

Rozdział 6

Pasywne i aktywne elementy obwodów mikrofalowych

6.1. Wprowadzenie

W rozdziale 3 opisano kilka popularnych przewodnic falowych wykorzystywanych w telekomunikacji, technice radarowej, w radioastronomii i w przemyśle. Zanim w kolejnych rozdziałach przedstawione zostaną najważniejsze techniki przetwarzania sygnałów: wzmacnianie, generacja i modulacja, należy w rozdziale 6 krótko zapoznać się z działaniem oraz parametrami wybranych pasywnych i aktywnych elementów układów i systemów mikrofalowych. Ich znajomość jest potrzebna do zrozumienia zasad działania i projektowania rozmaitych urządzeń wchodzących w skład nadajników i odbiorników pracujących w łąkach mikrofalowych.

Elementy pasywne opisane w tym rozdziale realizują kilka prostych i oczywistych funkcji. Rezystory, pojemności i indukcyjności stosowane są zwykle w obwodach dopasowania. Dzielniki mocy i sprzęgacze realizują podział i sumowanie sygnałów mikrofalowych. Tłumiki i przesuwniki fazy służą regulacji poziomów amplitudy i fazy sygnału.

Przedstawione także zostaną krótkie opisy konstrukcji i parametrów diod i tranzystorów wykorzystywanych w układach i systemach mikrofalowych. Elementy te mają wielkie znaczenie dla całej techniki mikrofalowej. Nie można wyobrazić sobie procesu transmisji informacji bez oscylatora fali nośnej, wzmacniaczy różnych rodzajów, mieszaczy częstotliwości i detektorów monitorujących pracę systemu.

Trzy procesy odgrywają szczególnie istotną rolę w pracy systemów wytwarzania i przetwarzania sygnałów mikrofalowych:

- ✓ Wzmacnianie sygnałów mikrofalowych realizowane jest głównie z wykorzystaniem tranzystorów mikrofalowych aktywnych, uniwersalnych, a także szerokopasmowych elementów, o dużym czasie życia i powtarzalności.
- ✓ Generacja sygnałów mikrofalowych realizowana jest w układach oscylatorów, zwanych także generatorami, wykorzystujących zwykle tranzystory mikrofalowe w odpowiednich układach. Do przestrajania częstotliwości oscylacji wykorzystywane są diody waraktorowe. W zakresach częstotliwości odpowiadających falom milimetrycznym stosowane są często powielacze częstotliwości także z diodami waraktorowymi.
- ✓ Przetwarzanie i mieszanie częstotliwości sygnałów mikrofalowych realizowane jest z wykorzystaniem elementów nieliniowych, jakimi są diody Schottky'ego i tranzystory.

W rozdziale 6 przedstawiono krótkie opisy działania i typowe parametry wybranych elementów, bez głębszego wnikania w matematyczny formalizm tego opisu; wiedza tego wykładu ma charakter encyklopedyczny i powinna być łatwo przyswajalna.

6.2. Złącza i przejścia

6.2.1. Złącza linii współosiowej

Większość kabli współosiowych konstruowana jest w taki sposób, aby ich impedancja charakterystyczna wynosiła $Z_0 = 50 \Omega$. Wyjątkiem są kable telekomunikacyjne, które – ze względu na minimalizację strat – mają zwykle impedancję charakterystyczną $Z_0 = 75 \Omega$.

Łączenie ze sobą rozmaitych przyrządów wymaga użycia kabli wyposażonych w jednokowe złącza. Przyrządy wyposażone są zwykle w gniazda wejściowe lub wyjściowe uznanych standardów, umożliwiających wyprowadzenie albo doprowadzenie sygnałów.

Najpopularniejszym jest złącze N, opracowane w roku 1942 przez konstruktora Paula Neilla w Bell Laboratories w USA. Jego prostota, uniwersalność i niezawodność spowodowały, że z biegiem lat złącze N zostało uznane za najlepsze i jest powszechnie stosowane przez konstruktorów mikrofalowej aparatury pomiarowej. Średnica przewodu zewnętrznego linii powietrznej wynosi dla tego standardu 7 mm i dlatego jest rekomendowane do 18 GHz (pamiętamy, że w linii współosiowej można wzbudzić inne poza TEM mody, jeśli częstotliwość sygnału odpowiednio wzrośnie). Wygląd wtyków i gniazd N złącza przedstawia rys. 6.1A.

W zakresie mniejszych częstotliwości popularnym jest złącze BNC (*Baby N Connector*). Złącze to jest mechanicznie prostsze i jego wykonanie jest tańsze. Jako proste złącze laboratoryjne, rekomendowane jest do częstotliwości 100 MHz. Wygląd obu części tego złącza pokazano na rys. 6.1B.



Rys. 6.1. Standardowe, popularne złącza przewodnic falowych. **A)** Wtyk i gniazdo kabla współosiowego standardu N. **B)** Standard BNC (*Baby N Connector*). **C)** Połączenie kabla współosiowego z linią mikropaskową.

Aby powiększyć częstotliwościowy zakres pracy linii współosiowych, w latach 60. XX wieku opracowano złącze SMA, istotnie zminiaturyzowane w stosunku do złącza N. Zrobiono je dla linii współosiowej o średnicy przewodu zewnętrznego 4,13 mm całkowicie wypełnionej teflonem. Złącza te mogą pracować do 25 GHz.

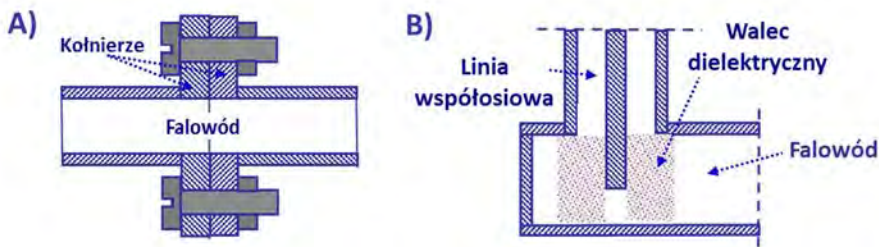
W celu poszerzenia częstotliwościowego zakresu pracy linii współosiowych opracowano złącze SSMA (*Scaled SMA*). Jest to kolejna miniaturyzacja struktury złącza i linii. Złącze SSMA zalecane jest do 40 GHz, a w wykonaniach specjalnych do 60 GHz.

Połączenie dwóch odcinków linii współosiowej złączem wprowadza niewielkie zaburzenie w propagacji fali. W miarę wzrostu częstotliwości zaburzenie to powoduje istotne odbicia. Odbicia te mogą utrudniać pomiary i być przyczyną błędów. Aby zmniejszyć nieciągłości wprowadzone przez złącze i zminimalizować odbicia, opracowano specjalne konstrukcje precyzyjnych złączy APC-7 i APC-3,5 (*Amphenol Precision Connector*). Są to złącza z rodzaju *sexless*, umożliwiające połączenie każdego z każdym. Złącze APC-7 opracowano dla średnicy 7 mm przewodu powietrznego, zewnętrznego; zalecane jest do 18 GHz. Złącze APC-3,5 opracowano dla średnicy 3,5 mm przewodu powietrznego zewnętrznego; zalecane jest do 40 GHz.

Przejście z linii współosiowej na linię mikropaskową pokazano na rys. 6.1C. Termin „przejście” użyty jest tutaj jako nazwa elementu pozwalającego na bezodbiową transmisję sygnału mikrofalowego z jednej prowadnicy falowej do innej. Przewód wewnętrzny linii współosiowej przylutowany jest do paska linii mikropaskowej, o zmniejszonej szerokości. Mimo prostoty konstrukcji przejście zachowuje się bardzo dobrze w szerokim zakresie częstotliwości.

6.2.2. Złącza i przejścia falowodowe

Osobnym problemem jest technika łączenia falowodów prostokątnych. Złącza falowodowe to połączenia precyzyjnie wykonanych metalowych kołnierzy, w które zaopatrzone są falowody. Kołnierze te skręcane są specjalnie konstruowanymi śrubami. Przewidziane są także elementy centrujące. Przykład konstrukcji złącza falowodowego pokazano na rys. 6.2A.



Rys. 6.2. Popularne złącza stosowane w falowodach. **A)** Kołnierzowe połączenie dwóch falowodów prostokątnych. **B)** Połączenie linii współosiowej z falowodem.

W systemach radarowych dużej mocy impulsy wysyłanych sygnałów mikrofalowych osiągają poziom setek kilowatów, a nawet megawatów mocy. Moce te są transmitowane do anten często na odległości wielu metrów. W takich urządzeniach w kołnierzach złączy torów

falowodowych umieszczane są specjalne dławiki, które pełnią rolę bezstykowych zwarć dla propagowanej fali, aby zminimalizować upływy transmitowanej mocy.

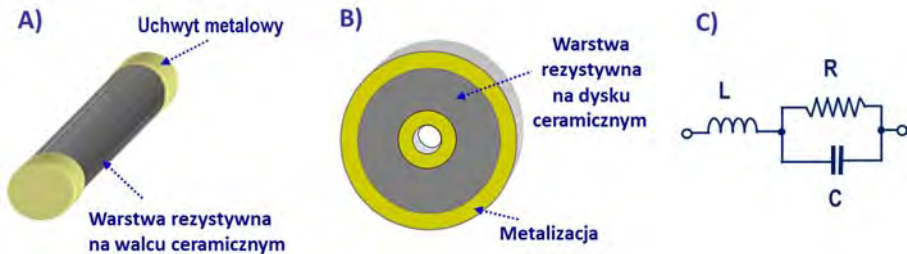
Połączenie dwóch różnych przewodnic strukturą, która nie wprowadza istotnych odbić jest problemem trudnym, rozwiązywanym w rozmaity sposób. Przykładem jest przejście z linii współosiowej do falowodu prostokątnego, pokazane na rys. 6.2B. Przewód wewnętrzny linii współosiowej jest zakończony antenką pobudzającą falowód. Walec dielektryczny otaczający antenkę ma eksperymentalnie dobrane wymiary i przenikalność elektryczną dielektryka, aby zapewnić bezodbiciową transmisję sygnału mikrofalowego w możliwie szerokim zakresie częstotliwości.

6.3. Elementy o stałych skupionych

6.3.1. Rezystory

Teoria obwodów o stałych skupionych opisuje zachowanie elementów i układów elektro- nicznych, budując dla nich obwody zastępcze złożone z elementów R , L i C . Teoria obwo- dów o stałych rozłożonych dodaje do arsenatu elementów odcinki linii wraz ze zwarem i rozwarem. Z drugiej strony chcemy konstruować obwody pełniące określone funkcje, takie jak obwody dopasowujące, filtry itp., z elementów, które zachowują się jak R , L i C .

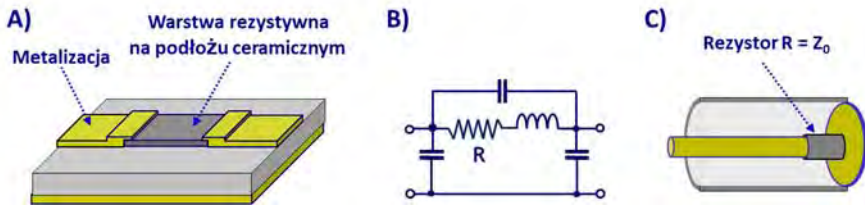
Rezystor / opornik o wartości rezystancji R jest elementem, przez który pod napięciem U płynie prąd I w fazie z U . Stosunek U/I określony jest prawem Ohma i jego wartość R jest niezależna od f . Powstaje pytanie, jak zrealizować rezystor?



Rys. 6.3. Przykłady realizacji rezystorów montowanych w strukturach linii współosiowej. **A)** Rezystor w kształcie walca umieszczony w przewodzie środkowym linii. **B)** Rezystor w kształcie dysku umieszczony jako połączenie przewodów linii współosiowej. **C)** Obwód zastępczy rezystora z rysunku A).

Na rys. 6.3A pokazano rezystor utworzony przez nałożenie warstwy rezystywnej na walec ceramiczny. Tak powstały element zachowuje się jak rezystor w szerokim pasmie czę- stotliwości. Jednakże ze wzrostem częstotliwości impedancja takiego elementu zmienia się i poprawne opisanie wartości tej impedancji wymaga użycia obwodu zastępczego z dodatkowymi elementami L i C . Poprawny obwód zastępczy pokazano na rys. 6.3C. Rezystor widoczny na rys. 6.3B powstał po nałożeniu warstwy rezystywnej na powierzchnię dysku

ceramicznego. Tak skonstruowany rezystor łatwo wmontować do linii współosiowej między przewodem wewnętrznym i zewnętrznym.



Rys. 6.4. Przykłady konstrukcji rezystorów. **A)** Rezystor wykonany na podłożu linii mikropaskowej. **B)** Układ zastępczy rezystora planarnego. **C)** Rezystor w strukturze dopasowanego obciążenia linii współosiowej.

Na rys. 6.4A pokazano konstrukcję rezystora planarnego, utworzonego przez nałożenie / napylenie warstwy rezystywnej na dielektryk. Łączy ona ze sobą dwa końce paska linii mikropaskowej. Analizując obwód z takim elementem, należy uwzględnić obwód zastępczy z rys. 6.4B, który ma postać dwuwrotnika. W obwodzie tym obok rezystancji R występują dodatkowe pojemności i indukcyjność. Obecność tych dodatkowych elementów obwodu zastępczego można pominąć dla małych częstotliwości.

Na rys. 6.4C pokazano strukturę dopasowanego obciążenia linii współosiowej. Rezystor ceramiczny w kształcie walca, o rezystancji $R = Z_0$ i o odpowiednio dobranej średnicy, wmontowano w strukturę przewodu wewnętrznego tuż przed metalowym zwarcie. Obciążenie tej konstrukcji pracuje w szerokim paśmie częstotliwości od prądu stałego.

6.3.2. Indukcyjności i pojemności

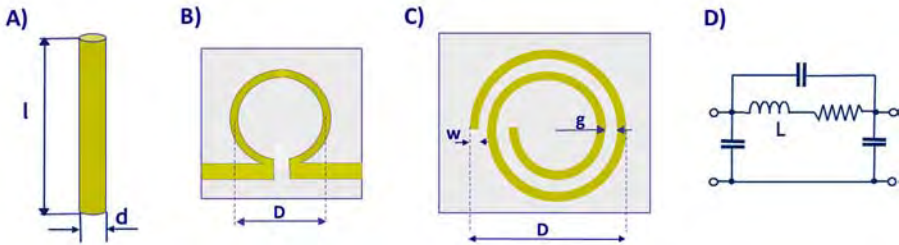
Indukcyjność jest elementem, przez który płynie prąd I opóźniony o 90° w stosunku do napięcia U . Jego reaktancja jest proporcjonalna do częstotliwości f . Elementarną indukcyjność L tworzy odcinek przewodu metalowego, pokazany na rys. 6.5A. Wartość indukcyjności L obliczamy z zależności (6-1):

$$L_{[nH]} = 2 \cdot 10^{-4} l_{[\mu m]} \left(\ln \frac{4l}{d} + 0,5 \frac{d}{l} - 0,75 \right); \quad (6-1)$$

W mikrofalowych obwodach scalonych wykorzystuje się często przewody metalowe do połączeń różnych punktów obwodu. Ich indukcyjność może mieć wpływ na działanie takich układów. Miedziane lub złote przewody łączące elementy układów mogą być traktowane jako zwarcie tylko dla małych częstotliwości.

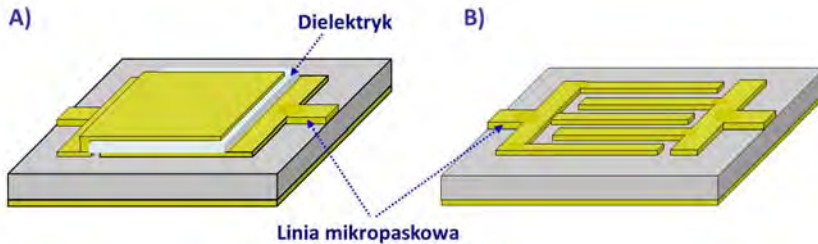
W wielu przypadkach pojawia się konieczność zastosowania indukcyjności skupionej w układach planarnych. Indukcyjności zrealizowane w strukturze linii mikropaskowej pokazano na rys. 6.5.B i rys. 6.5C. Obwód zastępczy takiego elementu prezentuje rys. 6.5D.

Także w tym przypadku jest to czterozaciskowy dwuwrotnik o złożonej strukturze. Jego reaktancja tylko w przybliżeniu jest proporcjonalna do częstotliwości f .



Rys. 6.5. Przykłady konstrukcji elementów indukcyjnych. **A)** Odcinek przewodu metalowego jako indukcyjność. **B)** Cewka indukcyjna jednozwojowa wykonana na podłożu linii mikropaskowej. **C)** Cewka indukcyjna kilkunastozwojowa na podłożu linii mikropaskowej. **D)** Złożony układ zastępczy cewek z rys. 6.5B i rys. 6.5C.

Kondensator jest elementem, dla którego prąd I wyprzedza napięcie U o 90° , a jego reaktancja, ujemna co do znaku, jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości. Kondensatory mają z natury rzeczy konstrukcję planarną i dlatego można je stosunkowo łatwo wprowadzać do linii mikropaskowych i koplanarnych.



Rys. 6.6. Przykłady realizacji kondensatorów na podłożu linii mikropaskowej. **A)** Prosty kondensator włączony szeregowo w linii mikropaskowej. **B)** Kondensator międzypalczasty włączony szeregowo.

Najprostszym kondensatorem jest kondensator warstwowy, utworzony przez umieszczenie dielektryka o grubości h między płaskimi elektrodami metalowymi o powierzchni S – rys. 6.6A. Elektrody tego kondensatora są końcami pasków linii mikropaskowej. Pojemność tej struktury liczy się z dobrze znanego wzoru (6-2):

$$C_{[F]} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{h}; \quad (6-2)$$

W powyższym wzorze ε_0 jest przenikalnością elektryczną próżni, a ε_r jest stałą elektryczną dielektryka.

Kondensator pokazany na rys. 6.6B ma strukturę międzypalczastrą. Struktury takie pozwalają na realizację niewielkich pojemności. Dobór odpowiedniej pojemności realizuje się zmieniając liczbę „palców”, ich długość i odstęp między nimi.

6.4. Tłumiki i przesuwniki fazy

6.4.1. Uwagi ogólne

Tłumik, a także przesuwnik fazy jest zwykle dwuwrotnikiem odwracalnym, obustronnie dobrze dopasowanym. Oznacza to, że refleksyjności S_{11} i S_{22} w ich macierzy rozproszenia są równe zero. Macierz rozproszenia tych przyrządów można zapisać następująco:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{12} & 0 \end{bmatrix}; \quad (6-3)$$

Transmitancja S_{12} ma swój moduł i argument:

$$S_{12} = |S_{12}|e^{j\phi_{12}}; \quad (6-4)$$

Wartość tłumienia $A_{t[\text{dB}]}$ tłumika wyrażana w decybelach związana jest z wartością modułu transmitancji:

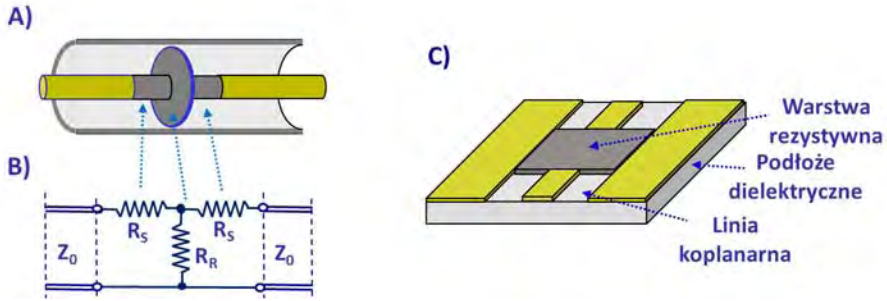
$$A_{t[\text{dB}]} = -20\log|S_{12}|; \quad (6-5)$$

Tłumiki regulowane umożliwiają zmianę tłumienia płynną lub skokową, na drodze mechanicznej lub elektrycznej. Towarzyszące temu ewentualne zmiany argumentu ϕ_{12} nie są istotne. Budowane są także tłumiki o stałym tłumieniu. Obustronnie dobre dopasowanie oznacza zwykle $\rho < 1,5$. Tłumiki stałe tłumią moc fali w określonym stosunku, w możliwie szerokim zakresie częstotliwości.

W przypadku przesuwników fazy pożądanym jest, aby $|S_{12}|=1$, co oznacza, że przesuwnik fazy nie wnosi strat. Przesuwniki fazy konstruowane są tak, aby zmieniać ϕ_{12} na drodze elektrycznej albo mechanicznej, płynnie albo skokowo, przy zachowaniu dobrego, obustronnego dopasowania $|S_{11}|=|S_{22}|=0$.

6.4.2. Tłumiki stałe

Tłumiki współosiowe o stałym tłumieniu, o strukturze pokazanej na rys. 6.7A, są powszechnie stosowane w układach pomiarowych. Jak pokazano na rysunku, dwa rezystory cylindryczne o wartości R_S włączone są szeregowo, a rezystor dyskowy o wartości R_R włączony jest równolegle. Obwód zastępczy tłumika pokazano obok na rys. 6.7B.



Rys. 6.7. Przykłady konstrukcji tłumików statycznych. **A)** Tłumik o stałym tłumieniu na linii współosiowej, wykonany z 3 rezystorów w układzie T. **B)** Obwód zastępczy tłumika. **C)** Tłumik o stałym tłumieniu wykonany na linii koplanej w postaci prostokątnej warstwy stratnej.

