

Rozdział 4

Wykres Smitha i dopasowanie impedancji

4.1. Wprowadzenie

Rozdział 4 poświęcony jest bardzo ważnemu zagadnieniu techniki mikrofalowej: dopasowaniu impedancji. Ogólniej mówiąc, jeśli umieszczony na końcu linii długiej o impedancji charakterystycznej Z_0 odbiornik przesyłanego sygnału nie absorbuje całej mocy tego sygnału i część tej mocy odbija, oznacza to, że reprezentująca jego właściwości impedancja wejściowa Z_L jest różna od Z_0 . Aby zaabsorbować tę moc w całości, należy skonstruować specjalny obwód dopasowujący, który będzie pośredniczył między linią a odbiornikiem.

Prezentując rozmaite techniki konstruowania obwodów dopasowujących, wykorzystano wykres Smitha. Wykres ten ułatwia zrozumienie procesu transformacji impedancji wzdłuż prowadnicy falowej i wyposażony w odpowiednie oprogramowanie ułatwia obliczenia. Czytelnik powinien oswoić się ze sposobami jego wykorzystania i „poruszania się” po nim różnymi drogami.

4.2. Wykres Smitha

4.2.1. Normalizacja impedancji

W matematycznym opisie efektów propagowania fal w prowadnicach falowych, których długość jest porównywalna lub większa od długości fali, dwa równania są szczególnie ważne:

- ✓ równanie transformacji współczynnika odbicia,
- ✓ równanie transformacji impedancji.

Równanie transformacji impedancji zawiera tangensy i dawno temu, gdy komputery nie były powszechnie stosowane, rozwiązanie równania z tangensami przysparzało nieco problemów. Opracowano wtedy konstrukcję wykresu Smitha i sposoby jego wykorzystania. Przedstawimy je w tym rozdziale i nauczymy się nimi posługiwać. Współczesne komputery z łatwością obliczają zadania z transformacją impedancji. Jednakże wykres Smitha jest dobrym narzędziem graficznych ilustracji rozmaitych operacji, w tym projektowania obwodów dopasowujących.

W wielu popularnych rozwiązaniach problemów transformacji wykorzystane są pojęcia impedancji i admitancji znormalizowanych. Normalizacja impedancji, czy też admitancji, odbywa się w stosunku do impedancji charakterystycznej prowadnicy falowej Z_0 w sposób pokazany zależnościami (4-1).

$$\begin{aligned} z_L &= \frac{Z_L}{Z_0} = r_L + jx_L; \\ y_L &= \frac{Y_L}{Y_0} = g_L + jb_L; \end{aligned} \quad (4-1)$$

Impedancje / admitancje znormalizowane z_L i y_L (używana jest także nazwa: zredukowane) są wielkościami bezwymiarowymi. Używając wprowadzonych wyżej wielkości, można teraz współczynnik odbicia Γ_L zapisać następującą zależnością:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{z_L - 1}{z_L + 1}; \quad (4-2)$$

Przekształcając powyższe wyrażenie, otrzymuje się zależności na impedancję zredukowaną $z(l)$ widzianą w miejscu odległym o l od końca linii długiej:

$$z(l) = \frac{1 + \Gamma(l)}{1 - \Gamma(l)}; \quad (4-3)$$

oraz na admitancję $y(l)$:

$$y(l) = \frac{1 - \Gamma(l)}{1 + \Gamma(l)}; \quad (4-4)$$

Wykorzystując pojęcie normalizowanej impedancji, można równanie transformacji impedancji zapisać następująco:

$$z(l) = \frac{z_L + jt\text{tg}\beta l}{1 + jz_L\text{tg}\beta l}; \quad (4-5)$$

W kolejnych punktach tego rozdziału będziemy korzystali z wykresu Smitha, w którym impedancja charakterystyczna linii długiej będzie wynosiła $Z_0 = 50 \Omega$.

4.2.2. Odwzorowanie homograficzne

Zrozumienie natury wykresu Smitha będzie łatwiejsze po zapoznaniu się z własnościami odwzorowania homograficznego.

Funkcja homograficzna wiążąca ze sobą dwie zmienne zespolone w i z zapisuje się następująco:

$$w = \frac{az + b}{cz + d}; \quad z \neq -\frac{d}{c}; \quad (4-6)$$

przy czym a , b , c i d są stałymi zespolonymi.

Odwzorowaniem homograficznym nazywamy przyporządkowanie punktom na płaszczyźnie zespolonej z punktów na płaszczyźnie zespolonej w , opisane funkcją homograficzną.

Podstawowe własności odwzorowania homograficznego można zapisać następująco:

- ✓ odwzorowanie homograficzne $w(z)$ jest wzajemnie jednoznaczne,

- ✓ okrąg na płaszczyźnie Z transformuje się na okrąg na płaszczyźnie Γ (prosta jest szczególnym przypadkiem okręgu),
- ✓ zachowana zostaje ortogonalność okręgów.

Zależności wiążące ze sobą impedancje Z_L i współczynnik odbicia Γ_L :

$$Z(l) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(l)}{1 - \Gamma(l)};$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}; \quad (4-7)$$

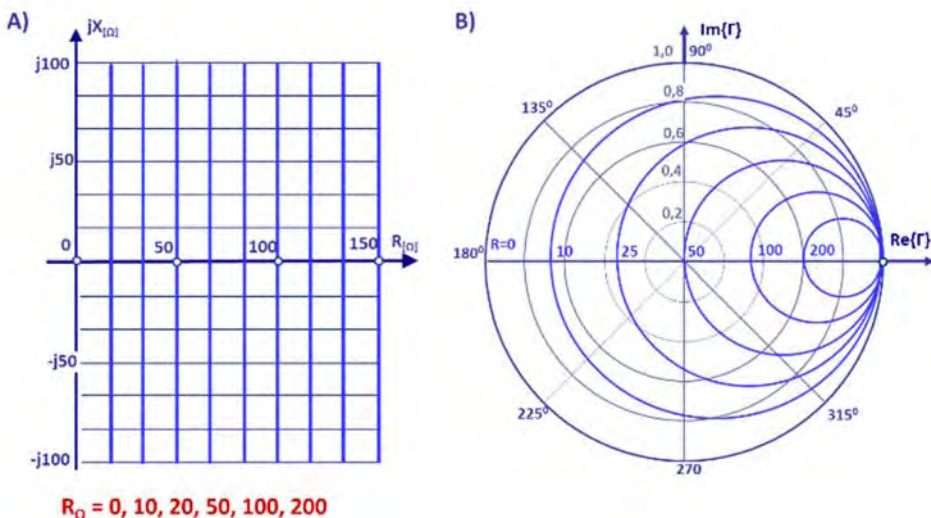
to typowe funkcje homograficzne.

4.2.3. Konstrukcja wykresu Smitha

Wykres Smitha powstaje przez przetransformowanie siatki prostych $R = \text{const.}$ i $X = \text{const.}$ z płaszczyzny impedancji Z na płaszczyznę współczynnika odbicia Γ , zgodnie z zależnością:

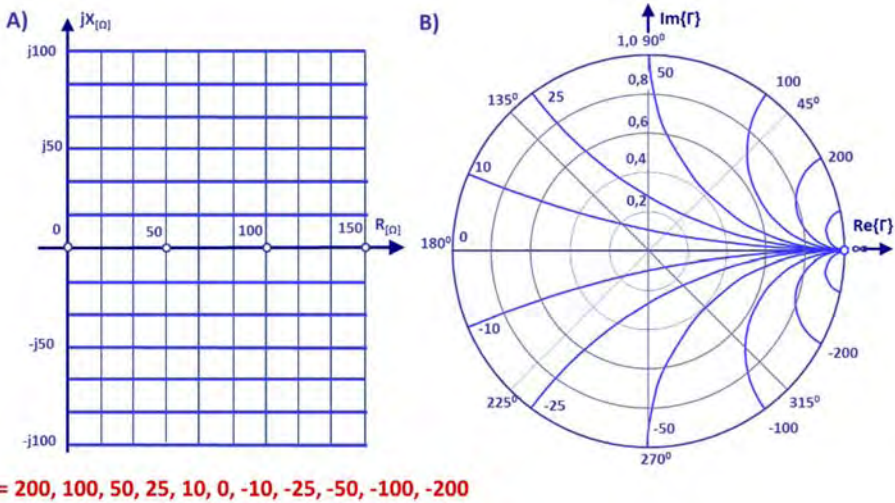
$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{R + jX - Z_0}{R + jX + Z_0}; \quad (4-8)$$

Prosta $R = \text{const.}$ na płaszczyźnie Z transformuje się na płaszczyznę Γ jako okrąg o promieniu $Z_0/(R + Z_0)$ i środku w $\Gamma = R/(R + Z_0) + j0$. Rodzina prostych $R = \text{const.}$ z prawej półpłaszczyzny $R > 0$ – rys. 4.1A – tworzy po transformacji na płaszczyznę Γ rodzinę okręgów pokazaną na rys. 4.1B. Wszystkie te okręgi, łącznie z okręgiem $R = 0$, „zawieszono” są na płaszczyźnie Γ w punkcie $\Gamma = 1 + j0$. Jest to punkt odpowiadający warunkom „rozwarcia”.



Rys. 4.1. Ilustracja konstrukcji wykresu Smitha. **A)** Rodzina prostych $R = \text{const.}$ na płaszczyźnie impedancji Z . **B)** Rodzina okręgów $R = \text{const.}$ po przetransformowaniu na płaszczyznę współczynnika odbicia Γ .

Prosta $X = \text{const.}$ transformuje się na okrąg o promieniu $1/|X/Z_0|$ i środku leżącym w punkcie o współrzędnych $\Gamma = 1 + jZ_0/X$, jak pokazano na rys. 4.2.

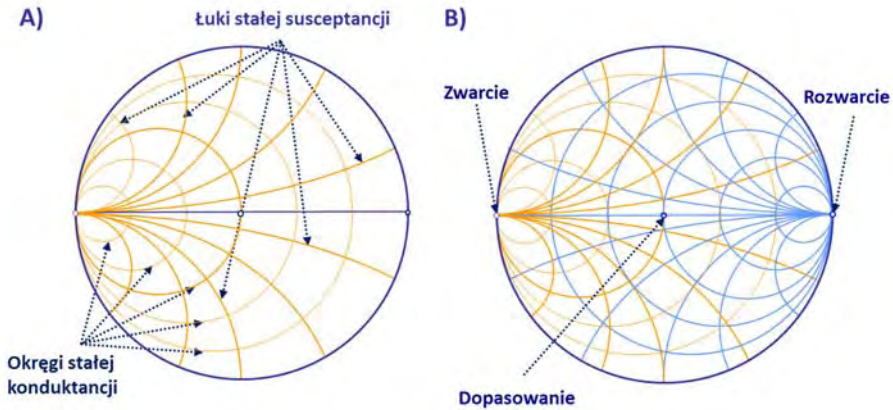


Rys. 4.2. Ilustracja konstrukcji wykresu Smitha. **A)** Rodzina prostych $X = \text{const.}$ na płaszczyźnie impedancji Z . **B)** Pęk łuków $X = \text{const.}$ po przetransformowaniu na płaszczyznę współczynnika Γ .

