

Rozdział 10

Generacja i generatory mikrofalowe

10.1. Wprowadzenie

Generatory są bardzo popularnymi, niezbędnymi w wielu zastosowaniach techniki mikrofalowej elementami układów i systemów, a w szczególności w telekomunikacji. Wśród publikacji można znaleźć pokaźną liczbę artykułów naukowych, podręczników i monografii na ten temat. Najczęściej oscylator / generator wytwarza przebiegi sinusoidalne, które służą do różnych celów. W zastosowaniach w radiokomunikacji tak tworzy się falę nośną w układach nadajników, na której zapisuje się strumienie informacji. W procesie odbioru oscylatory współpracują z mieszaczami sygnału, przenosząc strumienie informacji do innego pasma częstotliwości.

Każde z pasm szerokiego widma częstotliwości promieniowania elektromagnetycznego ma swoje charakterystyczne techniki wytwarzania sygnałów sinusoidalnych. Dla pasm mikrofalowych i fal milimetrowych opracowano specjalne struktury oscylatorów, wykorzystujące najczęściej aktywność tranzystorów, uniwersalnych przyrządów aktywnych.

Istnieje także cała rodzina generatorów opracowanych w technice próżniowej. Popularne domowe urządzenie, jakim jest kuchnia mikrofalowa, wykorzystuje magnetrony. Pole zastosowań tych bardzo interesujących przyrządów jest jednakże niewielkie, a opis ich funkcjonowania bardzo rozległy. Dlatego w tym podstawowym materiale nie będzie o nich mowy.

Jak skonstruowany jest oscylator mikrofalowy, jak go zaprojektować, aby uzyskać sygnał „czysty” w sensie widmowym, jak skonstruować mechanizm przestrajania i modulacji częstotliwości generatora? To seria pytań, na które Czytelnik znajdzie odpowiedź w tym rozdziale.

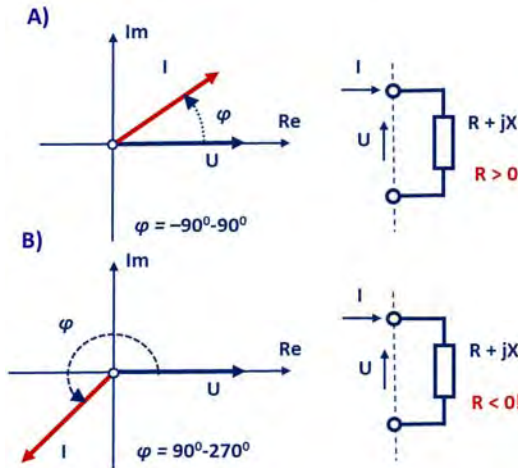
10.2. Warunki generacji

10.2.1. Struktura i elementy generatora

W przedstawianiu warunków opisujących proces generacji sygnałów sinusoidalnych wykorzystane będzie pojęcie impedancji /admitancji z ujemną rezystancją / konduktancją. Zasadność wprowadzenia zespolonej impedancji z ujemną rezystancją pokazano na rys. 10.1.

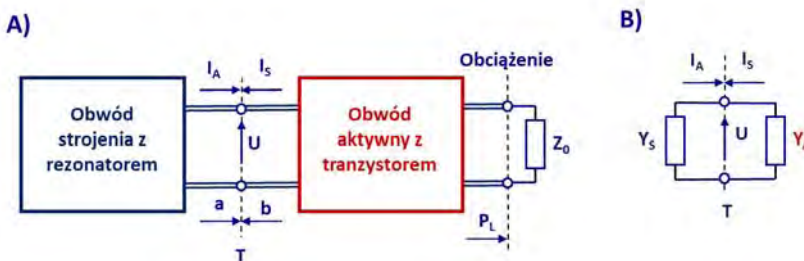
Na rys. 10.1A pokazano na płaszczyźnie zespolonej położenie wskazów amplitud napięcia U i prądu I dla impedancji $Z = R + jX$, reprezentującej obwód, który absorbuje moc sygnału elektrycznego. Gdy kąt φ między wskazami I i U zawiera się w przedziale

$-90^\circ < \varphi < 90^\circ$, rezystancja R jest dodatnia. Oznacza to, że obwód reprezentowany przez impedancję Z pochłania energię.



Rys. 10.1. Ilustracja sensu fizycznego ujemnej rezystancji. **A)** Zespalone wskaźy amplitud napięcia U i prądu I w przypadku, gdy impedancja Z reprezentuje obwód absorbujący energię. **B)** Wskaźy amplitud U i I , gdy impedancja Z reprezentuje obwód dostarczający energię do elementów zewnętrznych.

Na rys. 10.1B przedstawiono na płaszczyźnie zespolonej położenie wskaźów napięcia U i prądu I dla przypadku, gdy kąt φ zawiera się w przedziale $90^\circ < \varphi < 270^\circ$. W tym przypadku rezystancja jest ujemna, $R < 0$, co oznacza, że obwód reprezentowany przez impedancję Z jest źródłem energii przekazywanej do elementów zewnętrznych. W ten sposób można opisać rolę, jaką pełni obwód aktywny w układzie generatora.



Rys. 10.2. Ilustracja do admitancyjnego warunku generacji. **A)** Podstawowe elementy generatora. **B)** Układ zastępczy określony w płaszczyźnie T w przewodnicy łączącej obwód aktywny z obwodem strojenia.

Opracowano wiele modeli opisujących pracę generatora. Jednym z najpopularniejszych i prostych jest model dwójnikowy, który poznamy w tym rozdziale. Na rys. 10.2A pokazano ideową strukturę oscylatora, zawierającą trzy podstawowe obwody.

Obwód aktywny wykorzystuje najczęściej tranzystor z towarzyszącymi elementami, rzadziej diodę generacyjną. Obwód umożliwia wzbudzenie i podtrzymanie oscylacji.

Obwód strojenia z rezonatorem jest rodzajem koła zamachowego, które gromadzi energię. Częstotliwość rezonatora w obwodzie strojenia decyduje o częstotliwości generacji. Obciążenie reprezentowane przez impedancję Z_0 odbiera wytworzony w układzie generatora sygnał.

Obwód aktywny połączony jest z obwodem strojenia odcinkiem przewodnicy falowej, której długość w granicznym przypadku może być równa zero. W odcinku tym określono położenie płaszczyzny odniesienia T . W warunkach stabilnej oscylacji w przewodnicy tej propagowane są dwie fale biegnące w stronę obwodu aktywnego (amplituda „a” w płaszczyźnie T) i w stronę obwodu strojenia (amplituda „b” w płaszczyźnie T). W stanie ustalonym oscylacji między zaciskami wyznaczonymi płaszczyzną T panuje napięcie o amplitudzie zespolonej U , oraz płyną prądy o zespolonych amplitudach I_A – w stronę obwodu aktywnego – i I_S w stronę obwodu strojenia. Analizując określone w ten sposób wielkości, można sprecyzować dwa warunki stanu ustalonego generacji: warunek admitancyjny / impedancyjny i warunek reflektancyjny.