Dopasowanie tłumika uzyskuje się przez dobór wartości rezystancji R_S i R_R , zgodnie z warunkiem opisanym równaniem (6-6).

$$R_R = \frac{Z_0^2 - R_S^2}{2R_S}; \quad (6-6)$$

Aby uzyskać żądaną wartość tłumienia A_t , należy obliczyć potrzebną wartość $|S_{12}|$, a następnie, zgodnie z zależnością (6-7), można obliczyć wartość rezystancji szeregowej R_S .

$$R_S = Z_0 \frac{1 - |S_{12}|}{1 + |S_{12}|}; \quad (6-7)$$

Spełnienie warunku dopasowania pozwala wyznaczyć wartość rezystancji równoległej R_R . We współczesnych monolitycznych mikrofalowych układach scalonych (MMIC) tłumiki wykonywane są w postaci warstw rezystywnych o milimetrowych rozmiarach.

Przykład konstrukcji pokazuje rys. 6.7C. Obwód zastępczy prostokątnej warstwy może być także w tym przypadku przedstawiony w postaci obwodu T. Tłumienie tłumika można dobierać, zmieniając rozmiary i grubość warstwy tłumiącej. Konstrukcje tego typu, ze względu na niewielkie rozmiary, pozwalają uzyskać zarówno dobre dopasowanie, jak i szerokopasmową pracę.

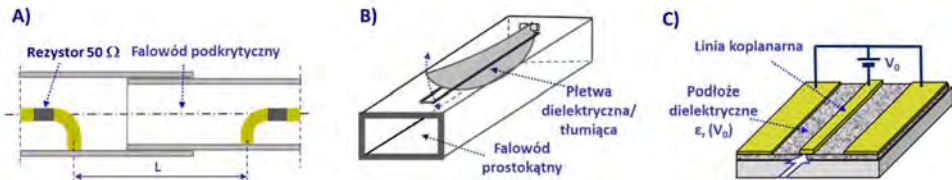
6.4.3. Tłumiki i przesuwniki fazy regulowane

Na rys. 6.8A pokazano ciekawą konstrukcję tłumika współosiowego, w torze którego wprowadzono odcinek falowodu cylindrycznego podkrytycznego o regulowanej długości L . Jak wiemy w falowodzie pracującym poniżej częstotliwości granicznej fala nie może się rozchodzić. Jednakże pole EM wnika na pewną głębokość, przy czym natężenia obu pól EM maleją wykładniczo. Fakt ten stał się podstawą opracowania konstrukcji takiego tłumika.

Dla częstotliwości daleko poniżej częstotliwości granicznej $f \ll f_{grTE11}$ tłumienie jest niezależne od f i zapisuje się następującą zależnością:

$$\Delta A_{t[\text{dB}]} = \frac{32}{D} \Delta L; \quad (6-8)$$

Zmiany odległości ΔL mierzone są z dużą dokładnością, co pozwala na bardzo dokładne określenie zmian tłumienia. Tłumiki tego rodzaju konstruowane są jako wzorce tłumienia.



Rys. 6.8. Przykłady realizacji tłumików i przesuwników fazy o regulowanych wartościach tłumienia i fazy. **A)** Tłumik współosiowy z odcinkiem falowodu cylindrycznego pracującego poniżej częstotliwości granicznej. **B)** Konstrukcja falowodowego przesuwnika fazy z ruchomą dielektryczną płetwą. **C)** Regulowany przesuwnik fazy na linii koplanarnej z warstwą dielektryka o przenikalności elektrycznej zmienianej przez pole elektryczne.

Przy zachowaniu fizycznej długości odcinka falowodu prostokątnego wprowadzenie w postaci płetwy bezstratnego dielektryka w miejscu silnego pola elektrycznego zmienia stałą propagacji, a dokładniej mówiąc – stałą fazową dla fali propagowanej w falowodzie. Konstrukcję tego typu pokazano na rys. 6.8B. Wprowadzenie dielektryka zmienia długość elektryczną i tym samym całkowite przesunięcie fazy propagowanego odcinkiem falowodu sygnału. Konstrukcja płetwowa zmniejsza szczytkowe odbicia i ułatwia dopasowanie przyrządu.

Wprowadzanie do falowodu płetwy wykonanej z dielektryka stratnego zmienia stałą tłumienia falowodu. Wtedy przyrząd pracuje jako tłumik falowodowy. Oczywiście zmianom tłumienia towarzyszą zmiany przesunięcia fazy.

Inną konstrukcję przesuwnika fazy przedstawiono na rys. 6.8C. Odcinek linii koplanarnej zbudowano na podłożu dielektrycznym skomponowanym z dwóch materiałów dielektrycznych. Jeden z materiałów charakteryzuje się tym, że wartość jego przenikalności $\epsilon_r(V_0)$ jest funkcją natężenia pola elektrycznego wytworzonego przyłożonym napięciem polaryzacji V_0 . Długość elektryczna odcinka linii zmienia się wraz z napięciem i otrzymujemy przesuwnik fazy sterowany napięciowo, bardzo użyteczny w wielu zastosowaniach, w układach regulacji automatycznej.

6.5. Dzielniki mocy

6.5.1. Rozgałęzienie współosiowe typu T

Dzielniki mocy oraz sprzęgacze kierunkowe są biernymi, najczęściej bezstratnymi trójwrotnikami lub czterowrotnikami, które w określony, znany sposób dzielą moce fal. Popularnym dzielnikiem mocy jest rozgałęzienie typu T o konstrukcji pokazanej na rys. 6.9A. Jest

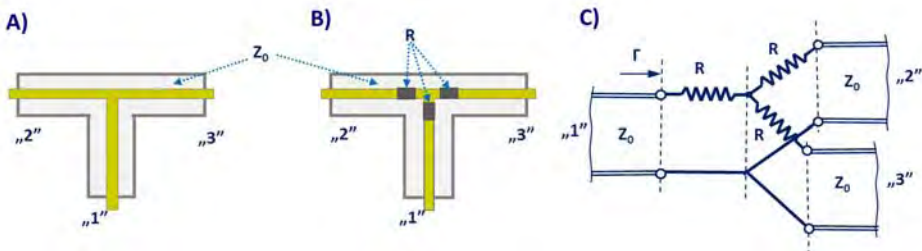
to trójwrotnik powstały po naturalnym połączeniu linii współosiowej z drugą linią. Złącze takie jest bezstratne, symetryczne w stosunku do linii dołączonej i niedopasowane. Właściwości te zapisano zależnościami (6-9):

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1;$$

$$S_{12} = S_{13}; \quad (6-9)$$

$$|S_{11}| = |S_{22}| = |S_{33}| = \frac{1}{3}$$

Moc doprowadzona do wrot „1” dzieli się równo między wrotami „2” i „3”, jednakże część mocy, a dokładnie 1/9, zostaje odbita.



Rys. 6.9. Rozgałęzienie współosiowe typu T. **A)** Rozgałęzienie T powstałe z włączenie odcinka linii z portem „1” do linii między portami „2” i „3”. **B)** Rozgałęzienie T z rezystorami R wmontowanymi w celu uzyskania dopasowania. **C)** Obwód zastępczy rozgałęzienia T z rezystorami R .

Aby uzyskać dopasowanie we wszystkich wrotach rozgałęzienia, należy umieścić w przewodach wewnętrznych rozgałęzienia rezystory o rezystancji R w sposób pokazany na rys. 6.9B. Obwód zastępczy rozgałęzienia przyjmuje wtedy postać z rys. 6.9C. Warunki dopasowania zostaną spełnione, gdy $R = Z_0/3$, zgodnie z zależnościami (6-10).

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0;$$

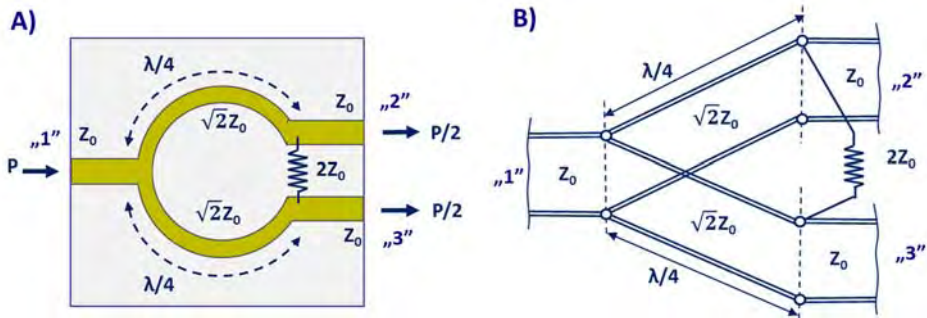
$$R = \frac{Z_0}{3} \cong 16,7\Omega; \quad (6-10)$$

$$S_{12} = S_{13} = S_{23} = \frac{1}{2};$$

Obecność rezystorów powoduje utratę połowy mocy sygnału doprowadzonego do portu „1”. Pozostała połowa dzieli się równo między porty „2” i „3”. Wartość tłumienia między portami rozgałęzienia wynosi 6dB.

6.5.2. Dzielnik Wilkinsona

Dzielnik Wilkinsona jest trójwrotnikiem służącym do dzielenia mocy na równe części, choć w specjalnych konstrukcjach podział mocy może być dokonany w innych proporcjach. Dzielnik jest elementem pasywnym, odwracalnym, ale nie bezstratnym. Strukturę dzielnika wykonanego w technologii linii mikropaskowej pokazano na rys. 6.10A. Obwód zastępczy dzielnika Wilkinsona przedstawia rys. 6.10B.



Rys. 6.10. Dzielnik mocy Wilkinsona. **A)** Struktura dzielnika wykonanego w technologii linii mikropaskowej. **B)** Obwód zastępczy wyjaśniający działanie dzielnika Wilkinsona.

Wejściowy sygnał mikrofalowy doprowadzany jest do portu „1”. Pierwszymi odcinkami torów transmisji są odcinki ćwierćfalowe o impedancji charakterystycznej $\sqrt{2}Z_0$. Odcinki te transformują impedancje Z_0 do wartości $2Z_0$. W rezultacie w porcie „1” spełnione są warunki dopasowania. Działanie dzielnika Wilkinsona można opisać współczynnikami macierzy rozproszenia, powiązаныmi ze sobą w sposób wyrażony zależnościami (6-11).

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0;$$

$$|S_{12}| = |S_{13}| = \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad (6-11)$$

$$S_{23} = 0;$$

Interpretujemy je następująco:

- ✓ Wszystkie wrota dzielnika są dopasowane.
- ✓ Moc doprowadzona do wrót „1” dzieli się równo i po połowie między wrota „2” i „3”.
- ✓ Wrota „2” i „3” są izolowane, a moc doprowadzona do wrót „2” w połowie wypłyne wrotami „1”, a w połowie zostanie wydzielona w rezystorze $2Z_0$.

6.5.3. Rozgałęzienia falowodowe

Na rys. 6.11 pokazano trzy rozgałęzienia falowodowe typu H, E i magiczne T. Rozgałęzienie typu H, pokazane na rys. 6.11A, jest naturalnym połączeniem dwóch falowodów. Rozgałęzienie to jest bezstratne i symetryczne względem wrót „1”. Współczynniki macierzy rozproszenia opisują zależności (6-12a).

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1;$$

$$S_{12} = S_{13};$$
(6-12a)

Cechą charakterystyczną rozgałęzienia H jest podział mocy doprowadzonej do wrót „1”. W ramionach „2” i „3” pobudzone zostają dwie fale o równych mocach i jednakowych fazach w płaszczyznach równo odległych od płaszczyzny symetrii.

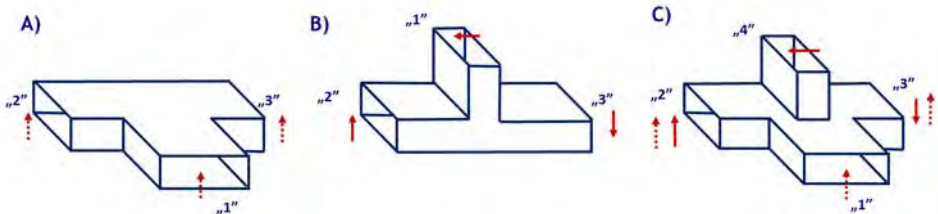
Rozgałęzienie falowodowe typu E pokazane na rys. 6.11B jest także naturalnym połączeniem dwóch falowodów. Rozgałęzienie to jest bezstratne i fizycznie symetryczne względem wrót „1”. Jednakże konfiguracja rozkładu pól dla modu podstawowego TE_{10} powoduje, że moc doprowadzona do wrót „1” pobudza w ramionach „2” i „3” dwie fale o równych mocach i przeciwnych fazach w płaszczyznach równo odległych od płaszczyzny symetrii.

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1;$$

$$S_{12} = -S_{13};$$
(6-12b)

Dla obu opisanych wyżej rozgałęzień typu H i E można uzyskać stan dopasowania od strony wrót wejściowych „1” z zachowaniem symetrii podziału mocy.

Sprzęgacz falowodowy – magiczne T jest czterowrotnikiem, połączeniem falowodowego rozgałęzienia E i H – rys. 6.11C. Dodatkowo magiczne T zostało we wrotach H i E dopasowane przez dodanie prostych elementów (kołek, przesłona), których działanie nie jest w tym miejscu istotne.



Rys. 6.11. Rozgałęzienia falowodowe. Na rysunkach zaznaczono strzałkami kierunki wektora natężenia pola elektrycznego. **A)** Rozgałęzienie falowodowe typu H. **B)** Rozgałęzienie falowodowe typu E. **C)** Rozgałęzienie falowodowe zwane magicznym T.

Jego właściwości staną się bardziej zrozumiałe po analizie wyrazów macierzy rozproszenia – zależności (6-13). Przy doprowadzeniu sygnału do wrót H sygnał dzieli się po połowie między wrota „2” i „3” z zachowaniem równości faz – patrz rozgałęzienie H. Przy doprowadzeniu sygnału do wrót E moc sygnału dzieli się także po połowie między wrota „2” i „3”, jednakże sygnały mają przeciwne fazy. Wreszcie wrota H i E są od siebie izolowane.

$$S_{11} = S_{44} = 0;$$

$$S_{12} = S_{13} = \frac{1}{\sqrt{2}}; \quad (6-13)$$

$$S_{24} = -S_{34} = \frac{1}{\sqrt{2}};$$

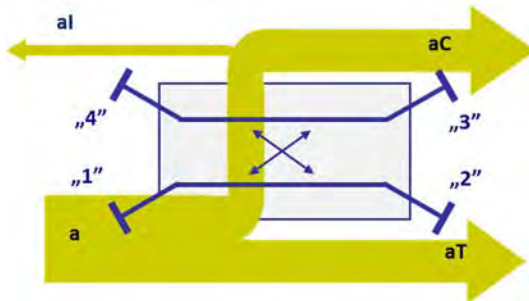
$$S_{14} = 0;$$

Te właściwości rozgałęzienia uzasadniają jego nazwę „magiczne T”. Element ten wykorzystywano w radarach pierwszych generacji w strukturach mieszaczy, w których łączone są dwa sygnały z niezależnych źródeł. Używając magiczne T, doprowadzamy je do wrót H i E.

6.6. Sprzęgacze kierunkowe

6.6.1. Zasada działania i parametry sprzęgacza kierunkowego

Sprzęgacz kierunkowy jest czterowrotnikiem, w którym części mocy fal w torze głównym, biegnących w przeciwnych kierunkach, wyprowadzane są oddzielnymi wrotami (dlatego jest nazywany kierunkowym). Sprzęgacz kierunkowy tworzą 2 prowadnice falowe z odpowiednim mechanizmem pobudzenia – rys. 6.12.



Rys. 6.12. Idea działania sprzęgacza kierunkowego.

Torem głównym sprzęgacza jest prowadnica łącząca wrota „1” i „2”. Torem sprzężonym jest prowadnica łącząca wrota „3” i „4”. Część mocy sygnału płynącego w torze głównym przepływa do toru sprzężonego i wypływa wrotami „3”. Wrota „4” powinny, w idealnym

sprzęgaczu kierunkowym, być izolowane. Gdy fala płynie w torze głównym od wrót „2” do „1”, to część mocy przepływa do wrót „4”, natomiast wrota „3” powinny być izolowane.

Sprzęgacz kierunkowy jest czterowrotnikiem odwracalnym. Gdy fala płynie w torze pomocniczym od wrót „3” do „4”, to część mocy przepływa do wrót „1” w torze głównym, a wrota „2” pozostają izolowane itd. Działanie i parametry sprzęgacza kierunkowego opisują współczynniki jego macierzy rozproszenia, zgodnie z zależnością (6-14):

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & T & C & I \\ T & 0 & I & C \\ C & I & 0 & T \\ I & C & T & 0 \end{bmatrix}; \quad (6-14)$$

Kolejne wyrazy macierzy rozproszenia są opatrzone własnymi nazwami. Zauważmy najpierw, że sprzęgacz kierunkowy winien być dobrze dopasowany we wszystkich wrotach. Zgodnie z zależnością (6-15) wyrazy na przekątnej macierzy (6-14) są równe zero.

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0; \quad (6-15)$$

Najważniejszym parametrem sprzęgacza jest sprzężenie C (ang. *Coupling*), które jest miarą transmisji mocy sygnału między torami, definiowane następująco:

$$C = S_{13} = S_{24}; \quad (6-16)$$

$$C_{dB} = -20\log|S_{13}| = -10\log\frac{P_{3-}}{P_{1+}};$$

Kolejnym ważnym parametrem jest izolacja sprzęgacza I (ang. *Isolation*), która opisuje transmisję sygnału między wrotami, które powinny być izolowane. W praktyce jednakże izolacja nie jest doskonała i część mocy P_{1+} wypływa wrotami „4”:

$$I = S_{14} = S_{23}; \quad (6-17)$$

$$I_{dB} = -20\log|S_{14}| = -10\log\frac{P_{4-}}{P_{1+}};$$

Kierunkowość sprzęgacza D_{dB} (ang. *directivity*) jest bardzo ważnym parametrem, gdyż pokazuje jaka jest różnica między mocami sygnałów we wrotach sprzężonych i izolowanych:

$$D_{dB} = I_{dB} - C_{dB} = 10\log\frac{P_{3-}}{P_{4-}}; \quad (6-18)$$

Transmisja T mocy w torze głównym i pomocniczym są sobie równe, o ile struktura sprzęgacza jest symetryczna.

$$T = S_{12} = S_{34}; \quad (6-19)$$

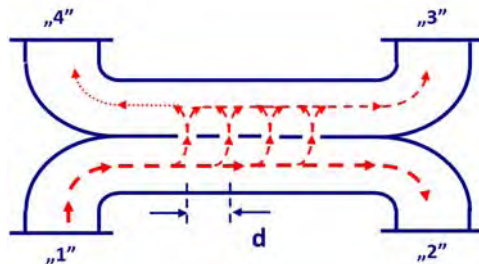
$$T_{dB} = -20\log|S_{12}| = -10\log\frac{P_{2-}}{P_{1+}};$$

Producenci sprzęgaczy kierunkowych podają wartości parametrów sprzężenia i kierunkowości w decybelach, a nie jako moduły odpowiednich współczynników macierzy rozproszenia.

6.6.2. Wielootworowy sprzęgacz falowodowy

Na rys. 6.13 pokazano strukturę wielootworowego falowodowego sprzęgacza kierunkowego. Na pewnym odcinku o długości λ (5-10) dwa falowody zbliżone są do siebie tak, że dzieli je tylko cienka ścianka metalowa (dla falowodu dolnego, głównego, jest to „sufit”, dla falowodu górnego, sprzężonego, jest to „podłoga”). W ściance tej wykonuje się szereg otworów, aby przez otwory te wnikało pole elektryczne z falowodu głównego do falowodu pomocniczego i pobudzało w nim fale rozchodzące się w obie strony. Wielkość otworów decyduje o wartości sprzężenia.

Przyjmijmy, że w torze głównym propagowana jest fala od wrót „1” do wrót „2”. Każdy otwór w ściance między falowodami jest źródłem dwóch fal w torze sprzężonym. Odległości d między kolejnymi otworami są równe $\lambda/4$. W rezultacie fale rozchodzące się w stronę wrót „4” wygaszają się wzajemnie jako skutek interferencji, gdyż posiadają przeciwne fazy. Wrota „4” są w ten sposób izolowane od sygnału przesyłanego w torze głównym od wrót „1” do „2”. Natomiast fale rozchodzące się w stronę wrót „3” sumują się. Jeżeli w torze głównym przesyłany jest sygnał od wrót „2” do „1”, to role wrót „3” i „4” zmieniają się.



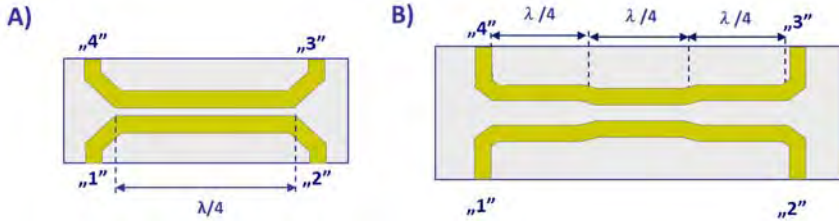
Rys. 6.13. Struktura falowodowego wielootworowego sprzęgacza kierunkowego.

Gdy w torze głównym fala propagowana jest od wrót „2” do „1”, mechanizm wzbudzenia par fal w falowodzie sprzężonym przez każdy otwór jest taki sam. Jednakże teraz różnice faz powodują, że fale rozchodzące się w stronę wrót „3” wzajemnie się znoszą, a fale biegnące w stronę wrót „4” sumują się. Sprzęgacz jest odwracalny, więc role falowodu głównego i sprzężonego można odwrócić.

