

Rozdział 15

Zadania i problemy

15.1. Wprowadzenie

W wielu przedmiotach prowadzonych w ramach programów studiów akademickich teoretyczne prezentacje wykładowe uzupełniane są przykładami liczbowymi i rozwiązaniami zadań, które z jednej strony ułatwiają zrozumienie zakresu treści, z drugiej strony przygotowują do przyszłego wykonania projektów. Materiał zawarty w tej książce ma wprowadzić studiujących w rozległy świat elektroniki telekomunikacyjnej, pomóc zrozumieć działanie najważniejszych współczesnych składników systemów transmisyjnych.

Prezentowane w rozdziale 15 zadania ilustrują zagadnienia zawarte w czternastu rozdziałach. Zarówno rozwiązane zadania, jak i pytania problemowe mają pomóc studiującym w sprawdzeniu, czy rozumieją materiał kolejnych rozdziałów książki. Ta forma samooceny jest ważnym narzędziem dla osób studiujących samodzielnie. Natomiast opanowanie umiejętności projektowania składników systemów transmisyjnych wymaga znacznego pogłębienia studiów.

15.2. Linia długa i przewodnice falowe

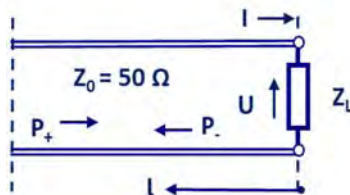
15.2.1. Zadania rozwiązane i zadania do rozwiązania

Zadanie 2.1.

W jednorodnej i bezstratnej linii długiej o impedancji charakterystycznej $Z_0 = 50 \Omega$ umieszczono obciążenie o impedancji Z_L . Moc fali padającej na obciążenie wynosi $P_+ = 1 \text{ W}$. Podaj metodę i drogę obliczenia:

- mocy P_L wydzielonej w impedancji Z_L ,
- mocy P_- odbitej od obciążenia,
- amplitud: napięcia U i prądu I na zaciskach tej impedancji,
- maksymalne i minimalne wartości napięcia $|U(I)|_{MAX}$ i $|U(I)|_{MIN}$ na linii długiej

Przeprowadź obliczenia dla 3 przypadków: $Z_L = 30 \Omega$, 50Ω i 150Ω .



Rys. do zad. 2.1. Linia długa z obciążeniem

Rozwiązanie

Aby znaleźć rozwiązanie postawionych problemów, trzeba wykorzystać związki podane w rozdziale 2. Zależność (2.1-1) wiąże ze sobą napięcia obu fal: padającej na obciążenie i odbitej od niego, o amplitudach odpowiednio U_P i U_W .

$$U(l) = U_P e^{j\beta l} + U_W e^{-j\beta l}; \quad (2.1-1)$$

Stosunek obu amplitud definiuje współczynnik odbicia Γ_L obciążenia, zależny od wartości impedancji Z_L i Z_0 , opisany zależnością (2.1-2). Obliczenie wartości współczynnika Γ_L pozwala obliczyć amplitudę fali odbitej od obciążenia.

$$\Gamma_L = \frac{U_W}{U_P} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L}; \quad (2.1-2)$$

Znając moc P_+ fali biegnącej w stronę obciążenia, można – posługując się wzorami (2.1-3) – obliczyć wartość amplitudy $|U_P|$. Znając moc P_- fali odbitej, można z kolei obliczyć wartość amplitudy $|U_W|$ fali odbitej. Moc P_L przekazana do obciążenia zależy od wartości współczynnika Γ_L .

$$P_+ = \frac{|U_P|^2}{2Z_0}; \quad P_- = \frac{|U_W|^2}{2Z_0}; \quad P_L = P_+(1 - |\Gamma_L|^2); \quad (2.1-3)$$

W przypadku tego zadania ustalono moc fali $P_+ = 1$ W. Możemy więc obliczyć wartość $|U_P|$.

$$|U_P| = \sqrt{2Z_0 P_+} = \sqrt{2 \cdot 50 \Omega \cdot 1 \text{ W}} = 10 \text{ V};$$

Amplitudy U napięcia oraz I prądu na zaciskach związane są z amplitudą fali padającej U_P i wartością współczynnika odbicia dobrze znanymi zależnościami (2.1-4).

$$U = U_P(1 + \Gamma_L); \quad I = \frac{U_P}{Z_0}(1 - \Gamma_L); \quad (2.1-4)$$

Biegnące w linii długiej dwie fale: padająca na obciążenie i odbita interferują ze sobą. W pewnych miejscach amplitudy dodają się, ćwierć fali dalej odejmują. Wartości maksymalnego $|U(l)|_{MAX}$ i minimalnego napięcia $|U(l)|_{MIN}$ można obliczyć z zależności (2.1-5).