10.2.2. Admitancyjny warunek generacji

Admitancyjny warunek generacji wyprowadzony zostanie dla obwodu zastępczego generatora przedstawionego na rys. 10.2A, z wykorzystaniem wprowadzonych tam oznaczeń prądów i napięcia. Oznaczono na nim amplitudy prądów: I_A wpływający do obwodu aktywnego i I_S wpływający do obwodu strojenia. Prądy te łączy oczywisty związek:

$$I_A + I_S = 0; \quad (10-1)$$

Można teraz zdefiniować dwie admitancje: dla obwodu aktywnego Y_A i dla obwodu strojenia z rezonatorem Y_S – rys. 10.2B:

$$Y_A = \frac{I_A}{U} = G_A + jB_A; \quad Y_S = \frac{I_S}{U} = G_S + jB_S; \quad (10-2)$$

Admitancyjny warunek generacji można zapisać w postaci prostej zależności (10-3).

$$Y_A + Y_S = 0; \quad (10-3)$$

Spełnienie warunku (10-3) jest równoważne spełnieniu dwóch warunków, z których pierwszy nazywamy warunkiem amplitudy, a drugi warunkiem fazy lub warunkiem częstotliwości.

$$G_A + G_S = 0; \quad (10-3a)$$

$$B_A + B_S = 0; \quad (10-3b)$$

Na rys. 10.2B pokazano obwód połączonych dwóch admitancji Y_A i Y_S . W tym prostym obwodzie nie ma źródła sygnału sinusoidalnego. Jednakże dzięki właściwościom obwodu aktywnego może nastąpić samowzbudzenie obwodu. Analiza zależności (10-3) pozwala sprecyzować warunki samowzbudzenia. Spośród kilku parametrów charakteryzujących pracę oscylatora dwa są najważniejsze: częstotliwość f generowanego sygnału oraz moc P_L dostarczana do obciążenia, związana bezpośrednio z amplitudą $|U|$. Analiza warunków generacji powinna umożliwić ocenę obydwu.

Zgodnie z równaniem (10-3a) konduktancje G_A i G_S muszą mieć przeciwne znaki. Konduktancja G_S jest dodatnia, ponieważ kąt między prądem I_S a napięciem U jest w przedziale od -90° do $+90^\circ$. Konduktancja G_A jest ujemna, gdyż kąt między I_A a U jest w przedziale od $+90^\circ$ do $+270^\circ$. Moc P_S wydzielona na konduktancji G_S jest dodatnia, co oznacza, że jest to moc tracona. Moc P_A wydzielona na konduktancji G_A jest ujemna, co oznacza, że konduktancja G_A „pompuje” moc prądu zmiennego do obwodu zewnętrznego – zależności (10-4). Jest to część mocy dostarczonej do obwodu aktywnego z obwodów zasilania. W stanie ustalonym oscylacji, gdy $|U| > 0$, suma obu mocy powinna być równa zero, co wynika jasno z warunku (10-3a).

$$\begin{aligned} P_A &= \frac{|U|^2 G_A}{2} < 0; \\ P_S &= \frac{|U|^2 G_S}{2} > 0; \\ P_A + P_S &= 0; \end{aligned} \quad (10-4)$$

Admitancja Y_A zależy od wielu zmiennych: warunków polaryzacji elementu aktywnego (U_0, I_0), częstotliwości f i amplitudy sygnału oscylacji $|U|$. Można zapisać to następująco:

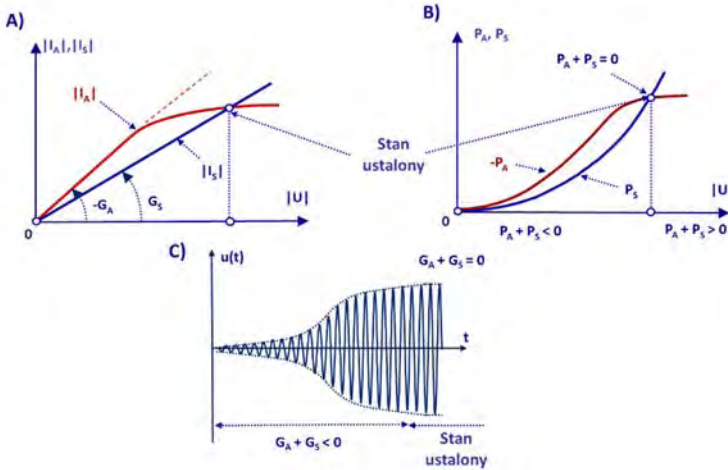
$$Y_A = Y_A(U_0, I_0, |U|, \omega) = G_A(|U|) + jB_A(|U|); \quad (10-5)$$

Zależność $G_A(|U|)$ jest bardzo ważna w procesie dochodzenia do stanu ustalonego oscylacji. W opisywanym obwodzie konduktancja G_S reprezentuje liniowy, bierny, obwód strojenia. Jej wartość nie zależy od wartości amplitudy $|U|$ napięcia, co pokazano na rys. 10.3A. Obecność w obwodzie aktywnym polaryzowanego napięciem stałym elementu półprzewodnikowego – tranzystora bądź diody generacyjnej – powoduje, że jest to obwód nieliniowy. Prąd $|I_A|$ rośnie tylko do pewnej granicy liniowo z amplitudą $|U|$, co jest związane z nieliniową naturą zjawisk zachodzących w elemencie aktywnym. Nieliniowy przebieg $G_A(|U|)$ pokazano także na rys. 10.3A.

W rezultacie moc P_A jest proporcjonalna do $|U|^2$ jedynie dla małych amplitud. Przebiegi obu mocy: $P_A|U|$ i $P_S|U|$ pokazano na rys. 10.3B.

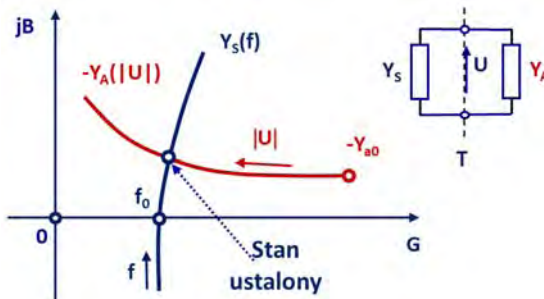
Generację inicjują szumy elementu aktywnego. Narastanie amplitudy sygnału $u(t)$ pokazano na rys. 10.3C. Dla małych sygnałów $P_A + P_S < 0$, suma mocy jest ujemna. Moc

dostarczana przez obwód aktywny jest większa od mocy absorbowanej przez obciążenie i obwód strojenia, rośnie moc magazynowana w rezonatorze obwodu strojenia, rośnie amplituda $|U|$. Wzrost amplitudy $|U|$ kończy się, gdy suma mocy $P_A + P_S = 0$, co oznacza osiągnięcie stanu ustalonego. Punkt ten określa wartość amplitudy $|U|$ stanu ustalonego; w tym punkcie warunek amplitudy jest spełniony.



Rys. 10.3. Ilustracja warunków stanu ustalonego oscylacji. **A)** Amplitudy prądów obwodu aktywnego $|I_A|$ i strojenia $|I_S|$. **B)** Mocy: P_A dostarczana przez obwód aktywny i P_S absorbowana przez obwód strojenia. **C)** Oscylacje oscylatora w procesie wzbudzenia aż do stanu ustalonego.

Spełnienie warunku fazy dokonuje się przez ustalenie w procesie wzbudzenia oscylacji odpowiedniej częstotliwości. Graficzną ilustrację admitancyjnego warunku generacji przedstawiono na rys. 10.4.



Rys. 10.4. Graficzna interpretacja admitancyjnego warunku generacji.

Na płaszczyźnie zespolonej przedstawiono przykład fragmentu charakterystyki admitancji obwodu strojenia $Y_S(f)$ w sąsiedztwie częstotliwości rezonansowej f_0 . W tym zakresie częstotliwości susceptancja B_S zmienia się bardzo szybko z częstotliwością.

Drugą charakterystyką jest przebieg admitancji obwodu aktywnego $-Y_A(|U|)$. Wartość tej admitancji zmienia się także z częstotliwością. Zmiany te jednak nie mają charakteru rezonansowego i w małym zakresie częstotliwości można je pominąć. Wartość tej admitancji zależy silnie od amplitudy napięcia oscylacji $|U|$.