Rodzina półprostych $X = \text{const.}$ z prawej półpłaszczyzny $R > 0$ tworzy po transformacji na płaszczyznę Γ rodzinę łuków pokazaną na rys. 4.2B. Wszystkie te łuki i okręgi, łącznie ze średnicą $X = 0$, są „zawieszone” na płaszczyźnie Γ w punkcie $\Gamma = 1 + j0$. Jest to punkt odpowiadający warunkom „rozwarcia”.

Obie rodziny okręgów są – zgodnie z regułami transformacji homograficznej – względem siebie ortogonalne. Jeżeli transformację ograniczyć do prawej półpłaszczyzny $R \geq 0$, to wszystkie punkty tej półpłaszczyzny transformują się do wnętrza okręgu $|\Gamma| = 1$. Przetransformowana siatka współrzędnych prostokątnych tworzy opisywany wykres Smitha, pokazany na rys. 4.3B.

Można też przetransformować z płaszczyzny admitancji Y rodziny prostych $G = \text{const.}$ i $B = \text{const.}$ na odpowiednie okręgi na płaszczyźnie Γ . Otrzymuje się identyczną siatkę współrzędnych jak w przypadku impedancji, ale obróconą o 180° . Tworzą ją okręgi stałej konduktancji oraz łuki stałej susceptancji. Pokazano je na rys. 4.3A. Okręgi i łuki przechodzą przez punkt $\Gamma = -1 + j0$. Jest to punkt „zwarcia”.



Rys. 4.3. Kolejne ilustracje do wykresu Smitha. **A)** Linie stałej konduktancji G i stałej susceptancji B po przetransformowaniu na płaszczyznę współczynnika odbicia. **B)** Siatka współrzędnych impedancyjnych i admitancyjnych na wykresie Smitha.

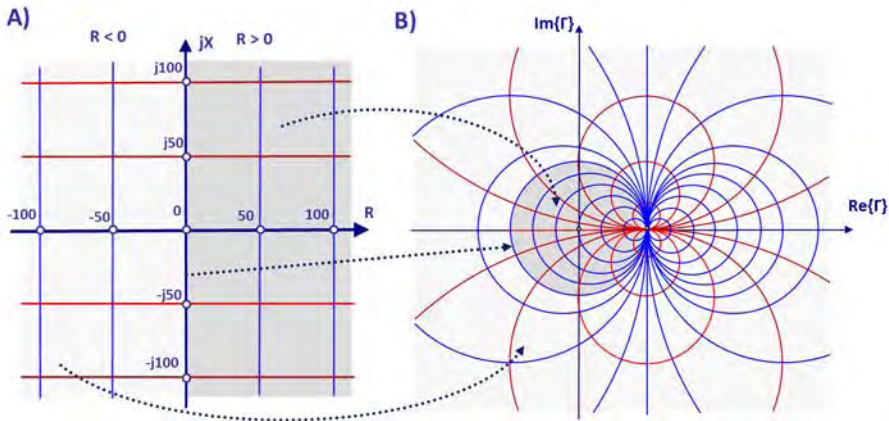
Wykres Smitha przedstawiany jest najczęściej w formie pokazanej na rys. 4.3B. Współrzędne współczynnika odbicia są ukryte, widoczna pozostaje jedynie siatka współrzędnych impedancyjnych. Pamiętajmy jednakże, że okręgi i łuki wykresu Smitha narysowano na płaszczyźnie współczynnika odbicia i punkt $\Gamma = 0$ ulokowany jest w środku okręgu zewnętrznego $R = 0$ ($|\Gamma| = 1$), gdzie $R = 50 \Omega$ i $X = 0$.

4.2.4. Wykres Smitha dla obciążeń aktywnych

Właściwości wielu obwodów elektrycznych można opisać impedancją $Z = R + bjX$. W przypadku obwodów absorbujących moc sygnału elektrycznego rezystancja $R > 0$. Obwody tego typu nazywamy pasywnymi. W przypadku obwodów bezstratnych $R = 0$, impedancja Z przyjmuje wartości urojone. W podanych przypadkach impedancje znajdują się w prawej półpłaszczyźnie Z – rys. 4.4A. Punkty prawej półpłaszczyzny Z transformują się do wnętrza okręgu o promieniu 1, w sposób opisany wyżej.

Analizując procesy generacji (warunki generacji zostaną szerzej opisane w rozdziale 7), spotkamy obwody, których działanie można opisać impedancją $Z = R + jX$, ale rezystancja $R < 0$ musi mieć znak ujemny. Obwody tego typu nie absorbują mocy sygnału elektrycznego, ale dostarczają moc do obwodów względem nich zewnętrznych. Nazywamy je obwodami aktywnymi. Niektóre elementy aktywne, takie jak tranzystory, czy też diody generacyjne umieszczone jako obciążenie przewodnicy mogą – w pewnych warunkach polaryzacji – zachowywać się jak wzmacniacz odbiciowy. Jeśli obwód tego typu umieścić na końcu linii długiej, to jego współczynnik odbicia $|\Gamma| > 1$.

Impedancje obwodów aktywnych z ujemnymi rezystancjami leżą w lewej półpłaszczyźnie na rys. 4.4A.



Rys. 4.4. Siatka współrzędnych impedancyjnych przetransformowana na płaszczyznę współczynnika odbicia. **A)** Płaszczyzna impedancji $Z = R + jX$ dla obciążeń pasywnych $R > 0$ i aktywnych $R < 0$. **B)** Okręgi $R = \text{const.}$ i $X = \text{const.}$ po przetransformowaniu na płaszczyznę współczynnika odbicia Γ .

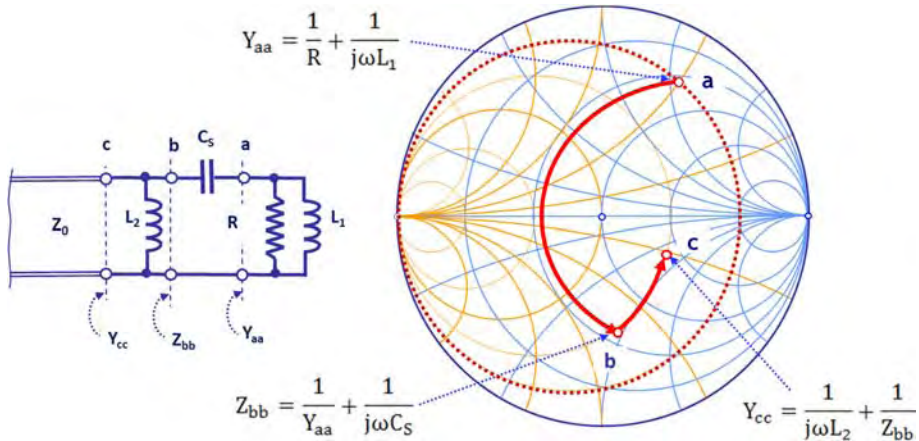
Wykres na rys. 4.4B nazywany jest poszerzonym wykresem Smitha. Pokazano tam, jak punkty z prawej i lewej półpłaszczyzny impedancji Z transformują się na płaszczyznę współczynnika odbicia Γ . Proste $R = \text{const.}$ na płaszczyźnie impedancji tworzą na płaszczyźnie Γ pęk okręgów zaznaczonych kolorem niebieskim. Proste $X = \text{const.}$ tworzą po transformacji pęk okręgów oznaczonych kolorem czerwonym. Punkty z prawej półpłaszczyzny transformują się na wewnątrz okręgu $|\Gamma| = 1$. Punkty z lewej półpłaszczyzny transformują się na zewnątrz tego okręgu. Punkty prostej $R = 0$ na płaszczyźnie Γ tworzą okrąg $|\Gamma| = 1$.

4.2.5. Praca na wykresie Smitha

Wykres Smitha pomaga przedstawić i zrozumieć zasady działania wielu przyrządów i obwodów mikrofalowych. Można tu wymienić obwody dopasowania, rezonansowe, filtry, obwody przestrajania oscylatorów i cały szereg innych. W tym punkcie pokażemy najprostsze z działań, w których korzystamy z tego wykresu.

Na rys. 4.5 pokazano sposób wyznaczenia impedancji wejściowej prostego obwodu elektrycznego złożonego z czterech elementów L_1 , R , C_S i L_2 . Pierwszym krokiem jest znalezienie punktu na wykresie Smitha odpowiadającego admitancji Y_{aa} , reprezentującej równolegle połączone rezystancję R i indukcyjność L_1 . Admitancja ta opisana jest zależnością (4-9). Posługując się siatką współrzędnych admitancyjnych, znajdujemy, że wartości Y_{aa} przyporządkowany jest punkt przecięcia okręgu stałej konduktancji $G = 1/R$ z łukiem susceptancji $-1/\omega L_1$ – punkt „a” na rys. 4.5.

$$Y_{aa} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_1}; \quad (4-9)$$



Rys. 4.5. Ilustracja operacji znajdowania na wykresie Smitha impedancji obwodów złożonych z wielu elementów.

Aby znaleźć impedancję Z_{bb} należy teraz dodać do Z_{aa} reaktancję pojemności C_S , zgodnie z zależnością (4-10). Na wykresie Smitha z rys. 4.5 dodanie tej reaktancji oznacza przesunięcie z punktu „a” do punktu „b” po okręgu stałej rezystancji.

$$Z_{bb} = Z_{aa} + \frac{1}{j\omega C_S} = \frac{1}{Y_{aa}} + \frac{1}{j\omega C_S}; \quad (4-10)$$

Ostatnim krokiem operacji jest dodanie susceptancji wnoszonej przez indukcyjność L_2 .

$$Y_{cc} = \frac{1}{j\omega L_2} + \frac{1}{Z_{bb}}; \quad (4-11)$$

Admitancja Y_{cc} całego obwodu opisana jest zależnością (4-11). Na wykresie Smitha przesunięcie z punktu „b” do punktu „c” odbywa się po okręgu stałej konduktancji. Wartości składowych impedancji $Z_{cc} = 1/Y_{cc}$ odczytujemy z siatki współrzędnych impedancyjnych.

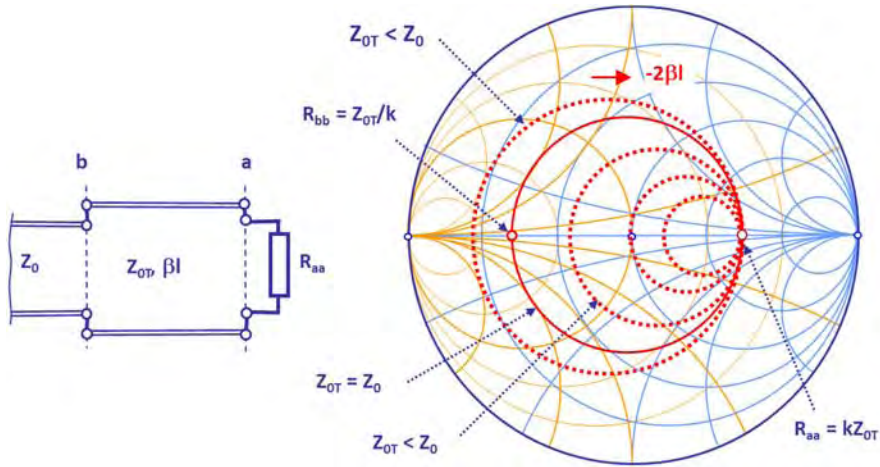
4.2.6. Transformacja impedancji na wykresie Smitha

Na rys. 4.6 pokazano wykres Smitha z ilustracją operacji transformacji impedancji wzdłuż jednorodnej przewodnicy falowej. Pamiętajmy, że siatka współrzędnych impedancyjnych i admitancyjnych umieszczona jest na płaszczyźnie współczynnika odbicia.