6.6.3. Sprzęgacze zbliżeniowe na linii mikropaskowej

Między parą równoległych przewodów linii mikropaskowej zbliżonych do siebie na odległość mniejszą od szerokości przewodów występuje naturalne sprzężenie pól EM. Propagacja fali w jednej z linii powoduje wzbudzenie fali w drugiej; obie linie są ze sobą sprzężone. Wzbudzenie jest tym silniejsze, im bliżej są linie i im dłuższy jest odcinek zbliżenia.

Strukturę czterowrotowego, mikropaskowego sprzęgacza zbliżeniowego pokazano na rys. 6.14. Sprzężenie między liniami zależy od częstotliwości. Na rys. 6.14A obie linie sprzęgacza są zbliżone do siebie na długości odpowiadającej $\lambda/4$. Jest to sprzęgacz jednosekccyjny. Gdy moc biegnie w torze głównym od wrót „1” do wrót „2”, to fala wzbudzona w linii sprzężonej wypływa wrotami „4”, a wrota „3” są izolowane.



Rys. 6.14. Sprzęgacze zbliżeniowe wykonane na linii mikropaskowej. **A)** Sprzęgacz jednosekccyjny. **B)** Sprzęgacz trójsekccyjny.

Zmiana częstotliwości transmitowanego sygnału powoduje zarówno zmianę sprzężenia, jak i kierunkowości. W sprzęgaczu jednosekcyjnym użyteczne pasmo pracy wynosi zwykle $f_{max}/f_{min} \cong 2$, a kierunkowość nie jest duża.

Aby powiększyć pasmo pracy, konstruowane są sprzęgacze wielosekcyjne. W sprzęgaczu trójsekcyjnym, pokazanym na rys. 6.14B, pasmo pracy jest istotnie większe, $f_{max}/f_{min} \cong 4$. Zwykle kolejne sekcje mają długość $\lambda/4$, ale sprzężenie kolejnych sekcji jest różne. Kierunkowości sprzęgacza trójsekcyjnego są większe niż jednosekcyjnego.

6.6.4. Przykłady struktur sprzęgaczy na linii mikropaskowej

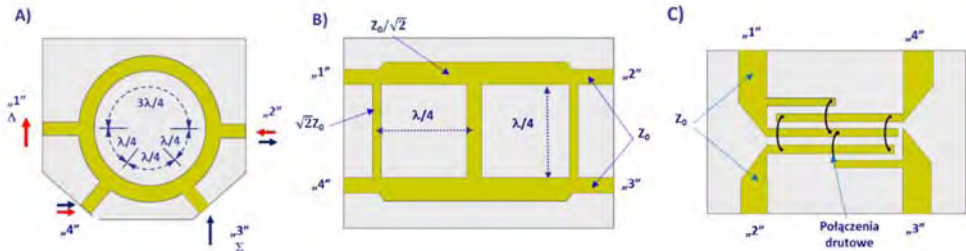
Opanowanie technologii linii mikropaskowych umożliwiło rozwinięcie techniki mikrofalowych układów scalonych dla potrzeb telekomunikacji. Struktura prowadnicy mikropaskowej umożliwiła skonstruowanie nowych typów sprzęgaczy kierunkowych dla potrzeb układów mieszaczy częstotliwości. W punkcie tym opisane zostaną parametry trzech wybranych konstrukcji – rys. 6.15.

Jedną z nich jest sprzęgacz pierścieniowy. Struktura linii sprzęgacza pierścieniowego pokazana jest na rys. 6.15A. Sygnał doprowadzony do wrót „1” dzielony jest po połowie i skierowany w obie strony pierścienia, zgodnie i przeciwnie do kierunku wskazówek zegara. Fale dopływające do wrót „2” i „4” mają jednakowe amplitudy, ale przeciwne fazy, gdyż przebywają różne drogi. Natomiast fale dopływające do wrót „3” pokonują na tyle różne drogi, że będąc w fazach przeciwnych nie pobudzają prowadnicy wrót „3”. Tak więc wrota „1” i „3” są izolowane.

$$S_{13} = 0; \quad S_{23} = S_{34}; \quad (6-20)$$

$$S_{12} = S_{14}e^{-j\pi};$$

Sygnał doprowadzony do wrót „3” dzieli się także po połowie. Obie fale wypływają przewodnicami wrót „2” i „4”, obie mają zgodne fazy. Wrota „1” i „3” są, jak uzasadniono wyżej, izolowane. W rezultacie we wrotach „2” pojawi się różnica obu sygnałów wejściowych, a we wrotach „4” ich suma.



Rys. 6.15. Przykłady rozwiązań konstrukcji sprzęgaczy kierunkowych z wykorzystaniem linii mikrofalowych. **A)** Struktura sprzęgacza pierścieniowego. **B)** Struktura sprzęgacza gałęziowego. **C)** Struktura sprzęgacza Langego.

Przy konstrukcji mieszaczy mikrofalowych odkryto zalety sprzęgaczy kwadraturowych. Sprzęgacze kwadraturowe są czterowrotnikami posiadającymi następujące cechy:

- ✓ jedna para wrót pozostaje izolowana,
- ✓ moc wejściowa dzielona jest na połowy,
- ✓ we wrotach wyjściowych sygnały są przesunięte w fazie o $\pi/2$.

Przyjmując, że sprzęgacz jest dopasowany we wszystkich wrotach macierz rozproszenia sprzęgacza kwadraturowego przyjmie następującą postać:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}; \quad (6-21)$$

Dwie ze struktur sprzęgaczy kwadraturowych 3 dB/90° są szczególnie często stosowane. Na rys. 6.15B pokazano konstrukcję sprzęgacza gałęziowego. Długości ramion sprzęgacza powinny wynosić $\lambda/4$. Ich długość decyduje o paśmie pracy sprzęgacza. Dobór impedancji charakterystycznych ramion decyduje o podziale mocy i przesunięciach fazy.

Strukturę drugiego ze sprzęgaczy 3 dB/90°, zwanego sprzęgaczem Langego, pokazano na rys. 6.15C. Użycie połączeń przewodem metalowym ogranicza częstotliwościowy zakres pracy tego typu sprzęgaczy.

6.7. Mikrofalowe diody półprzewodnikowe

6.7.1. Diody Schottky'ego

Aby zrealizować proces przemiany częstotliwości, wykorzystujemy w obwodach elementy nieliniowe. Takimi elementami są diody Schottky'ego i tranzystory mikrofalowe. Ich obwody zastępcze są proste i łatwo mierzalne, umożliwiają konstrukcje struktur szerokopasmowych. Dioda Schottky'ego (dioda z barierą Schottky'ego) jest odpowiednio przygotowanym złączem półprzewodnika typu n (krzem Si, arsenek galu GaAs) z metalem (złoto Au, platyna Pt, tytan Ti).

Diody Schottky'ego – obok diod ostrzowych i wstecznych – należą do grupy mikrofalowych diod detekcyjnych, stosowanych w detektorach i mieszaczach. Uniwersalność diod Schottky'ego, opanowanie technologii ich produkcji z zapewnieniem powtarzalności parametrów, możliwość szerokopasmowej pracy i łatwość dopasowania, spowodowały, że diody ostrzowe i wsteczne wykorzystywane są jedynie sporadycznie.

Formując nieliniową charakterystykę diody Schottky'ego, wykorzystano właściwości styku metal–półprzewodnik. Charakterystyka $I(U)$ diody Schottky'go jest silnie nieliniowa, opisuje ją z dobrym przybliżeniem zależność (6-22):

$$I(U) = I_S [e^{\alpha(U - IR_S)} - 1]; \quad (6-22)$$

$$\alpha = \frac{q}{\eta kT} \approx 40 \text{ V}^{-1};$$

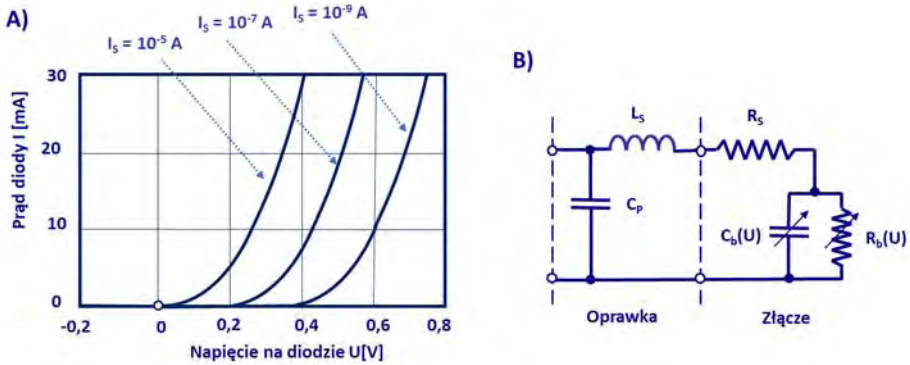
W zależności (6-22) I_S jest prądem nasycenia diody zależnym od wysokości bariery złącza metal–półprzewodnik, R_S jest rezystancją szeregową diody, a we wzorze opisującym współczynnik α : q jest ładunkiem elektronu, k – stałą Boltzmana, T – temperaturą złącza, a η jest współczynnikiem idealizacji ≈ 1 . W temperaturze pokojowej α jest równe około 40 V^{-1} .

Zależność (6-22) można uprościć do postaci (6-23), wystarczająco dokładnej, a ułatwiającej niektóre analizy.

$$I(U) = I_S [e^{\alpha U} - 1]; \quad (6-23)$$

Na rys. 6.16A pokazano charakterystyki statyczne kilku diod Schottky'ego dla różnych wartości prądu I_S . Wartość tego prądu zmienia się z wysokością bariery w granicach kilku rzędów wielkości, a ta zależy od doboru materiałów, z których wykonano złącze.

Obwód zastępczy diody Schottky'ego pokazano na rys. 6.16B. Złącze jest reprezentowane przez rezystancję szeregową R_S , rezystancję bariery R_b i pojemność bariery C_b . Pojemność C_b jest funkcją napięcia U , ale fakt ten nie odgrywa istotnej roli w procesach detekcji i przemiany częstotliwości. Rezystancja R_b jest nieliniową rezystancją diody, decydującą o procesach przemiany częstotliwości.



Rys. 6.16. Parametry diody Schottky'ego. **A)** Rodzina charakterystyk $I(U)$ diod Schottky'ego. **B)** Obwód zastępczy diody Schottky'ego.

R_b można wyznaczyć z prostej zależności:

$$R_b = \frac{dU}{dI} = \frac{1}{\alpha(I_s + I_0)}; \quad (6-24)$$

Prąd I_0 oznacza tu składową stałą prądu diody, która jest wynikiem bądź polaryzacji stałym napięciem zewnętrznym, bądź doprowadzenia sygnału mikrofalowego, bądź obu tych czynników działających razem. Elementy doprowadzeń i oprawki reprezentowane są przez indukcyjność L_s i pojemność C_p .

Zakres częstotliwości, w którym stosowane są diody Schottky'ego, jest bardzo szeroki od kilku megaherców do teraherców. Z łatwością można je także stosować w mikrofalowych układach monolitycznych.

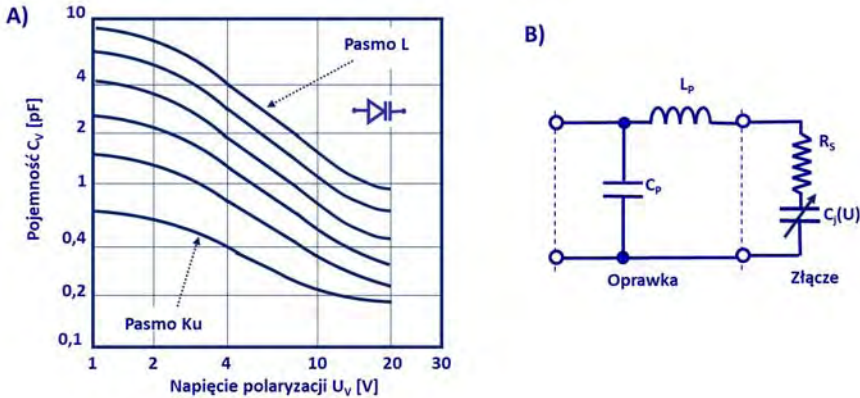
6.7.2. Diody waraktorowe

Dioda waraktorowa (waraktor, ang. *variable reactor*) jest półprzewodnikowym przyrządem ze złączem p-n, którego pojemność $C_j(U)$ zależy od napięcia polaryzacji U . Diody waraktorowe polaryzowane są w kierunku zaporowym. Zmiana napięcia polaryzacji U powoduje zmianę pojemności złącza, zgodnie z zależnością (6-25).

$$C_j(U) = \frac{C_{j0}}{(1 + U/U_b)^\gamma}; \quad (6-25)$$

We wzorze tym C_{j0} jest pojemnością dla napięcia polaryzacji $U = 0$, U_b jest pojemnością bariery, a wartość wykładnika $\gamma = 0,5 - 2$ zależy od technologii wykonanie złącza.

Na rys. 6.17A pokazano rodzinę charakterystyk różnych typów diod waraktorowych wykonywanych na rozmaite pasma, od L do Ku. Zakresy zmian pojemności diody zależą od zakresu częstotliwości, na które konstruowane są waraktory. Dla pasma L (30 cm) stosunki $C_{jMAX}/C_{jMIN} = 16 : 1$, dla pasma Ku (2 cm): $C_{jMAX}/C_{jMIN} = 4 : 1$.



Rys. 6.17. Parametry diody waraktorowej. **A)** Charakterystyki całkowitej pojemności $C_v(U_v)$ rodziny diod waraktorowych na różne pasma. **B)** Obwód zastępczy diody waraktorowej.

Diody waraktorowe w obwodach mikrofalowych pełni rolę zmiennej reaktancji regulowanej napięciem polaryzacji. W oscylatorach zmiana pojemności diody pozwala zmieniać częstotliwość oscylacji. Zastosowana w układach filtrów umożliwia szybkie, elektroniczne przestrajanie obwodu. Zakres przestrajania oscylatora zależy oczywiście od stosunku C_{jMAX}/C_{jMIN} , im większy zakres zmian pojemności, tym większy zakres przestrajania. Ponieważ nie cała energia pola elektrycznego rezonatora skupiona jest w pojemności diody, to zwykle:

$$\frac{f_{MAX}}{f_{MIN}} < \sqrt{\frac{C_{VMAX}}{C_{VMIN}}}; \quad (6-26)$$

Obwód zastępczy diody waraktorowej polaryzowanej w kierunku zaporowym pokazano na rys. 6.17B.

Ważnym parametrem diody waraktorowej jest jej dobroć Q . Wartość dobroci Q opisana jest zależnością (6-27). Rezystancja szeregowo zmniejsza dobroć obwodów rezonansowych z diodą waraktorową.

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_s C_j}; \quad (6-27)$$

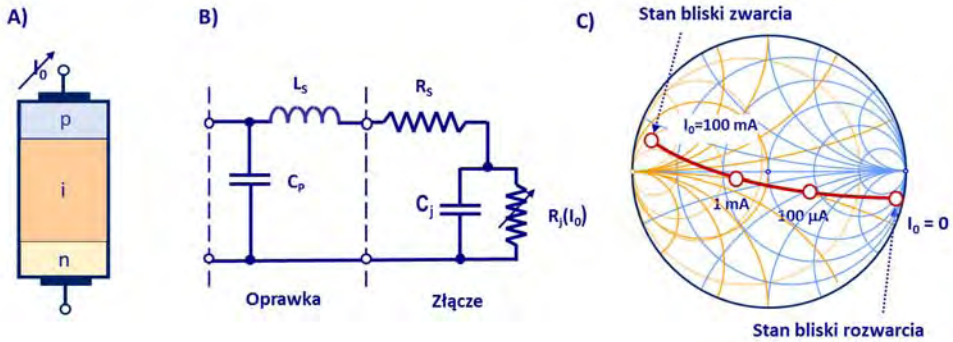
W katalogach podawana przez producentów wartość dobroci Q obliczana jest zwykle dla $f = 50$ MHz, pojemność C_{j-4} mierzona jest dla polaryzacji -4 V, przy częstotliwości 1 MHz.

6.7.3. Diody p-i-n

Mikrofalowe diody p-i-n wykorzystywane są w zakresie częstotliwości mikrofalowych jako sterowane elektronicznie elementy, których rezystancja zmienia się w szerokim zakresie

przy zmianie prądu polaryzacji. Struktura diody p-i-n pokazana jest na rys. 6.18A. Między silnie domieszkowanymi obszarami p^+ i n^+ umieszczona jest warstwa półprzewodnika „i” wysokorezystywnego.

Dla prądu stałego charakterystyka $I(U)$ diody p-i-n ma kształt typowy dla złącza p-n, natomiast dla częstotliwości mikrofalowych dioda zachowuje się jak rezystor.



Rys. 6.18. Parametry mikrofalowej diody p-i-n. **A)** Struktura diody p-i-n. **B)** Obwód zastępczy diody p-i-n. **C)** Przykład zależności impedancji $Z_d(I_0)$ diody p-i-n na wykresie Smitha dla $f = 1,5$ GHz.

Obwód zastępczy diody p-i-n pokazano na rys. 6.18B. Obwód ten jest taki sam, jak dla diody Schottky’go. Jednak między tymi diodami istnieje zasadnicza różnica. W diodzie p-i-n rezystancja zależy tylko od prądu polaryzacji diody I_0 . Długi czas życia nośników powoduje, że składowa zmienna prądu diody nie ma wpływu na wartość rezystancji R_j . Zatem dioda p-i-n nie może pracować jako detektor, a jest rezystorem o zmiennej wartości rezystancji R_j .

Diody p-i-n wykorzystywane są w układach tłumików mikrofalowych o zmiennym tłumieniu, do regulacji wartości tłumienia.

Impedancję $Z_d(I_0)$ diody p-i-n można zmierzyć dla częstotliwości mikrofalowych, umieszczając ją np. przed zwarcie linii współosiowej. Przykład otrzymanych wyników takiego pomiaru pokazano na rys. 6.18C. Z przebiegu charakterystyki można wyznaczyć elementy obwodu zastępczego. Widzimy, że impedancja diody zmienia się znacznie, gdyż w szerokich granicach zmienia się rezystancja R_j : od 2 do 3000 Ω , co pokazuje rys. 6.18C.

Pozostałe elementy obwodu zastępczego można także łatwo obliczyć. Oto przykładowe wyniki obliczeń: $C_j = 0,2$ pF, $R_s = 1,3$ Ω , $L_s = 0,5$ nH i $C_p = 0,2$ pF. Podane wartości elementów należy traktować jako typowe dla rozmaitych typów diod.

Diody p-i-n umieszczane są w różnych oprawkach, do użycia w układach planarnych, albo w układach współosiowych, a nawet falowodowych.

6.8. Tranzystory mikrofalowe

6.8.1. Uwagi ogólne

Tranzystory są najważniejszymi elementami aktywnymi używanymi do wzmocnienia i generacji sygnałów. Konstruktorzy wzmacniaczy mają do dyspozycji kilka rodzin tranzystorów, otrzymywanych różnymi technologiami.

Tranzystory bipolarne to bardzo popularna rodzina tranzystorów krzemowych, pracujących do około 20 GHz. Nowe rodziny tranzystorów HBT (ang. *Heterojunction Bipolar Transistor*) wykonywane są na arsenku galu GaAs i pracują w zakresie do 100 GHz.

Tranzystory polowe unipolarne wykonywane są w technologii wykorzystującej GaAs. Wśród rozmaitych typów spotykamy tranzystory MESFET (ang. *Metal-Semiconductor Field-Effect-Transistor*) pracujące do 60 GHz oraz tranzystory HEMT (ang. *High Electron Mobility Transistor*) pracujące do 200 GHz.

Tranzystory można także podzielić ze względu na poziom wzmacnianych mocy:

- ✓ Tranzystory małej mocy są zwykle tranzystorami niskoszumnymi, o mocach wyjściowych od kilku do około 30 mW,
- ✓ Tranzystory średniej mocy mogą wzmacniać lub generować sygnały o większych mocach wyjściowych, do 300 mW,
- ✓ Tranzystory dużej mocy, pracujące w klasach A, B i C, o mocach wyjściowych od kilkuset watów przy 100 MHz, do 0,5 W przy 20 GHz.

Tranzystory wykonywane są w postaci elementów dyskretnych montowanych do układów, w postaci pojedynczych struktur, bądź w obudowach ceramicznych, plastikowych, czasem z chłodnicą. Tranzystory wykonywane są także bezpośrednio w materiale półprzewodnikowym, na GaAs lub krzemie Si, w sąsiedztwie innych elementów biernych, diod i innych, tak, aby razem tworzyły monolityczny układ scalony.

Małosygnałowe właściwości tranzystorów są modelowane, mierzone i prezentowane bądź w postaci obwodów zastępczych, bądź w postaci tablicy współczynników macierzy rozproszenia, podawanych dla ciągu dyskretnych częstotliwości, zwykle w konfiguracji wspólnego emitera dla bipolarnych lub źródła dla polowych. Umieszczenie tranzystora w obudowie modyfikuje parametry tranzystora, obwód zastępczy wzbogaca się o nowe elementy. Niekiedy tranzystory umieszczane są w obudowie razem z elementami dopasowującymi.

