą niezrównoważenia mostka dla pulsacji ω_0 .

Na rys.2.20 pokazano wykres biegunowy transmitancji β oraz charakterystykę amplitudową i fazową mostka, przy czym

$$\varphi = \arg \beta \approx \arg \left[\frac{\varepsilon}{9} \left(1 - j\frac{\nu}{\varepsilon}\right) \right] \quad (2.50)$$

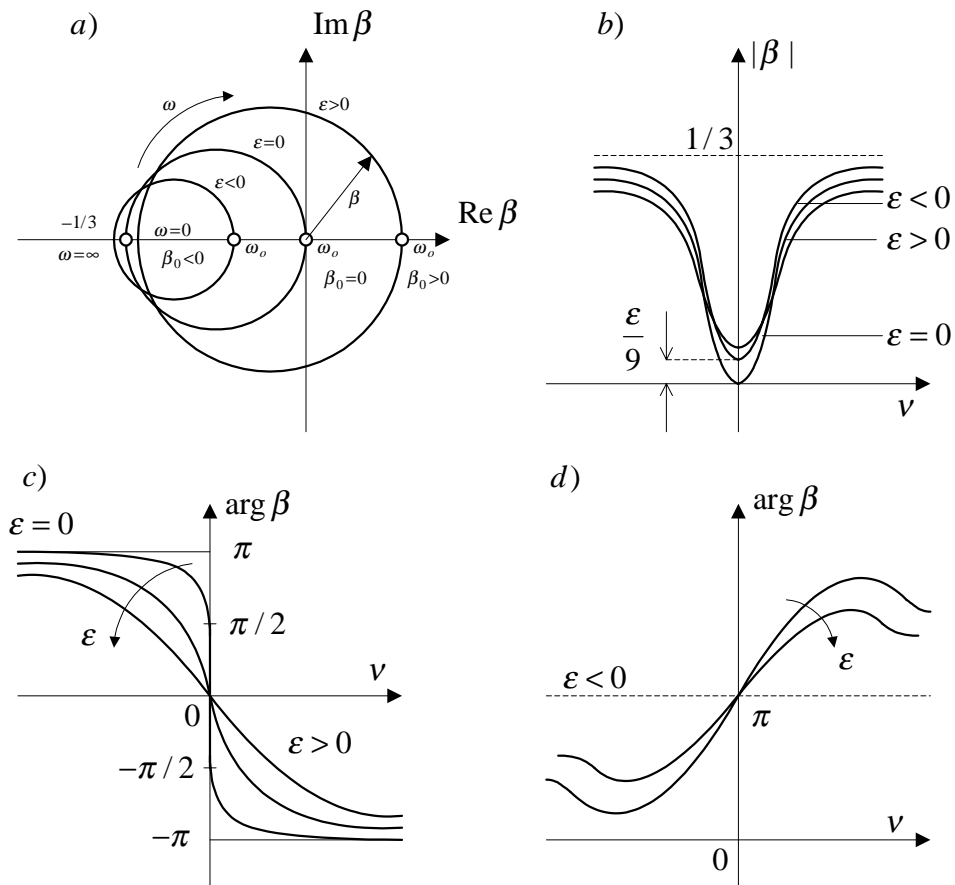
Na podstawie analizy transmitancji mostka Wiena i warunków generacji otrzymujemy pulsację drgań generatora

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (2.51)$$

Dobroć mostka Wiena, wyznaczona z nachylenia charakterystyki fazowej (2.50), wynosi

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{-2}{\varepsilon \omega_0} \right| = \frac{1}{|\varepsilon|} = \frac{1}{9 |\beta_0|} \quad (2.52)$$

Selektywny zaporowo przebieg modułu transmitancji $|\beta|$ wynika tylko z selektywnego przepustowo przebiegu modułu $|\beta^+|$, ponieważ moduł $|\beta^-|$ nie zależy od częstotliwości.