$$|U(l)|_{MAX} = |U_P|(1 + |\Gamma_L|); \quad (2.1-5)$$

$$|U(l)|_{MIN} = |U_P|(1 - |\Gamma_L|);$$

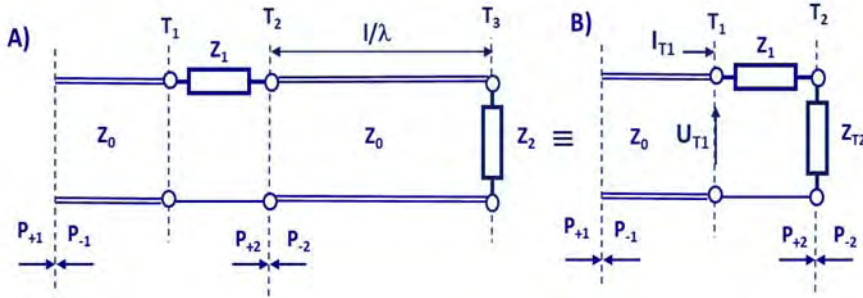
Wykorzystując podane zależności, można przystąpić do obliczeń. Z zależności (2.1-1) można obliczyć dla 3 wartości impedancji Z_L wartości Γ_L . Zależności (2.1-3) pozwalają obliczyć moce P_L i P_- . Amplitudy napięcia U i prądu I na zaciskach obciążenia obliczamy z zależności (2.1-4). Maksima i minima napięcia na linii długiej obliczamy z zależności (2.1-5).

Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli.

$Z_L =$	30 Ω	50 Ω	150 Ω
Γ_L	-1/4	0	1/2
P_L	15/16 W	1 W	3/4 W
P_-	1/16 W	0	1/4 W
U	7,5 V	10 V	15 V
I	0,125 A	0,1 A	0,05 A
$ U(l) _{MAX}$	12,5 V	10 V	15 V
$ U(l) _{MIN}$	7,5 V	10 V	5 V

Zadanie 2.2.

W jednorodnej i bezstratnej linii długiej o impedancji charakterystycznej Z_0 umieszczono dwie impedancje $Z_1 = R_1 + jX_1$ oraz $Z_2 = R_2 + jX_2$, oddzielone od siebie odcinkiem linii długiej o długości elektrycznej l/λ , w sposób pokazany na rysunku. Moc fali padającej na ten obwód wynosi P_{+1} . Podaj sposób i drogę obliczenia mocy P_1 i P_2 wydzielonych w impedancjach Z_1 i Z_2 oraz mocy P_{-1} , P_{+2} i P_{-2} rozchodzących się przewodnicach falowych.



Rys. do zad. 2.2.

A) Linia długa z impedancjami Z_1 i Z_2 . B) Transformacja impedancji Z_2 do płaszczyzny T_2 krokiem do rozwiązania problemu.

Rozwiązanie

Rozwiązanie problemu postawionego w zadaniu 2.2 polega na znalezieniu prostych zależności, które pozwolą na obliczenie mocy P_1 i P_2 absorbowanych przez impedancje Z_1 i Z_2 , oraz mocy P_{-1} , P_{+2} i P_{-2} niesionych przez fale w obu odcinkach linii długiej. Pierwszym krokiem prowadzącym do rozwiązania jest transformacja impedancji Z_2 z płaszczyzny T_3 do T_2 . Można wykorzystać równanie transformacji impedancji z tangensami.

$$Z_{T2} = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \operatorname{tg} \theta}{Z_0 + jZ_2 \operatorname{tg} \theta} = R_{T2} + jX_{T2}; \quad (2.2-1)$$

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda};$$

Impedancję Z_{T1} widzianą w płaszczyźnie T_1 oraz odpowiadający jej współczynnik odbicia Γ_{T1} można obliczyć z prostych zależności (2.2-2):

$$Z_{T1} = Z_1 + Z_{T2}; \quad (2.2-2)$$

$$\Gamma_{T1} = \frac{Z_{T1} - Z_0}{Z_{T1} + Z_0};$$

Należy zauważyć, że moce wydzielone w impedancjach Z_1 i Z_{T2} równe są mocom wydzielonym w impedancjach Z_1 i Z_2 . Te pierwsze znajdujemy po wyznaczeniu prądu I_{T1} płynącego przez obie impedancje.

$$|U_{T1}| = |U_P| |1 + \Gamma_{T1}| = |U_P| \frac{2Z_0}{|Z_{T1} + Z_0|}; \quad (2.2-3)$$

$$|I_{T1}| = \frac{|U_{T1}|}{|Z_1 + Z_{T2}|} = \frac{2Z_0 |U_P|}{|Z_1 + Z_{T2}|^2};$$

$$|U_P| = \sqrt{2Z_0 P_+};$$

Można teraz obliczyć moce P_1 i P_2 oraz moc P_{-1} fali odbitej. Do obliczenia wartości mocy wystarczy znajomość modułu prądu $|I_{T1}|$ – zależności (2.2-4).

$$P_1 = \frac{R_1 |I_{T1}|^2}{2}; \quad P_2 = \frac{R_{T1} |I_{T1}|^2}{2}; \quad P_{-1} = |\Gamma_{T1}|^2 P_{+1}; \quad (2.2-4)$$

Punktem wyjścia do wyznaczenie mocy P_{+2} i P_{-2} fal w drugim odcinku linii dłuższej, na końcu której jest impedancja Z_2 , jest znajomość mocy P_2 wydzielonej w Z_2 . Obliczamy współczynnik odbicia Γ_2 :