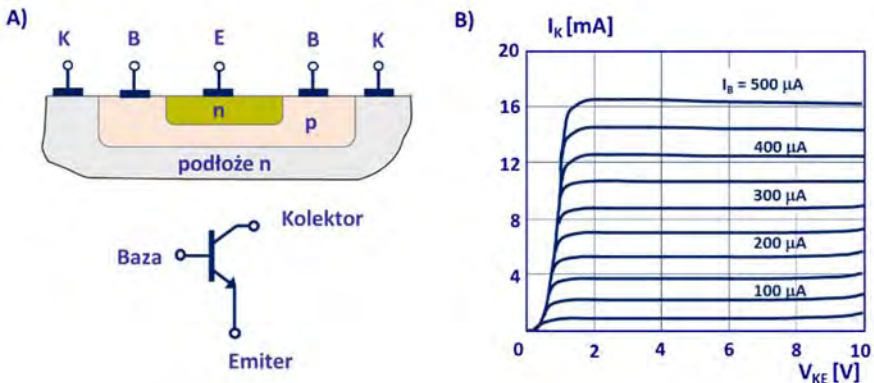
6.8.2. Tranzystory bipolarne

Mikrofalowe tranzystory bipolarne budowane były przez wiele lat jako krzemowe przyrządy typu n-p-n ze względu na większą ruchliwość nośników mniejszościowych (elektronów) w obszarze bazy i większą ich prędkość w obszarze kolektora, co w konsekwencji umożliwiało pracę przy większych częstotliwościach. Rozwój technologii pozwolił na wykonywanie heterozłączowych tranzystorów bipolarnych HBT (ang. *Heterojunction Bipolar Transistor*) na bazie arsenku galu GaAs, w oparciu o strukturę złączową AlGaAs/GaAs.

W ostatnich latach bardzo intensywnie rozwijana jest nowa rodzina tranzystorów HBT na podłożu fosorku indu InP. W porównaniu do tradycyjnych tranzystorów HBT odznaczają się większym wzmocnieniem prądu (większymi transkonduktancjami), większymi częstotliwościami granicznymi (w GaAs nośniki mają znacznie większe ruchliwości) i mniejszymi szumami. Pozwoliło to w dużym stopniu zwiększyć częstotliwości graniczne tranzystorów.

Uproszczona struktura takiego tranzystora pokazana jest na rys. 6.19A. Tranzystor jest elementem trójzaskawkowym. Zaciskami tymi są w przypadku tranzystorów bipolarnych: baza, emiter i kolektor. Potencjał bazy kontroluje przepływ nośników z emitera do kolektora. W kolejnych rozdziałach poświęconych wzmacniaczom i oscylatorom tranzystorowym opisane zostaną sposoby polaryzacji i połączenia tranzystora ze współpracującymi z nim elementami.

Rodzinę charakterystyk prądu kolektora $I_K(V_{KE}, I_B)$ dla typowego tranzystora HBT małej mocy pokazano na rys. 6.19B. Charakterystyki są regularne i obiecują duży zakres liniowej pracy.



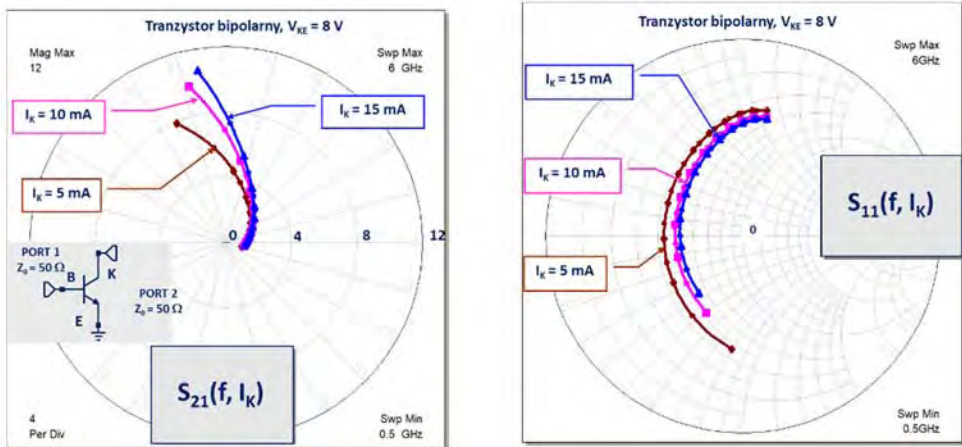
Rys. 6.19. Tranzystor bipolarny HBT. **A)** Uproszczona struktura tranzystora bipolarnego. **B)** Charakterystyki prądu kolektora tranzystora bipolarnego.

Układ zastępczy tranzystora bipolarnego jest bardzo złożony i mało czytelny. Dokładne wyznaczenie wartości jego składowych wymaga złożonych zabiegów pomiarowych. Analiza wzmacniaczy mikrofalowych i oscylatorów tranzystorowych opiera się na zmierzonych współczynnikach macierzy rozproszenia.

Współczynnikiem rozproszenia tranzystora mikrofalowego decydującym o wartości wzmocnienia jest transmitancja S_{21} podana dla układu wspólnego źródła / emitera. Przykład takich charakterystyk podano na rys. 6.20.

Widzimy na nim rodzinę charakterystyk $S_{21}(f)$ dla wybranego typu tranzystora bipolarnego, różnych prądów kolektora. Wzrost prądu I_C powoduje wzrost wartości $|S_{21}|$ (a więc wzmocnienia wzmacniacza), przy niewielkiej zmianie argumentu. Generalnie dla tranzystorów bipolarnych $|S_{21}|$ maleje szybko ze wzrostem częstotliwości w tempie 6 dB/oktawę,

przy niewielkiej zmianie argumentu. Częstotliwość, dla której $|S_{21}| = 1$, jest jedną z częstotliwości granicznych tranzystora.



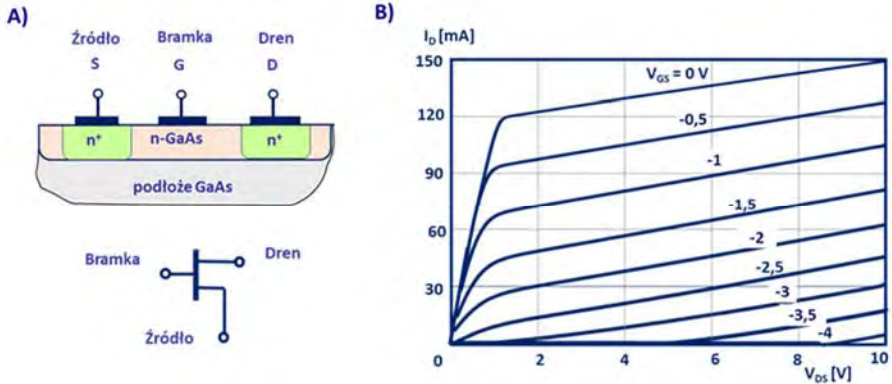
Rys. 6.20. Przykłady zależności transmitancji S_{21} i reflektancji S_{11} tranzystora bipolarnego od częstotliwości i warunków zasilania.

Wartości reflektancji S_{11} tranzystora mają istotne znaczenie przy projektowaniu obwodów dopasowujących wzmacniacz tranzystorowy. Wykresy reflektancji $S_{11}(f)$ dla tranzystorów bipolarnych małej i dużej mocy zwykle pokrywają się odcinkami z okręgami stałej rezystancji i można je modelować szeregowym obwodem R, L, C . Wzrost prądu kolektora zmienia nieco wartość rezystancji R i także wartość pojemności C , co wymusza zmiany wartości elementów obwodu dopasowującego.

6.8.3. Tranzystory polowe

Mikrofalowe tranzystory polowe są wykonywane na arsenku galu GaAs. Wśród rozmaitych typów tranzystorów polowych szczególnie popularne są wspomniane tranzystory MESFET. Uproszczony obraz struktury takiego tranzystora pokazano na rys. 6.21A. Przepływ nośników ze źródła do drenu kontrolowany jest przez potencjał bramki.

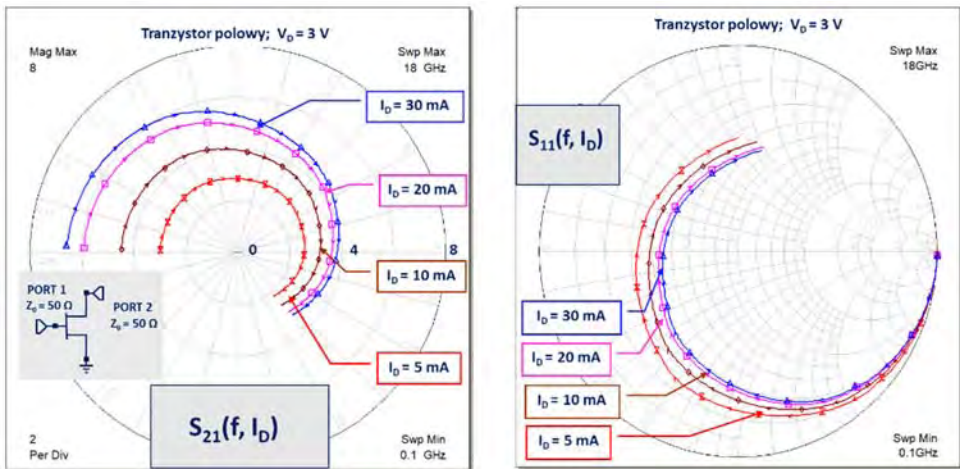
Poszukiwania rozwiązań zwiększających częstotliwości pracy tranzystorów MESFET doprowadziły do opracowania technologii tranzystorów HEMT. Jest to odmiana z warstwową strukturą kanału. W specjalnie skonstruowanej supercienkiej warstwie materiału $Al_xGa_{1-x}As$ powstaje dwuwymiarowy gaz elektronowy, którego nośniki mają bardzo dużą ruchliwość. W rezultacie tranzystory HEMT znacznie zwiększyły częstotliwość graniczną i obniżyły poziom szumów własnych. Tranzystory HEMT nie mają obecnie konkurencji przy konstruowaniu niskoszumnych wzmacniaczy mikrofalowych.



Rys. 6.21. Tranzystor polowy. **A)** Uproszczona struktura tranzystora polowego. **B)** Charakterystyki prądu drenu $I_D(V_{DS})$ tranzystora polowego.

Przykład rodziny charakterystyk $I_D(V_{DS})$ dla różnych wartości napięć V_{GS} pokazano na rys. 6.21B, dla tranzystora średniej mocy. Regularność charakterystyk w dużej części wykresu $I_D(V_{DS})$ wskazuje na możliwość pracy dużymi amplitudami sygnałów, co jest szczególnie ważne w układach wzmacniaczy średniej i dużej mocy.

Na rys. 6.22 przedstawiono przykłady przebiegu charakterystyk współczynników macierzy rozproszenia: transmitancji $S_{21}(f, I_D)$ i reflektancji $S_{11}(f, I_D)$ wybranego tranzystora polowego w funkcji prądu drenu I_D i częstotliwości f . Jak wspomniano spełnienie warunku $|S_{21}(f)| > 1$ decyduje o możliwości użycia tranzystora w układzie wzmacniacza.



Rys. 6.22. Przykłady zależności transmitancji S_{21} i reflektancji S_{11} tranzystora polowego od częstotliwości i warunków zasilania.

Charakterystyki na wykresie z rys. 6.22 wskazują, że $|S_{21}(f, I_D)|$ maleje ze wzrostem częstotliwości, w tempie około 10 dB/dekadę, a więc znacznie wolniej, niż w przypadku tranzystora polowego (patrz rys. 6.21), dla którego malał w tempie 6 dB/oktawę. Charakter zmian $|S_{21}(f)|$ wskazuje na możliwość szerokopasmowej pracy, w przypadku demonstrowanym na wykresie do 18 GHz. Obserwujemy też, że prąd drenu silnie wpływa na wartość $|S_{21}(f)|$ tranzystora FET.

Łatwo zauważyć, że wzmocnienie tranzystora, a także warunki dopasowania zmieniają się wraz ze zmianą warunków zasilania. Istotną rolę odgrywa wartość prądu drenu. Przy projektowaniu wzmacniaczy niskoszumnych należy mieć na uwadze fakt, że wzrost prądu drenu zwiększa wartość współczynnika szumów. Należy dobrać kompromisowe warunki pracy, aby przy małym prądzie uzyskać mały współczynnik szumów i odpowiednio dużą wartość wzmocnienia.

Porównanie charakterystyk $S_{11}(f)$ dla tranzystorów FET i bipolarnych wskazuje na podobny charakter przebiegów. W szerokim pasmie częstotliwości charakterystyki pokrywają się z okręgami R . Wartości tej rezystancji rosną ze wzrostem prądu drenu.

6.9. Podsumowanie

Materiał zawarty w rozdziale 6 jest przeglądem struktur i parametrów elementów wykorzystywanych w konstrukcji takich układów w systemach telekomunikacyjnych, jak wzmacniacze, oscylatory, modulatory i mieszacze częstotliwości. Wraz z dzielnikami i sumatorami mocy, filtrami i tłumikami wchodzi w skład układów nadajników, odbiorników i transponderów. Elementy pasywne, w tym elementy o stałych skupionych, wykorzystywane są do konstrukcji obwodów dopasowujących. Złożone obwody zastępcze tych elementów utrudniają obliczenia i spełnienie warunków pracy szerokopasmowej. Osiągnięcie projektowanych celów wymaga wykonania szeregu obwodów eksperymentalnych. Z tych względów projektowanie i wykonanie obwodów dopasowujących na bazie linii mikropaskowych jest prostsze i łatwiej realizowalne technologicznie.

Tranzystory mikrofalowe są obecnie uniwersalnymi, niezastępowalnymi, aktywnymi elementami obwodów mikrofalowych. Wykorzystywane są w obwodach wzmacniaczy, oscylatorów, modulatorów i mieszaczy częstotliwości. Pracują począwszy od prądu stałego do fal milimetrowych. Przyjęto przedstawiać ich własności w postaci tablic współczynników rozproszenia, które podawane są przez wytwórcę jako wynik pomiarów znormalizowanymi metodami. Macierzowy opis własności elementów jest powszechnie używany przy projektowaniu układów mikrofalowych.

W ostatnich dekadach rozwinęto technologię mikrofalowych, monolitycznych układów scalonych. Na jednym podłożu wykonywane są elementy aktywne i pasywne. Przedstawienie specyficznych wymogów konstrukcji i projektowania tych układów wykracza poza obszar tematyczny tej książki.

Rozdział 7

Rezonatory i filtry mikrofalowe

7.1. Wprowadzenie

Rezonatory odgrywają niezwykle ważną rolę w technice mikrofalowej dzięki licznym i bardzo różnym zastosowaniom. Analiza i opis ich właściwości mogą być prowadzone w różny sposób, a dobór odpowiedniej formy zależy od potrzeb i możliwości, jakie dany sposób oferuje. Zasadniczo można wyróżnić trzy takie formy.

Opis polowy, oparty na rozwiązaniu równań Maxwella, jest najbardziej rygorystyczny i ogólny. Równania te można rozwiązać dla wielu konfiguracji powierzchni granicznych rezonatora i różnych wypełniających go materiałów. Wynikiem końcowym są dobrocie i częstotliwości rezonansowe. W tym rozdziale nie będziemy używać tej formy opisu. Wyjątkiem są polowe definicje podstawowych parametrów.

Przedstawianie rezonatorów za pomocą obwodów zastępczych jest bardzo popularne i zrozumiałe dla wszystkich, którzy poznali podstawy teorii obwodów o stałych skupionych. Wartości elementów tych obwodów są w prosty sposób związane z polowo definiowanymi parametrami rezonatora, takimi jak dobrocie i częstotliwości rezonansowe. Wadą obwodów zastępczych jest ich zależność od doboru płaszczyzn odniesienia, co powoduje, że przyjmują one prostą i przejrzystą postać jedynie dla specjalnie dobranych położenia tych płaszczyzn.

Ostatnio coraz popularniejszy staje się opis rezonatorów za pomocą macierzy rozproszenia. W tym podejściu refleksyjność i transmitancje macierzy rozproszenia rezonatorów opisane są funkcjami częstotliwości, zależnymi od dobroci i współczynników sprzężenia rezonatora z przewodnicami falowymi. Ułatwia to interpretacje fizyczne i pomiary parametrów rezonatora.

Filtry mikrofalowe są powszechnie stosowanymi i niezastąpionymi elementami układów i systemów radiokomunikacyjnych. W przestrzeni wokół naszej planety propagowana jest wielka liczba sygnałów na rozmaitych częstotliwościach. Wybranie pożądanego sygnału wymaga usunięcia w torze odbiornika pozostałych. Tę rolę muszą spełnić filtry. Zawarta w tym rozdziale wiedza o filtrach jest jedynie podstawowa i stanowi minimum tego, co powinniśmy o nich wiedzieć.

7.2. Obwody rezonansowe i rezonatory

7.2.1. Obwód rezonansowy szeregowy

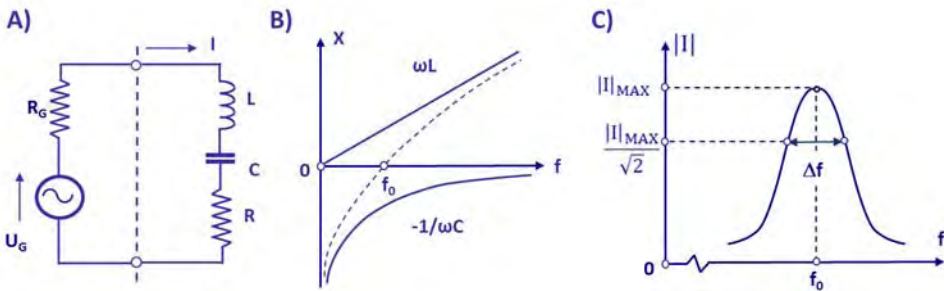
Rezonatory mikrofalowe są elementami o bardzo różnych konstrukcjach i rozmiarach, zwykle wykorzystującymi odcinki przewodnic falowych. Jednakże opis zjawiska rezonansu wy-

godnie jest rozpocząć analizę idealnego obwodu rezonansowego o stałych skupionych, pokazanego na rys. 7.1A. Obwód ten, nazywany szeregowym obwodem rezonansowym, składa się z:

- ✓ idealnego źródła napięciowego U_G o impedancji wewnętrznej Z_G ,
- ✓ szeregowego obwodu rezonansowego L, C, R .

Prąd I płynący w obwodzie obliczamy z zależności (7-1), zgodnie z prawem Ohma:

$$I = \frac{U_G}{R_G + Z}; \quad \text{gdzie } Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right); \quad (7-1)$$



Rys. 7.1. Obwód rezonansu szeregowego. **A)** Elementy R, L, C obwodu. **B)** Przebiegi reakcji X elementów L i C . **C)** Krzywa rezonansowa przepływu prądu w obwodzie.

Przyjmijmy, że źródło napięciowe zmienia swoją częstotliwość $f = \omega/2\pi$, nie zmieniając przy tym wartości amplitudy napięcia U_G . Obliczając zależność amplitudy prądu $|I|$ płynącego w obwodzie od częstotliwości f otrzymuje się wykres pokazany na rys. 7.1C. O otrzymanej charakterystyce mówimy, że ma charakter rezonansowy. Maksymalną wartość prądu $|I|_{MAX}$ otrzymujemy dla pulsacji $= \omega_0$, zwanej pulsacją rezonansową. Jej wartość, zgodnie z zależnością (7-2), zależy od iloczynu LC :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad (7-2)$$

Dla częstotliwości rezonansowej amplituda prądu w obwodzie osiąga wartość wielokrotnie większą niż w jej sąsiedztwie. W rezonansie impedancja Z jest czysto rzeczywista $Z = R$, a jej moduł osiąga wartość minimalną. Jednocześnie prąd płynący w obwodzie ma wartość maksymalną:

$$I = |I|_{MAX} = \frac{U_G}{R + R_G}; \quad (7-3)$$

Na zjawisko rezonansu można spojrzeć od strony energii zgromadzonych w obwodzie. I tak, średnia energia pola magnetycznego W_H zgromadzona w polu magnetycznym wytwarzanym przez indukcyjność związana jest z wartością prądu zależnością (7-4). Podobnie średnia energia pola elektrycznego W_E zgromadzona w polu elektrycznym wytwarzanym przez pojemność, jest wyznaczona związkiem (7-4):

$$W_H = \frac{|I|^2 L}{4}; \quad W_E = \frac{|U|^2 C}{4}; \quad (7-4)$$

Dla pulsacji rezonansowej ($\omega = \omega_0$ i $f = f_0$) obie energie są sobie równe, a ich suma osiąga wartość maksymalną:

$$W_H = W_E; \quad W_H + W_E = MAX; \quad (7-5)$$

Wnioski powyższe są podstawą uogólnionej definicji częstotliwości rezonansowej rezonatora.

Charakterystycznym parametrem krzywej rezonansowej z rys. 7.1C jest jej szerokość Δf . Parametr ten związany jest z dobrocią obwodu rezonansowego. Dobroć całkowita Q_L może być zdefiniowana na podstawie kształtu krzywej rezonansowej, bądź parametrów obwodowych:

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{\omega_0 L}{R + R_G}; \quad (7-6)$$

Definiowane są także: dobroć własna Q_0 i dobroć zewnętrzna Q_Z :

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}; \quad Q_Z = \frac{\omega_0 L}{R_G}; \quad (7-7)$$

Związek między trzema zdefiniowanymi dobrociami jest oczywisty:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_Z}; \quad (7-8)$$

Impedancja Z zapisana zależnością (7-1) może być wyrażona w formie (7-9) z użyciem dobroci:

$$Z = R \left[1 + j\omega Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \cong R \left(1 + j2Q_0 \frac{\delta\omega}{\omega_0} \right); \quad (7-9)$$

Impedancja szeregowego obwodu rezonansowego może być także wyrażona uniwersalną zależnością słuszną dla każdej konfiguracji obwodu. Obliczając moc strat P_R wydzieloną na rezystancji R :

$$P_R = \frac{|I|^2 R}{2}; \quad (7-10)$$

możemy następnie zapisać impedancję $Z(\omega)$ następująco:

$$Z(\omega) = \frac{P_R + j2\omega(W_H - W_E)}{|I|^2/R}; \quad (7-11)$$

Zależność (7-11) ilustruje ścisły związek między modelem obwodowym a polowym każdego obwodu, w tym przypadku rezonansowego.