Admitancyjny warunek generacji (10-3) spełniony jest w punkcie przecięcia obu linii. Położenie punktu na linii $-Y_A(|U|)$ określa wartość amplitudy w stanie ustalonym. Położenie tego punktu na linii $Y_S(f)$ określa wartość częstotliwości w tym stanie.

W publikacjach poświęconych generatorom pracującym w pasmach mikrofalowych prezentuje się często impedancyjne warunki generacji. Wyniki analiz wykorzystujących impedancyjne, czy też admitancyjne warunki generacji są identyczne. Wykorzystanie jednego z nich jest kwestią konkretnego układu, w którym pracuje oscylator.

W powyższym wywodzie pominięto wpływ harmonicznego sygnału generowanego przez element aktywny przy wysokim poziomie sterowania napięciowego. Wpływ ten jest zwykle do pominięcia, jeśli dobroć obwodu rezonansowego jest odpowiednio duża.

10.2.3. Reflektancyjny warunek generacji

Na rys. 10.5A powtórzono układ blokowy generatora z rys. 10.2. Przez A i B oznaczono w płaszczyźnie odniesienia T zespolone, znormalizowane amplitudy generowanego sygnału biegnącego odpowiednio w stronę obwodu aktywnego i obwodu strojenia. W płaszczyźnie tej można określić współczynniki odbicia Γ_A obwodu aktywnego i Γ_S obwodu strojenia.

$$\Gamma_A = \frac{b}{a} = |\Gamma_A| e^{j\gamma_A}; \quad (10-6)$$

$$\Gamma_S = \frac{a}{b} = |\Gamma_S| e^{j\gamma_S};$$

Reflektancyjny warunek generacji jest zapisem oczywistego faktu, że jeden współczynnik jest odwrotnością drugiego.

$$\Gamma_A \Gamma_S = 1; \quad (10-7)$$

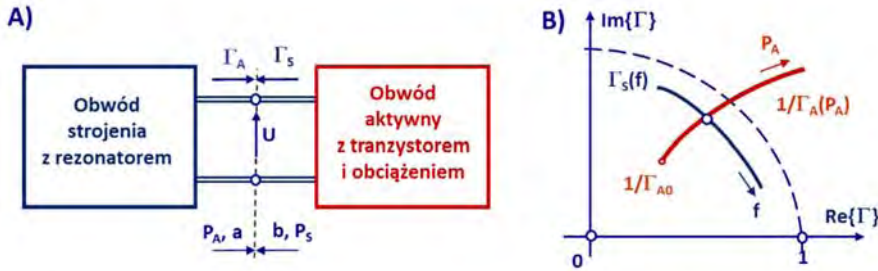
Zależność powyższą można zapisać w postaci dwóch równań:

$$|\Gamma_A| |\Gamma_S| = 1; \quad (10-7a)$$

$$\gamma_A + \gamma_S = n2\pi; \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (10-7b)$$

Równanie (10-7a) jest zapisanym w innej formie, niż (10-3a) warunkiem amplitudy, a równanie (10-7b) jest warunkiem fazy / częstotliwości, zapisanym wcześniej równaniem (10-3b). Formułując powyższe warunki, pominięto obecność harmonicznego generowanego sygnału.

Współczynnik Γ_A , podobnie jak admitancja Y_A zależy od warunków zasilania elementu aktywnego, od mocy P_A padającej na obwód aktywny oraz, w pewnym stopniu, od częstotliwości. Współczynnik Γ_S , opisujący obwód z rezonatorem, silnie zależy od częstotliwości. Dotyczy to przede wszystkim jego kąta fazowego φ_S .



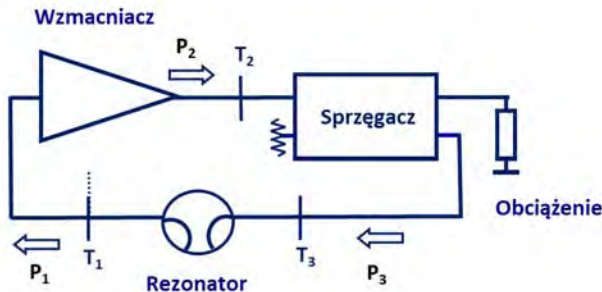
Rys. 10.5. Ilustracja reflektancyjnego warunku oscylacji. A) Obwód zastępczy generatora. B) Graficzna ilustracja na płaszczyźnie współczynnika odbicia.

Na rys. 10.5B przedstawiono graficzną interpretację reflektancyjnego warunku generacji. Na płaszczyźnie zespolonej przedstawiono linie $\Gamma_S(f)$ oraz $1/\Gamma_A(P_A)$. Początek tej ostatniej linii wyznacza wartość małosygnałowego współczynnika Γ_{A0} . Punkt przecięcia jest w tym przypadku punktem stabilnej generacji. Położenie tego punktu na linii $\Gamma_S(f)$ wyznacza częstotliwość oscylacji, a na linii $1/\Gamma_A(P_A)$ moc oscylacji.

Opisane wyżej (admitancyjny i reflektancyjny) warunki generacji są sobie równoważne. Wybór jednego z nich jest kwestią wygody.

10.2.4. Generator w układzie transmisyjnym

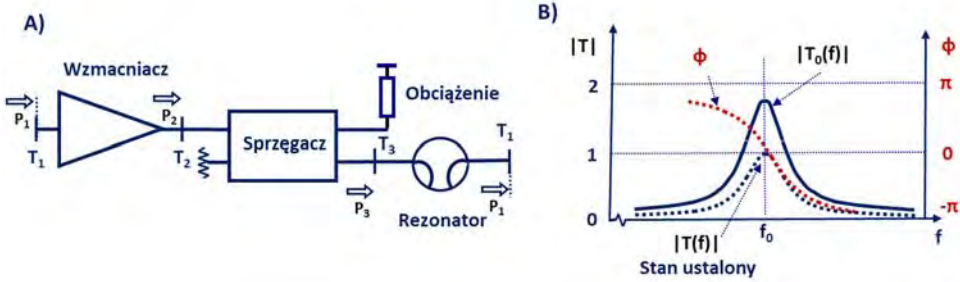
Prosty i często spotykany układ generatora pokazano na rys. 10.6. Obwodem aktywnym oscylatora jest wzmacniacz. Projektowana częstotliwość oscylacji powinna mieścić się w paśmie wzmocnienia. Kolejnym elementem układu jest sprzęgacz, pracujący jako dzielnik mocy. Układ dopełnia rezonator transmisyjny, którego zadaniem jest kontrola częstotliwości oscylacji.



Rys. 10.6. Podstawowe elementy generatora w układzie transmisyjnym.

W stanie ustalonym oscylacji moc wyjściowa wzmacniacza wynosi P_2 . Sprzęgacz kierunkowy kieruje część P_3 tej mocy do rezonatora transmisyjnego. Rezonator jest wąskopasmowym filtrem z transmisją wokół częstotliwości rezonansowej. Po transmisji przez rezonator moc P_1 kierowana jest do portu wejściowego wzmacniacza.

Aby opisać warunek generacji oscylatora, poddamy analizie dwuwrotnik powstały po „rozcięciu” pętli w płaszczyźnie T_1 i jej „rozwinięciu”, co pokazano na rys. 10.7A.



Rys. 10.7. Ilustracja warunku generacji oscylatora w układzie transmisyjnym. **A)** Układ dwuwrotnika po rozwinięciu układu transmisyjnego. **B)** Graficzna ilustracja warunku generacji.