Rys.2.20. Charakterystyki transmitancji $\beta(v)$ dla mostka Wiena: a) amplitudowo-fazowa ($\text{Re}(\beta)$, $\text{Im}(\beta)$), b) modułu $|\beta|$, c) fazy $\arg(\beta)$

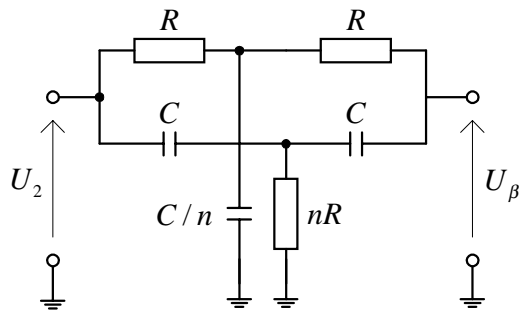
Z warunku amplitudy $k_u(\omega_0) \beta(\omega_0) \geq 1$, przy wykorzystaniu zależności (2.49a), otrzymuje się wartość ε niezbędną dla zapewnienia generacji

$$\varepsilon \geq \frac{9}{k_u(\omega_0)} \quad (2.53)$$

gdzie: $k_u(\omega_0)$ oznacza wzmocnienie członu wzmacniającego generatora.

Fazy transmitancji β i β^+ są zgodne. Przy $\varepsilon \geq 0$ mostek nie odwraca fazy i warunek fazy jest spełniony dla pulsacji ω_0 niezależnie od stopnia nie zrównoważenia mostka. Rezystory R_a, R_b pracują zwykle w gałęzi automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) generatora.

Oprócz mostka Wiena często stosowanym układem selektywnym w generatorach RC jest czwórnik *podwójne T*, przedstawiony na rys.2.21.



Rys.2.21. Czwórnik TT

Transmitancja napięciowa czwornika *podwójne T* wynosi

$$\beta_u(\nu) = \beta^+(\nu) = \frac{U_\beta}{U_2} = \frac{(2n-1) + j\nu}{(2n+1 + 1/n) + j\nu} \quad (2.54)$$

gdzie: $\nu = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}, \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$

Funkcja transmitancji posiada dwa zera i dwa bieguny. Wykresy biegunowe oraz charakterystyki amplitudowe i fazowe czwornika, dla różnych wartości n przedstawiono na rys.2.22. Przebieg charakterystyk częstotliwościowych czworników *podwójne T* wskazuje na ich przydatność w układach generacyjnych jedynie wówczas, gdy $n < 0,5$.

Stopień nie zrównoważenia czwornika *podwójne T* zależy od wartości n , przy czym dla $n = 0,5$ układ jest zrównoważony. Zakładając niewielkie rozrównoważenie czwornika przy $n = 0,5$