$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}; \quad (2.2-5)$$

Poziom mocy P_{+2} musi być tak dobrany, aby po odbiciu części P_{-2} tej mocy w impedancji Z_2 wydzielono się tyle, co powinno, czyli P_2 . Dwie zależności muszą być spełnione:

$$P_{+2} = P_2 + P_{-2}; \quad \frac{P_{-2}}{P_{+2}} = |\Gamma_2|^2; \quad (2.2-6)$$

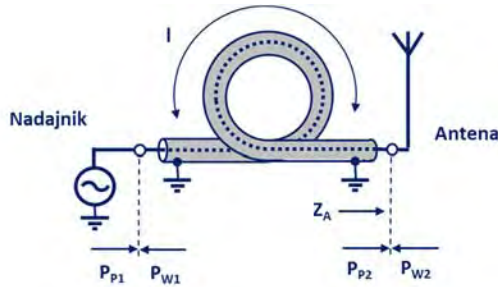
Można teraz napisać zależności pozwalające obliczyć moce fal propagowanych w drugiej części linii dłuższej.

$$P_{+2} = \frac{P_2}{1 - |\Gamma_2|^2}; \quad P_{-2} = \frac{P_2 |\Gamma_2|^2}{1 - |\Gamma_2|^2}; \quad (2.2-7)$$

W rozwiązaniu zadaniu nie prowadzono obliczeń w oparciu o dane liczbowe. Wychodząc od podstawowych zależności współczynnika odbicia i transformacji impedancji w linii dłuższej, wyprowadzono związki między szukanymi parametrami a danymi impedancjami $Z_1 = R_1 + jX_1$ i $Z_2 = R_2 + jX_2$ oraz mocą P_{+1} fali padającej na analizowany obwód.

Zadanie 2.3.

Nadajnik pracujący na częstotliwości $f = 800$ MHz przesyła kablem współosiowym sygnał o mocy $P_{P1} = 10$ W do anteny o impedancji $Z_A = 100 \Omega$. Długość kabla wynosi $l = 12$ m, jego impedancja charakterystyczna $Z_0 = 50 \Omega$, a jego katalogowe tłumienie na częstotliwości 100 MHz i dla długości 100 m wynosi: $A_{[dB/100m, 100MHz]} = 12$ dB. Oblicz moc P_A wypromieniowaną przez antenę i moc P_{W1} powracającą do nadajnika.



Rys. do zad. 2.3. Nadajnik i antena połączone kablem współosiowym.

Rozwiązanie

W pierwszym etapie obliczymy tłumienie kabla współosiowego, co pozwoli obliczyć moc P_{P2} , która dotrze do portu anteny. Moc P_{P1} przesyłaną z nadajnika do anteny tłumie kabel, którego tłumienie $T_{[\text{dB}]}$ związane jest z obu mocami następującą zależnością:

$$T_{[\text{dB}]} = 10 \log \frac{P_{P1}}{P_{P2}}; \quad (2.3-1)$$

Tłumienie $T_{[\text{dB}]}$ zależy od rodzaju kabla, od częstotliwości f i długości l . Obliczamy je ze wzoru:

$$T_{[\text{dB}]} = A_{\left[\frac{\text{dB}}{l_0 f_0}\right]} \frac{l}{l_0} \sqrt{\frac{f}{f_0}}; \quad (2.3-2)$$

$$T_{[\text{dB}/12\text{m}, 100\text{MHz}]} = A_{\left[\frac{\text{dB}}{100\text{m}, 100\text{MHz}}\right]} \frac{12}{100} \sqrt{\frac{800}{100}} = 12 \text{ dB} \frac{12}{100} \sqrt{\frac{800}{100}} = 4,07 \text{ dB};$$

Obliczamy teraz moc P_{P2} , która dopłynie do anteny.

$$P_{P2} = \frac{P_{P1}}{10^{4,07/10}} = \frac{10\text{W}}{2,55} = 3,92 \text{ W}; \quad (2.3-3)$$

Obliczamy współczynnik odbicia Γ_A anteny, moc odbicia P_{W2} i transmitowaną przez antenę P_A :

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3}; \quad (2.3-4)$$

$$P_{W2} = P_{P2} |\Gamma_A|^2 = 3,92 \frac{1}{9} = 0,44 \text{ W};$$

$$P_A = P_{P2} - P_{W2} = 3,92 - 0,44 = 3,48 \text{ W};$$

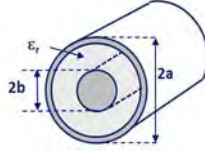
Moc odbita P_{W2} nim wróci do nadajnika zostanie stłumiona 2,55 raza:

$$P_{W1} = \frac{P_{W2}}{2,55} = 0,173 \text{ W} = 173 \text{ mW}; \quad (2.3-5)$$

Wyniki obliczeń: $P_A = 3,48 \text{ W}$, $P_{W1} = 173 \text{ mW}$.

Zadanie 2.4.

Linia współosiowa wypełniona jest dielektrykiem o przenikalności $\epsilon_r = 3,82$. Średnica przewodu wewnętrznego wynosi 4 mm, a zewnętrznego 10,6 mm. Oblicz charakterystyczną impedancję Z_0 linii i współczynnik odbicia obciążenia o $Z_L = 25 \Omega$. Oblicz jak długi jest ćwierćfalowy odcinek linii współosiowej dla częstotliwości 600 MHz.