Parametry trzech połączonych elementów: wzmacniacza, sprzęgacza i rezonatora opisane zostaną współczynnikami macierzy rozproszenia. Wprowadzimy kilka upraszczających założeń. Wzmacniacz jest dwuwrotnikiem, jego parametry opisuje macierz rozproszenia $[S^W]$. Przyjmujemy, że wrota wzmacniacza są dopasowane i sygnał transmitowany jest od portu „1” do portu „2”.

$$[S^W] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ S_{21}^W & 0 \end{bmatrix}; \quad (10-8a)$$

$$S_{21}^W = F(U_0, I_0, |U|); \quad (10-8b)$$

Transmitancja S_{21}^W jest funkcją napięcia U_0 i prądu zasilania I_0 oraz amplitudy $|U|$ wzmacnianego sygnału, gdyż wzmacniacz jako dwuwrotnik aktywny pracuje z tranzystorami. Dla dużych wartości amplitudy wzmacnianego sygnału wzmocnienie wzmacniacza maleje.

Przyjmujemy dalej, że sprzęgacz / dzielnik mocy jest dopasowany, a jego udział w procesie transmisji sygnału między portami „2” i „3” opisuje współczynnik S_{32}^S jego macierzy rozproszenia.

Właściwości rezonatora, dwuwrotnika odwracalnego, można także opisać macierzą rozproszenia – patrz rozdział 7. Transmitancja T_R może być przedstawiona zależnością (10-9):

$$T_R = \frac{T_{R0}}{1 + j2Q_L(\omega - \omega_0)/\omega_0}; \quad (10-9)$$

We wzorze tym ω_0 jest pulsacją rezonansową, Q_L jest całkowitą dobrocią rezonatora, T_{R0} jest wartością transmitancji w rezonansie.

Wykorzystując opisane transmitancje i biorąc pod uwagę przyjęte założenia, można warunek generacji dla generatora w układzie transmisyjnym napisać w postaci (10-10):

$$T = |T|e^{j\varphi} = S_{21}^W S_{32}^S T_R = 1; \quad (10-10)$$

Podobnie jak w przypadku dwójnikowego układu oscylatora, warunek generacji dla układu transmisyjnego jest równoważny dwóm warunkom: warunkowi amplitudy (10-11a) i warunkowi fazy (10-11b).

$$|T| = |S_{21}^W| |S_{32}^S| |T_R| = 1 \quad - \text{warunek amplitudy} \quad (10-11a)$$

$$\varphi = n2\pi; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad - \text{warunek fazy} \quad (10-11b)$$

Warunek amplitudy oznacza, że po włączeniu napięć zasilających wzmacniacza nastąpi wzbudzenie oscylacji, jeśli $|T| > 1$. Warunek ten może być spełniony wokół częstotliwości rezonansowej rezonatora. Gdy amplituda oscylacji będzie odpowiednio duża $|S_{21}^W|$ będzie mała, nastąpi zmniejszanie wzmocnienia, aż do spełnienia warunku $|T| = 1$.

Całkowite przesunięcie fazy w pętli oscylatora jest wielokrotnością 2π . Jednak największa prędkość zmian kąta φ ma miejsce wokół częstotliwości rezonansowej. Spełnienie warunku fazy nastąpi, gdy częstotliwość oscylacji będzie zbliżona do częstotliwości rezonansowej rezonatora.

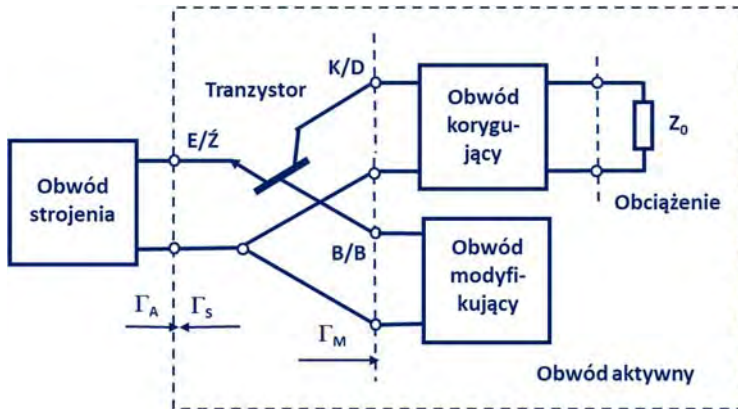
Graficzną ilustrację warunku oscylacji dla układu transmisyjnego generatora pokazano na rys. 10.7B.

10.3. Tranzystor w obwodzie aktywnym generatora

10.3.1. Struktura obwodu aktywnego

Przy przedstawianiu admitancyjnego warunku generacji dla dwójnikowego układu generatora, pokazanego na rys. 10.2, nadmieniono, że w obwodzie aktywnym można wykorzystać tranzystor bądź diodę generacyjną. Tranzystory mikrofalowe dzięki swoim właściwościom – możliwości pracy w szerokim zakresie częstotliwości – wyparły w obszarze zastosowań diody generacyjne, o których wspominamy, przedstawiając historię rozwoju techniki mikrofalowej.

W rozdziale 9 opisano sposoby wykorzystania tranzystora w układzie wzmacniacza sygnału. W przypadku wzmacniacza trójzaczaskowy tranzystor pracuje w układzie wspólnego emitera / źródła, co tworzy strukturę prostego dwuwrotnika z sygnałem doprowadzonym do bazy / bramki i z obciążeniem dołączonym do kolektora / drenu. W przypadku oscylatora tranzystor włączony jest nieco inaczej.



Rys. 10.8. Struktura obwodu aktywnego generatora w układzie dwójnikowym. Zaciski tranzystora: E / Ż – emiter / źródło, B / B – baza / bramka, K / D – kolektor / dren.

Na rys. 10.8 pokazano jeden z prostych i skutecznych sposobów połączenia tranzystora, pozwalający uzyskać w wybranym porcie układu, w którym połączono go z obwodem strojenia, moduł współczynnika odbicia większy od jedności $|\Gamma_A| > 1$. Obciążenie, do którego przesyłany jest generowany sygnał, umieszczone jest, podobnie jak w przypadku wzmacniacza, w obwodzie K / D – kolektora / drenu. W tym obwodzie poziom mocy jest największy. Między obciążeniem a tranzystorem niekiedy wprowadza się prosty obwód korygujący w postaci bezstratnego dwuwrotnika.

W obwodzie B / B – baza / bramka umieszcza się obwód modyfikujący, w postaci odcinka linii zwartej, lub indukcyjności. Ten obwód decyduje o wartości współczynnika odbicia Γ_A w porcie wejściowym obwodu, określonym przez zaciski E / Ż – emiter / źródło. Przez dobór obwodu modyfikującego można określić pasmo pracy oscylatora oraz przebieg $|\Gamma_A(f)|$.

Rolą obwodu aktywnego jest uczynić odpowiednio dużym moduł współczynnika odbicia $|\Gamma_A|$ w żądanym paśmie częstotliwości tak, aby pomimo strat obwodu strojenia spełnić warunek amplitudy. Decydującą rolę gra tutaj obwód modyfikujący. Obwód strojenia zapewnia spełnienie warunku fazy, ewentualnie umożliwi przestrajanie. Obwód korygujący nie gra zwykle istotnej roli, czasami potrzebny jest do spełnienia warunku szerokopasmowych oscylacji.