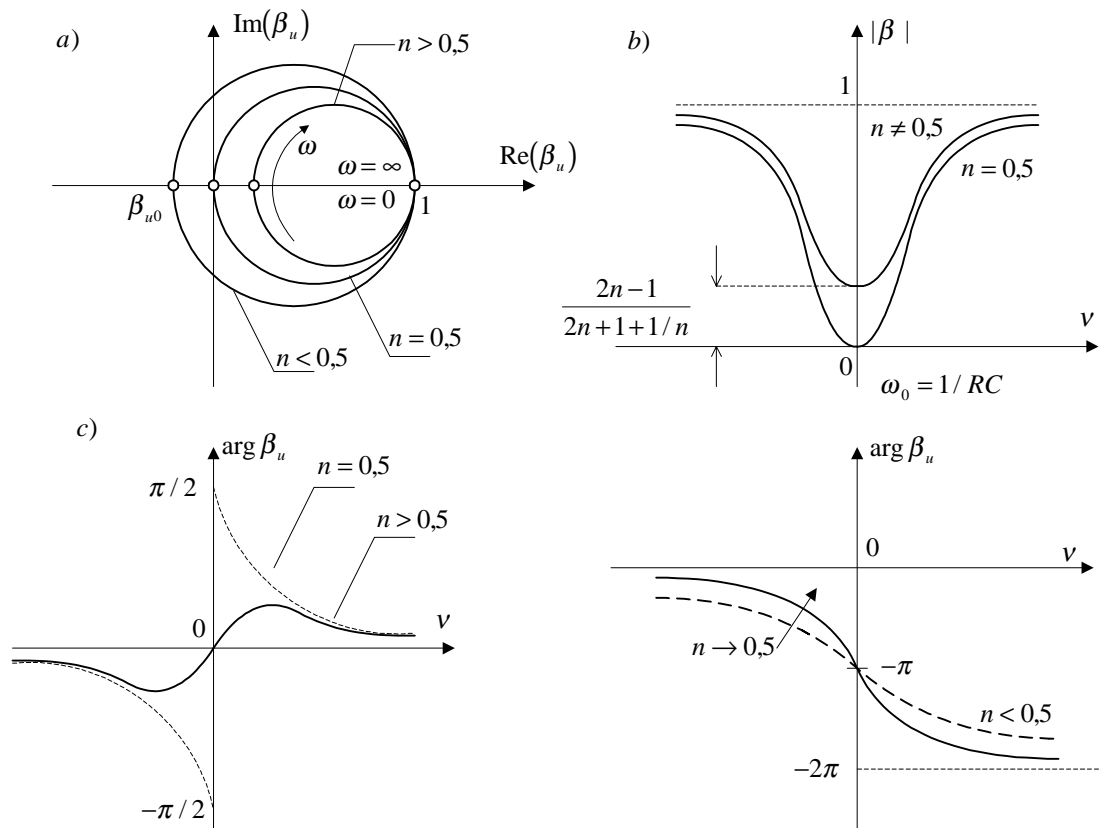
$$n = 0,5(1 + \varepsilon') \quad \text{dla} \quad \varepsilon' \ll 1 \quad (2.55)$$

to transmitancja napięciowa β_u , wyznaczona z zależności (2.54) i (2.55), określona jest zależnością

$$\beta_u' = \frac{\varepsilon' + j\nu}{4 + j\nu} \approx \frac{\varepsilon'}{4} \left(1 + j \frac{\nu}{\varepsilon'} \right) \quad (2.56)$$

Dla $\varepsilon' > 0$ czwórnik nie odwraca fazy, zaś dla $\varepsilon' < 0$ odwraca fazę o 180° i $\beta_0 = \varepsilon' / 4$.

Stosowanie takiego niezrównoważonego czwornika *podwójne* T w obwodzie sprzężenia zwrotnego generatora RC - chociaż teoretycznie możliwe - nie jest dogodne w praktyce, ponieważ regulacja stopnia niezrównoważenia (ε') wymagałaby jednoczesnej zmiany dwóch elementów - rezystancji i pojemności (rys.2.20). Dlatego czwórnik *podwójne* T stosuje się najczęściej jako selektywny układ zrównoważony, tzn. przy $n = 0,5$, $\varepsilon' = 0$, $\beta_0 = 0$, włączony w gałąź ujemnego sprzężenia zwrotnego, zaś dodatnie sprzężenie zwrotne potrzebne do spełnienia warunku generacji zapewnia się przez zastosowanie dodatkowej gałęzi rezystancyjnej.