7.2.2. Obwód rezonansowy równoległy

Obwodem dualnym do szeregowego jest równoległy obwód rezonansowy, składający się z idealnego źródła prądowego I_G , R_G i równoległego obwodu rezonansowego L, C, R – rys. 7.2.

Obliczamy napięcie panujące na obwodzie:

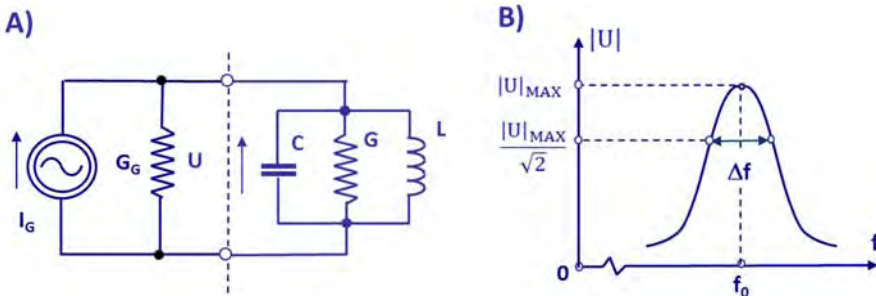
$$U = \frac{I_G}{G_G + Y}; \quad (7-12)$$

$$\text{gdzie } Y = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right);$$

Dla pulsacji rezonansowej $\omega = \omega_0$ określonej zależnością (7-2) admitancja jest rzeczywista $Y = G$, a jej moduł osiąga wartość minimalną. Dla częstotliwości rezonansowej napięcie $|U|$ na obwodzie osiąga wtedy wartość maksymalną.

$$|U|_{MAX} = \frac{I_G}{G + G_G}; \quad (7-13)$$

Energie zgromadzone w obwodzie: średnia energia pola magnetycznego W_H i średnia energia pola elektrycznego spełniają także w tym przypadku warunek (7-5).



Rys. 7.2. Obwód rezonansu równoległego. **A)** Elementy obwodu. **B)** Krzywa rezonansowa napięcia obwodu.

Charakterystycznym parametrem, podobnie jak dla rezonansowego obwodu szeregowego, jest szerokość krzywej rezonansowej jako miara dobroci całkowitej Q_L obwodu:

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{\omega_0 C}{G + G_G}; \quad (7-14)$$

Dobrocie: własna Q_0 i zewnętrzna Q_Z zapisują się podobnymi zależnościami:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G}; \quad Q_Z = \frac{\omega_0 C}{G_G}; \quad (7-15)$$

Zależność (7-8) wiąże ze sobą dobrocie.

Admitancję Y można z użyciem dobroci zapisać zależnością (7-16):

$$Y = G \left[1 + j\omega Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \cong G \left(1 + j2Q_0 \frac{\delta\omega}{\omega_0} \right); \quad (7-16)$$

7.2.3. Rezonatory – definicje ogólne

Rezonatorem, albo wnęką rezonansową, nazywamy obszar dielektryka otoczonego ściankami metalowymi, lub – w ogólnym przypadku – innym dielektrykiem, w którym można wzbudzić pole elektromagnetyczne. W rezonatorze pobudzonym gromadzi się energia pola magnetycznego W_H i elektrycznego W_E . Pulsację, dla której $W_H = W_E$, nazywamy rezonansową. Jak w przypadku obwodu o stałych skupionych całkowita energia $W_H + W_E$ zmagazynowana w rezonatorze osiąga dla pulsacji rezonansowej wartość lokalnie maksymalną.

Dla rezonatora o określonych wymiarach można określić nieskończenie wiele częstotliwości rezonansowych. Każdej z nich odpowiada inny rozkład / mod pola EM w obszarze rezonatora. Najmniejszą częstotliwość rezonansową nazywamy rezonansem podstawowym. Wyższe częstotliwości rezonansowe nie są na ogół wielokrotnościami podstawowej.

Rozważmy teraz sytuację, gdy w rezonatorze wzbudzono pole EM doprowadzając z zewnątrz sygnał o częstotliwości rezonansowej ω_0 i zgromadzono energię W_0 . Następnie rezonator „odcięty” od źródła przerywając wzbudzenie. Straty w ściankach metalowych i dielektryku powodują wykładniczy zanik energii, zgodnie z zależnością (7-17):

$$W(t) = W_0 e^{-\frac{\omega_0 t}{Q_0}}; \quad (7-17)$$

Szybkość zaniku energii w rezonatorze jest miarą jego dobroci własnej Q_0 . Gdy rezonator nie został „odcięty” od źródła energia zanika szybciej, gdyż część z niej wypływa na zewnątrz. Szybkość zaniku energii w tym przypadku jest miarą jego dobroci całkowitej Q_L .

$$W(t) = W_0 e^{-\frac{\omega_0 t}{Q_L}}; \quad (7-18)$$

Należy pamiętać, że dla każdego modu wartości dobroci rezonatora są inne.

Moc P_R tracona w rezonatorze, w którym zgodnie z (7-17) zanika energia W , jest równa:

$$P_R = -\frac{dW}{dt}; \quad (7-19)$$

Ogólną, połową definicję dobroci własnej można teraz zapisać następująco:

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W}{P_R}; \quad (7-20)$$

lub inaczej zależnością (7-21):

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{energia zmagazyn. w rezonatorze}}{\text{energia tracona w rezon. w 1 okresie}}; \quad (7-21)$$

Można obok mocy P_R traconej w rezonatorze wyodrębnić moc P_G traconą na zewnątrz rezonatora w trakcie zaniku energii zgromadzonej w rezonatorze. Teraz dobroć całkowita i zewnętrzna zapiszą się zależnościami (7-22):

$$Q_L = \omega_0 \frac{W}{P_R + P_G}; \quad Q_Z = \omega_0 \frac{W}{P_G}; \quad (7-22)$$

Związek (7-8) między dobrociami pozostaje oczywiście słuszny.

7.3. Rezonator jako obciążenie toru

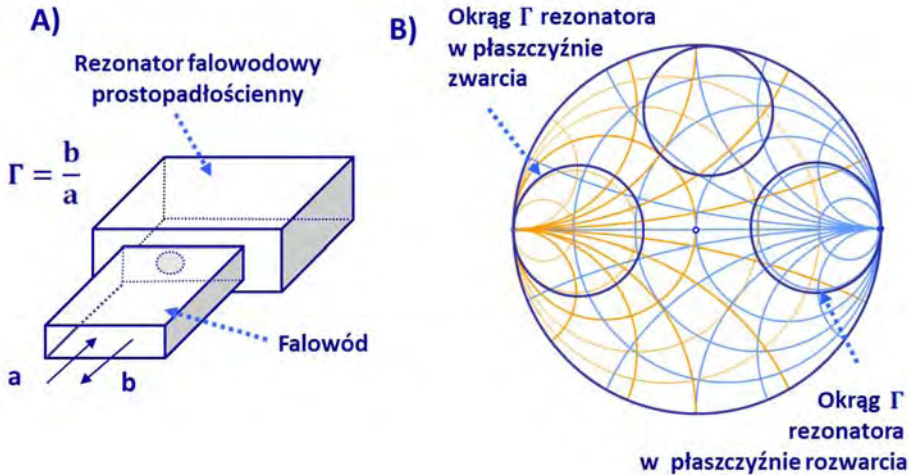
7.3.1. Obwód zastępczy

Rezonator mikrofalowy, aby pełnił swoją funkcję, jest zwykle sprzężony z przewodniczą falową. W najprostszym przypadku stanowi zakończenie przewodnicy falowej i tworzy w ten sposób jednowrotnik. Rezonator taki nazywamy sprzężonym odbiciowo lub krótko odbiciowym.

Przykład struktury takiego rezonatora pokazano na rys. 7.3A. Na końcu falowodu prostokątnego umieszczono rezonator prostopadłościenny z otworem sprzęgającym. Rezonator tego typu ma wiele częstotliwości rezonansowych. Mierząc współczynnik odbicia takiego rezonatora można zauważyć, że w wielu zakresach częstotliwości moduł współczynnika odbicia jest bliski 1. Oznacza to pełne odbicie sygnału, rezonator nie zostaje pobudzony. W wybranych zakresach częstotliwości, wokół kolejnych częstotliwości rezonansowych, pobudzony rezonator absorbuje część mocy.

Obwodem zastępczym można opisać zachowanie rezonatora w wąskim paśmie wokół jednej z częstotliwości rezonansowych. Opis opiera się na położeniu charakterystyki $\Gamma(f)$ na wykresie Smitha. Pomiar wykazują, że charakterystyka $\Gamma(f)$ tworzy okrąg, „podwieszony” do okręgu zewnętrznego. Położenie okręgu zależy od przyjętej płaszczyzny odniesienia, co pokazano na rys. 7.3B. Dla częstotliwości rezonansowej $|\Gamma|$ ma wartość najmniejszą.

Dwa z położeń charakterystyki $\Gamma(f)$ mają istotne znaczenie dla struktury obwodu zastępczego. Są to okręgi „podwieszane” w płaszczyźnie zwarcia i w płaszczyźnie rozwarcia, co zaznaczono na rys. 7.3B. Dla obu położeń okręgów $\Gamma(f)$ obwody zastępcze są proste, choć różne.



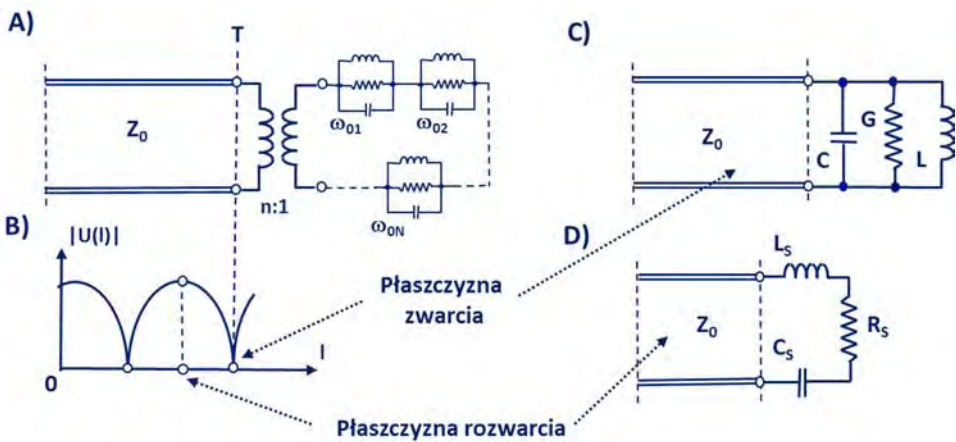
Rys. 7.3. Rezonator prostopadłościenny jako obciążenie przewodniczy. **A)** Fizyczna struktura rezonatora. **B)** Charakterystyki współczynnika odbicia $\Gamma(f)$ rezonatora w różnych płaszczyznach, przedstawione na wykresie Smitha.

Na rys. 7.4A pokazano strukturę ogólną obwodu zastępczego. Każdemu z nieskończenie wielu rezonansów odpowiada inny równoległy obwód rezonansowy. Pulsacje rezonansowe tych obwodów wynoszą kolejno: $\omega_{01}, \omega_{02}, \dots, \omega_{0n}$ (gdzie n jest liczbą naturalną). Przy zmianie częstotliwości w szerokich granicach kolejne obwody przechodzą przez rezonans. Poza rezonansem każdy z obwodów zachowuje się jak zwarcie, jeśli tylko jego dobroć jest odpowiednio duża. Tak więc, ograniczając rozważania do stosunkowo wąskiego pasma częstotliwości wokół jednej z częstotliwości rezonansowych, można uprościć obwód zastępczy, pozostawiając jeden obwód rezonansowy. Przekładnia n idealnego transformatora jest oczywiście funkcją częstotliwości. W wąskim pasmie częstotliwości, dla jednego określonego rodzaju pola EM, wartość n można jednak uznać za stałą.

Na rys. 7.4B pokazano rozkład modułu napięcia $|U(l)|$ wzdłuż przewodnicy falowej, gdy rezonator jest odstrojony od rezonansu. Położenia minimum tego napięcia wyznaczają tzw. płaszczyzny zwarcia przy odstrojeniu. Jedną z nich może być płaszczyzna odniesienia T dla równoległego obwodu rezonansowego, gdyż obwód taki daleko od rezonansu staje się zwarcie. Obwód zastępczy w postaci równoległego obwodu rezonansowego pokazano na rys. 7.4C.

Innego rodzaju płaszczyzny odniesienia wyznaczają maksima rozkładu $|U(l)|$. Są to tzw. płaszczyzny rozwarcia przy odstrojeniu. Ponieważ szeregowy obwód rezonansowy daleko od rezonansu zachowuje się jak rozwarcie, to w tej płaszczyźnie odniesienia może on być obwodem zastępczym rezonatora, co pokazano na rys. 7.4D.

Oba rodzaje obwodów zastępczych rezonatora: równoległy i szeregowy są sobie równoważne. W obwodach tych nie ma już idealnego transformatora reprezentującego układ sprzężenia rezonatora z przewodnicą, gdyż wszystkie elementy obwodu przetransformowano na stronę przewodnicy falowej. Wybór jednego z obwodów zastępczych jest kwestią wygody. Układ równoległy jest preferowany, gdyż położenie płaszczyzny zwarcia przy odstrojeniu można wyznaczyć dokładniej.



Rys. 7.4. Obwody zastępcze rezonatora sprzężonego odbiciowo. **A)** Pełny obwód zastępczy, w płaszczyźnie zwarcia przy odstrojeniu. **B)** Rozkład napięcia na linii przed rezonatorem, daleko od rezonansu. **C)** Równoległy zastępczy obwód rezonansowy dla wybranego modu w płaszczyźnie zwarcia przy odstrojeniu, po przetransformowaniu na stronę przewodnicy. **D)** Szeregowy zastępczy obwód rezonansowy w płaszczyźnie rozwarcia przy odstrojeniu, po przetransformowaniu na stronę przewodnicy.

Obwód zastępczy z rys. 7.4C jest opisany trzema elementami: L , C i G . Ich wartości są związane z dwoma parametrami rezonatora: częstotliwością rezonansową ω_{0n} ,

$$\omega_{0n}^2 = \frac{1}{LC}; \quad (7-23)$$

i dobrocią własną rezonatora Q_{0n} .

$$Q_{0n} = \frac{\omega_{0n}C}{G} = \frac{1}{\omega_{0n}LG}; \quad (7-24)$$

Wynika z tego, że znajomość ω_{0n} i Q_{0n} nie pozwala jednoznacznie określić wartości L , C i G .

Na podstawie obwodu można określić także dobroć całkowitą Q_L i zewnętrzną Q_Z .

$$Q_{Ln} = \frac{\omega_{0n}C}{Y_0 + G}; \quad Q_{Zn} = \frac{\omega_{0n}C}{Y_0}; \quad (7-25)$$

związane ze sobą zależnościami (7-8).

Kolejnym ważnym parametrem jest współczynnik sprzężenia β , definiowany następująco:

$$\beta = \frac{Q_0}{Q_Z} = \frac{Y_0}{G}; \quad (7-26)$$

Ze względu na wartość β rezonator może być zakwalifikowany do jednej z trzech grup:

- ✓ $\beta < 1$ – rezonator sprzężony podkrytycznie,
- ✓ $\beta = 1$ – rezonator sprzężony krytycznie,
- ✓ $\beta > 1$ – rezonator sprzężony nadkrytycznie.

Admitancja zredukowana rezonatora y_r może być zapisana bez użycia elementów obwodu zastępczego:

$$y_r = \frac{G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}{Y_0} = \frac{1}{\beta} \left(1 + j2Q_0 \frac{\delta\omega}{\omega_0}\right); \quad (7-27)$$

Trzy parametry powyższej zależności: β , ω_0 i Q_0 mogą być wyznaczone w oparciu o pomiary.

7.3.2. Reflektancja rezonatora

Wygodną formą opisu właściwości rezonatora sprzężonego odbiciowo jest podanie zależności jego współczynnika odbicia od częstotliwości. Współczynnik odbicia $\Gamma(f)$ rezonatora można określić w płaszczyźnie zwarcia przy odstrojeniu przy pomocy zredukowanej admitancji y_r :

$$\Gamma = \frac{1 - y_r}{1 + y_r}; \quad (7-28)$$

Do zależności (7-28) należy wprowadzić admitancję y_r , opisaną przez (7-27), a następnie wprowadzić nową zmienną α , nazywaną znormalizowaną częstotliwością albo parametrem odstrojenia:

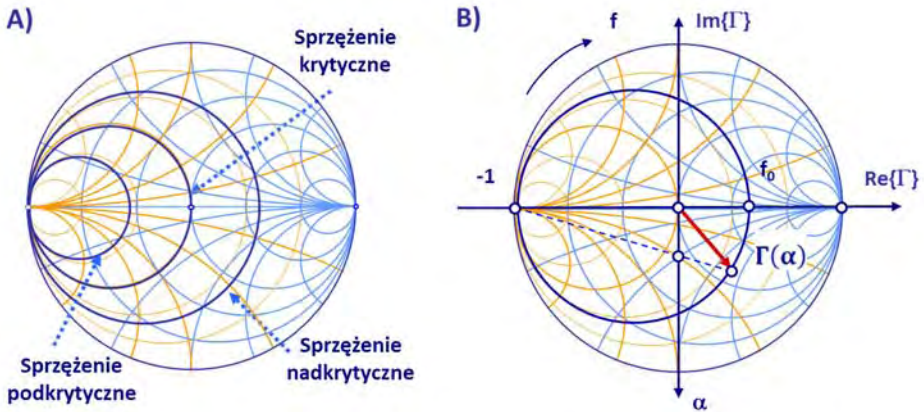
$$\alpha = Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \cong 2Q_L \frac{\delta\omega}{\omega_0}; \quad (7-29)$$

W rezonansie, gdy $\alpha = 0$:

$$\Gamma(\alpha = 0) = \Gamma_0 = \frac{\beta - 1}{\beta + 1}; \quad (7-30)$$

Można teraz zapisać zależność $\Gamma(\alpha)$:

$$\Gamma(\alpha) = -1 + \frac{D}{1 + j\alpha}; \quad \text{gdzie } D = \frac{2\beta}{1 + \beta}; \quad (7-31)$$



Rys. 7.5. Okręgi współczynnika odbicia $\Gamma(f)$ rezonatora włączonego odbiciowo na płaszczyźnie zespolonej. **A)** Położenie okręgów dla różnych współczynników sprzężenia. **B)** Okrąg $\Gamma(\alpha)$ na płaszczyźnie zespolonej współczynnika odbicia.

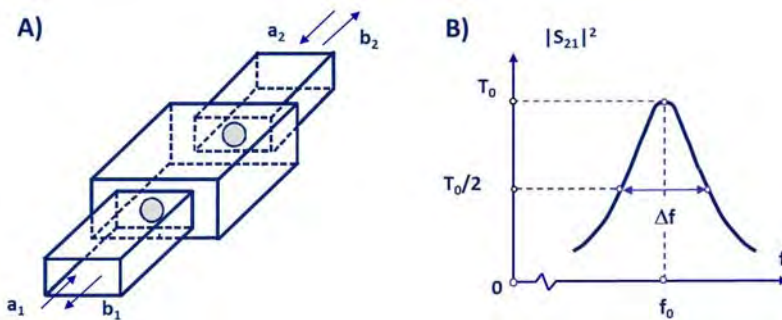
Parametr D jest wielkością rzeczywistą i dodatnią, odpowiada średnicy okręgu $\Gamma(\alpha)$, przy czym średnica wykresu Smitha na płaszczyźnie współczynnika odbicia jest równa 2. Okrąg taki pokazano na rys. 7.5B wraz z graficzną konstrukcją umożliwiającą znalezienie Γ dla danej wartości α . Zauważmy, że okrąg admittance pokrywa się z okręgiem stałej konduktancji $1/\beta$.

Obraz okręgu reflektancji na wykresie Smitha dużo mówi o parametrach rezonatora, współczynniku sprzężenia, płaszczyźnie odniesienia, innych rezonansach itp. Występujące często straty w obwodzie sprzężenia powodują przesunięcie okręgu $\Gamma(\alpha)$ do wnętrza okręgu $|\Gamma| = 1$.

7.4. Rezonator włączony transmisyjnie

7.4.1. Obwód zastępczy

Rezonator mikrofalowy może być sprzężony z dwiema takimi samymi, lub różnymi przewodnicami. Rezonator staje się wtedy dwuwrotnikiem i mówimy, że jest włączony transmisyjnie. Na rys. 7.6A pokazano strukturę prostopadłościennego rezonatora falowodowego, sprzężonego z dwoma falowodami. Utworzono w ten sposób dwuwrotnik. Jak wspomniano w poprzednim punkcie zmieniając częstotliwość sygnału wejściowego w szerokich granicach można wzbudzić w objętości kolejne mody wokół odpowiadających im częstotliwości rezonansowych. Rezonatory konstruowane są zwykle do pracy w jednym określonym modzie.