W rozdziale 2 opisano sposób transformacji współczynnika odbicia, zapisany równaniem (2-26). W miarę odsuwania się od obciążenia linii wskaz współczynnika odbicia $\Gamma(l)$ wiruje w prawo, w kierunku „do generatora”, zgodnie ze wskazówkami zegara. W przypadku linii bezstratnej $|\Gamma(l)| = \text{const.}$, wskaz nie zmienia swojej długości. Oznaczając przez $\beta l = \theta$, równanie (2-26) zapisze się następująco:

$$\Gamma(l) = \Gamma_L e^{-j2\theta}; \quad (4-12)$$

Transformacja współczynnika odbicia jest zabiegiem prostym. Należy pamiętać, że wartość współczynnika odbicia Γ zależy od impedancji Z_L umieszczonej na końcu przewodnicy i impedancji charakterystycznej Z_0 przewodnicy, zgodnie z zależnością (4-8). Najczęściej przyjmuje się, że $Z_0 = 50 \Omega$ i jest to wartość impedancji w środku wykresu Smitha.



Rys. 4.6. Ilustracja operacji transformacji impedancji na wykresie Smitha przy zmianie impedancji charakterystycznej odcinka transformującego.

Na rys. 4.6 pokazano obwód zwany transformatorem impedancji, o odpowiednio dobranej impedancji charakterystycznej Z_{OT} . Obiektem transformacji jest impedancja rzeczywista $R_{aa} > Z_0$. W szczególnym przypadku, gdy $Z_{OT} = Z_0$, współczynnik odbicia transformuje się po okręgu, którego środek ulokowany jest w środku wykresu. Na rys. 4.6 okrąg ten oznaczono linią ciągłą. Pełny obrót nastąpi, gdy długość linii transformatora $l = \lambda_f/2$. Gdy $l = \lambda_f/4$, impedancja w porcie b-b jest także rzeczywista i równa R_{bb} . Obie rezystancje R_{aa} i R_{bb} łączą zależności (4-13).

$$R_{aa} = kZ_0; \quad R_{bb} = \frac{Z_0}{k}; \quad (4-13)$$

Jeżeli przyjąć impedancję charakterystyczną transformatora mniejszą od $Z_{OT} < Z_0$, to średnica okręgu transformacji rośnie. W przeciwnym przypadku, gdy $Z_{OT} > Z_0$, to średnica okręgu transformacji maleje. Zależności (4-13) można uogólnić do postaci (4-14).

$$R_{aa} = kZ_{OT}; \quad R_{bb} = \frac{Z_{OT}}{k}; \quad (4-14)$$

Można tak dobrać impedancję transformatora, aby okrąg transformacji przechodził przez środek wykresu Smitha. W punkcie tym, $\Gamma = 0$, osiągamy stan dopasowania. Warunek dopasowania można zapisać w postaci równań (4-15).

$$R_{bb} = \frac{Z_{0T}}{k} = Z_0; \quad Z_{0T} = \sqrt{\frac{R_{aa}}{Z_0}} Z_0 = \sqrt{R_{aa} Z_0}; \quad (4-15)$$

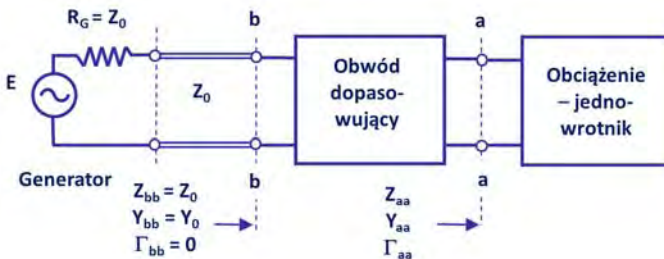
Z analizy rys. 4.6 należy wyciągnąć wniosek, że dobierając impedancję Z_{0T} i długość l transformatora można realizować rozmaite wartości impedancji i współczynnika odbicia. Opisany transformator impedancji jest ważnym elementem wielu rodzajów obwodów dopasowujących.

Na rys. 4.6 przedstawiono przypadek, gdy $R_{aa} > Z_0$. Użycie transformatora impedancji jest także możliwe, gdy $R_{aa} < Z_0$. Dobierając wartość impedancji charakterystycznej Z_{0T} można transformować impedancję do wybranych punktów wykresu Smitha. Warunki dopasowania zostaną szczegółowo opisane w kolejnych punktach rozdziału.

4.3. Dopasowanie impedancji – rozwiązanie analityczne

4.3.1. Postawienie problemu

Problem dopasowania rozwiązujemy, tworząc warunki, w których moc fali biegnącej do jednowrotnika wydzieli się w nim w całości. Rozwiążemy ten problem, umieszczając między jednowrotnikiem a przewodnicą falową specjalnie dobrany bezstratny dwuwrotnik, co pokazuje rys. 4.7.



Rys. 4.7. Jednowrotnik z obwodem dopasowującym, realizującym warunek bezodbiciowości.

Na rysunku pokazano przewodnicę falową (tor mikrofalowy) o impedancji charakterystycznej Z_0 łączącej generator z obciążeniem / jednowrotnikiem. Obciążenie, odbiornik przesyłanej z generatora energii, opisany jest różnymi parametrami:

- ✓ impedancją Z_{aa} , admitywnością $Y_{aa} = 1/Z_{aa}$, $Z_{aa} \neq Z_0$,
- ✓ impedancją zredukowaną $Z_{aa} = Z_{aa}/Z_0$, admitywnością zredukowaną $y_{aa} = Y_{aa}/Y_0$,

✓ współczynnikiem odbicia Γ_{aa} .

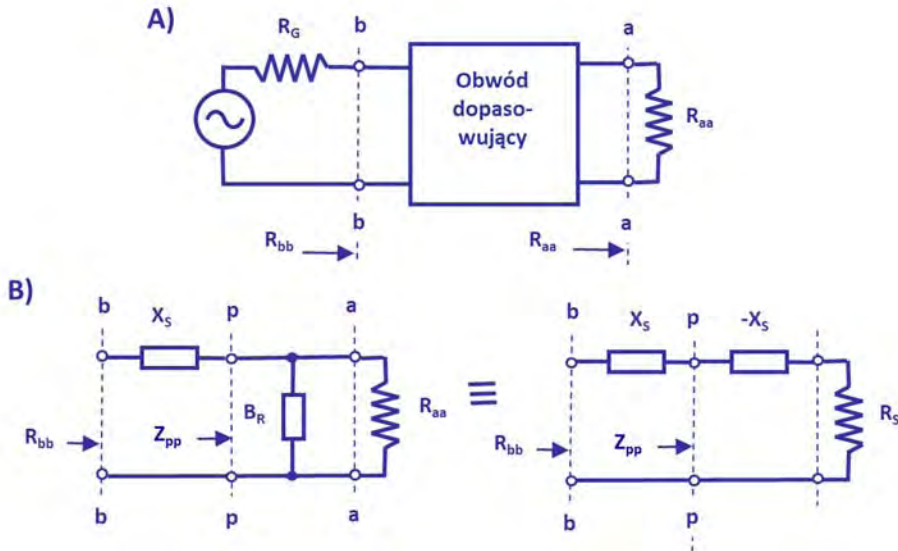
Jednowrotnik stanowiący obciążenie nie absorbuje całej energii fali biegnącej z generatora, ponieważ $Z_{aa} \neq Z_0$. Pojawia się w takich warunkach fala odbita. Aby poprawić warunki odbioru mocy i zniwelować falę odbitą, należy przeprowadzić procedurę dopasowania. Polega ona na skonstruowaniu specjalnego obwodu bezstratnego, który zostanie umieszczony przed obciążeniem. Nazwiemy go obwodem dopasowującym. Jeśli zostanie właściwie zaprojektowany to spełnione zostaną warunki dopasowania, które można zapisać następująco:

$$\Gamma_{bb} = 0; \quad Z_{bb} = \frac{1}{Y_{bb}} = Z_0; \quad (4-16)$$

Wykażemy, że obwód dopasowujący można skonstruować w rozmaity sposób, gdyż nasz problem ma wiele rozwiązań.

4.3.2. Przypadek 1: „Najpierw równoległe, potem szeregowe”

W tym punkcie przedstawione zostanie analityczne rozwiązanie problemu dopasowania. Obiektem analizy będzie obwód pokazany na rys. 4.8A. Dopasujemy rezystancję obciążenia R_{aa} do rezystancji wewnętrznej R_G generatora. Dopasowanie tego rodzaju pozwala przekazać z generatora do obciążenia maksymalną moc. Zauważmy, że w obwodzie nie ma linii długiej.



Rys. 4.8. Obwód dopasowujący jako transformator impedancji. **A)** Obwód dopasowujący rezystancję R_{aa} do rezystancji wewnętrznej R_G generatora. **B)** Przypadek, gdy $R_{aa} > R_G$ proces dopasowania rozpoczyna dołączenie równoległej susceptancji B_R .

Obwód dopasowujący będzie konstruowany z możliwie najmniejszej liczby elementów reaktancyjnych L , C . W tym punkcie pierwszym elementem włączonym równoległe do obciążenia jest susceptancja B_R , pojemnościowa dodatnia, albo indukcyjna ujemna.

$$Y_{pp} = \frac{1}{Z_{pp}} = \frac{1}{R_{aa}} + jB_R; \quad (4-17)$$

Obliczamy teraz impedancję Z_{pp} :

$$Z_{pp} = \frac{1}{Y_{pp}} = \frac{R_{aa}}{1 + B_R^2 R_{aa}^2} - j \frac{B_R R_{aa}}{1 + B_R^2 R_{aa}^2} = R_S - jX_S; \quad (4-18)$$

Znajdujemy części rzeczywistą R_S i urojoną $-X_S$ tej impedancji. Zauważamy, że przez dobór wartości B_R można uzyskać żądaną wartość rezystancji R_S . Z zależności (4-18) widać, że dołączenie równoległe umożliwi zmniejszenie wartości R_S w stosunku do R_{aa} tak, że $R_S \leq R_{aa}$. Ta droga może być użyteczna, gdy dla przykładu dopasowujemy $R_{aa} = 100 \Omega$ do $R_G = 50 \Omega$.

$$R_S = \frac{R_{aa}}{1 + B_R^2 R_{aa}^2} \leq R_{aa}; \quad (4-19)$$

Tak więc dobierając B_R spełniamy warunek dopasowania i uzyskujemy $R_S = R_G$. Pozostaje nam jednak szeregowo reaktancja $-X_S$.

$$X_S = \frac{B_R R_{aa}^2}{1 + B_R^2 R_{aa}^2}; \quad (4-20)$$

Można ją skompensować, dodając szeregową reaktancję przeciwnego znaku.