Rys.2.22. Charakterystyki transmitancji $\beta_u = \beta^+$ dla czwornika TT:

a) amplitudowo-fazowa ($\text{Re}(\beta_u)$, $\text{Im}(\beta_u)$), b) modułu $|\beta_u|$, c) fazy $\arg(\beta_u)$

Transmitancja napięciowa β_u tak powstałego mostka, złożonego z czwornika *podwójne* T i dzielnika rezystancyjnego R_a, R_b , jest równa

$$-\beta_u = -(\beta^+ - \beta^-) = -\beta_u(\nu) \Big|_{n=0,5} + \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad (2.57)$$

Jeżeli $\frac{R_b}{R_a + R_b} = \frac{\varepsilon}{4}$, to z zależności (2.54) i (2.57) otrzymujemy

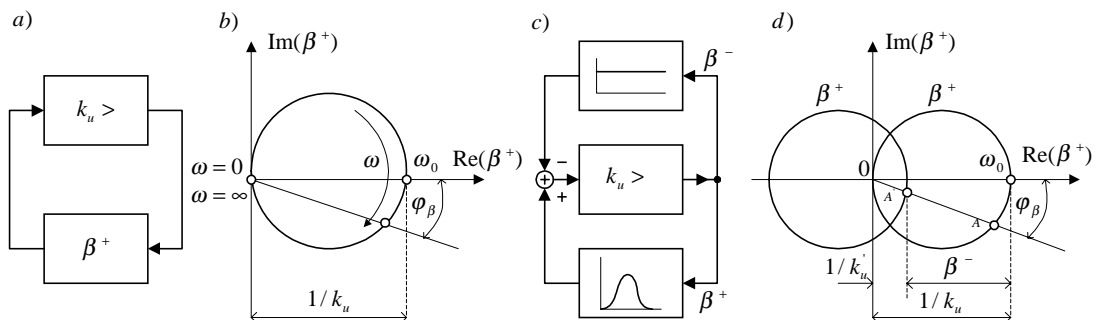
$$-\beta_u = \frac{\varepsilon}{4} - \frac{j\nu}{4 + j\nu} \approx \frac{\varepsilon - j\nu}{4 + j\nu} \approx \frac{\varepsilon}{4} \left(1 - j\frac{\nu}{\varepsilon}\right) \quad (2.58)$$

Z porównania zależności (2.49) i (2.58) wynika, że układ *podwójne T* ma podobne właściwości jak mostek Wiena, z tą różnicą, że faza β_u jest przeciwna, oraz inny jest współczynnik β_0 (w mostku Wiena: $\beta_0 = \varepsilon / 9$, w czwórniku *podwójne T*: $\beta_0 = -\varepsilon / 4$).

2.4.3. Struktury generatorów RC

W generatorze RC składającym się ze wzmacniacza o wzmocnieniu $k_u = |k_u| \exp j\varphi_k$ oraz selektywnego czwórnika sprzężenia zwrotnego o transmitancji $\beta = |\beta_{uu}| \exp j\varphi_\beta$ powstają drgania, gdy spełniony jest warunek amplitudy: $|k_u \beta_u| = 1$ oraz warunek fazy: $\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n$. Najprostsza struktura generatora RC składa się ze wzmacniacza nieodwracającego i jednej gałęzi selektywnego sprzężenia zwrotnego β^+ (np. czwórnik RC typu połowa mostka Wiena).

Schemat blokowy takiego układu oraz wykres biegunowy zastosowanego czwórnika sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys.2.23a,b. O stałości częstotliwości drgań generatora w głównej mierze decyduje dobroć fazowa Q^+ gałęzi selektywnej (zależność 2.44d). Im większa jest dobroć Q^+ tym lepsza jest stałość częstotliwości. Jednak selektywne czworniki RC mają małe wartości dobroci Q^+ , najczęściej $Q^+ < 1$.