Rys. 7.6. Rezonator włączony transmisyjnie do toru. **A)** Rezonator falowodowy, prostopadłościenny, sprzężony z dwoma falowodami. **B)** Charakterystyka $|S_{21}|^2$ mocy transmitowanej przez rezonator.

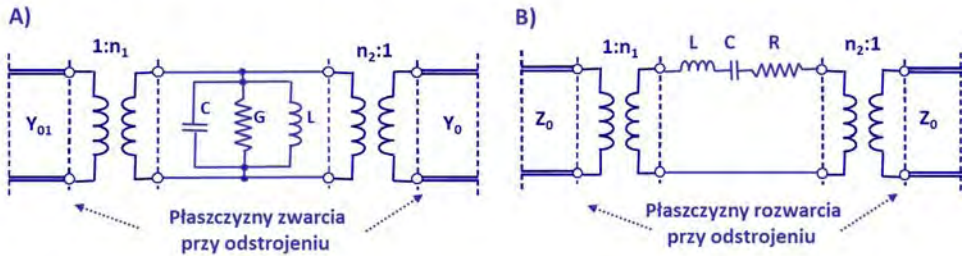
Ten sposób włączenia rezonatora charakteryzuje się tym, że przesyłanie mocy między wrotami odbywa się jedynie w przypadku pobudzenia rezonatora, to znaczy w sąsiedztwie częstotliwości rezonansowej. Rezonator transmisyjny charakteryzuje krzywa transmisji mocy wokół wybranej częstotliwości rezonansowej. Przykład takiej krzywej pokazano na rys. 7.6B. Jest to typowy kształt krzywej rezonansowej, przedstawiony wcześniej na rys. 7.1C. Z przebiegu krzywej można w oczywisty sposób znaleźć częstotliwość rezonansową f_0 i dobroć $Q_L = f_0/\Delta f$.

Do opisu zachowania rezonatora mogą być użyte dwa typy obwodów zastępczych: z obwodami RLC szeregowymi i równoległymi. Przyjmując, że dla każdego modu wprowadzimy jeden obwód RLC, to pełny obwód zastępczy staje się złożony i mało przejrzysty.

Ograniczając rozważania do pasma częstotliwości wokół wybranej częstotliwości rezonansowej, można uprościć obwód zastępczy do postaci pokazanej na rys. 7.7A lub rys. 7.7B. Należy mieć na uwadze, że w obu przypadkach położenia płaszczyzn odniesienia są różne. W przypadku obwodu równoległego są to płaszczyzny zwarcia przy odstrojeniu, a w przypadku obwodu szeregowego płaszczyzny rozwarcia przy odstrojeniu. Obwód

zastępczy między dowolną parą płaszczyzn odniesienia jest bardzo złożony i przez to nieużyteczny.

Wybierając obwód równoległy GLC i transformując na stronę rezonatora obciążenia z obu przewodnic falowych otrzymujemy najprostszy obwód zastępczy z rys. 7.4C. Służy tylko do określenia współczynników sprzężenia, gdyż przestał być dwuwrotnikiem.



Rys. 7.7. Obwody zastępcze rezonatora sprzężonego transmisyjnie. **A)** Obwód rezonansowy równoległy. **B)** Obwód rezonansowy szeregowy.

Rezonator włączony transmisyjnie sprzężony jest z dwiema przewodnicami falowymi, dlatego należy zdefiniować dwa współczynniki sprzężenia, zwykle różnej wartości.

$$\beta_1 = \frac{Y_{01}}{n_1^2 G}; \quad \beta_2 = \frac{Y_{02}}{n_2^2 G}; \quad (7-32)$$

Dobrocie własną Q_0 i całkowitą Q_L definiujemy tradycyjnie:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G}; \quad Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta_1 + \beta_2}; \quad (7-33)$$

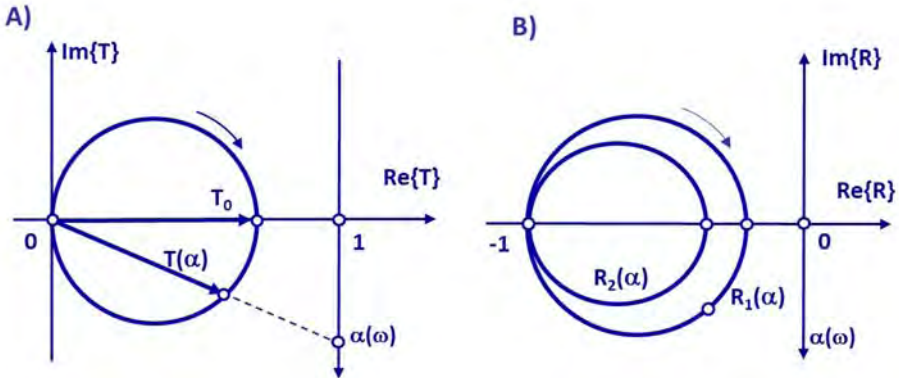
7.4.2. Macierz rozproszenia rezonatora transmisyjnego

Właściwości rezonatora włączanego transmisyjnie, który jest dwuwrotnikiem odwracalnym, opisuje w sąsiedztwie wybranej częstotliwości rezonansowej jednoznacznie jego macierz rozproszenia:

$$[S] = \begin{bmatrix} R_1 & T \\ T & R_2 \end{bmatrix}; \quad (7-34)$$

Transmitancja T jest prostą funkcją znormalizowanej częstotliwości α :

$$T = \frac{T_0}{1 + j\alpha}; \quad \text{gdzie } T_0 = \frac{2\sqrt{\beta_1\beta_2}}{1 + \beta_1 + \beta_2}; \quad (7-35)$$



Rys. 7.8. Okręgi współczynników macierzy rozproszenia rezonatora włączonego transmisyjnie. **A)** Okrąg transmitancji. **B)** Okręgi reflektancji.

We wzorze (7-35): $\alpha = 2Q_L \delta\omega/\omega_0$. Transmisja mocy w rezonansie określona jest wartością T_0 zależną od współczynników sprzężenia z przewodnikami.

Reflektancje R_1 i R_2 zapisują się w sposób identyczny jak dla rezonatora sprzężonego odbiciowo (wzór (7-31)):

$$R_1 = -1 + \frac{D_1}{1 + j\alpha}; \quad R_2 = -1 + \frac{D_2}{1 + j\alpha}; \quad (7-36)$$

Średnice okręgów reflektancji i transmitancji zapisane są zależnościami (7-37):

$$D_1 = \frac{2\beta_1}{1 + \beta_1 + \beta_2}; \quad D_2 = \frac{2\beta_2}{1 + \beta_1 + \beta_2}; \quad T_0 = \sqrt{D_1 D_2}; \quad (7-37)$$

Położenie okręgów transmitancji i reflektancji pokazano na rys. 7.8A i rys. 7.8B.

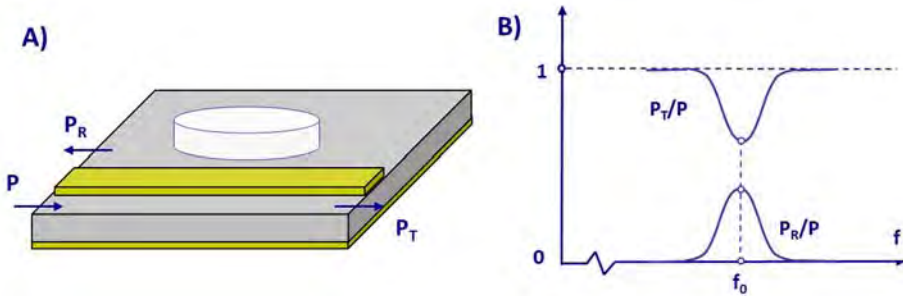
7.5. Rezonator włączony reakcyjnie

7.5.1. Obwód zastępczy

Na rys. 7.9A pokazano rezonator dielektryczny wykonany z materiału o dużej wartości przenikalności elektrycznej w postaci walca, umieszczonego w pobliżu linii mikropaskowej. Pole elektryczne w tej linii może pobudzić rezonator, o ile częstotliwość sygnału fali w linii zbliżona jest do częstotliwości rezonansowej rezonatora. Ten typ sprzężenia nazywamy reakcyjnym.

Rezonatory włączone transmisyjnie i reakcyjnie są dwuwrotnikami, różni je zachowanie w rezonansie i daleko od rezonansu. Poza niewielkim pasmem w sąsiedztwie częstotliwości rezonansowej rezonator transmisyjny odbija moc padającą, nic z tej mocy nie

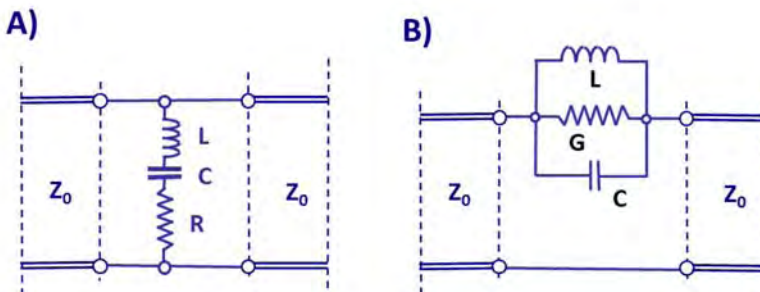
pojawia się na wyjściu. Natomiast w rezonansie, po pobudzeniu rezonatora, część mocy transmitowana jest do wyjścia.



Rys. 7.9. Rezonator dielektryczny sprzężony reakcyjnie. **A)** Rezonator w sąsiedztwie paska linii mikropaskowej. **B)** Charakterystyki mocy transmitowanej i odbitej od rezonatora.

Dwuwrotnik z rezonatorem sprzężonym reakcyjnie zachowuje się inaczej. Daleko od częstotliwości rezonansowej obecność rezonatora sprzężonego reakcyjnie nie zakłóca przepływu sygnału w linii mikropaskowej. W paśmie częstotliwości wokół częstotliwości rezonansowej w objętości rezonatora zostaje wzbudzone pole EM. Część mocy propagowanej w linii zostaje odbita (P_R), część tracona jest w materiale rezonatora i tylko część (P_T) transmitowana jest do portu wyjściowego. Natomiast poza rezonansem obecność rezonatora dielektrycznego nie zaburza przepływu fali w linii, transmisja jest pełna. Dlatego struktury obwodów zastępczych rezonatorów: transmisyjnego i reakcyjnego są różne.

Na rys. 7.9B pokazano zależności stosunków mocy transmitowanej P_T/P i odbitej P_R/P od częstotliwości. Obwody zaprezentowane na rys. 7.10A i rys. 7.10B odpowiadają tym przebiegom.



Rys. 7.10. Obwody zastępcze rezonatora sprzężonego reakcyjnie. **A)** Obwód szeregowy włączony równolegle. **B)** Obwód równoległy włączony szeregowo.

W konkretnym przypadku jest sprawą wygody, który z obwodów zastępczych: szeregowy czy równoległy wybierzemy do analizy. Jednakże pamiętajmy, że jest między nimi różnica polegająca na tym, że płaszczyzny odniesienia, między którymi wpisano obwód rezonansowy, są różne dla obwodu szeregowego i równoległego.

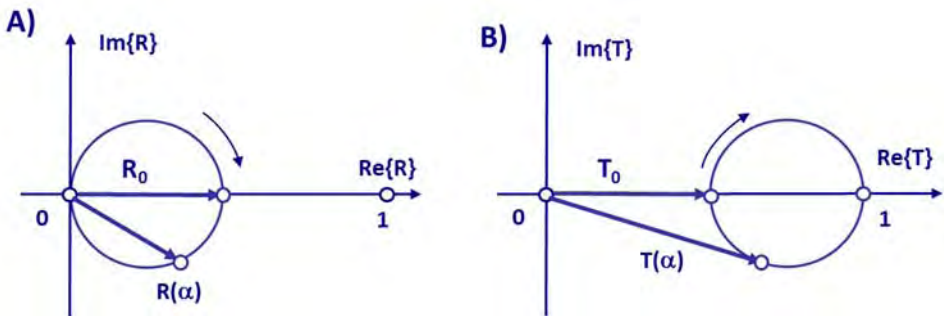
Parametry rezonatora włączonego reakcyjnie do obwodu związane są z elementami obwodu zastępczego z rys. 7.10B, zgodnie z zależnościami (7-38):

$$\beta = \frac{Y_0}{2G}; \quad Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G}; \quad Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta}; \quad (7-38)$$

7.5.2. Macierz rozproszenia rezonatora włączonego reakcyjnie

Rezonator włączony reakcyjnie jest dwuwrotnikiem symetrycznym i można dla niego określić macierz rozproszenia w następującej formie:

$$[S] = \begin{bmatrix} R & T \\ T & R \end{bmatrix}; \quad (7-39)$$



Rys. 7.11. Współczynniki macierzy rozproszenia rezonatora sprzężonego reakcyjnie. **A)** Okrąg refleksyjności $R(\alpha)$. **B)** Okrąg transmitancji $T(\alpha)$.

Obie refleksje rezonatora reakcyjnego są sobie równe. Można je opisać zależnością (7-40):

$$R = \frac{R_0}{1 + j\alpha}; \quad R_0 = \frac{\beta}{1 + \beta}; \quad (7-40)$$

Transmitancja T opisana jest wzorem (7-41):

$$T = 1 - \frac{1 - T_0}{1 + j\alpha}; \quad T_0 = \frac{1}{1 + \beta}; \quad (7-41)$$

Reflektancja R i transmitancja T związane są prostą zależnością:

$$R + T = 1; \quad (7-42)$$

Na płaszczyźnie zespolonej reflektancja R i transmitancja T opisane są okręgami o tych samych rozmiarach, ale zaczepionych w innych punktach, co pokazano na rys. 7.11.

7.6. Przegląd konstrukcji rezonatorów

7.6.1. Rezonatory współosiowe

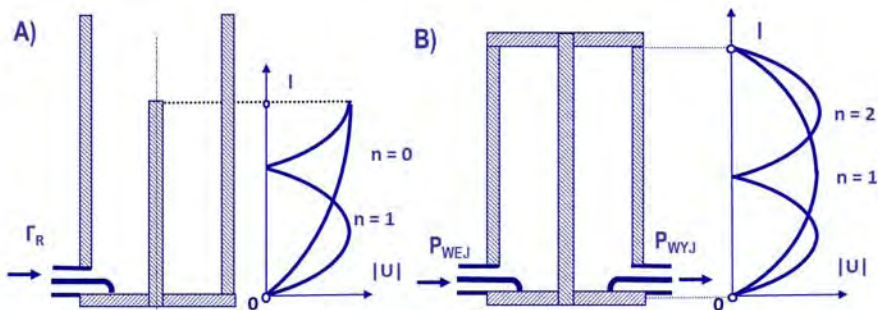
Rezonator ćwierćfalowy jest odcinkiem linii współosiowej zwartym na jednym końcu, a na drugim rozwartym. Jego strukturę pokazano na rys. 7.12A. Koniec rozwarty przechodzi zwykle w cylindryczny falowód podkrytyczny, aby promieniowanie fali elektromagnetycznej nie powiększało strat rezonatora. Dla takiej struktury warunek rezonansu zapisuje się następująco:

$$l = \frac{\lambda_{fn}}{4} + n \frac{\lambda_{fn}}{2}; \quad n = 0, 1, 2, \dots; \quad (7-43)$$

Dla $n = 0$ częstotliwość rezonansowa jest najmniejsza. Kolejne częstotliwości rezonansowe obliczyć można ze wzoru (7-44):

$$f_{0n} = \frac{v_f}{4l} (1 + 2n); \quad n = 0, 1, 2, \dots; \quad (7-44)$$

Na rys. 7.12A pokazano rozkład natężenia pola elektrycznego dla modu podstawowego i kolejnego. Wzdłuż osi rezonatora odkłada się całkowita, nieparzysta liczba ćwiartek fali.



Rys. 7.12. Rezonatory wykorzystujące linię współosiową. **A)** Rezonator ćwierćfalowy jako zakończenie toru falowego, obok rozkłady pola elektrycznego dla kolejnych dwóch modów. **B)** Rezonator półfalowy włączony transmisyjnie do toru, obok rozkłady pola elektrycznego dla kolejnych dwóch modów.

Pobudzenie rezonatora współosiowego należy zaprojektować w taki sposób, aby wzbudzić żądany mod pola EM bez wzbudzenie modów niepożądanych. Realizuje się to następująco:

- ✓ sondą / antenką umieszczoną w maksimum pola elektrycznego,
- ✓ pętlą umieszczoną w maksimum pola magnetycznego.

Praktyczne rozwiązanie pokazuje rys. 7.12. Obydwa rezonatory pobudzane są liniami współosiowymi zakończonych pętlami. Pętla umieszczono przy zwarciu, w miejscu, w którym pole magnetyczne jest najsilniejsze. Dobierając rozmiary pętelek można zmieniać stopień sprzężenia rezonatora.

Rezonator ćwierćfalowy można przestrajać w prosty sposób w szerokich granicach, wysuwając przewód wewnętrzny.

Rezonator półfalowy jest odcinkiem linii współosiowej zwartej na obu końcach – rys. 7.12B. Rezonator taki może być częściowo, lub całkowicie wypełniony dielektrykiem. Warunek rezonansu dla takiego rezonatora zapisuje się następująco:

$$l = n \frac{\lambda_{fn}}{2}; \quad n = 1, 2, 3, \dots; \quad (7-45)$$

Najmniejszą, podstawową częstotliwość rezonansową f_{01} otrzymujemy dla $n = 1$. Kolejne częstotliwości rezonansowe są wielokrotnościami podstawowej:

$$f_{0n} = n \frac{v_f}{2l}; \quad n = 1, 2, 3, \dots; \quad (7-46)$$

Na rys. 7.12B przedstawiono strukturę i wymiary rezonatora półfalowego. Obok pokazano rozkład pola elektrycznego wzdłuż osi rezonatora dla pierwszych dwóch modów. Pole elektryczne zanika w miejscu umieszczenia zwarcia. Warunek rezonansu oznacza, że wzdłuż osi rezonatora odkłada się całkowita liczba połówek fali.

Rezonatory współosiowe są chętnie używane w zakresie fal decymetrowych i metro-wych. Dla częstotliwości poniżej 1000 MHz rozmiary rezonatora półfalowego stają się stosunkowo duże. Poszukując rozwiązania problemu, skonstruowano rezonator helikalny, który powstał przez zastąpienie przewodu wewnętrznego linią spiralną. Zwinięcie przewodu wewnętrznego linii powoduje zmniejszenie długości fali i skrócenie rezonatora. W nowszych rozwiązaniach stosuje się wypełnienie linii współosiowej materiałem dielektrycznym o dużej względnej przenikalności.

7.6.2. Rezonatory falowodowe

Rezonator prostopadłościenny utworzony jest na bazie falowodu prostokątnego. Odcinek takiego falowodu o rozmiarach a i b jest zamknięty dwiema metalowymi ściankami umieszczonymi w odległości l od siebie, co pokazano na rys. 7.13A. Dla takiej struktury możliwe jest rozwiązanie równań Maxwella dla określonych rozmiarami warunków

brzegowych rezonatora. Rozwiązaniem są dwie rodziny modów rezonansowych, które są pochodnymi dwóch rodzin modów propagowanych w falowodzie prostokątnym.

Charakterystyczna dla modów TE_{mnp} jest ich składowa H_z . Otrzymano dla nich następujące rozwiązanie:

$$H_z = H_{0z} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \sin\left(\frac{p\pi}{l}z\right); \quad (7-47)$$

gdzie: $m = 0, 1, 2, 3, \dots$; $n = 0, 1, 2, 3, \dots$; $p = 1, 2, 3, \dots$

Dla modów TM_{mnp} charakterystyczna jest składowa E_z . Otrzymano dla nich następujące rozwiązanie:

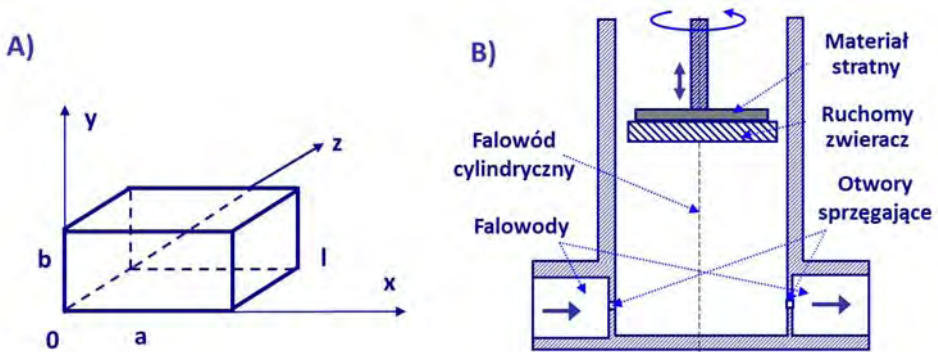
$$E_z = E_{0z} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{p\pi}{l}z\right); \quad (7-48)$$

gdzie: $m = 1, 2, 3, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$; $p = 0, 1, 2, 3, \dots$

Wskaźniki m, n, p oznaczają liczbę połówek fal odkładających się wzdłuż boków a, b i l .

Częstotliwości rezonansowe obliczamy ze wzoru (7-49):

$$f_{0mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}; \quad (7-49)$$



Rys. 7.13. Struktury wybranych rezonatorów falowodowych. **A)** Rezonator prostopadłościenny – kształt i rozmiary. **B)** Rezonator cylindryczny w rodzaju TE_{011} sprzężony transmisyjnie z falowodami prostokątnymi, przestrajany ruchomym denkiem.