Po przekształceniach można przedstawić ogólne zależności pozwalające prosto obliczyć elementy obwodu dopasowującego. Najpierw obliczamy Q_R ze wzoru (4-21):

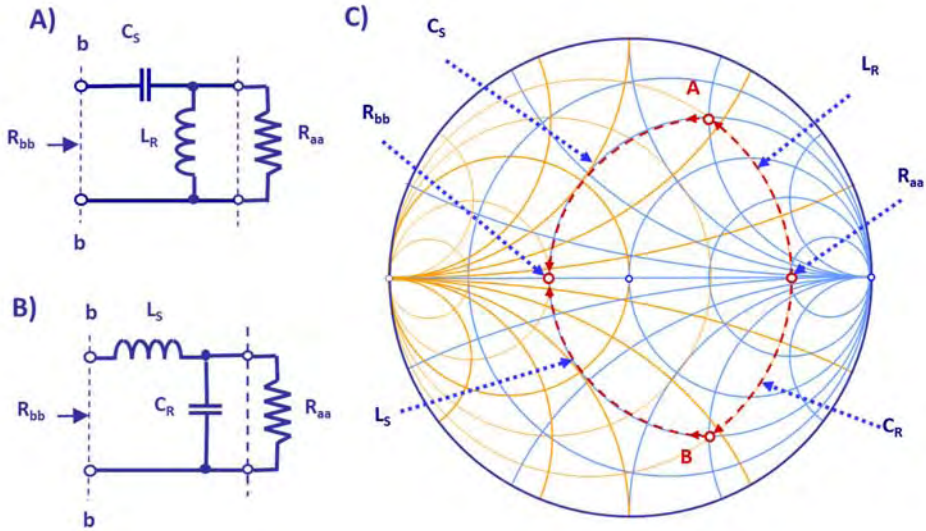
$$Q_R = \sqrt{\frac{R_{aa}}{R_G} - 1}; \quad (4-21)$$

Jeżeli przyjmiemy, że susceptancją równoległą jest indukcyjność L_R , a pojemność C_S jest elementem szeregowym, to ich reaktancje X_R i X_S oblicza się z zależności (4-22). Wartości indukcyjności L_R i pojemności C_S można obliczyć dla określonej częstotliwości. Proces dopasowania ma charakter selektywny. Otrzymany obwód pokazano na rys. 4.9A.

$$X_R = \omega L_R = \frac{R_{aa}}{Q_R}; \quad X_S = -\frac{1}{\omega C_S} = -Q_R R_G; \quad (4-22)$$

Jeżeli pojemność C_R będzie elementem równoległym, a indukcyjność L_S elementem szeregowym, to ich reaktancje X_R i X_S oraz ich wartości obliczymy z zależności (4-23). Otrzymany obwód pokazano na rys. 4.9B.

$$X_R = -\frac{1}{\omega C_S} = -\frac{R_{aa}}{Q_R}; \quad X_S = \omega L_S = Q_R R_G; \quad (4-23)$$



Rys. 4.9. Para elementów LC dopasuje rezystancję R_{aa} do rezystancji R_{bb} . **A)** Równoległym elementem jest indukcyjność L_R . **B)** Równoległym elementem jest pojemność C_R . **C)** Ilustracja graficzna na wykresie Smitha drogi dopasowania. Dla obwodu A jest to droga $R_{aa} - A - R_{bb}$, dla obwodu B jest to droga $R_{aa} - B - R_{bb}$.

Oba opisane obwody realizują dla określonej częstotliwości transformację rezystancji i proces dopasowania energetycznej rezystancji obciążenia R_{aa} do rezystancji generatora R_G . Z tego punktu widzenia ich właściwości są identyczne. W wyborze obwodu może być pomocny fakt, że obwód z rys. 4.9A zachowuje się w funkcji częstotliwości jak filtr górno-przepustowy, a obwód z rys. 4.9B jak filtr dolno-przepustowy.

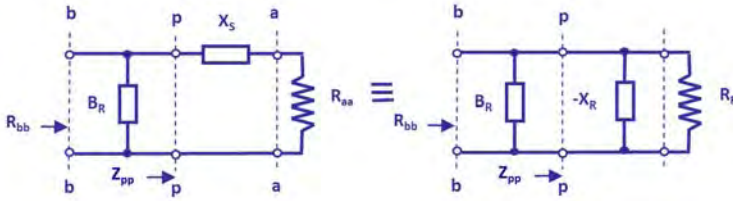
Na rys. 4.9C pokazano na wykresie Smitha drogi transformacji impedancji dla obu przypadków. Łatwo zauważyć, że zadaniem dodanego elementu równoległego do transformowanej rezystancji R_{aa} jest przejście na okrąg R_{bb} . Okrąg R_{bb} leży na zewnątrz okręgu R_{aa} , co jest równoznaczne z warunkiem $R_{bb} < R_{aa}$. Element szeregowy doprowadza obwód do rezonansu.

4.3.3. Przypadek 2: „Najpierw szeregowo, potem równoległe”

W tym przypadku pierwszy element dopasowujący zostaje włączony szeregowo. Jest to reaktancja X_S . Struktura obwodu jest inna niż poprzednio, ale sposób wnioskowania jest podobny – rys. 4.10.

Tak jak wyżej, przekształcamy obwód szeregowy na równoległy:

$$Y_{pp} = \frac{1}{Z_{pp}} = \frac{R_{aa}}{R_{aa}^2 + X_S^2} - j \frac{X_S}{R_{aa}^2 + X_S^2} = \frac{1}{R_R} + j \frac{1}{-X_R}; \quad (4-24)$$



Rys. 4.10. Obwód dopasowujący jako transformator impedancji. W przypadku, gdy $R_{aa} < R$ proces dopasowania rozpoczyna dołączenie szeregowej reaktancji X_S .

Także tutaj widzimy, że przez dobór wartości X_S można uzyskać żądaną wartość rezystancji R_R , by spełnić warunek $R_{bb} = R_G$. Dołączenie szeregowo – jak widać z zależności (4-24) – powoduje, że $R_R \geq R_L$. Ta droga może być użyteczna, gdy, dla przykładu, dopasowujemy $R_{aa} = 20 \Omega$ do $R_G = 50 \Omega$.

$$R_R = \frac{R_{aa}^2 + X_S^2}{R_{aa}} \geq R_{aa}; \quad (4-25)$$

Tak więc, dobierając X_S , realizujemy warunki dopasowania. Pozostaje jednak równoległa reaktancja X_R . Należy ją skompensować dodając równoległą susceptancję B_R . Innymi słowy, doprowadzimy w ten sposób obwód do rezonansu.

Po krótkich przekształceniach można przedstawić kolejną receptę na obliczenie obwodu dopasowującego. Najpierw obliczamy Q_S ze wzoru (4-26):

$$Q_S = \sqrt{\frac{R_G}{R_{aa}} - 1}; \quad (4-26)$$

Jeżeli zdecydujemy się umieścić pojemność C_S jako element szeregowy, a indukcyjność L_R jako równoległy, to reaktancje X_R i X_S oraz ich wartości obliczamy z zależności (4-27).

Otrzymany obwód pokazano na rys. 4.11A.

$$X_R = \omega L_R = \frac{R_G}{Q_S}; \quad X_S = -\frac{1}{\omega C_S} = -Q_S R_{aa}; \quad (4-27)$$

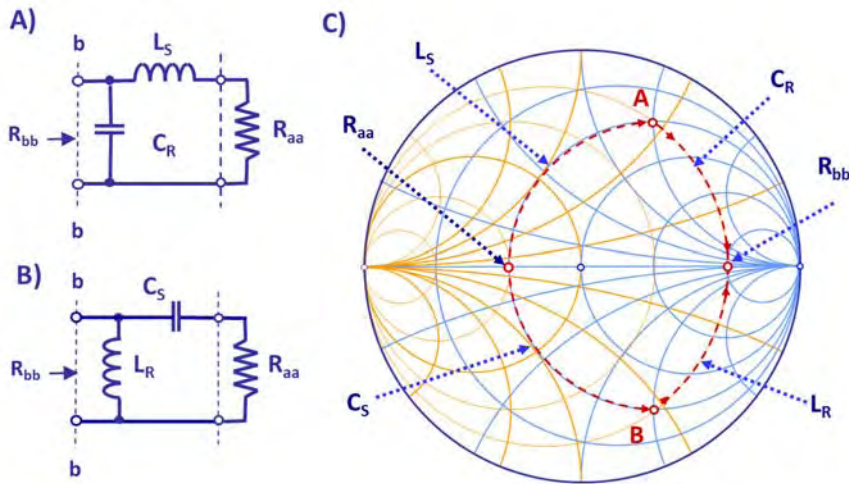
Jeżeli natomiast umieścimy indukcyjność jako element szeregowy, a pojemność jako równoległy, to ich reaktancje X_R i X_S obliczamy z zależności (4-28).

Otrzymany obwód pokazano na rys. 4.11B.

$$X_R = -\frac{1}{\omega C_R} = -\frac{R_G}{Q_S}; \quad X_S = \omega L_S = Q_S R_{aa}; \quad (4-28)$$

Także w tym przypadku, aby obliczyć wartości pojemności i indukcyjności należy znać częstotliwość, dla której rezystancja obciążenia R_{aa} została dopasowana do rezystancji wewnętrznej R_G generatora.

Na wykresie Smitha na rys. 4.11C pokazano drogi transformacji impedancji dla obu przypadków. Łatwo zauważyć, że zadaniem dodanego elementu szeregowego – pojemności lub indukcyjności – do transformowanej rezystancji R_{aa} jest przejście z okręgu dużej konduktancji $1/R_{aa}$ na okrąg mniejszej konduktancji $1/R_{bb}$. Okrąg $1/R_{bb}$ leży na zewnątrz okręgu $1/R_{aa}$, co jest równoznaczne z warunkiem $R_{bb} < R_{aa}$. Po dotarciu dożądanego okręgu element równoległy o odpowiedniej susceptancji doprowadza obwód do rezonansu.



Rys. 4.11. Para elementów LC dopasowuje rezystancję R_{aa} do rezystancji R_{bb} . **A)** Szeregowo włączonym elementem jest indukcyjność L_R . **B)** Szeregowo włączonym elementem jest pojemność C_R . **C)** Ilustracja graficzna na wykresie Smitha drogi dopasowania. Dla obwodu A jest to droga $R_{aa} - A - R_{bb}$, dla obwodu B jest to droga $R_{aa} - B - R_{bb}$.