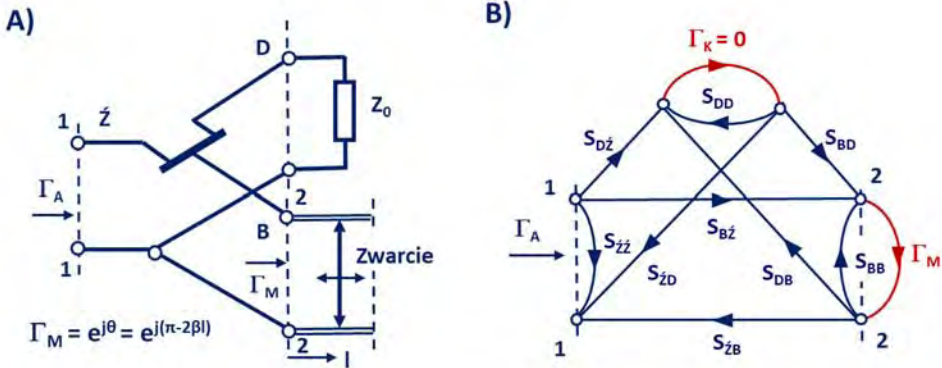
10.3.2. Grzbiet oscylacyjny tranzystora

Aby zbadać możliwości wykorzystania tranzystora w układzie oscylatora, przeprowadzono obliczenia w układzie pokazanym na rys. 10.9A. Działanie obwodu modyfikującego przedstawiono na przykładzie tranzystora polowego pracującego w paśmie do 15 GHz. W ob-

wodzie drenu D umieszczono obciążenie o impedancji Z_0 . W obwodzie bramki B umieszczono prosty obwód modyfikujący w postaci ruchomego zwarcia. Współczynnik odbicia Γ_M jest prostą funkcją położenia l zwierca, opisaną zależnością (10-12):

$$\Gamma_M(l) = e^{j\theta} = e^{j(\pi-2\beta l)} = e^{j\pi(1-2l/\lambda)}; \quad (10-12)$$

We wzorze β jest stałą fazową przewodnicy ze zwiercem, a λ jest długością fali w tej przewodnicy.



Rys. 10.9. Ilustracja przygotowania obwodu aktywnego z tranzystorem polowym. **A)** Obwód aktywny z tranzystorem z obciążeniem w obwodzie drenu i przesuwającym zwarcie w obwodzie bramki. **B)** Graf przepływu sygnału w układzie z rysunku A).

Z punktu widzenia portu wejściowego 1-1 obwód na rys. 10.9A jest dwuwrotnikiem obciążonym ruchomym zwarcie opisany współczynnikiem odbicia Γ_M , przy czym $|\Gamma_M| = 1$. Do obliczeń można wykorzystać prostą zależność (10-13). We wzorze tym współczynniki $S_{\dot{Z}\dot{Z}}$, $S_{B\dot{Z}}$, $S_{\dot{Z}B}$ i S_{BB} są wyrazami macierzy rozproszenia tranzystora jako trójwrotnika.

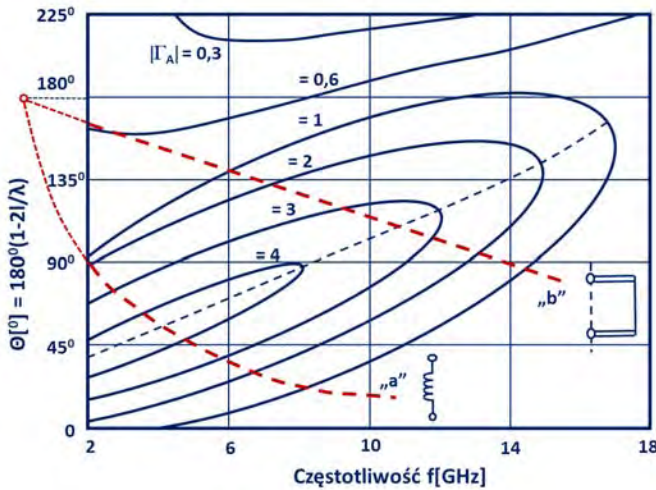
$$\Gamma_A = S_{\dot{Z}\dot{Z}} + \frac{S_{B\dot{Z}}S_{\dot{Z}B}\Gamma_M}{1 - S_{BB}\Gamma_M}; \quad (10-13)$$

Na rys. 10.9B pokazano graf przepływu sygnału w układzie z rys. 10.9A. W obwodzie drenu umieszczono bezodbiciowe obciążenie, bez wprowadzania obwodu korygującego.

Wyniki obliczeń prezentowane są na rys. 10.10. Na płaszczyźnie $\theta(f)$ przedstawiono rodzinę poziomą $|\Gamma_A| = \text{const.}$, dla kolejnych wartości od $|\Gamma_A| = 0,3$ do $|\Gamma_A| = 4$.

Interpretując przedstawione na rysunku wyniki obliczeń można stwierdzić, że obwód aktywny z wybranym tranzystorem może być zastosowany w układach generatorów w szerokim zakresie częstotliwości, od 2 GHz do 14 GHz. W zakresie tym z łatwością można spełnić warunek $|\Gamma_A| > 2$. Nie prowadzono obliczeń dla częstotliwości mniejszych od 2 GHz,

ale wybrany tranzystor będzie z powodzeniem pracował w oscylatorach pasma decymetrowego. Kształt poziomic uzasadnia użycie terminu „grzbiet oscylacyjny”.



Rys. 10.10. Przykład grzbietu oscylacyjnego tranzystora z poziomiami $|\Gamma_A| = \text{const.}$ na płaszczyźnie $\theta(f)$. **Przypadek „a”** – zależność $\theta(f)$ dla indukcyjności. **Przypadek „b”** – zależność $\theta(f)$ dla odcinka przewodnicy zakończony zwarem.

Wysokość grzbietu można zmniejszyć, wprowadzając do obwodu bramki niewielkie straty. Można też wykorzystać wprowadzenia elementów do obwodu korygującego.

Przygotowanie obwodu aktywnego do pracy w określonym pasmie częstotliwości wymaga określenia długości odcinka ze zwarem, umieszczonego w obwodzie bramki. Przypadek „b” na wykresie rys. 10.10 pokazuje drogę przez grzbiet oscylacyjny dla odcinka linii zwartej. Dla tego przypadku $|\Gamma_A| > 2$ w paśmie 7-13 GHz. Przypadek „a” pokazuje drogę przez grzbiet dla indukcyjności. Dla tego przypadku $|\Gamma_A| > 2$ w paśmie 2-7 GHz. Należy mieć na uwadze, że realizacja indukcyjności w technice obwodów scalonych w pasmie centymetrowym nie jest prosta.

10.3.3. Techniki przestrajania oscylatorów

W wielu przypadkach wymagana jest możliwość zmiany częstotliwości oscylacji generatora. Zakres przestrajania może być w pewnych przypadkach niewielki. Jednakże źródła sygnałów stosowane w wielu metodach pomiarowych często powinny mieć bardzo duże zakresy przestrajania, dochodzące do oktawy.

Techniki przestrajania generatorów można podzielić na dwie grupy: przestrajanie mechaniczne i przestrajanie elektryczne. To pierwsze dokonywane jest zwykle przez zmianę wymiarów rezonatora albo też przez wprowadzenie do jego objętości elementu metalowego lub dielektrycznego, zaburzającego pole EM i zmieniającego jego częstotliwość rezonansową. Jest to technika zabierająca dużo czasu.

Przestrajanie elektryczne dokonywane jest przez sprzężenie z rezonatorem elementu o zmiennej reaktancji. Przestrajanie elektryczne pozwala na szybką zmianę częstotliwości oscylacji. W zależności od przyjętego rozwiązania rozróżniamy:

- ✓ Przestrajanie napięciowe, najczęściej z użyciem diody waraktorowej o zmiennej pojemności VCO (ang. *Voltage Control Oscillator*). Oscylatory przestrajane napięciowo umożliwiają szybką modulację częstotliwości, co wykorzystywane jest w wielu systemach telekomunikacji. Stosowane są powszechnie w układach syntezy częstotliwości.
- ✓ Przestrajanie prądowe przez zmianę prądu elektromagnesu, w polu magnetycznym którego umieszczono rezonator ferrimagnetyczny CCO (ang. *Current Control Oscillator*). Oscylatory tego rodzaju umożliwiają wobulację, przestrajanie w szerokim zakresie częstotliwości. Ta technika wykorzystywana jest w miernictwie mikrofalowym, w wobulatorach i syntezerach.