Rys. do zad. 2.4. Wymiary linii współosiowej.

Rozwiązanie

Impedancję charakterystyczną linii współosiowej można obliczyć ze znanego wzoru:

$$Z_{0[\Omega]} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a}; \quad (2.4-1)$$

Obliczamy wartość impedancji Z_0 linii współosiowej.

$$Z_{0[\Omega]} = \frac{138}{\sqrt{3,82}} \log \frac{5,3}{2} = \frac{138}{1,95} 0,423 \cong 30 \Omega; \quad (2.4-2)$$

Obliczamy długość fali λ_f w linii współosiowej dla częstotliwości f .

$$\lambda_f = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}};$$

$$\lambda_{f[\text{m}]} = \frac{3 \cdot 10^8 [\text{m/s}]}{6 \cdot 10^8 [1/\text{s}] \sqrt{3,82}} = \frac{0,5}{\sqrt{3,82}} = 0,256 \text{ m} \quad (2.4-3)$$

$$\frac{\lambda_{f[\text{cm}]}}{4} = 6,4 \text{ cm};$$

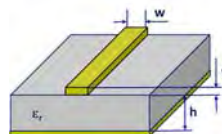
Wyniki obliczeń: $Z_0 = 30 \Omega$, $\lambda_{f[\text{cm}]} = 25,6 \text{ cm}$, $\lambda_{f/4} = 6,4 \text{ cm}$.

Zadanie 2.5.

Wykonaj obliczenia rozpoznawcze, aby ocenić wpływ wymiarów paska linii mikropaskowej na wartość impedancji charakterystycznej Z_0 dla dwóch różnych podłoży dielektrycznych:

- Lamina 1: $\epsilon_r = 2,94$, $h = 1,5 \text{ mm}$, $\text{tg} \delta = 0,0012$, $t = 35 \mu\text{m}$.
- Lamina 2: $\epsilon_r = 6,15$, $h = 0,64 \text{ mm}$, $\text{tg} \delta = 0,0027$, $t = 17 \mu\text{m}$.

Dla każdego przypadku oblicz ϵ_{eff} i długość fali λ_f dla $f = 1 \text{ GHz}$.



Rys. do zad. 2.5. Struktura i wymiary linii mikropaskowej.

Rozwiązanie

W rozwiązaniu zadania obliczenia parametrów linii mikropaskowej zostaną – dla ułatwienia – wykonane z użyciem jednego z programów obliczających parametry struktury linii, pokazanej na rys. do tego zadania. Wykorzystano tutaj program ze strony internetowej <http://fritz.dellsperger.net/>.

Zależność impedancji charakterystycznej Z_0 linii mikropaskowej można z dobrą dokładnością obliczyć, używając wzoru (2.5-1). Wzór ten nie uwzględnia grubości t paska.

$$Z_{0[\Omega]} \cong \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right); \quad (2.5-1)$$

W powyższym wzorze wprowadzono efektywną przenikalność elektryczną ε_{eff} . Wartość tego parametru zależy od wymiarów struktury, można go obliczyć, korzystając ze wzoru (2.5-2).

$$\varepsilon_{eff} \cong \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{w}}}; \quad (2.5-2)$$

Poniżej powtórzono zależność (2.4-3), aby pokazać istotną właściwość linii mikropaskowej.

$$\lambda_f = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}}; \quad (2.5-3)$$

Wyniki obliczeń zestawiono w poniższej tabeli.

Tabela. Zestawienie wyników obliczeń impedancji charakterystycznej Z_0 i długości fali λ_f dla różnych wymiarów i parametrów podłoża linii mikropaskowej

$f = 1 \text{ GHz}$	Laminat 1: $\varepsilon_r = 2,94; h = 1,5 \text{ mm}; \text{tg}\delta = 0,0012; t = 35 \mu\text{m}$			Laminat 2: $\varepsilon_r = 6,15; h = 0,64 \text{ mm}; \text{tg}\delta = 0,0027; t = 17 \mu\text{m}$		
	w/h	$Z_0 [\Omega]$	ε_{eff}	$\lambda_f [\text{mm}]$	$Z_0 [\Omega]$	ε_{eff}
10	17,9	2,65	184	12,5	5,33	130
5	31	2,52	189	21,8	4,97	134
2	57,4	2,34	196	40,6	4,51	141
1	82,4	2,23	201	58,3	4,21	146
0,5	109	2,15	205	76,9	3,98	150
0,2	141	2,07	208	99,3	3,74	155
0,12	159	2,03	210	110	3,63	157

Wnioski płynące z danych są następujące:

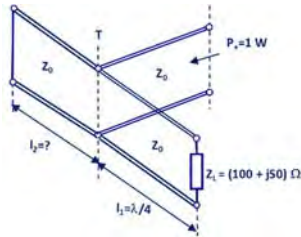
- Jeśli obliczenia odносimy w stosunku do $Z_0 = 50 \Omega$, to użyte elementy-odcinki linii mikropaskowej powinny mieć impedancje w granicach od $Z_0/2 = 25 \Omega$ do $2 \cdot Z_0 = 100 \Omega$.
- Wraz ze wzrostem ε_r łatwiej realizować małe wartości Z_0 , nawet poniżej 20Ω . Dla mniejszych ε_r przeciwnie, łatwiej realizować wartości Z_0 , powyżej 100Ω .