Rozwiązanie w Przypadku 2 jest dualne w stosunku do Przypadku 1. W obu wykorzystujemy właściwości obwodu typu L . W kolejnych punktach wykorzystamy wykres Smitha do przedstawienia graficznej interpretacji procesu dopasowania, pozwalającej lepiej zrozumieć kolejne kroki.

4.4. Dopasowanie impedancji – obwody o stałych skupionych

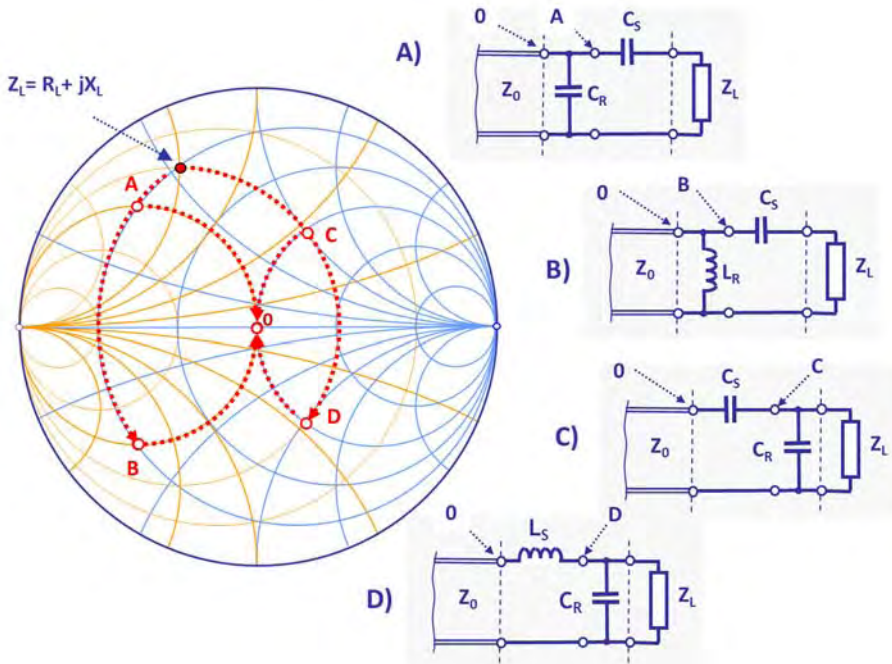
4.4.1. Dopasowanie impedancji o charakterze indukcyjnym

Problem dopasowania to stworzenie warunków, w których moc fali biegnącej do jednowrotnika wydzieli się w nim w całości. Rozwiązujemy ten problem, umieszczając między jednowrotnikiem a prowadnicą falową specjalnie dobrany bezstratny dwuwrotnik, co pokazano na rys. 4.7.

Przeanalizujemy możliwości znalezienia obwodu dopasowującego, gdy obiektem dopasowania jest impedancja Z_L opisana zależnością (4-29).

$$Z_L = R_L + jX_L = \frac{1}{G_L + jB_L}; \quad X_L > 0; \quad (4-29)$$

Opiszemy kolejno działanie 4 prostych, dwuelementowych obwodów dopasowujących.



Rys. 4.12. Zestawienie 4 możliwości dopasowania impedancji $Z_L = R_L + jX_L$ o charakterze indukcyjnym obwodami z elementami o stałych skupionych L i C . **A)** Obwód realizujący drogę dopasowania $Z_L - A - 0$. **B)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - B - 0$. **C)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - C - 0$. **D)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - D - 0$.

Punkt odpowiadający dopasowywanej impedancji Z_L leży na przecięciu okręgu $R_L = \text{const.}$ i łuku $X_L = \text{const.}$ Ponieważ przyjęto, że reaktancja X_L ma charakter indukcyjny, to punkt ten leży w górnej połowie wykresu Smitha. W operacji dopasowania przesuwamy się – dodając rozmaite reaktancje i susceptancje – po siatce współrzędnych wykresu Smitha z punktu Z_L do punktu Z_0 , czyli do środka układu współrzędnych, gdyż w punkcie oznaczonym jako 0 współczynnik odbicia $\Gamma = 0$. Punkt 0, do którego zamierzamy dotrzeć jest punktem styczności dwóch okręgów: $R_L = 50 \Omega$ i $G_L = 20 \text{ mS} = 1/50 \Omega$.

Na rys. 4.12 pokazano 4 obwody dopasowujące, których pierwszym elementem jest pojemność C , włączona szeregowo, bądź równolegle. Zadaniem pojemności C jest

doprowadzenie impedancji do jednego z dwóch wymienionych okręgów: $R_L = 50 \Omega$ lub $G_L = 20 \text{ mS} = 1/50 \Omega$.

Obwody oznaczone na rys. 4.12 jako A) i B) zaczynają się pojemnością szeregową C_S tak dobraną, aby reaktancja $X_S(C_S)$ przesunęła impedancję do punktu „A” lub do punktu „B”, oba punkty położone są na okręgu $G = 20 \text{ mS}$. Kolejny krok, przesunięcie z punktu „A” do punktu „0” wymaga dodania susceptancji pojemnościowej B_R w postaci pojemności C_R , przesunięcie z punktu „B” wymaga dodania susceptancji indukcyjnej w postaci indukcyjności L_R . Operacje te opisuje równanie (4-30).

$$\frac{1}{R_L + jX_L + jX_S(C_S)} + jB_R(C_R, L_R) = \frac{1}{Z_0}; \quad (4-30)$$

Procesy dopasowania realizowane obwodami pokazanymi na rys. 4.12 C) i D) zaczynają się pojemnością równoległą C_R tak dobraną, aby susceptancja $B_R(C_R)$ przesunęła impedancję do punktu „C” lub do punktu „D”, oba punkty na okręgu $Z_0 = 50 \Omega$. Przesunięcie z punktu „C” do punktu „0” wymaga dodania reaktancji pojemnościowej X_S w postaci pojemności szeregowej C_S . Przesunięcie z punktu „D” wymaga dodania szeregowej reaktancji dodatniej w postaci indukcyjności L_R . Operacje dopasowania opisuje równanie (4-31).

$$\frac{1}{Y_L + jB_R(C_R)} + jX_S(C_S, L_S) = Z_0; \quad (4-31)$$

4.4.2. Dopasowanie impedancji o charakterze pojemnościowym

Obiektem dopasowania jest teraz impedancja Z_L , której reaktancja X_L ma charakter pojemnościowy. Na rys. 4.13 punkt Z_L położony jest w dolnej połowie koła wykresu Smitha.

Procesy dopasowania realizowane pokazanymi na rys. 4.13 obwodami „E” i „F” zaczynają się umieszczeniem indukcyjności szeregowej L_S tak dobranej, aby reaktancja $X_S(L_S)$ przesunęła impedancję do punktu „E” lub do punktu „F”, oba na okręgu $G = 20 \text{ mS}$. W punkcie „E” susceptancja $B_E > 0$, w punkcie „F” susceptancja $B_F < 0$.

Proces dopasowania kończy się kompensacją tej susceptancji przez dodaną susceptancję równoległą B_R , indukcyjną w przypadku „E”, pojemnościową w przypadku „F”. Obie wymienione operacje opisuje równanie (4-32).

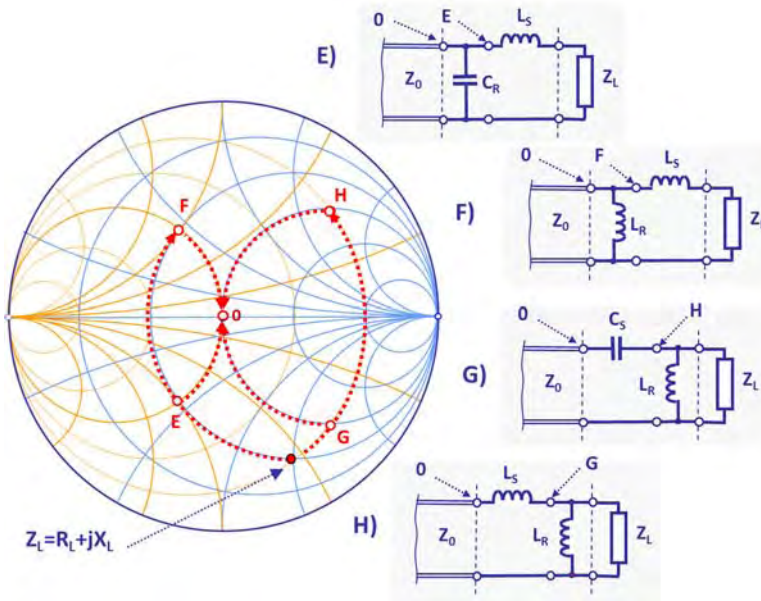
$$\frac{1}{R_L + jX_L + jX_S(L_S)} + jB_R(C_R, L_R) = \frac{1}{Z_0}; \quad (4-32)$$

Procesy dopasowania impedancji o charakterze pojemnościowym, realizowane pokazanymi na rys. 4.13 obwodami „G” i „H” zaczynają się umieszczeniem indukcyjności równoległej L_R tak dobranej, aby susceptancja $B_R(L_R)$ przesunęła admitancję Y_L do punktu „G” lub do punktu „H”, oba na okręgu $R = 50 \Omega$. W punkcie „G” reaktancja jest ujemna, a w punkcie „H” reaktancja jest dodatnia. Proces dopasowania kończy się kompensacją tej

reaktancji przez dodaną reaktancję szeregową X_S , indukcyjną w przypadku punktu „G”, pojemnościową w przypadku punktu „H”.

$$\frac{1}{Y_L + +jB_R(L_R)} + jX_S(C_S, L_S) = Z_0; \quad (4-33)$$

Obie wymienione operacje opisuje powyższe równanie (4-33).



Rys. 4.13. Zestawienie możliwości dopasowania impedancji $Z_L = R_L + jX_L$ o charakterze pojemnościowym obwodami z elementami o stałych skupionych L i C . **E)** Obwód realizujący drogę dopasowania $Z_L - E - 0$. **F)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - F - 0$. **G)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - G - 0$. **H)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - H - 0$.

4.5. Dopasowanie impedancji – obwody o stałych rozłożonych

4.5.1. Obwody dopasowujące z odcinkami przewodnic falowych

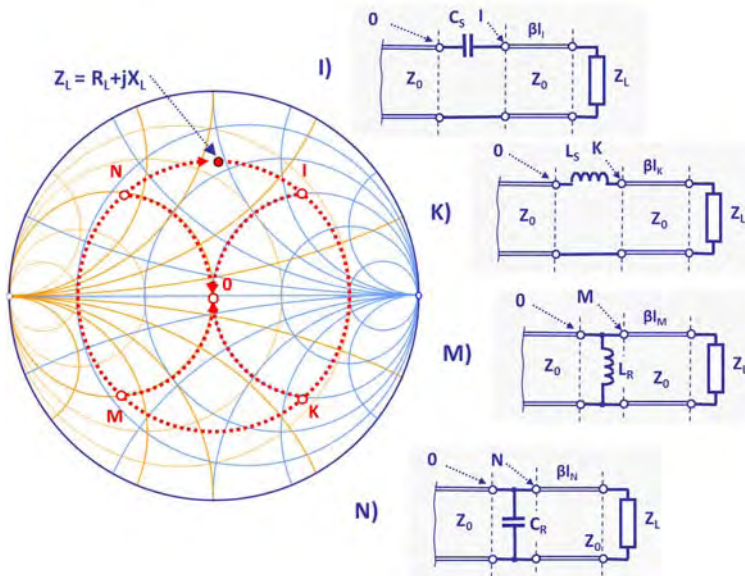
Technologia planarna wykonania kondensatorów C i indukcyjności L pozwala na ich pracę nawet w paśmie fal milimetrowych. Wprawdzie ich obwód zastępczy jest dość złożony, co utrudnia obliczenia, ale obwody dopasowujące wykorzystujące te elementy mogą być z powodzeniem realizowane.