Rys.2.23. Schematy blokowe generatorów RC: a) z jedną pętlą, c) z dwoma pętlami i ich charakterystyki amplitudowo-fazowe (odpowiednio b i d)

Dobroć fazową Q generatora RC można znacznie zwiększyć przez powiększenie wzmocnienia k_u członu wzmacniającego generatora do wartości k'_u , przy równoczesnym wprowadzeniu dodatkowej gałęzi β^- aperiodycznego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Schemat blokowy układu przedstawiono na rys.2.23c, przy czym transmitancje gałęzi sprzężenia zwrotnego mają taką postać, jak dla rozważanego wcześniej mostka Wiena. Graniczny, amplitudowy warunek generacji określony jest zależnością

$$k'_u [\beta^+(\omega_0) - \beta^-] = k'_u (\beta_0 - \beta^-) = k'_u \beta = 1 \quad (2.59)$$

gdzie:

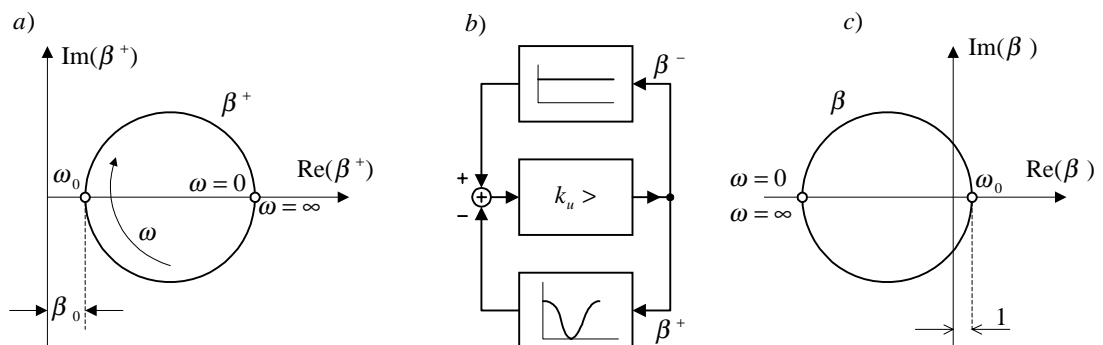
$$\beta = \beta^+(\omega_0) - \beta^-, \quad \beta_0 = \beta^+(\omega_0)$$

Porównując zależności (2.44d i 2.52) widzimy, że zwiększenie wzmocnienia przy równoczesnym wprowadzeniu gałęzi aperiodycznego ujemnego sprzężenia zwrotnego β^- powoduje powiększenie dobroci całego układu do wartości

$$Q = \frac{k'_u}{k_u} Q^+ \quad (2.60)$$

Wprowadzenie gałęzi β^- w istotny sposób polepsza właściwości generatora i z tego powodu generatory RC są najczęściej realizowane z dwiema gałęziami sprzężenia zwrotnego.

Na rys.2.24 przedstawiono schemat blokowy generatora RC z symetrycznym mostkiem *podwójne T*. W gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego znajduje się czwórnik *podwójne T*, zaś w gałęzi dodatniego sprzężenia zwrotnego zastosowano aperiodyczny dzielnik rezystancyjny.



Rys.2.24. Schemat blokowy generatora z czwórnikiem *podwójne TT* i jego charakterystyki amplitudowo-fazowe