- Długość fali w linii mikropaskowej zależy od wartości ϵ_{eff} , a ta zależy od stosunku w/h . Jest to bardzo ważna właściwość tego typu przewodnicy. Należy mieć ją na uwadze przy projektowaniu obwodów dopasowujących wzmacniaczy oraz filtrów mikrofalowych.

Podsumowując: dla każdej wartości impedancji Z_0 należy obliczać długość fali w metrach bądź w milimetrach i znając wartość długości elektrycznej odcinka, obliczać jego długość fizyczną.

Zadanie 2.6.

W jednym z ramion rozgałęzienia pokazanego na rys. 2.6 umieszczono impedancję Z_L w odległości l_1 , a w drugim ramieniu zwarcie. Dobierz odległość l_2 zwarcia od rozgałęzienia, aby moc P_1 wydzielona w impedancji Z_L była maksymalna. Oblicz tę moc, gdy $P_{+1} = 1$ W.



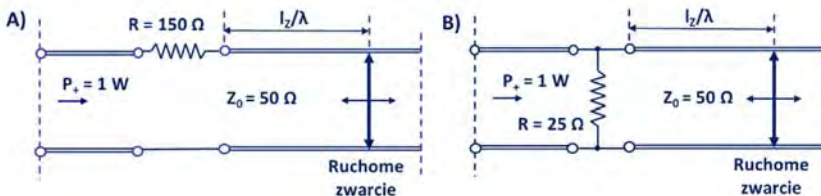
Rys. do zad. 2.6. Linia długa z rozgałęzieniem.

Zadanie 2.7.

W jednorodnej i bezstratnej linii długiej o impedancji charakterystycznej $Z_0 = 50 \Omega$ umieszczono rezystor o rezystancji R , a za nim ruchomy zwieracz (zwarcie, którego położenie może się zmieniać). Wyznacz odległość l_2/λ zwarcia od rezystora, dla której w tak utworzonym jednowrotniku wydzieli się maksimum mocy $P_+ = 1$ W z fali padającej na niego i oblicz tę część mocy. Rozważ dwa przypadki.

- Przypadek z rysunku 2.7A) – rezystor $R = 150 \Omega$ włączony jest szeregowo.
- Przypadek z rysunku 2.7B) – rezystor $R = 25 \Omega$ włączony jest równolegle.

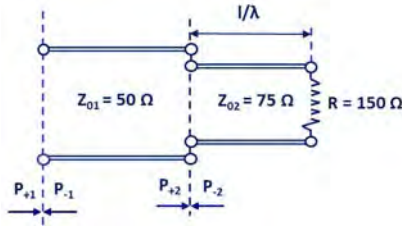
Czy istnieją takie położenia zwieracza, dla których cała moc P_+ odbija się? Uzasadnij to.



Rys. do zad. 2.7. Obwody z linii długą i ruchomym zwiercem. A) Rezystor $R = 150 \Omega$ włączony szeregowo. B) Rezystor $R = 25 \Omega$ włączony równolegle.

Zadanie 2.8.

Linie długą o impedancji charakterystycznej $Z_{01} = 50 \Omega$ połączono z rezystancją $R = 150 \Omega$ za pomocą odcinka linii o impedancji charakterystycznej $Z_{02} = 75 \Omega$ i długości l – patrz rys. do tego zadania. Moc fali padającej na ten układ wynosi $P_{+1} = 1$ W. Podaj sposób obliczenia mocy P_L wydzielonej w rezystancji R i oblicz jej wartość dla przypadków, gdy $l/\lambda = 1/4, 2/4$ i $3/4$. Dla pierwszego z przypadków oblicz także moce P_{+2} i P_{-2} .

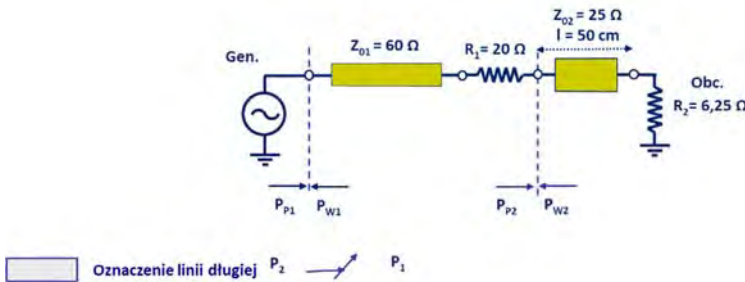


Rys. do zad. 2.8. Obciążenie połączone z linią za pomocą odcinka transformującego.

Zadanie 2.9.

Generator zasila złożony obwód jak na poniższym rys. Moc fali wyływającej z dopasowanego generatora wynosi $P_{P1} = 0,5 \text{ W}$, a częstotliwość sygnału równa jest $f = 500 \text{ MHz}$. Sygnał pokonuje drogę do obciążenia $R_2 = 6,25 \Omega$, korzystając z przewodnic mikropaskowych o impedancjach charakterystycznych $Z_{01} = 60 \Omega$ i $Z_{02} = 25 \Omega$, tracąc po drodze część mocy w rezystorze $R_1 = 20 \Omega$. Przyjmujemy, że przewodnice są bezstratne, a długość fali w linii mikropaskowej jest zmniejszona 1,5 razy.