Wiadomo, że proste w realizacji odcinki przewodnic falowych, zwartych lub rozwartych na końcu, mogą tworzyć elementy zachowujące się jak pojemność, lub indukcyjność.

Można także wykorzystać je jako elementy transformujące dopasowywaną impedancję do stanu, w którym dopasowanie może być prostszym zabiegiem. Rozpoczniemy od przypomnienia operacji transformacji. Impedancja Z_L transformuje się wzdłuż prowadnicy zgodnie ze znanym równaniem transformacji impedancji.

Transformując impedancję Z_L wzdłuż linii o impedancji $Z_0 = 50 \Omega$ poruszamy się po okręgu pokazanym na rys. 4.14, przechodząc kolejno przez punkty „I”, „K”, „M” i „N”. Punkty „I” i „K” leżą na okręgu rezystancji $R = 50 \Omega$. Z tych punktów łatwo dotrzeć do punktu dopasowania.

W przypadku punktu „I”, aby znaleźć się w punkcie „0” należy dodać szeregowo ujemną reaktancję. Obwód pokazany na rys. 4.14I realizuje kompensację przez dodanie szeregowej pojemności C_s . W przypadku punktu „K”, aby znaleźć się w punkcie „0” należy dodać szeregowo reaktancję indukcyjną jako indukcyjność L_s , co pokazano na rys. 4.14K.



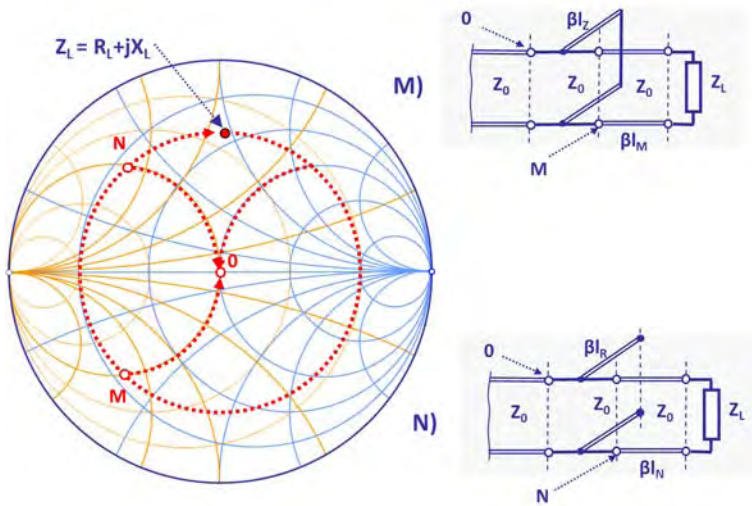
Rys. 4.14. Ilustracja działania obwodów transformujących z odcinkami linii długiej. **I)** Obwód realizujący drogę dopasowania $Z_L - I - 0$. **K)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - K - 0$. **M)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - M - 0$. **N)** Obwód z drogą dopasowania $Z_L - N - 0$.

Dalszy obrót pozwala dotrzeć do punktów „M” i „N” na okręgu konduktancji $G = 20 \text{ mS}$. Admitancja w punkcie „M” ma charakter pojemnościowy. Dodanie równoległej indukcyjności L_R pozwoli dopasować obwód i dojść do punktu „0”. W przypadku punktu „N” dodanie odpowiednio dobranej równoległej pojemności C_R pozwala dopasować obwód, co jest równoznaczne z dotarciem do punktu „0”.

Ostatnie dwa z omawianych obwodów dopasowujących można zrealizować bez użycia elementów o stałych skupionych, wykorzystując odpowiednio dobrane odcinki linii długich.

Oba obwody pokazano na rys. 4.15. W przypadku punktu „M” dopasowującą susceptancję równoległą B_{RZ} – wzór (4-34) – realizuje odcinek linii zwartej o długości l_Z , co pokazano na rys. 4.15M.

$$B_{RZ} = -\frac{1}{Z_0} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l_Z}{\lambda}; \quad (4-34)$$



Rys. 4.15. Obwody dopasowujące złożone z odcinków linii długiej. **M)** Odcinek linii IM transformuje impedancję Z_L do punktu „M”, gdzie równoległa indukcyjność zrealizowana jako odcinek l_Z linii zwartej transformuje impedancję do punktu „0”. **N)** Odcinek linii IN transformuje impedancję Z_L do punktu „N”, gdzie równoległa pojemność zrealizowana jako odcinek l_R linii rozwartej transformuje impedancję do punktu „0”.

W przypadku punktu „N” dopasowująca susceptancja równoległa B_{RR} powinna mieć charakter pojemnościowy. Realizuje ją odcinek linii rozwartej na końcu o długości l_R . Jej wartość można obliczyć ze wzoru (4-35). Cały obwód dopasowujący pokazano na rys. 4.15N.

$$B_{RR} = \frac{1}{Z_0} \operatorname{tg} \frac{2\pi l_R}{\lambda}; \quad (4-35)$$

Opisane w tym punkcie obwody ze stroikami równoległymi łatwo realizować w technice linii mikropaskowej. Należy zauważyć, że dobierając długości odcinków linii zwartych na końcu można realizować susceptancje zarówno indukcyjne, jak i pojemnościowe. Podobnie z linią rozwartą na końcu. Natomiast szeregowego włączenia stroików nie można w tej technice wykonać.

4.5.2. Obwody dopasowujące z transformatorami ćwierćfalowymi

Jak pokazano na rys. 4.14, transformacja impedancji jednorodną i bezstratną prowadnicą falową prowadzi z punktu Z_L przez punkty „l”, „K”, „M”, „N” powtórnie do punktu Z_L .

Na rys. 4.16 zaznaczono dwa inne, ważne w procesie dopasowania punkty, a mianowicie punkty „R” i „S”. W punktach tych impedancje są czysto rzeczywiste R_R i R_S . Wartościom tych rezystancji odpowiada współczynnik fali stojącej ρ , zgodnie ze wzorem (4-36).

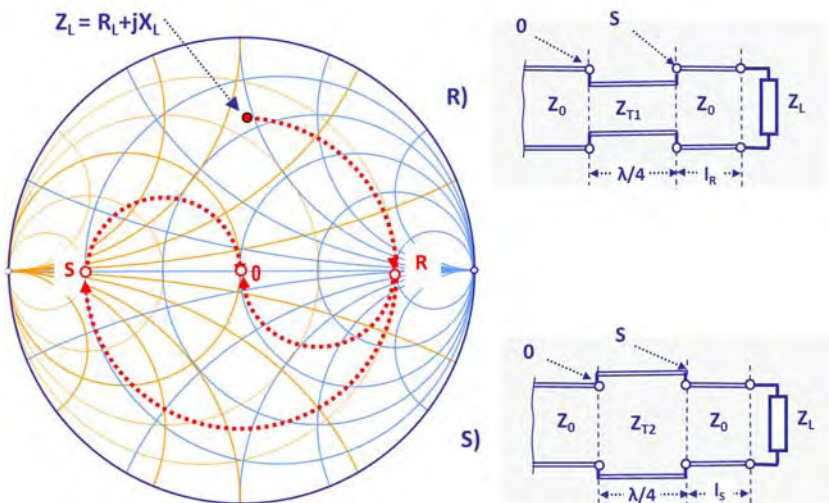
$$\rho = \frac{R_R}{Z_0} = \frac{Z_0}{R_S}; \quad (4-36)$$

Problem kompensacji reaktancji, czy też susceptancji nie istnieje, jednakże pozostaje problem transformacji rezystancji do wartości Z_0 .

Punkt „R” charakteryzuje się tym, że $R_R > Z_0$. Wykorzystamy teraz transformator ćwierćfalowy, czyli odcinek linii o długości $\lambda/4$ – rys. 4.16 – do przetransformowania rezystancji R_R do wartości Z_0 . Impedancja charakterystyczna Z_{T1} odcinka ćwierćfalowego może być obliczona z następującej, prostej zależności:

$$Z_{T1} = Z_0 \sqrt{\rho} > Z_0; \quad (4-37)$$

Ilustrację drogi transformacji z punktu Z_L do środka układu pokazuje rys. 4.16.



Rys. 4.16. Ilustracja działania obwodów dopasowujących z transformatorami ćwierćfalowymi. **R)** Obwód z transformatorem dopasowującym o $Z_{T1} > Z_0$. **S)** Obwód z transformatorem dopasowującym o $Z_{T2} < Z_0$.

Pamiętamy z opisu punktu 4.2.6, że jeśli transformacja impedancji odbywa się odcinkiem przewodnicy o impedancji charakterystycznej innej, niż impedancja odniesienia (zwykle jest nią $Z_0 = 50 \Omega$), to środek okręgu transformacji nie znajduje się w środku układu współrzędnych. Jeśli dobrać wartość Z_{T1} odcinka transformującego zgodnie z zależnością (4-37), to okrąg transformacji przechodzi przez punkt dopasowania.

W przypadku transformacji impedancji Z_L do punktu „S” długość drogi transformacji jest większa o $\lambda/4$. Warunki transformacji zmieniają się, gdyż $R_S < Z_0$. Impedancja charakterystyczna Z_{T2} transformatora ćwierćfalowego ma w tym przypadku wartość, którą obliczamy z zależności (4-38):

$$Z_{T2} = \frac{Z_0}{\sqrt{\rho}} < Z_0; \quad (4-38)$$

Ilustrację drogi transformacji z punktu Z_L do środka układu przez punkt „S” pokazuje rys. 4.16.

4.5.3. Dopasowanie liniami o różnym Z_0

Z przedstawionych wyżej opisów łatwo wysnuć wniosek, że zadanie dopasowania obciążenia do impedancji charakterystycznej przewodnicy falowej można rozwiązać w różny sposób. Większość opisanych obwodów dopasowujących konstruowano w oparciu o prostą zasadę. Należy doprowadzić dopasowywaną impedancję do okręgu $Z = (50 + jX_S) \Omega$, bądź do okręgu $G = (20 + jB_R) \text{ mS}$. Następnie trzeba dodać reaktancję $-X_S$, albo susceptancję $-B_R$, aby pozostała czysta rezystancja.