Oba rodzaje oscylatorów przedstawione zostaną w kolejnych punktach tego rozdziału.

10.4. Generator z waraktorem

10.4.1. Obwód rezonansowy z diodą waraktorową

Dioda waraktorowa, waraktor (ang. *variable reactor*) jest półprzewodnikowym przyrządem ze złączem p-n, którego pojemność $C_V(U)$ zależy od napięcia polaryzacji U . W rozdziale 6 opisano parametry diod waraktorowych. Przypomnimy niektóre z nich. Diody waraktorowe polaryzowane są w kierunku zaporowym. Zmiana napięcia polaryzacji U powoduje zmianę pojemności złącza, zgodnie z podaną niżej zależnością (10-14).

$$C_V(U) = \frac{C_{V0}}{(1 + U/U_b)^\gamma}; \quad (10-14)$$

We wzorze tym C_{V0} jest pojemnością dla napięcia polaryzacji $U = 0$, U_b jest pojemnością bariery, a wartość wykładnika $\gamma = 0,5-2$ zależy od technologii wykonania złącza.

W rozdziale 6 na rys. 6.17A przedstawiono rodzinę charakterystyk różnych typów diod waraktorowych konstruowanych na rozmaite pasma, od L do Ku. Obwód zastępczy diody waraktorowej pokazano na rys. 6.17B. Ważnym parametrem diody waraktorowej jest jej dobroć Q , opisana zależnością (6-27). Należy zauważyć, że rezystancja szeregową R_S w obwodzie zastępczym waraktora zmniejsza wartość jego dobroci i tym samym dobroci obwodu rezonansowego z tą diodą.

Dioda waraktorowa w obwodach mikrofalowych pełni rolę zmiennej reaktancji regulowanej napięciem polaryzacji. W oscylatorach zmiana pojemności diody zmienia argument γ_S współczynnika odbicia obwodu strojenia, co pozwala zmieniać częstotliwość oscylacji. Obwód strojenia powinien być tak zaprojektowany, by zmiany kąta γ_S były odpowiednio duże w pożądanym zakresie częstotliwości. Zmiana pojemności diody waraktorowej

umieszczonej na końcu linii długiej zmienia argument współczynnika odbicia. W tym przypadku $-\pi < \gamma_S < 0$, zmiany argumentu γ_S są niewielkie.

Dioda waraktorowa może być połączona z indukcyjnością L w konfiguracji obwodu równoległego, jak pokazano na rys. 10.11A. Przebiegi $\gamma_S(\Omega, \sigma)$ przedstawiono w funkcji częstotliwości Ω znormalizowanej zgodnie z zależnością (10-15a). Przez σ oznaczono pojemność waraktora C_V , znormalizowaną względem pojemności minimalnej C_{VMIN} , zgodnie z (10-15b).

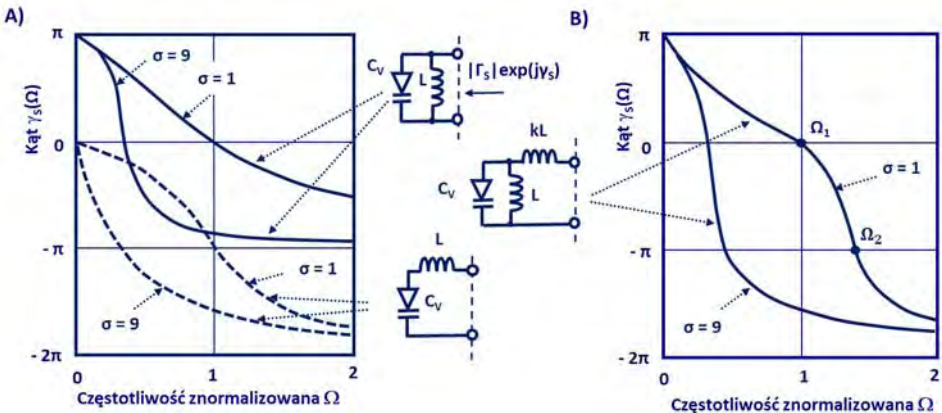
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{VMIN}}}; \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad (10-15a)$$

$$\sigma = \frac{C_V}{C_{VMIN}}; \quad (10-15b)$$

Rodzina krzywych $\gamma_S(\Omega, \sigma)$ mieści się między dwiema skrajnymi przebiegami dla $\sigma = 1$ i $\sigma = 9$. Wartości argumentu $\gamma_S(\Omega)$ mieszczą się w granicach od π do $-\pi$.

Całą rodzinę krzywych $\gamma_S(\Omega, \sigma)$ można przesunąć o π jeśli wykorzystamy szeregowe połączenie waraktora z indukcyjnością L . Przebiegi dla obwodu szeregowego, dla wartości skrajnych $\sigma = 1$ i $\sigma = 9$ pokazano także na rys. 10.11A.

Projektując oscylator z diodą waraktorową przestrajany w szerokim zakresie częstotliwości, może zdarzyć się przypadek, w którym zakresy zmian argumentu $\gamma_S(\Omega, \sigma)$, zarówno dla obwodu równoległego, jak i dla szeregowego będą za małe. W takim przypadku można wykorzystać obwód z dwiema indukcyjnościami L i kL , pokazany na rys. 10.11B.



Rys. 10.11. Argumenty współczynnika odbicia $\gamma_S(\Omega)$ obwodów rezonansowych z diodami waraktorowymi, w funkcji znormalizowanej częstotliwości Ω . **A)** Przebiegi $\gamma_S(\Omega)$ dla obwodów rezonansowych L, C_V równoległego i szeregowego. **B)** Przebiegi $\gamma_S(\Omega)$ dla obwodu L, C_V, kL dwurezonansowego.

Przebieg $\gamma_S(\Omega)$ wskazuje na efekt dwóch częstotliwości rezonansowych. Pierwszy z rezonansów o częstotliwości Ω_1 to rezonans równoległy. Drugi, o częstotliwości Ω_2 to rezonans

szeregowy. Odstęp między nimi można zmieniać, dobierając wartość k , zgodnie z zależnością (10-16).

$$\Omega_2 = \Omega_1 \sqrt{\frac{k+1}{k}}; \quad (10-16)$$

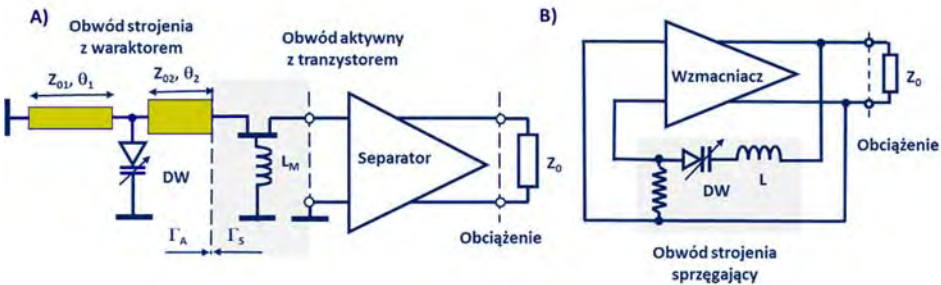
Obwody dwurezonansowe wymagają użycia waraktorów o dużej dobroci.

10.4.2. Oscylator przestrajany waraktorem

Na rys. 10.12A pokazano podstawową, dwójnikową strukturę oscylatora tranzystorowego z diodą waraktorową DW. Obwód rezonansowy, z którym sprzężony jest waraktor, został skonstruowany z elementami linii długiej. Obwód taki nadaje się szczególnie do wykonania w technologii układów scalonych hybrydowych albo monolitycznych. W zakresie mniejszych częstotliwości można stosować obwód LC ze skupioną indukcyjnością.