Materiał wypełniający rezonator ma parametry: $\mu = \mu_r \mu_0$; oraz $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$. Wpływają one w istotnym stopniu na wartość częstotliwości rezonansowej, gdyż:

$$\frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}}; \quad \mu = \mu_r\mu_0; \quad \varepsilon = \varepsilon_r\varepsilon_0 \quad (7-50)$$

W idealnym przypadku, gdy nie ma strat w ściankach metalowych i w dielektryku, gdy rezonator jest idealnym prostopadłościanem, pole EM może być wzbudzone tylko dla ciągu dyskretnych wartości f_{0mnp} . W rzeczywistych rezonatorach ze stratami można wzbudzić pole także wokół częstotliwości f_{0mnp} . Im większa dobroć, tym węższe jest pasmo wzbudzenia

Dla rezonatora prostokątnego o bokach oznaczonych zgodnie z warunkiem $b < a < l$, podstawowym rodzajem rezonansowym o najmniejszej częstotliwości jest mod TE_{101} . Rozkład pola EM dla rodzaju TE_{201} jest podobny, gdyż dwukrotnie powtórzony.

W wielu przypadkach istnieje konieczność przestrojenia rezonatora prostokątnego. Można to realizować mechanicznie kilkoma sposobami, przez:

- ✓ zmianę długości l (jedno z denek musi być ruchome),
- ✓ wsuwanie kołka dielektrycznego o dużym ε_r , co powoduje zmniejszenie f_0 ,
- ✓ wsuwanie kołka metalowego i zmianę objętości, wtedy f_0 rośnie.

Rezonator cylindryczny powstaje na bazie falowodu cylindrycznego, zamkniętego dwiema metalowymi ściankami w odległości l . Przykład konstrukcji rezonatora z falowodem cylindrycznym pracującym w modzie TE_{011} pokazano na rys. 7.13B.

Dla struktury cylindrycznej możliwe jest rozwiązanie równań Maxwella dla określonych rozmiarami warunków brzegowych rezonatora. Także w tym przypadku otrzymano dwie rodziny modów rezonansowych, opartych na dwóch rodzinach modów propagowanych w falowodzie prostokątnym:

- ✓ mody TE_{nmp} , charakterystyczną dla nich jest składowa H_z ;
- ✓ mody TM_{nmp} , charakterystyczną dla nich jest składowa E_z .

Rezonator cylindryczny pracujący w modzie TE_{011} , a w ogólności TE_{01n} , znalazł wiele interesujących zastosowań. W szczególności chętnie był stosowany w falomierzach wnikowych, elementach do pomiaru długości fali czy też częstotliwości sygnałów mikrofalowych. Rezonatory pracujące w tym modzie mają dużą dobroć i stosunkowo łatwo je przestrajac ruchomym denkiem, które nie musi stykać się z powierzchnią walca. Szczelina między denkiem a powierzchnią walca nie przeszkadza wzbudzeniu się modu TE_{011} , gdyż nie przecina kierunku przepływu prądów powierzchniowych, natomiast utrudnia wzbudzenie innych modów. Konstrukcję tak zaprojektowanego falomierza pokazano na rys. 7.13B. Powierzchnie wewnętrzne rezonatora są dokładnie polerowane i często złocone, aby poprawić dobroć rezonatora.

Konstruktorzy rezonatorów starają się zwykle uzyskać jak największe wartości dobroci. Dyskusję czynników wpływających na dobroć można przeprowadzić na przykładzie rezonatorów falowodowych.

Kształt rezonatora falowodowego wpływa na wartość dobroci. Można udowodnić, że im większy jest stosunek objętości rezonatora do jego powierzchni, tym większą dobroć

Q_0 można uzyskać. Wypływa z tego wniosek, że największą wartość dobroci rezonatora prostokątnego uzyskamy dla sześciangu, a gdy nie jesteśmy ograniczeni typem falowodu – dla rezonatora kulistego.

Dobrocie rezonatorów falowodowych Q_0 zmieniają się także od modu do modu. Ogólna zasada mówi, że ze wzrostem wskaźników n , m i p rośnie dobroć Q_0 .

Metal, z którego wykonany jest rezonator falowodowy w znacznym stopniu determinuje jego dobroć. Prąd w ściankach metalowych płynie jedynie w cienkiej warstwie przy powierzchni, gdyż występuje efekt naskórkowy, który ogranicza głębokość wnikania δ_s [m]:

$$\delta_{s[m]} = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_r\mu_0\sigma f}}; \quad (7-51)$$

Tutaj $\mu = \mu_r\mu_0$ jest przenikalnością magnetyczną metalu, a σ [S/m] jest przewodnością metalu. W rezultacie rezystancja powierzchniowa R_s rośnie z częstotliwością:

$$R_{s[\Omega/\text{kwadrat}]} = \frac{1}{\sigma\delta_s}; \quad (7-52)$$

Wartość rezystancji powierzchniowej R_s wpływa istotnie na wartość całkowitej dobroci. Jej wpływ reprezentuje Q_{0met} .

$$Q_{0met} \approx \frac{1}{R_s} \approx \frac{\sigma}{\sqrt{f}}; \quad (7-53)$$

Z tego powodu ścianki poleruje się, aby zmniejszyć rozwinięcie powierzchni, pokrywa się dobrze przewodzącymi metalami: złotem, srebrem. Oczywiście rezonatory wykonane z nadprzewodników osiągają największe dobrocie dochodzące do 100 milionów.

Dielektryk wypełniający rezonator ma także wpływ na wartość Q_0 . Straty dielektryka charakteryzuje wartość $\text{tg}\delta$, definiowana dobrze znaną zależnością na przenikalność dielektryka: $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_r\epsilon_0(1 - j\text{tg}\delta)$.

Zależność (7-54) pokazuje, że zarówno straty mocy w ściankach metalowych, jak w samym materiale dielektrycznym powodują zmniejszenie dobroci Q_0 .

$$\frac{1}{Q_{0nmp}} = \frac{1}{Q_{0met}} + \frac{1}{Q_{0diel}} = \frac{1}{Q_{0met}} + \text{tg}\delta; \quad (7-54)$$

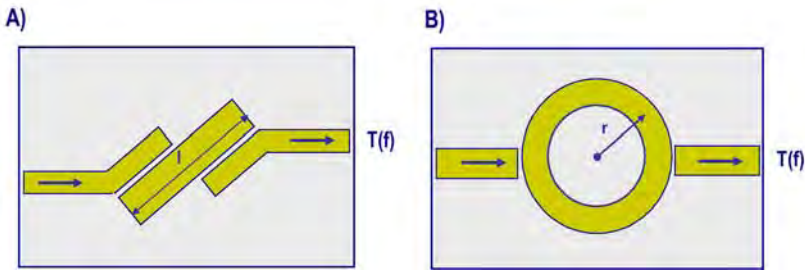
7.6.3. Rezonatory mikropaskowe

Rezonatory można także wykonywać na bazie linii mikropaskowej. Ze względu na konieczność użycia dielektryka linia mikropaskowa ma stosunkowo duże straty. W przypadku rezonatorów i filtrów także straty na promieniowanie zaczynają odgrywać istotną rolę. Dlatego nie należy oczekiwać dużych dobroci tak realizowanych rezonatorów (zwykle $Q_0 < 1000$). Jednakże w wielu przypadkach użycie tego typu przewodnicy jest konieczne.

Najprostszą strukturę tworzy odcinek linii mikropaskowej o długości l , rozarty na obu końcach, który jest rezonatorem półfalowym. Warunek rezonansu zapisze się następująco:

$$l = n \frac{\lambda_f}{2}; \quad n = 1, 2, 3, \dots; \quad (7-55)$$

Na rys. 7.14A pokazano najprostszy przypadek rezonatora półfalowego, sprzężonego z dwiema prowadnicami falowymi. Stopień sprzężenia można regulować, dobierając szerokość szczeliny i długości odcinków równoległych do rezonatora.



Rys. 7.14. Przykłady struktur obwodów rezonansowych, wykonanych na bazie linii mikropaskowej. **A)** Rezonator półfalowy sprzężony transmisyjnie z liniami mikropaskowymi. **B)** Rezonator pierścieniowy sprzężony transmisyjnie z liniami mikropaskowymi.

Rezonator pierścieniowy utworzony jest przez zamknięty odcinek linii mikropaskowej, jak pokazano na rys. 7.14B. Fale propagowane są w obie strony, dlatego czasami struktura taka nazywana jest rezonatorem z falą bieżącą. Warunek rezonansu zapisuje się wzorem:

$$2\pi r = n\lambda_f; \quad n = 1, 2, 3, \dots; \quad (7-56)$$

W tym przypadku rezonator włączony jest transmisyjnie, gdyż jego struktura wraz z dwoma prowadnicami tworzy symetryczny dwuwrotnik.

Rezonator pierścieniowy można także budować, wykorzystując inne typy prowadnic falowych: np. falowód prostokątny.

7.6.4. Rezonatory dielektryczne

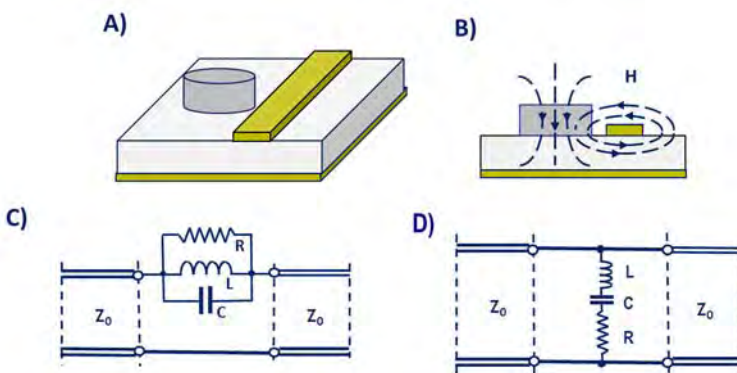
Miniaturyzacja układów mikrofalowych wykonywanych w technologiach planarnych uniemożliwia wykorzystanie rezonatorów falowodowych o dużych dobrociach. Ponieważ rezonatory wykonane na bazie linii mikropaskowej nie osiągają dużych dobroci, to poszukiwano innych rozwiązań. Takim rozwiązaniem stał się rezonator dielektryczny, który jest dyskiem wykonanym z dielektryka o dużej przenikalności elektrycznej ϵ_r , od 30 do 100. Struktura rezonatora jest całkowicie otwarta i nie ma żadnej ścianki metalowej.

Rezonator dielektryczny jest strukturą wielomodową. Podstawowym modem rezonansowym jest $TE_{01\delta}$. Duża różnorodność wyższych modów utrudnia ich kontrolę. Dobrocie własne Q_0 rezonatorów są stosunkowo duże, w granicach od 3000 do 8000.

Rezonator dielektryczny dobrze sprzęga się z linią mikropaskową – rys. 7.15A i B. Pole magnetyczne otaczające pasek wnika do obszaru rezonatora i wzbudza pole elektryczne. Oczywiście wzbudzenie jest możliwe tylko wokół częstotliwości rezonansowej.

Właściwości rezonatora można opisać obwodem zastępczym. Obwód z rezonatorem dielektrycznym jest symetrycznym dwuwrotnikiem, przy czym daleko od rezonansu obecność rezonatora nie ma wpływu na warunki transmisji. W tym przypadku możliwe są dwa warianty obwodu: równoległy obwód zastępczy włączony do linii transmisyjnej szeregowo lub szeregowy obwód rezonansowy włączony równolegle. Oba przypadki pokazano na rys. 7.15C i 7.15D. Należy odnotować, że położenia płaszczyzn odniesienia dla obu przypadków są różne.

W niektórych przypadkach konieczne jest przestrojenie rezonatora dielektrycznego. Stosowane jest wtedy ruchome metalowe denko ograniczające obszar wzbudzenia pola magnetycznego i przez zmianę jego odległości od rezonatora można przestrajać go mechanicznie w granicach 1-3%.



Rys. 7.15. Rezonator dielektryczny. **A)** Rezonator dielektryczny sprzężony z linią mikropaskową. **B)** Pobudzenie pola magnetycznego w rezonatorze dielektrycznym. **C)** Równoległy obwód zastępczy rezonatora włączony szeregowo. **D)** Szeregowy obwód zastępczy rezonatora włączony równolegle.

Wielką zaletą rezonatorów dielektrycznych jest możliwość stabilizacji termicznej ich częstotliwości rezonansowej. Częstotliwość rezonansowa rezonatora, w ogólnym przypadku, jest funkcją jego rozmiarów: średnicy D i wysokości L oraz przenikalności elektrycznej ϵ dielektryka, z którego jest zrobiony – zależność (7-57).

$$f_0 = f_0[L(T), D(t), \epsilon_r(T)]; \quad (7-57)$$

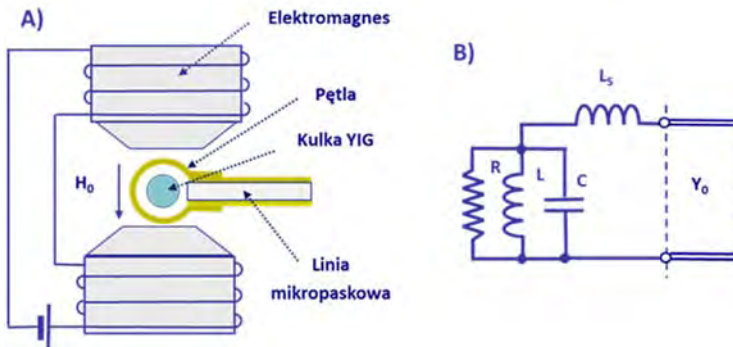
Zwykle wraz z temperaturą rosną liniowo rozmiary rezonatora, a jego częstotliwość rezonansowa maleje, gdyż $f_0 \approx L^{-1}$. Wzrost przenikalności względnej ϵ_r powoduje także maleńie częstotliwości, gdyż $f_0 \approx \epsilon_r^{-1/2}$. Jednakże znane są materiały dielektryczne, wśród których wartość pochodnej $d\epsilon_r/dT$ można dobierać dodatnią „+” lub ujemną „-”.

W rezultacie zmiany przenikalności ϵ_r mogą kompensować zmiany wymiarów rezonatora i częstotliwość rezonansowa rezonatora dielektrycznego może być niezależna od temperatury w pewnym zakresie zmian.

Rezonatory dielektryczne stosowane są m.in. do stabilizacji częstotliwości oscylatorów wykonanych w technologii MMIC oraz w realizacji wieloobwodowych miniaturowych filtrów mikrofalowych.

7.6.5. Rezonatory ferrimagnetyczne

Rezonator ferrimagnetyczny jest miniaturową kulką monokryształu granatu żelazowo-ityrowego (ang. *Yttrium Iron Garnet* – YIG), o średnicy w granicach 0,5-1,5 mm. Kulka ta zamocowana jest na pręciku dielektrycznym i umieszczona w skrzyżowanych polach magnetycznych: stałym H_0 i zmiennym H . Rezonans ma miejsce, gdy częstotliwość pola zmiennego jest równa częstotliwości własnej precesji momentów magnetycznych monokryształu.



Rys. 7.16. Rezonator ferrimagnetyczny YIG. **A)** Rezonator w polu elektromagnesu z pętlą sprzęgającą go z linią mikropaskową. **B)** Obwód zastępczy rezonatora YIG.

Częstotliwość precesji zmienia się przez zmianę natężenia stałego pola magnetycznego, zgodnie z zależnością (7-58).

$$f_0 = \gamma H_0; \quad (7-58)$$

We wzorze stała γ jest współczynnikiem żyromagnetycznym.

Na rys. 7.16A pokazano sposób umieszczenia kulki monokryształu między nabiegunkami elektromagnesu. Kulkę otacza pętla wykonana z cienkiego przewodu metalowego, czasami tasiemki metalowej. Pętla pobudzona jest sygnałem mikrofalowym, gdyż jest zwarcie linii mikropaskowej.

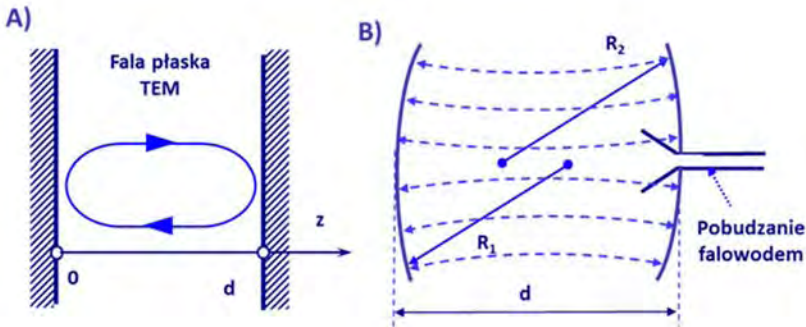
Obwód zastępczy tak umieszczonego rezonatora pokazano na rys. 7.16B. Sam rezonator sprzężony jest odbiciowo, a indukcyjność szeregową L_s reprezentuje indukcyjność pętli.

Dobrocie rezonatorów ferrimagnetycznych Q_0 mieszczą się w granicach 1000-3000. W praktycznych rozwiązaniach sprzęgane są z linią silnie nadkrytycznie i ich dobroć całkowita Q_L jest wtedy istotnie mniejsza, w granicach 200-800.

Unikalną zaletą rezonatorów YIG jest możliwość ich szerokopasmowego przestrajania elektrycznego przez zmianę natężenia H_0 stałego pola magnetycznego, czyli przez zmianę prądu cewki elektromagnesu. Zakres przestrajania f_{max}/f_{min} może dochodzić do 4. Ta właściwość pozwala na konstrukcję szerokopasmowych oscylatorów mikrofalowych.

7.6.6. Rezonatory Fabry'ego–Perota

Na falach milimetrowych i submilimetrowych rezonatory wnękowe tracą dobroć, gdyż jak pamiętamy, $Q_0 \sim f^{-1/2}$. Do pewnych zastosowań można używać rezonatory Fabry'ego–Perota (F-P). Rezonator ten tworzą dwa zwierciadła sferyczne o promieniach R_1 i R_2 – rys. 7.17B. Jedno zwierciadło można zastąpić płaszczyzną metalową.



Rys. 7.17. Rezonatory Fabry'ego–Perota. **A)** Rezonator F-P z płaskimi zwierciadłami. **B)** Rezonator F-P ze zwierciadłami cylindrycznymi, sprzężony z falowodem.

Rezonator na rys. 7.17A utworzony jest przez dwie płaszczyzny metalowe pełniące funkcje zwierciadeł. Między nimi rozchodzi się fala płaska TEM, dla której składowa poprzeczna natężenia pola elektrycznego E_x opisana jest zależnością (7-59).

$$E_x = E_0 \sin \frac{2\pi z}{\lambda}; \quad (7-59)$$

Warunek rezonansu wynika z konieczności spełnienia warunków brzegowych, zapisanych następująco:

$$E_x(z = 0) = E_x(z = d) = 0; \quad (7-60)$$

Warunek ten jest spełniony, jeśli odległość d między płaszczyznami równa jest wielokrotności połowy fali λ . Liczba n połówek fali może w pasmach fal milimetrowych dochodzić do kilkuset. Częstotliwość rezonansową obliczamy ze wzoru (7-61).

$$f_{0n} = \frac{nc}{2d}; \quad (7-61)$$

Fala wzbudzona w objętości między dwiema płaszczyznami będzie wypływać na zewnątrz. Aby zapobiec promieniowaniu, płaszczyzny zastępuje się kulistymi zwierciadłami. Warunek stabilności dla takiego rezonatora jest następujący:

$$0 \leq \left(1 - \frac{d}{R_1}\right) \left(1 - \frac{d}{R_2}\right) \leq 1; \quad (7-62)$$

Zwykle $d/R_1 = d/R_2 \cong 0,6$ lub $\cong 1,4$.

Rezonatory Fabry'ego–Perota mają duże dobrocie, rzędu 100 000 i więcej, ze względu na duży stosunek objętości do powierzchni zwierciadeł metalowych.

7.7. Parametry filtrów

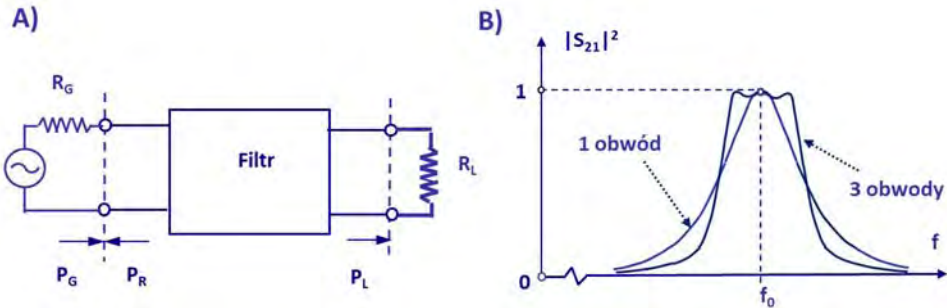
7.7.1. Podstawowe wiadomości

Jednym z ważniejszych problemów przetwarzania sygnałów w procesie nadawania i odbioru jest ich filtrowanie, czyli proces selektywnej transmisji. W procesie tym faworyzowane są sygnały z wybranego pasma częstotliwości. Sygnały te powinny być transmitowane z możliwie najmniejszymi stratami mocy. Wszystkie inne sygnały powinny zostać usunięte, co w praktyce oznacza ich znaczne wytłumienie.

W pierwszych punktach tego rozdziału opisano właściwości obwodów rezonansowych. Zwrócono uwagę na ich selektywne charakterystyki transmisji i odbicia sygnałów. Obwody rezonansowe, a w praktyce rezonatory, są często stosowane w procesach selektywnej transmisji. Ważnym parametrem tych obwodów staje się wtedy ich dobroć.