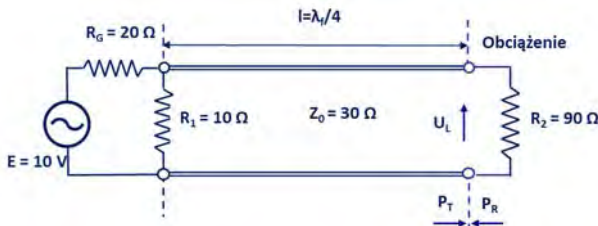
Oblicz moce P_1 i P_2 wydzielone w rezystorach R_1 i R_2 oraz moce P_{W1} oraz P_{W2} fal rozchodzących się w obu odcinkach przewodnic falowych.



Rys. do zad. 2.9. Złożony obwód do transmisji sygnału z generatora do obciążenia.

Zadanie 2.10.

Generator ($f = 1 \text{ GHz}$, $E = 10 \text{ V}$, $R_G = 20 \Omega$ – patrz rysunek poniżej) obciążono rezystancją $R_1 = 10 \Omega$ i rezystancją $R_2 = 90 \Omega$, połączoną z nim ćwierćfalowym odcinkiem powietrznej linii długiej, o impedancji charakterystycznej $Z_0 = 30 \Omega$. Oblicz moc P_L wydzieloną w obciążeniu R_2 , amplitudę napięcia U_L na jego zaciskach oraz moce P_T oraz P_R fal dobiegającej do R_2 i od niego odbitej.



Rys. do zad. 2.10. Obciążenie połączone z linią za pomocą odcinka transformującego.

15.2.2. Pytania i problemy

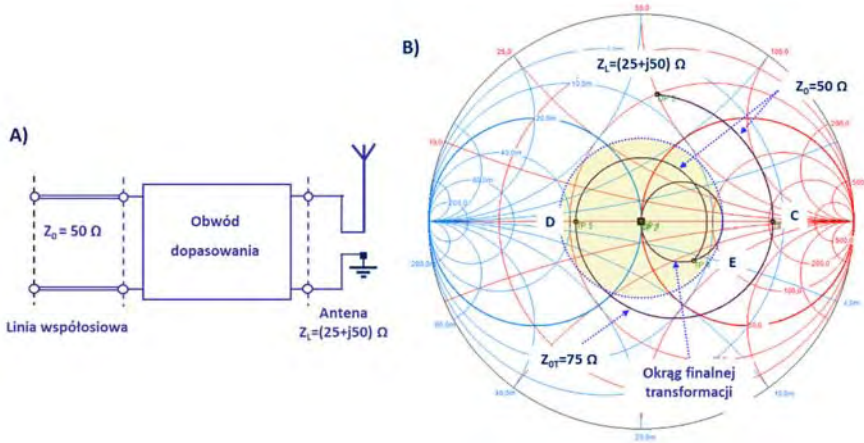
- Narysuj obwód zastępczy elementarnego odcinka linii długiej i wyjaśnij sens fizyczny jego elementów.
- Napisz rozwiązanie równania telegrafistów i opisz występujące w nim wielkości.
- Wymień i scharakteryzuj najważniejsze parametry przewodnicy falowej.
- Co to jest dyspersja, w jakich warunkach i dlaczego dyspersja utrudnia transmisję sygnału.
- Przeanalizuj przyczyny powstawania strat przy transmisji mocy przewodnicami falowymi.
- Na czym polega efekt naskórkowości?
- Opisz kolejno przewodnice typu TEM.
- Dlaczego nie stosujemy falowodów prostokątnych, dla których stosunek $a/b = 1$?
- W jakim paśmie częstotliwości może pracować falowód prostokątny?
- W jakim paśmie może pracować falowód cylindryczny?
- Jak uzasadnisz fakt, że obwodem zastępczym odcinka falowodu prostokątnego jest odcinek linii dwuprzewodowej?
- Jak zbudowana jest i jakie ma właściwości przewodnica mikropaskowa?
- Jak zbudowana jest i jakie ma właściwości linia koplanarna?
- Jakie są obszary zastosowań linii współosiowej, linii mikropaskowej i falowodu prostokątnego? Aby to uzasadnić, porównaj parametry wymienionych typów przewodnic.
- Podaj definicje prędkości fazowej i grupowej oraz impedancji charakterystycznej.
- Jak umieszczona na końcu linii długiej impedancja wpływa na rozkład napięcia i prądu?
- Zdefiniuj współczynnik odbicia i opisz sposób jego transformacji wzdłuż linii długiej.
- Narysuj rozkład napięcia i prądu wzdłuż linii długiej dla różnych przypadków jej obciążenia.
- Zdefiniuj współczynnik fali stojącej i odpowiedz, jakie przyjmuje wartości dla różnych przypadków obciążenia linii długiej.
- Opisz działanie układu generator – linia długa – obciążenie.
- Generator nie jest dopasowany, jego $\Gamma_G = j0,7$. Zmierzone, że w dołączonym przez linię długą dopasowanym obciążeniu wydziela się moc 1 W. Jak dobrać obciążenie, by wydzielić w nim więcej mocy? Ile wyniesie maksymalna moc?
- Opisz równanie transformacji impedancji wzdłuż przewodnicy falowej i wyjaśnij, jak do tego równania doszliśmy.
- Wymień szczególne przypadki transformacji impedancji przez odcinki linii długiej o charakterystycznej długości.
- Jakie wartości impedancji możesz zrealizować za pomocą odcinka linii długiej zwartej na końcu?
- To samo uzasadnij dla linii rozartej na końcu.