Szybkość przestrajania generatorów z diodami waraktorowymi jest bardzo duża. Częstotliwość oscylacji może być kontrolowana napięciem polaryzacji diody waraktorowej, co daje możliwość modulacji częstotliwości, zarówno analogowej, jak i cyfrowej. Jest to praktycznie jedyny sposób na modulację częstotliwości fali nośnej przez bezpośrednią ingerencję w warunek generacji. Modulację amplitudy albo fazy sygnału wykonuje się poza układem oscylatora.

Układy generatorów projektowane są zwykle ze stopniem wzmacniacza pełniącego rolę separatora, który uniezależnia pracę oscylatora od zmian obciążenia.

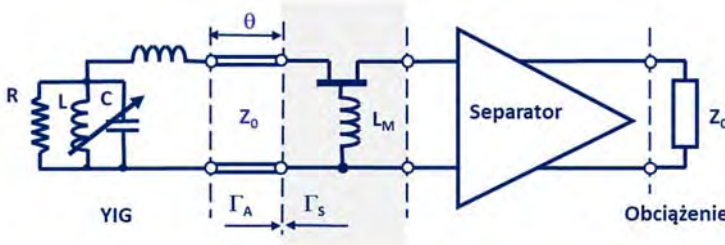


Rys. 10.12. Generatory mikrofalowe przestrajane waraktorem. **A)** Dwójnikowy układ oscylatora. Obwód strojenia wykonany w technice linii mikropaskowej. W obwodzie aktywnym znajduje się separator. **B)** Oscylator w układzie transmisyjnym z waraktorem w obwodzie sprzężenia zwrotnego.

Diody waraktorowe można wykorzystać w obwodach strojenia generatorów projektowanych w układzie transmisyjnym. Układ taki pokazano na rys. 10.12B. Generatory pracujące w układzie transmisyjnym charakteryzują się łatwością spełnienia amplitudowego warunku wzbudzenia i pracują bardzo stabilnie. Pasma przestrajania tych generatorów jest jednakże istotnie mniejsze niż w przypadku układów dwójnikowych ze względu na trudności spełnienia warunku fazy w szerokim zakresie częstotliwości.

10.5. Generator z rezonatorem ferrimagnetycznym

Właściwości i parametry rezonatora ferrimagnetycznego, zwanego często rezonatorem YIG, przedstawiono w rozdziale 7. Duże zakresy przestrajania rezonatora YIG, duże – dochodzące do 3000 – wartości dobroci wykorzystano w konstrukcjach oscylatorów szerokopasmowych. Częstotliwość oscylacji zmienia się przez zmianę natężenia pola magnetycznego elektromagnesu, w którym to polu umieszcza się kulkę rezonatora YIG. Rezonator YIG umieszczony jest zwykle na końcu odcinka linii długiej, dlatego dwójnikowa struktura jest typowa dla tej grupy generatorów. Układ generatora wraz ze wzmacniaczem separującym wykonywane są zwykle na podłożu ceramicznym, w technologii hybrydowych układów scalonych. Schemat układu generatora pokazano na rys. 10.13.



Rys. 10.13. Podstawowa struktura oscylatora tranzystorowego z rezonatorem ferrimagnetycznym YIG. Wzmacniacz separujący jest elementem obwodu aktywnego.

Indukcyjność L_M i obwód korygujący, stanowiący w tym przypadku element obwodu wejściowego separatora, zapewniają szerokopasmową „aktywność” warunkującą powstanie oscylacji. Rezonator YIG jest silnie sprzężony i oddalony o starannie dobraną odległość θ , aby spełnić warunek fazy w szerokim zakresie częstotliwości. Oscylator jest przestrajany prądowo, przez zmianę prądu cewki elektromagnesu. Szybkość przestrajania ograniczona jest dużą indukcyjnością cewki; z tego powodu oscylatory tego typu stosowane są w wibratorach, czyli wolno przestrajanych generatorach pomiarowych.

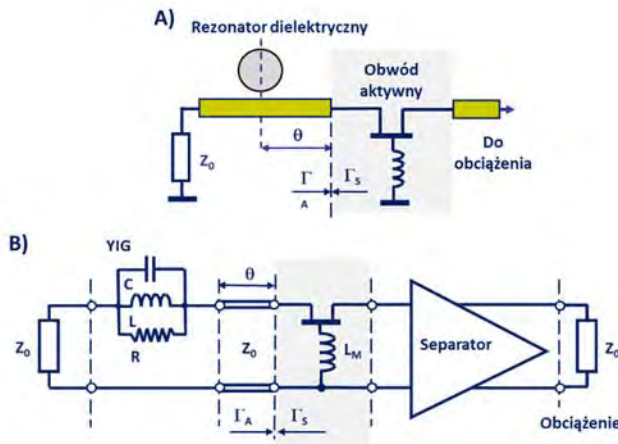
Generator z rezonatorem YIG konstruowany jest zwykle w wersji szerokopasmowej, pasmo przestrajania jest bardzo duże, $f_{max} / f_{min} \approx 3:1$ (na przykład od 2 GHz do 6 GHz). Generatory o tych parametrach stosowane są w szerokopasmowych systemach pomiarowych.

10.6. Generator z rezonatorem dielektrycznym

Właściwości rezonatora dielektrycznego, sposób sprzężenia z linią mikropaskową i jego obwody zastępcze przedstawiono w rozdziale 7. Struktura obwodu generatora z rezonatorem dielektrycznym jest prosta; pokazano ją na rys. 10.14A. Rolę indukcyjności w obwodzie aktywnym z tranzystorem najczęściej pełni odcinek linii zwartej na końcu. Poza rezonansem $\Gamma_S \approx 0$ i warunki wzbudzenia nie mogą być spełnione. Aby spełnić warunek

amplitudy, rezonator powinien być sprzężony stosunkowo silnie. Warunek amplitudy może być spełniony w wąskim paśmie wokół częstotliwości rezonansowej. Odległość elektryczna θ rezonatora od tranzystora może być fizycznie zmieniana przesuwem walca dielektrycznego tworzącego rezonator. Właściwy dobór tej odległości pozwala spełnić warunki fazy.

W obwodzie aktywnym umieszcza się zwykle dobrze dopasowany szerokopasmowy wzmacniacz – separator, podobnie jak pokazano w układzie na rys. 10.14B. Dzięki temu zmiany impedancji obciążenia nie wpływają na warunki generacji. Przeszajanie mechaniczne rezonatora dielektrycznego w granicach 10% można zrealizować przez zbliżanie denka metalowego lub innego dielektryka. Przeszajaniu rezonatora towarzyszy przeszedzanie oscylatora. Możliwe jest także przeszedzanie elektryczne, waraktoem sprzężonym z linią, w granicach 0,1%. Rozwiązanie to stosuje się do specjalnych zastosowań generatorów przeznaczonych do pracy w układach stabilizacji fazowej.



Rys. 10.14. Obwód oscylatora tranzystorowego z rezonatorem dielektrycznym. **A)** Struktura obwodu. **B)** Obwód zastępczy oscylatora. Wzmacniacz separujący jest elementem obwodu aktywnego.

Obszar zastosowań generatorów tranzystorowych z rezonatorami dielektrycznymi jest niewielki. Najczęściej można je spotkać w układach pomiarowych, gdy potrzebna jest stabilna praca i wysoka czystość generowanego sygnału.