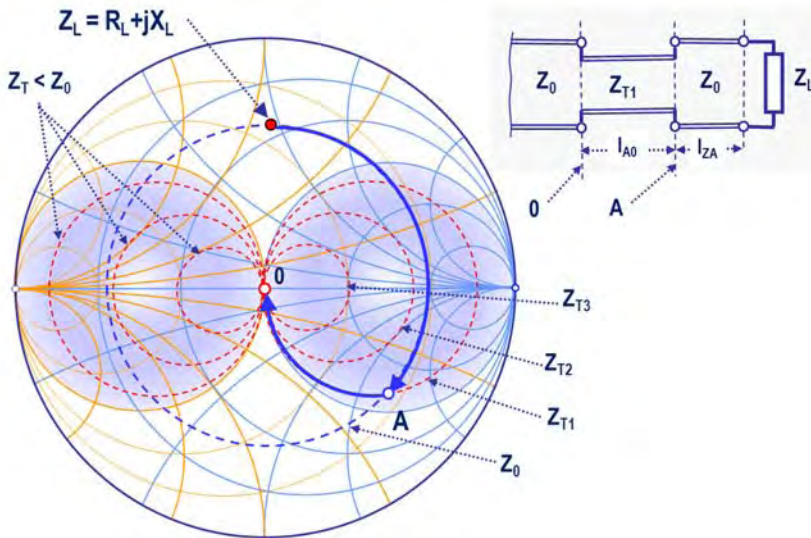
W punkcie 4.5.2 wykorzystano inną zasadę. Należy doprowadzić dopasowywaną impedancję do wartości czysto rzeczywistej, a następnie wykorzystać ćwierćfalowy odcinek linii o odpowiednio dobranej impedancji charakterystycznej, aby znaleźć się w punkcie „0”. Na rys. 4.16 pokazano ten zabieg dla impedancji Z_{T1} i Z_{T2} takich transformatorów. Należy zauważyć, że linią o impedancji Z_{T1} transformujemy do punktu dopasowania „0” wszystkie impedancje leżące na okręgu właściwym dla rezystancji R_R .

Na rys. 4.17 pokazano pęk okręgów transformujących dla trzech wartości impedancji charakterystycznych Z_{T1} , Z_{T2} i Z_{T3} .

Pokazany obwód dopasowujący działa następująco: pierwszy odcinek transformujący o impedancji Z_0 i długości l_{ZA} przesuwa impedancję Z_L do punktu „A” przecięcia z okręgiem odpowiadającym impedancji charakterystycznej Z_{T1} . Drugi odcinek o tej właśnie impedancji i długości l_{A0} kończy transformację w punkcie „0”.

Uogólniając rozważania stwierdzamy, że dopasowywaną impedancję Z_L należy przetransformować linią o $Z_0 = 50 \Omega$ do wnętrza okręgu $R = 50 \Omega$, zacięniowanego na rys. 4.17. Punkt końcowy nie musi leżeć na głównej średnicy wykresu Smitha. Przy wyborze impedancji charakterystycznej drugiego odcinka należy kierować się względami praktycznymi.

Pierwszy etap transformacji można zakończyć w drugim zacienionym okręgu $G = 20 \text{ mS}$. W tym przypadku impedancje charakterystyczne drugiego odcinka transformującego będą mniejsze od Z_0 .



Rys. 4.17. Ilustracja operacji transformacji impedancji odcinkami linii o różnych wartościach Z .

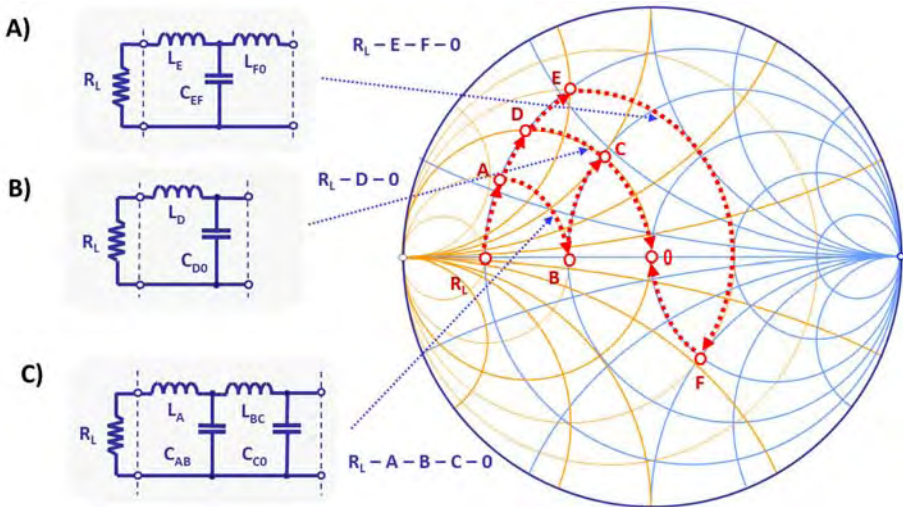
Impedancje Z_L położone w jednym z dwóch zaznaczonych obszarów mogą być przetransformowane do punktu dopasowania „0” jednym odcinkiem linii o odpowiednio dobranej Z_T .

Projektowanie obwodów dopasowujących utworzonych przez odcinki linii o odpowiednio dobranych impedancjach charakterystycznych Z_0 jest najprostszym rozwiązaniem, łatwym w realizacji szczególnie w przypadku linii mikropaskowych. Konstruktor ma tutaj wiele możliwości i wiele rozwiązań. Oczywiście istnieją ograniczenia w możliwościach zrealizowania dowolnej wartości impedancji Z_0 . Zasadniczo nie projektujemy linii o $Z_0 < 20 \Omega$ i $Z_0 > 150 \Omega$.

4.5.4. Obwody dopasowujące wieloelementowe

Najczęściej obwody dopasowujące konstruowane są z jak najmniejszej liczby elementów. Jak wiemy, w pewnych przypadkach może to być jeden odcinek transformujący, a obwód złożony z dwóch elementów, zwany ze względu na strukturę obwodem L , jest teoretycznie w stanie dopasować każde obciążenie. W praktyce liczba elementów tworzących obwód dopasowujący może być większa.

Na rys. 4.18 pokazano drogi dopasowania trzech rozmaitych obwodów dopasowujących, realizujących to samo zadanie.



Rys. 4.18. Ilustracja na wykresie dopasowania rezystancji $R_L < Z_0$ za pomocą obwodów z wieloma elementami, typu T, L i L_2 .

Obwód umieszczony w środku, oznaczony literą B), jest klasycznym, dobrze poznanym, dwuelementowym obwodem typu L dopasowującym rezystancję $R_L < Z_0$. Droga dopasowania $R_L - D - 0$ prowadzi przez punkt „D”.

Ciekawym rozwiązaniem jest obwód dopasowujący cztereoelementowy, podwójne L, oznaczony literą C). Stan dopasowania uzyskujemy stopniowo, w dwóch etapach, drogą $R_L - A - B - C - 0$. Tego typu obwody charakteryzuje szersze pasmo pracy, o czym będzie mowa w kolejnym punkcie.

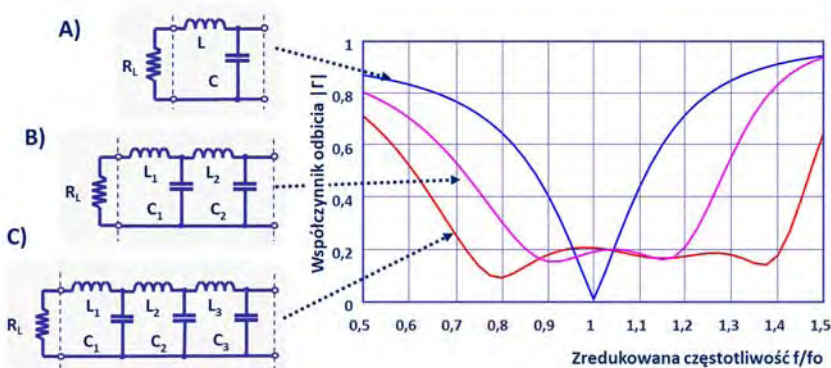
Wreszcie trzeci z obwodów, trójelementowy, oznaczony literą A), zwany też obwodem T, prowadzi do stanu dopasowania drogą $R_L - E - F - 0$. W tym przypadku dodanie trzeciej reaktancji zwiększa selektywność obwodu dopasowującego i zwęża pasmo dopasowania. Dopasowując rezystancję $R_L > Z_0$, pierwszym elementem obwodu dopasowania będzie pojemność lub indukcyjność włączona równolegle do R_L . Oba elementy obwodu tworzą także strukturę L. Także w tym przypadku możliwym jest wykorzystanie obwodów L_2 i L_3 . Obwodem dualnym do opisanego wyżej obwodu T jest obwód π .

4.5.5. Szerokopasmowe obwody dopasowujące

Dwuelementowe obwody dopasowujące, zarówno złożone z elementów skupionych L, C, jak i z odcinków linii długiej, realizują dopasowanie dla określonej częstotliwości. W wielu obwodach mikrofalowych, takich jak wzmacniacze, dzielniki mocy, wymagane jest uzyska-

nie warunków bezodbiowej pracy w określonych pasmach częstotliwości. Problem projektowania szerokopasmowych obwodów dopasowujących został rozwiązany. Odpowiednie programy obliczeniowe pozwalają dobrać rozwiązanie o pożądanych parametrach.

Szczegółowy opis opracowanych metod wychodzi poza ramy tego podręcznika. W tym punkcie zostaną krótko porównane trzy z możliwych rozwiązań.



Rys. 4.19. Wykorzystanie obwodów wieloelementowych do uzyskania szerokopasmowego dopasowania. **A)** Charakterystyka częstotliwościowa $|\Gamma(f)|$ obciążenia R_L dopasowanego do Z_0 obwodem typu L . **B)** Charakterystyka częstotliwościowa dopasowania obwodem typu L_2 w pasmie 30%. **C)** Charakterystyka częstotliwościowa dopasowania obwodem typu L_3 z dopasowaniem w pasmie 2:1.

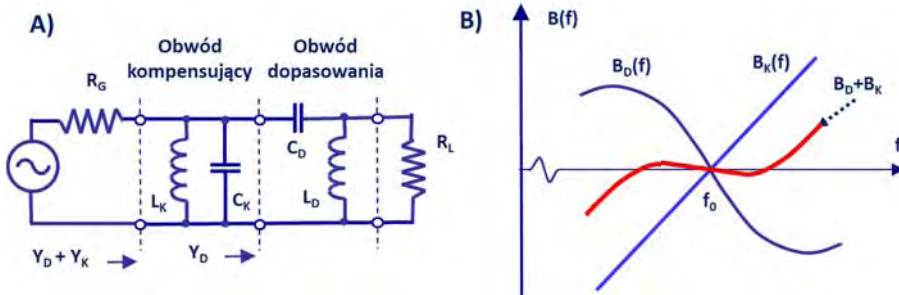
Na rys. 4.19A przedstawiono opisany wcześniej dwuelementowy obwód LC dopasowujący rezystancję $R_L < Z_0$. Charakterystyka częstotliwościowa modułu współczynnika odbicia $|\Gamma(f)|$ wskazuje na selektywne, wąskopasmowe działanie obwodu dopasowania.