15.3. Wykres Smitha i dopasowanie impedancji

15.3.1. Zadania rozwiązane i zadania do rozwiązania

Zadanie 3.1.

Zaprojektuj obwód dopasowujący antenę o impedancji $Z_L = (25 + j50) \Omega$ pracującą na częstotliwości 300 MHz. Sygnał doprowadzony jest do anteny kablem współosiowym o $Z_0 = 50 \Omega$. W obwodzie dopasowującym można wykorzystać inny kabel współosiowy o $Z_{0T} = 75 \Omega$. Wszystkie elementy obwodu dopasowującego powinny być połączone szeregowo. Strukturę obwodu dopasowującego pokazano na rysunku do tego zadania.



Rys. do zad. 3.1(A+B).

A) Obwód dopasowania łączący kabel współosiowy z anteną. B) Wykres Smitha pokazujący drogę transformacji impedancji Z_L .

Rozwiązanie

Obliczenia potrzebne do rozwiązania problemu wykonano, korzystając z dostępnego programu Smith Chart 4.1, umieszczonego na stronie <http://fritz.dellsperger.net/>.

Aby uzyskać dopasowanie w żądanej strukturze obwodu dopasowującego, należy wykorzystać transformujące właściwości odcinka linii o $Z_{OT} = 75 \Omega$, włączonego do linii o $Z_0 = 50 \Omega$. Ćwierćfalowy transformator impedancji o $Z_{OT} = 75 \Omega$ transformuje rezystancję $R = 112,5 \Omega$ do wartości 50Ω . Pełny „okrąg finalnej transformacji” wskazuje zbiór impedancji, z którego każdą wartość impedancji można transformować do wartości 50Ω . Na wykresie Smitha na rys. 3.1B pokazano zacienione koło zakreślone średnicą „okręgu finalnej transformacji”. W obszarze zacienionym z każdego punktu można przetransformować impedancję odcinkiem linii o $Z_0 = 50 \Omega$ na „okrąg finalnej transformacji”, aby dotrzeć do punktu dopasowania.

Niestety impedancja $Z_L = (25 + j50) \Omega$ leży poza zacienionym okręgiem. Aby dotrzeć do zacienionego okręgu, użyto dwa odcinki transformujące w dwóch etapach – patrz część rysunku do tego zadania oznaczona literą B.

1 etap: transformacja z punktu Z_L do punktu C linią 50Ω o długości $0,115 \lambda$.

2 etap: transformacja z punktu C do punktu D linią 75Ω transformatorem ćwierćfalowym. Punkt D leży w okręgu zacienionym.

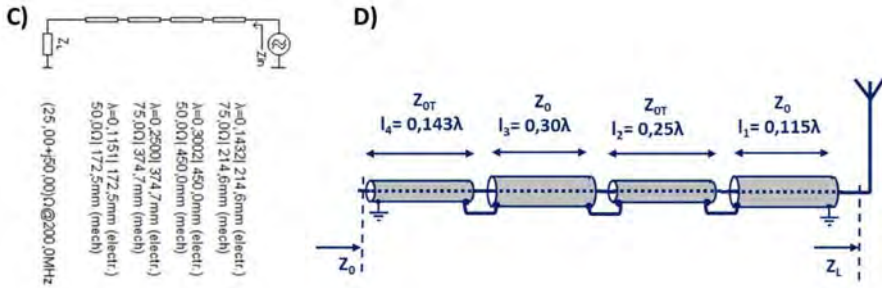
Kolejne 2 kroki kończą proces dopasowania.

3 etap: transformacja linią 50Ω odcinkiem o długości $0,30 \lambda$ na „okrąg finalnej transformacji” do punktu E.

4 etap: linią 75Ω o długości $0,143 \lambda$ docieramy do punktu dopasowania.

Na drugim rysunku do tego zadania, oznaczonym literą C, pokazano obliczenia wykonane przez program Smith Chart 4.1. Strukturę czteroelementowego obwodu dopasowującego pokazuje rysunek oznaczonym literą D. Otrzymane rozwiązanie nie należy do typowych obwodów dwuelementowych.

Rozwiązanie pokazuje, jak wiele narzędzi można wykorzystać, projektując mikrofalowe obwody dopasowujące.



Rys. do zad. 3.1(C+D). Rozwiązanie zadania 3.1. C) Wyniki obliczeń programu Smith Chart 4.1. **D)** Czteroelementowy obwód dopasowujący anteny.

Zadanie 3.2.