Graniczny, amplitudowy warunek generacji określony jest zależnością

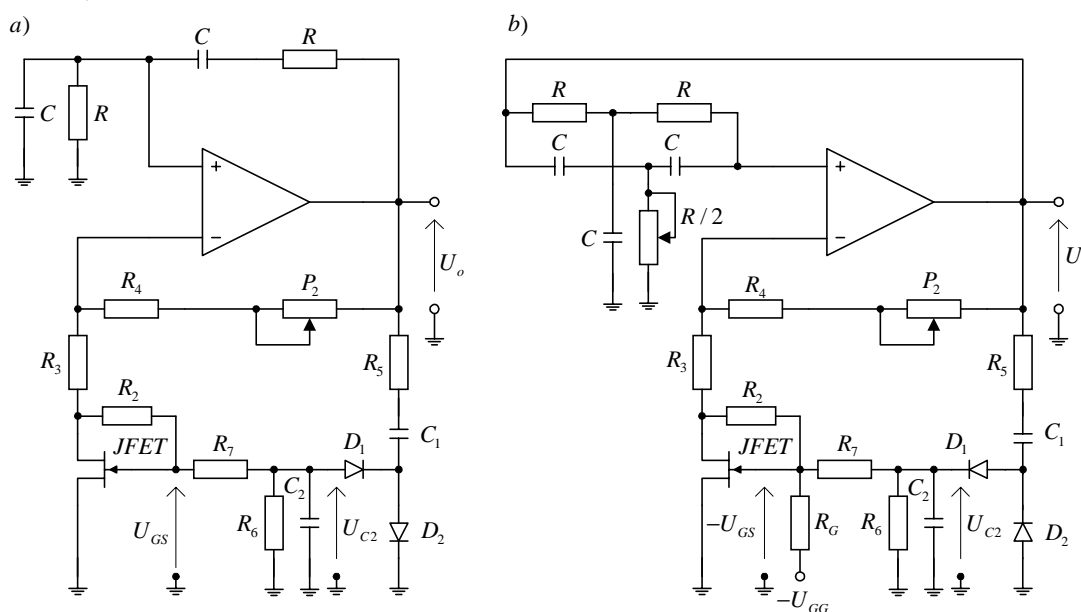
$$k_u [\beta^- - \beta^+(\omega_0)] = k_u (\beta^- - \beta_0) = k_u \beta = 1 \quad (2.61)$$

Generatory o tej strukturze działają wskutek zaniku ujemnego sprzężenia zwrotnego, realizowanego przez selektywny czwórnik środkowoprzepustowy, w pobliżu generowanej pulsacji ω_0 i przewagi nad nim dodatniego sprzężenia zwrotnego realizowanego przez dzielnik rezystancyjny.

2.4.4. Rozwiązania układowe generatorów RC

Na rys.2.25 przedstawiono przykłady rozwiązań układowych generatorów RC z mostkiem Wiena i z mostkiem *podwójne T*, w których w pętli β^- zastosowano układy automatycznej regulacji amplitudy drgań generatora (pętla ta nosi nazwę *ARW - Automatyczna Regulacja Wzmocnienia*).

W przedstawionych przykładach układy ARW zostały zrealizowane w postaci sterowanych elektrycznie dzielników rezystancyjnych. Funkcję regulowanych elektrycznie rezystancji spełniają tranzystory JFET pracujące w obszarze liniowym (triodowym), w których zastosowano linearyzację charakterystyk wyjściowych przy pomocy ujemnego sprzężenia zwrotnego (rezystory R_2, R_7).



Rys.2.25. Generatory RC: a) z mostkiem Wiena, b) z mostkiem *podwójne T*

Ze wzrostem amplitudy napięcia wyjściowego U_o rośnie bezwzględna wartość napięcia stałego na kondensatorze C_2 , otrzymywanego z dwupołwkowego detektora wartości szczytowej tego napięcia z diodami D_1, D_2 .

W generatorze z mostkiem Wiena napięcie na kondensatorze C_2 jest ujemne i bezpośrednio steruje bramką tranzystora JFET. Zatem, gdy amplituda napięcia wyjściowego rośnie, to rośnie ujemne napięcie na bramce JFET, rośnie jego rezystancja statyczna r_{DS} , rośnie ujemne sprzężenie zwrotne i w efekcie maleje amplituda napięcia wyjściowego.

W generatorze z mostkiem *podwójne T* tranzystor JFET jest polaryzowany wstępnie ujemnym napięciem $-U_{GG}$, a dwupołwkowy detektor szczytowy wytwarza napięcie dodatnie. Zatem gdy amplituda napięcia wyjściowego rośnie, to maleje wypadkowe ujemne napięcie na bramce tranzystora JFET, maleje jego rezystancja statyczna r_{DS} , maleje dodatnie sprzężenie zwrotne w układzie i w efekcie maleje amplituda napięcia wyjściowego.