Rozważania teoretyczne wykazały, że spełnienie warunku $|\Gamma| = 0$ utrudnia uzyskanie dopasowania w szerokim paśmie. Dlatego konstruując obwód z rys. 4.19B, złożony z dwóch sekcji L_1C_1 i L_2C_2 , przyjęto warunek $|\Gamma(f)| < 0,2$. Obwód zaprojektowany z takim warunkiem pozwolił uzyskać pasmo dopasowania około 30%. Dopuszczenie niewielkich odbić jest często praktykowane. Pamiętajmy, że obciążenie linii długiej, dla którego $|\Gamma(f)| = 0,2$ odbija zaledwie 4% padającej na nie mocy sygnału. W przypadku projektowania obwodów dopasowania wzmacniacza mikrofalowego odbicia tego rzędu nie wpływają znacząco na wartość wzmocnienia.

Obwód z rys. 4.19C składa się z trzech sekcji L . W tym przypadku pasmo dopasowania jest jeszcze większe; dla warunku $|\Gamma(f)| < 0,2$ można uzyskać pasmo $f_{MAX}/f_{MIN} = 2 : 1$. Powiększanie liczby sekcji LC obwodu dopasowania umożliwia poszerzenie pasma dopasowania.

Projektowanie szerokopasmowych, wieloelementowych obwodów dopasowania, złożonych z wielu sekcji LC , przy wykorzystaniu oprogramowania nie stwarza trudności. Wykonanie takich obwodów stwarza jednakże poważne problemy techniczne. Mnożenie liczby elementów zwiększa straty mocy przesyłanego sygnału. Rosną także różnice między

charakterystykami uzyskanymi w procesie projektowania a zmierzonymi dla wykonanego obwodu. Oczywiście rozbieżności rosną w miarę wzrostu częstotliwości pracy. Obwody dopasowania wykonane jako odcinki przewodnic falowych są prostsze w realizacji technicznej.



Rys. 4.20. Ilustracja działania obwodu kompensującego w celu poszerzenia pasma dopasowania. **A)** Obwód L_D, C_D dopasowuje rezystancję R_L do R_G na częstotliwości f_0 . Obwód L_K, C_K nastrojony na częstotliwość f_0 kompensuje zmiany susceptancji. **B)** Przebiegi susceptancji $B_D(f)$ obwodu dopasowanego, $B_K(f)$ obwodu kompensującego i sumy $B_D(f) + B_K(f)$.

Na rys. 4.20 przedstawiono ideę poszerzania pasma dopasowania przez dodanie prostego obwodu kompensującego. Układ przedstawiony na rys. 4.20A ma za zadanie dopasować rezystancję obciążenia R_L do rezystancji R_G . Obwód $L_D C_D$ realizuje proces dopasowania na częstotliwości f_0 . Admitancję Y_D widzianą na zaciskach obwodu dopasowania można w sąsiedztwie częstotliwości f_0 opisać zależnością (4-39):

$$Y_D \cong \frac{1}{Z_0} + jB_D = \frac{1}{Z_0} + \left(B_{D0} \frac{f - f_0}{f_0} + \dots \right); \quad (4-39)$$

Ze zmianą częstotliwości f pojawia się susceptancja rosnąca szybko z odstrojeniem $(f - f_0)$. Jej obecność powoduje wzrost współczynnika odbicia Γ . Zmienia się także część rzeczywista admitancji Y_D , ale wpływ tej zmiany na wartość Γ jest najczęściej mniejszy.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}}; \quad (4-40)$$

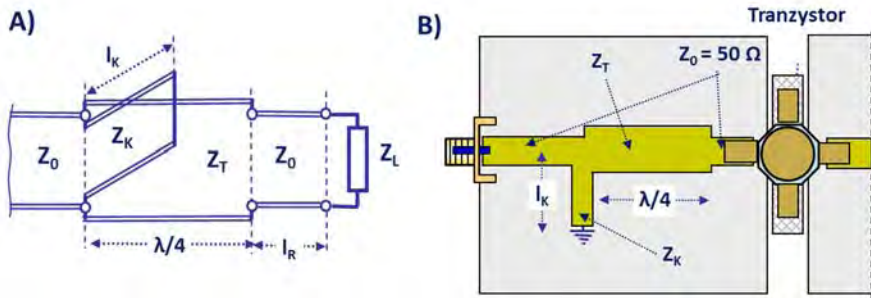
$$Y_K = jB_K = j \left(2 \sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \frac{f - f_0}{f_0} + \dots \right);$$

Aby spowolnić wzrost wartości współczynnika odbicia Γ , można dodać obwód kompensujący w pewnym stopniu wzrost susceptancji B_D . W obwodzie z rys. 4.20A dodano jako kompensujący równoległy obwód rezonansowy $L_K C_K$. Częstotliwość rezonansowa tego ob-

wodu współpracującego z obwodem dopasowania wynosi f_0 , co oznacza, że dodany obwód nie wpływa na warunki dopasowania. W miarę odstrojenia od częstotliwości f_0 pojawia się susceptancja B_K – zależność (4-30).

Obwód kompensujący powinien być tak zaprojektowany przez dobór stosunku C_K/L_K , aby w sąsiedztwie f_0 spełnić warunek $B_D(f) + B_K(f) \approx 0$, co pokazano na rys. 4.20B.

Na rys. 4.21A zaprezentowano układ dopasowania z kompensacją, zbudowany z odcinków linii długiej. Obiektem dopasowania jest impedancja Z_L . Po transformacji przez odcinek l_R impedancja przyjmuje wartość rzeczywistą i ćwierćfalowy odcinek o impedancji Z_T pełni rolę transformatora impedancji do wartości Z_0 . Na zaciskach wejściowych osiągamy stan dopasowania. Zmiana częstotliwości powoduje pojawienie się susceptancji, która kompensowana jest susceptancją dołączonego równolegle odcinka ćwierćfalowego o dobranej impedancji charakterystycznej Z_K .



Rys. 4.21. Ilustracja techniki poszerzania pasma pracy obwodów dopasowujących z odcinkami linii długiej. **A)** Obwód dopasowujący z transformatorem ćwierćfalowym o impedancji Z_T i ćwierćfalowym, zwartym na końcu obwodem kompensującym o impedancji Z_K . **B)** Obwody dopasowujący i kompensujący wykonane w technice linii mikropaskowej.

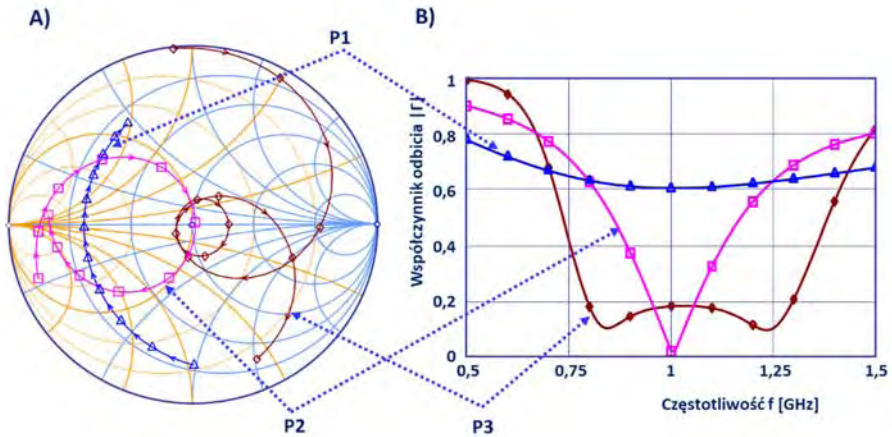
Na rys. 4.21B pokazano oba obwody wykonane z użyciem linii mikropaskowej. Zaprojektowana struktura jest wejściowym obwodem dopasowującym wzmacniacza tranzystorowego.

Charakterystyki częstotliwościowe ilustrujące działanie obwodów przedstawiono na rys. 4.22. Na rys. 4.22A pokazano je na wykresie Smitha, a na rys. 4.22B pokazano przebiegi $|\Gamma(f)|$.

Jako P1 pokazano charakterystyki współczynnika odbicia w porcie wejściowym transformatora ćwierćfalowego. Dla środkowej częstotliwości 1 GHz niebieska krzywa przechodzi przez oś impedancji rzeczywistych. Punkt ten transformowany jest do środka wykresu Smitha. Po transformacji przez transformator ćwierćfalowy dla częstotliwości 1 GHz impedancja Z_L jest idealnie dopasowana.

Przypadek P3 otrzymujemy po dodaniu susceptancji dołączonego równolegle zwartego na końcu odcinka ćwierćfalowego o impedancji Z_K . Wartość tej impedancji dobrano tak, by współczynnik odbicia w pasmie dopasowania spełniał warunek $|\Gamma| < 0,2$. Dodanie

ćwierćfalowego odcinka kompensującego pozwoliło uzyskać pasmo dobrego dopasowania około 0,5 GHz. Bardzo dobre rezultaty szerokopasmowego dopasowania uzyskano także dla obwodów utworzonych z odcinka linii długiej o płynnie zmieniającej się impedancji charakterystycznej Z_T .



Rys. 4.22. Charakterystyki częstotliwościowe obwodu z rys. 4.21B zaprojektowanego dla $f_0 = 1$ GHz.

A) Charakterystyki na wykresie Smitha. **B)** Obliczone charakterystyki $|\Gamma(f)|$ dla trzech przypadków:

P1 – charakterystyki współczynnika odbicia dopasowywanego elementu;

P2 – charakterystyki po użyciu ćwierćfalowego obwodu dopasowującego;

P3 – charakterystyki końcowe po użyciu ćwierćfalowego obwodu zwartego na końcu jako obwodu kompensującego.

4.6. Podsumowanie

Wzrost częstotliwości pracy systemów telekomunikacji połączony był z koniecznością wprowadzenia do nich odcinków linii długiej. Ich obecność w obwodach zastępczych skomplikowała proces obliczeniowy. Bardzo ważnym problemem stało się zapewnienie bezodbiornowej transmisji mocy przez dopasowanie odbiorników do impedancji charakterystycznej linii długiej doprowadzającej sygnał. Narzędziem ułatwiającym obliczenia stał się wykres Smitha.

W rozdziale 4 przedstawiono cały szereg obwodów dopasowujących, pozwalających rozwiązać problem dopasowania obwodami w rozmaitej konfiguracji. Obwód dopasowujący może zawierać elementy skupione lub odcinki przewodnicy falowej, zwykle wystarczają dwa elementy. Preferowane są obwody dopasowujące wykorzystujące odcinki przewodnic falowych, ze względu na łatwość realizacji. Najprostszą strukturę mają obwody z transformatorem ćwierćfalowym.

Uzyskanie dobrego dopasowania w szerszym pasmie częstotliwości wymaga stosowania specjalnych obwodów. Wzrost liczby elementów obwodów dopasowujących stwarza możliwości poszerzenia pasma dopasowania. Zaleca się w tym przypadku zastosować programy obliczeniowe ułatwiające optymalizację struktury obwodów dopasowujących.