10.7. Stabilizacja i synteza częstotliwości

Współczesne układy transmisji sygnałów w sieciach telekomunikacyjnych wykorzystują najczęściej równoczesną transmisję całego grzebienia częstotliwości nośnych, zajmujących precyzyjnie określone fragmenty pasma częstotliwości. Częstotliwość generacji prostych, tranzystorowych układów oscylatorów zmienia się wraz ze zmianą temperatury i napięć zasilających. Wiadomo, że częstotliwość pracy oscylatora zbliżona jest do częstotliwości

rezonansowej rezonatora umieszczonego w obwodzie strojenia. Częstotliwość rezonansowa także może zmieniać się z temperaturą. Proste układy generatorów tranzystorowych wykonanych w technice planarnej nie spełniają wymagań długoterminowej stabilności systemów transmisyjnych.

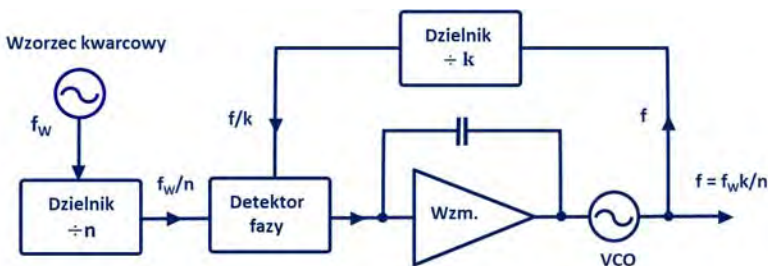
Poszukując rozwiązania problemu stabilności generowanej częstotliwości, zwrócono uwagę na oscylatory, których częstotliwość jest kontrolowana przez rezonatory kwarcowe. Rezonatory kwarcowe są elementami piezoelektrycznymi, przetwarzającymi przyłożone napięcie w naprężenia mechaniczne, które z kolei wywołują odkształcenie mechaniczne płytki kwarcowej i pojawienie się na jej powierzchni ładunku elektrycznego. Zjawisko to ma charakter rezonansowy. Dobroć rezonatorów kwarcowych jest bardzo duża i zawiera się w granicach 10^5 - 10^6 .

Największy wpływ na częstotliwość generatora kwarcowego ma temperatura. Prosty generator kwarcowy SPXO (ang. *Simple Packaged Crystal Oscillator*) nie zawiera żadnych elementów modyfikujących właściwości rezonatora. Względna zmiana częstotliwości przy zmianie temperatury w granicach 0-50 °C jest mniejsza niż $2,5 \cdot 10^{-6}$, a stabilność krótkoterminowa mierzona w ciągu 1 sekundy jest lepsza, niż $2 \cdot 10^{-9}$.

Termostatowany generator tranzystorowy OCXO (ang. *Oven Controlled Crystal Oscillator*) zawiera termostat wytwarzający w pewnej objętości prawie stałą, kontrolowaną temperaturę, w której jest utrzymywany rezonator wraz z obwodem oscylatora. Dla tego typu oscylatora zmiana częstotliwości przy zmianie temperatury zewnętrznej w granicach 0-50 °C jest mniejsza niż $7 \cdot 10^{-9}$, a stabilność krótkoterminowa, mierzona w ciągu 1 sekundy jest lepsza niż $1 \cdot 10^{-11}$. Parametry oscylatorów OCXO spełniają z powodzeniem warunki systemów transmisyjnych.

Oscylatory z rezonatorami kwarcowymi pracują zwykle w pasmach od kilkuset kiloherców do kilku megaherców. Aby wykorzystać ich właściwości w pasmach gigahercowych, stosuje się układy z pętlą synchronizacji fazowej PLL (ang. *Phased Locked Loop*).

Zasadę działania układu, w którym częstotliwość generatora mikrofalowego kontrolowana jest przez sygnał oscylatora kwarcowego pokazano na rys. 10.15. Układy tego typu nazywane są syntezerami częstotliwości.



Rys. 10.15. Schemat blokowy syntezeru częstotliwości z detektorem fazy i dzielnikami częstotliwości. VCO – oscylator przestrajany napięciowo. Wzm. – wzmacniacz.

Głównym elementem przedstawionego układu jest generator VCO o kontrolowanej elektronicznie częstotliwości f w paśmie mikrofalowym, np. generator tranzystorowy z waraktorem. Kvarcowy wzorec częstotliwości dostarcza stabilnego sygnału o częstotliwości $f_W = 1\text{--}5$ MHz. Wzorcem jest generator tranzystorowy z rezonatorem kvarcowym, często umieszczonym w termostacie.

W układzie zastosowano dwa dzielniki częstotliwości. Pierwszy z nich dzieli częstotliwość wzorca n -krotnie do wartości f_W/n . Po podziale sygnał wzorca kierowany jest do detektora fazy. Drugi z dzielników dzieli częstotliwość oscylatora VCO k -krotnie i kieruje go także do detektora fazy. Detektor fazy porównuje dwa sygnały o tej samej częstotliwości, ale o fazach różnych o $\Delta\varphi$. Napięcie wyjściowe detektora fazy jest zwykle proporcjonalne do $\sin(\Delta\varphi)$. Napięcie to jest wzmacniane i filtrowane przez filtr dolnoprzepustowy, a następnie podawane na waraktor przestrajający oscylator. Jeżeli częstotliwości obu sygnałów są identyczne, to napięcie wyjściowe nie zmienia się. Gdy różnica faz zaczyna wzrastać, to pojawia się napięcie wyjściowe, dodatnie lub ujemne w zależności od znaku różnicy, które dostraja oscylator VCO uniemożliwiając dalsze zwiększanie różnicy. W stanie ustalonym częstotliwości oscylatora f i wzorca f_W wiąże podana niżej zależność:

$$f = f_W \frac{k}{n}; \quad (10-17)$$

Gdy pętla PLL pracuje, to zmiana krotności dzielenia dzielnika częstotliwości oscylatora z k na $k + 1$ wymusza w krótkim czasie zmianę częstotliwości oscylatora VCO z f na $f + f_W/n$. Zmieniając krotność podziału n , zmieniamy częstotliwość oscylatora VCO, a kolejne wartości częstotliwości są determinowane częstotliwością wzorca f_W/n . W wielu rozwiązaniach stosuje się dzielniki o ułamkowej krotności dzielenia, np. $k = 120,1, 120,2, 120,3$ itd. Pozwala to zmniejszyć krok zmian częstotliwości oscylatora VCO.

Układ pokazany na rys. 10.15 jest stosunkowo prosty. Można go rozbudować i uzyskać układ syntezerza częstotliwości z bardzo małym krokiem przestrajania, do zastosowań w układach pomiarowych. Zainteresowani systemami syntezerów częstotliwości znajdą kilka pozycji w bibliografii.

10.8. Podsumowanie

Rozwój technologii tranzystorów w bardzo szerokim paśmie częstotliwości od prądu stałego do 300 GHz spowodował wyparcie z układów oscylatorów wcześniej stosowanych lamp próżniowych, a także diod generacyjnych. Z rodziny generatorów próżniowych wykorzystuje się obecnie jedynie magnetrony w urządzeniach przemysłowych i domowych, a także w niektórych systemach radarowych. Diody generacyjne, takie jak dioda Gunna, dioda lawinowa czy też dioda tunelowa przeszły do historii. Tranzystor w tym współzawodnictwie został zwycięzcą.

Istotnymi wymaganiami stawianymi generatorom stosowanym w radiokomunikacji jest wysoka czystość widmowa, niski poziom szumów amplitudowych i fazowych oraz

stabilność długoterminowa. W wielu przypadkach stosowana jest stabilizacja temperatury, a także kwarcowe wzorce częstotliwości zastosowane w układach PLL z pętlą fazową. Punkt poświęcony w tej książce syntezie częstotliwości jest tylko wprowadzeniem do tej obszernej i ciekawej techniki. Czytelników odsyłam do obszernej literatury poświęconej tej tematyce.