Okazało się, że charakterystyczny kształt krzywych rezonansowych nie spełnia wymagań obwodowych. Pasma transmisji jest zbyt małe, by zmieścić wszystkie składowe sygnałów silnie zmodulowanych, co pokazano na rys. 7.18B. Zmniejszeniu dobroci towarzyszy poszerzenie pasma, ale wtedy niechciane sygnały nie są należycie tłumione. Poza tym pojawiła się potrzeba transmisji sygnałów stosunkowo małej częstotliwości, począwszy od składowej stałej, przy usunięciu wszystkich składników z wyższych pasm częstotliwości. Przyrządy pełniące taką funkcję nazywamy filtrami dolnoprzepustowymi.

Obwody filtrów tworzone są z kilku par elementów *LC*. Przykłady takich obwodów pokazano dalej, na rys. 7.21. Opracowując zasady projektowania filtrów, postanowiono zrealizować dwa zasadnicze cele. Pasma pracy filtru może być określone według potrzeb, a charakterystyka transmisji może mieć odpowiednio strome zbocza, jeśli to konieczne. Teoria projektowania filtrów umożliwia realizację obu celów.



Rys. 7.18. Filtr w obwodzie elektrycznym. **A)** Filtr opisany macierzą rozproszenia $[S]$ między generatorem a obciążeniem. **B)** Porównanie charakterystyk transmisji filtra jednoobwodowego i trójobwodowego.

Filtr włączony jest zwykle między generatorem a obciążeniem w sposób pokazany na rys. 7.18A. Zgodnie z oznaczeniami P_G jest mocą dysponowaną źródła, P_L jest mocą absorbowaną przez obciążenie, P_R jest mocą powracającą do źródła, P_A jest mocą pochłoniętą przez filtr i obciążenie. Dla filtra zbudowanego z elementów bezstratnych $P_L = P_A$, a zależności mocy można zapisać prostym równaniem:

$$P_G = P_R + P_L; \quad (7-63)$$

Właściwości filtra jako bezstratnego dwuwrotnika opisuje macierz rozproszenia $[S]$. Transmisja mocy T filtra umieszczonego między generatorem i obciążeniem, związana jest z jego transmitancją S_{21} zależnością (7-64):

$$T = |S_{21}|^2 = \frac{P_L}{P_G}; \quad (7-64)$$

Rozważania teoretyczne doprowadziły do konkluzji, że zwiększenie liczby elementów L i C w obwodzie przy zachowaniu ich bezstratności komplikuje wprawdzie wyrażenie na transmitancję S_{21} , ale zachowana zostaje ogólna forma przedstawionej niżej zależności (7-65). Analiza wykazała, że można wprowadzić znormalizowaną pulsację Ω . Przyjęto, że $\Omega = 1$ dla częstotliwości, przy której transmitancja przyjmuje charakterystyczną wartość. $N(j\Omega)$ i $D(j\Omega)$ są w tej zależności wielomianami zmiennej $j\Omega$.

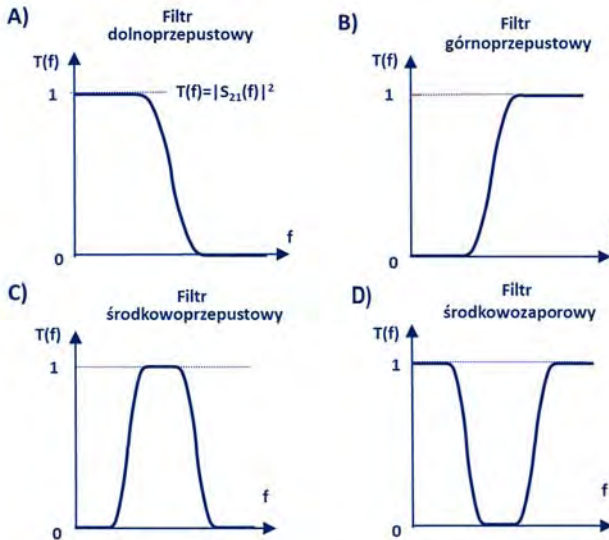
$$S_{21}(j\Omega) = \frac{N(j\Omega)}{D(j\Omega)}; \quad (7-65)$$

W wielu przypadkach właściwości filtra przedstawiane są w postaci charakterystyki strat wtrąconych przez filtr $L_{A[\text{dB}]}(\Omega)$, definiowanych zgodnie z zależnością (7-66).

$$L_{A[\text{dB}]}(\Omega) = 10 \log \left(\frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \right); \quad (7-66)$$

7.7.2. Charakterystyki filtrów

Jak wspomniano wyżej, filtry pasywne (istnieją też filtry aktywne) są dwuwrotnikami zawierającymi elementy skupione (indukcyjności, pojemności) oraz odcinki przewodnic falowych o dobranej topologii, skonstruowane tak, aby przepuszczają – możliwie bez tłumienia – sygnały w wybranym paśmie częstotliwości, a tłumić silnie sygnały poza tym pasmem.



Rys. 7.19. Podstawowe charakterystyki filtrów. **A)** Filtr dolnoprzepustowy. **B)** Filtr górnoprzepustowy. **C)** Filtr środkowoprzepustowy. **D)** Filtr środkowozaporowy.

Filtry dzielimy ze względu na pełnioną w obwodzie funkcję na następujące grupy:

- ✓ dolnoprzepustowe,
- ✓ górnoprzepustowe,
- ✓ środkowoprzepustowe,
- ✓ środkowozaporowe.

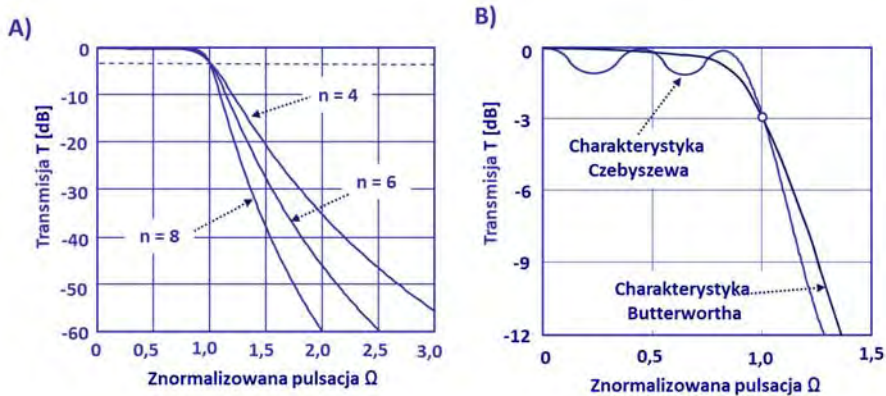
Pokazane na rys. 7.19 charakterystyki podstawowych rodzajów filtrów wyjaśniają ich nazwy.

Badania wykazały, że istnieje wiele rozwiązań struktury elementów LC tworzących filtry, umożliwiającą uzyskanie odpowiedniej charakterystyki tłumienia. Poznamy bliżej tylko dwie, najpopularniejsze z nich. Jedną z grup są filtry Butterwortha, zwane także filtrami o charakterystyce maksymalnie płaskiej. Transmisja mocy T opisana jest dla tej grupy zależnością (7-67),

$$T = |S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}; \quad (7-67)$$

We wzorze n jest liczbą elementów L i C wykorzystanych w filtrze. Cechą charakterystyczną tej rodziny filtrów jest to, że dla $\Omega = 0$, $(2n-1)$ pochodnych jest równe zero.

Ważnym parametrem filtru jest „stromość” jego charakterystyki w obszarze przejścia z pasma o małym tłumieniu do pasma o tłumieniu dużym. Zgodnie z teorią „stromość” charakterystyki rośnie z liczbą elementów, co potwierdza rys. 7.20A. Pokazano na nim dla filtrów dolnoprzepustowych Butterwortha charakterystyki transmisji $T_{[\text{dB}]}(\Omega)$ w decybelach, w skali logarytmicznej. Pozwala to ocenić nachylenie „zbocza” tej charakterystyki i jego zależność od liczby elementów filtru.



Rys. 7.20. Charakterystyki współczynnika transmisji $T(\Omega)$ dla głównych grup filtrów dolnoprzepustowych. **A)** Charakterystyki $T(\Omega)$ filtru Butterwortha dolnoprzepustowego dla różnej liczby elementów. **B)** Porównanie charakterystyk $T(\Omega)$ filtrów Butterwortha oraz Czebyszewa w paśmie przepustowym.

Kolejną ważną grupą są filtry o charakterystyce Czebyszewa, opisane wielomianami $T_n(\Omega)$, nazywanymi wielomianami Czebyszewa. Współczynnik transmisji $T(\Omega)$ opisuje zależność (7-68).

$$T = |S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)}; \quad (7-68)$$

Wielomian $T_n(\Omega)$ charakteryzuje się tym, że dla zakresu pulsacji $\Omega \leq 1$ jego wartość mieści się w granicach $-1 < T_n(\Omega) < 1$, natomiast poza tym zakresem, dla $\Omega > 1$ wartość $T_n(\Omega)$ rośnie monotonicznie. W zakresie pulsacji $\Omega \leq 1$ wartość funkcji $T_n(\Omega)$ „faluje”, a amplituda $L_{A[\text{dB}]}$ zafalowań może być kontrolowana. Miarą tych zafalowań jest współczynnik ε , opisany zależnością (7-69).

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{A[\text{dB}]}}{10}} - 1}; \quad (7-69)$$

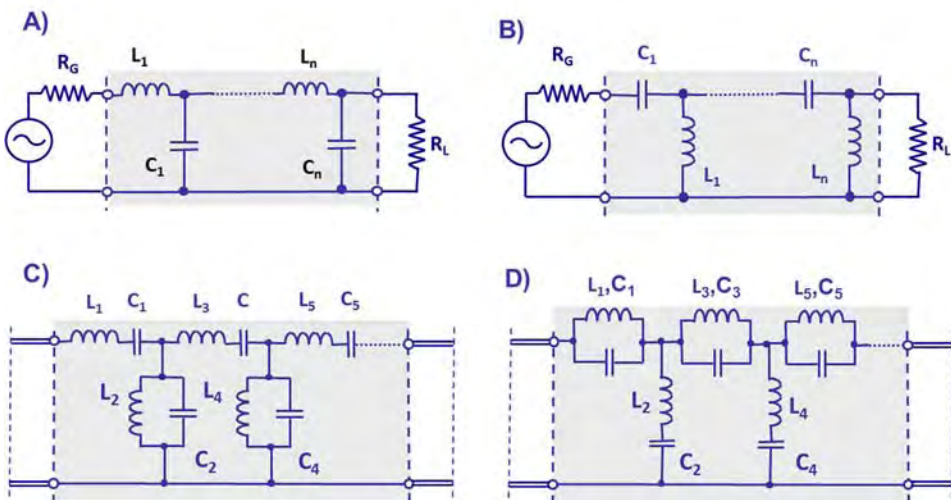
Porównanie przebiegów $T(\Omega)$ dla filtrów z charakterystykami maksymalnie płaskimi i Czebyszewa pokazano na rys. 7.30B. W wielu praktycznych przypadkach niewielkie zafalowania wartości współczynnika transmisji w paśmie przepustowym są dopuszczalne.

Wśród innych grup można wymienić filtry o charakterystyce eliptycznej i filtry o charakterystyce Gaussa. Zainteresowany Czytelnik znajdzie w tym obszarze wiele ciekawych opracowań.

7.7.3. Podstawowe struktury filtrów

Podstawową strukturę filtru dolnoprzepustowego pokazuje rys. 7.21A. Pierwszym krokiem obliczeń w procesie projektowania jest obliczenie wartości elementów $L_1, C_1, \dots, L_n, C_n$ tak zwanego filtru prototypu. Obliczenia wykonuje się dla zmiennych normalizowanych, dla pasma częstotliwości $\Omega = 1$, przyjmując $R_G = R_L = 1$. Rzeczywiste wartości L i C otrzymuje się po właściwym przeskalowaniu, dla rzeczywistego pasma częstotliwości i odpowiednich wartości impedancji Z_0 przewodnic falowych.

Znając elementy dolnoprzepustowego filtru prototypu, można obliczyć elementy każdego innego filtru dla określonego pasma pracy. Na rys. 7.21 pokazano struktury obwodów wszystkich czterech rodzajów filtrów.



Rys. 7.21. Podstawowe struktury filtrów. **A)** Filtr dolnoprzepustowy. **B)** Filtr górnoprzepustowy. **C)** Filtr środkowoprzepustowy. **D)** Filtr środkowozaporowy.

Łatwo dostrzec, że struktura filtru tworzy przemiennej łańcuch elementów włączonych szeregowo z elementami włączonymi równolegle. W filtrze dolnoprzepustowym elementami włączonymi szeregowo są indukcyjności L . W filtrze górnoprzepustowym zastępują je pojemności C , w filtrze środkowoprzepustowym szeregowo obwody rezonansowe, a w środkowozaporowym równoległe obwody rezonansowe. Idąc dalej, drabinka pojemności

w filtrze dolnoprzepustowym zostaje zastąpiona drabinką indukcyjności w filtrze górnoprzepustowym, drabinką równoległych obwodów rezonansowych w filtrze środkowoprzepustowym i drabinką szeregowych obwodów rezonansowych w filtrach środkowozaporowych. Odpowiednia zamiana elementów L i C czyni z filtru dolnoprzepustowego filtr górnoprzepustowy, a użycie obwodów rezonansowych pozwala na konstrukcje filtrów środkowoprzepustowych i środkowozaporowych.

Podsumowując można stwierdzić, że znajomość elementów filtru prototypu pozwala nie tylko obliczyć elementy rzeczywistego obwodu po przeskalowaniu, ale obliczyć także elementy trzech pozostałych rodzajów filtrów. Wartości elementów LC otrzymuje się z odpowiednich wzorów i po przeskalowaniu.

7.8. Przykłady realizacji filtrów

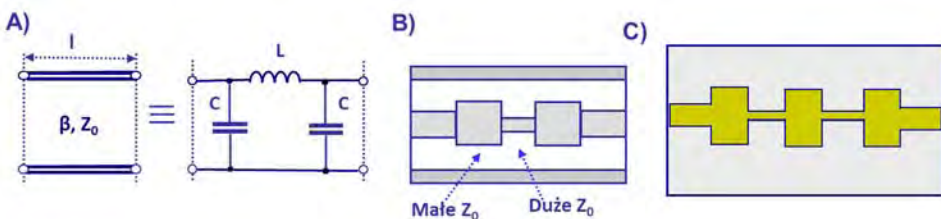
7.8.1. Linia o skokowo zmiennej impedancji

Realizacja w pasmach mikrofalowych elementów o stałych skupionych indukcyjności L i pojemności C napotyka na poważne trudności. Obwody zastępcze kondensatorów i cewek komplikują się; właściwości wykonanych obwodów istotnie różnią się od zaprojektowanych. Wykorzystując właściwości linii długiej można z jej odcinków utworzyć elementy indukcyjne i pojemnościowe, które będą wykorzystane w strukturach filtrów.

Na rys. 7.22A przedstawiono odcinek linii długiej, może to być linia współosiowa bądź mikropaskowa, oraz obwód typu π jako zastępczy tego odcinka linii o długości l . Indukcyjność L i pojemność C tego obwodu można zapisać zależnościami (7-70), przy zachowaniu warunku $l \ll \lambda$.

$$X \cong \omega L = \beta l Z_0 = \omega \frac{Z_0 l}{v_f}; \quad (7-70)$$

$$B \cong \omega C = \beta l Y_0 = \omega \frac{l}{Z_0 v_f};$$

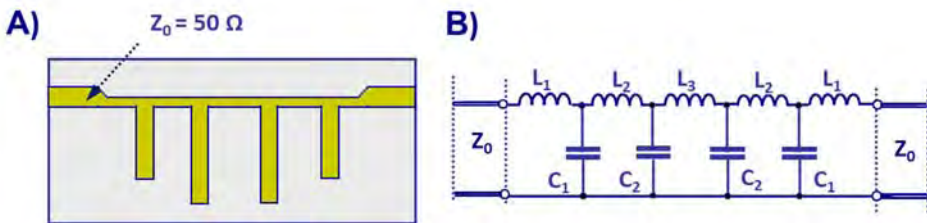


Rys. 7.22. Przykłady realizacji filtrów dolnoprzepustowych z użyciem linii o skokowo zmiennej impedancji. **A)** Obwód zastępczy typu π odcinka linii o długości elektrycznej βl . **B)** Filtr dolnoprzepustowy wykorzystujący linię współosiową. **C)** Filtr dolnoprzepustowy wykorzystujący linię mikropaskową.

Obwód zastępczy wskazuje, że łańcuch odcinków linii długiej tworzy naturalną strukturę obwodu filtra dolnoprzepustowego. Wartości elementów L i C można regulować przez dobór wartości impedancji charakterystycznej Z_0 (średnica przewodu wewnętrznego, szerokość paska) i przez dobór długości tych odcinków. Odcinek ma charakter albo indukcyjny (duże Z_0), albo pojemnościowy (małe Z_0). Na rys. 7.22B pokazano strukturę filtra dolnoprzepustowego wykonanego na bazie linii współosiowej, a na rys. 7.22C – na bazie linii mikropaskowej.

7.8.2. Linia okresowo obciążona

Innym sposobem wykonania filtra dolnoprzepustowego jest realizacja struktury pokazanej na rys. 7.23A. Do linii mikropaskowej jednorodnej o dużym Z_0 dołączone są równoległe krótkie odcinki rozwarte na końcu.



Rys. 7.23. Filtr dolnoprzepustowy z linią okresowo obciążoną. **A)** Struktura filtra z odcinkami linii rozwartej realizującymi pojemności. **B)** Obwód zastępczy filtra.

W pokazanym na rys. 7.23B obwodzie zastępczym każdy odcinek reprezentowany jest przez susceptancję wyrażoną wzorem (7-71):

$$B = Y_0 \operatorname{tg}(\beta l) \cong Y_0 \beta l; \quad (7-71)$$

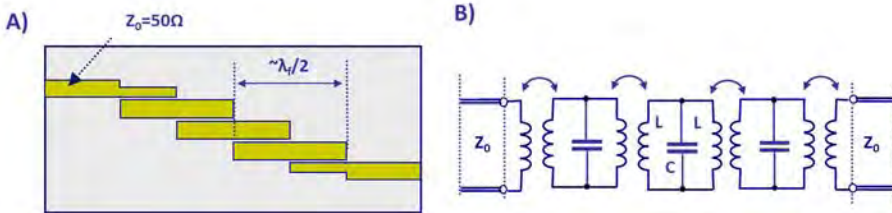
Odcinki toru głównego tworzą indukcyjności i dodatkowe małe pojemności, zwiększone o pojemności odcinków rozwartych.

Odcinki linii rozwartej na końcu mogą w pewnych zakresach częstotliwości realizować obwody rezonansowe włączone równoległe. Stwarza to możliwość konstrukcji filtra środkowozaporowego.

7.8.3. Łańcuch sprzężonych rezonatorów

Filtr środkowoprzepustowy (inaczej pasmowoprzepustowy) można zrealizować jako łańcuch sprzężonych rezonatorów. Przykład takiej konstrukcji pokazano na rys. 7.24A. Filtr zrealizowany został na linii mikropaskowej. Półfalowe, obustronnie rozwarte odcinki linii pełnią rolę rezonatorów. Łańcuch rezonatorów jest wzajemnie sprzężony przez zbliżenie pasków, regulacja sprzężenia jest możliwa zmianą szerokości szczeliny między nimi.

Na rys. 7.24B pokazano obwód zastępczy filtra pasmowoprzepustowego. Model matematyczny filtra jest inny, niż opisany wyżej. Obwód zastępczy filtra jest łańcuchem równoległych obwodów rezonansowych wzajemnie sprzężonych. Obwody nie są identyczne, mają nieco różne częstotliwości rezonansowe i są różnie sprzężone z obwodami sąsiednimi.



Rys. 7.24. Filtry pasmowoprzepustowe z łańcuchem sprzężonych rezonatorów. **A)** Filtr pasmowoprzepustowy na linii mikropaskowej. **B)** Obwód zastępczy filtra dolnoprzepustowego.

W obwodzie zastępczym nie uwzględniono strat własnych linii mikropaskowej i strat na promieniowanie. Pomiarów wykonanych konstrukcji filtrów wykazują obecność niewielkich strat w paśmie przepustowym, zwykle w granicach 1-3 dB.

Filtry środkowoprzepustowe realizowane są także w postaci łańcucha sprzężonych rezonatorów falowodowych. Rezonatory i filtry falowodowe wykazują istotnie mniejszy poziom strat, co umożliwia uzyskanie większych dobroci rezonatorów i większych stromości zboczy charakterystyk filtrów.

7.9. Podsumowanie

Obwody rezonansowe, rezonatory oraz filtry mikrofalowe odgrywają bardzo ważną rolę w układach przetwarzania i transmisji sygnałów. Charakterystyki obwodów rezonansowych, a najogólniej rezonatorów są selektywne, szybko zmieniają się wokół częstotliwości rezonansowej. Filtry są także strukturami rezonansowymi, ale bardziej złożonymi. Kształt ich charakterystyk można w pewnym stopniu komponować, dopasowywać do potrzeb.

Przy opisie rezonatorów i filtrów korzystano z pomocy obwodów zastępczych. Teoria filtrów została pięknie zbudowana i umożliwia syntezę filtrów, to znaczy takie ich projektowanie, aby spełniały określone wymagania. Niestety, zawarta w tym rozdziale wiedza o filtrach jest bardzo niewielka i stanowi minimum tego, co powinniśmy o nich wiedzieć. Zainteresowanym Czytelnikom można zaproponować obfitą i ogólnie dostępną literaturę przedmiotu.