Tranzystor FET małej mocy ($V_{DS} = 2$ V, $I_D = 10$ mA) pracuje jako wzmacniacz na częstotliwości 4 GHz z obwodami wykonanymi w technice linii mikropaskowych. Wartości współczynników rozproszenia tranzystora w wybranych warunkach podane są w tabeli. Należy zaprojektować dwie wersje obwodów dopasowujących tranzystor do linii o $Z_0 = 50$ Ω , z użyciem linii mikropaskowej.

- Obwody dopasowujące wykonać z odcinków linii o $Z_0 = 50$ Ω .
- Obwody dopasowujące wykorzystują transformatory ćwierćfalowe.

Tabela. Współczynniki macierzy rozproszenia tranzystora FET dla wybranej częstotliwości

f [GHz]	$ S_{11} $	φ_{11} [°]	$ S_{21} $	φ_{21} [°]	$ S_{12} $	φ_{12} [°]	$ S_{22} $	φ_{22} [°]
4,0	0,66	-117	3,89	80	0,011	-58	0,59	-55

Rozwiązanie

Mała wartość iloczynu $|S_{21}||S_{12}| = 0,042$ wskazuje na możliwość konstrukcji obwodów, które dopasują refleksyjność S_{11} i S_{22} , bez uwzględniania wzajemnego oddziaływania obwodów wejściowego i wyjściowego.

Aby obliczyć impedancję Z_{T11} ćwierćfalowego transformatora współczynnika S_{11} , obliczamy współczynnik fali stojącej ρ_{11} :

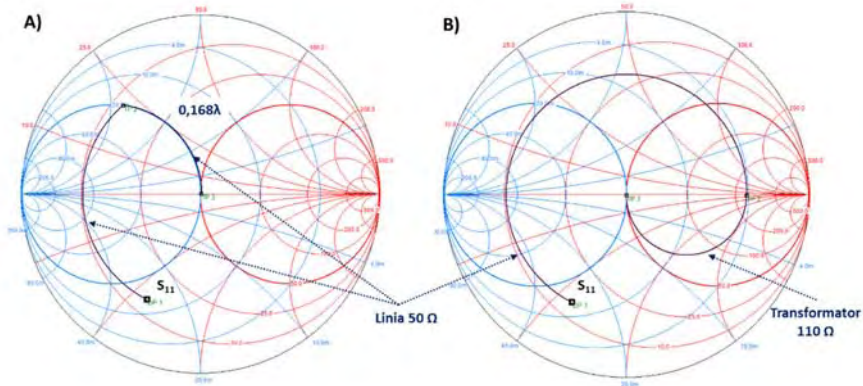
$$\rho_{11} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + 0,66}{1 - 0,66} = 4,88; \quad \sqrt{\rho_{11}} = 2,21; \quad (3.2-1)$$

$$Z_{T11} = Z_0 \sqrt{\rho_{11}} = 110 \Omega;$$

Podobnie obliczamy Z_{T22} ćwierćfalowego transformatora współczynnika S_{22} , przyjmując wariant, w którym $Z_{T22} < Z_0$.

$$\rho_{22} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} = \frac{1 + 0,59}{1 - 0,59} = 3,87; \quad \sqrt{\rho_{22}} = 1,97; \quad (3.2-2)$$

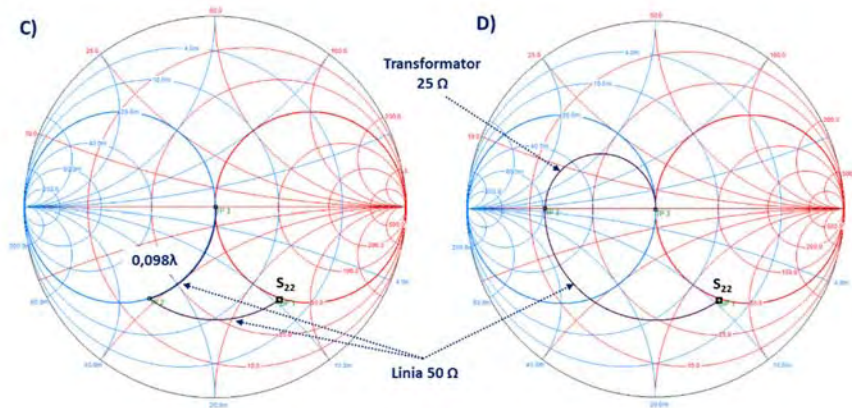
$$Z_{T22} = \frac{Z_0}{\sqrt{\rho_{22}}} = 25,4 \Omega;$$



Rys. do zad. 3.2(A+B). Wykres Smitha pokazujący drogę dopasowania współczynnika odbicia S_{11} . **A)** Obwód dopasowania ze stroikiem włączonym równolegle. **B)** Obwód dopasowania z transformatorem ćwierćfalowym $Z_{T11} = 110 \Omega$.

Na rys. do tego zadania pokazano ilustrację obliczeń obu wersji wejściowych obwodów dopasowujących dla refleksyjności S_{11} . Na rys. oznaczonym literą A dopasowywana refleksyjność transformowana jest linią o $Z_0 = 50 \Omega$ i długości $0,154 \lambda$ do punktu, w którym dołączono równoległy, rozarty na końcu stroik o długości $0,168 \lambda$.

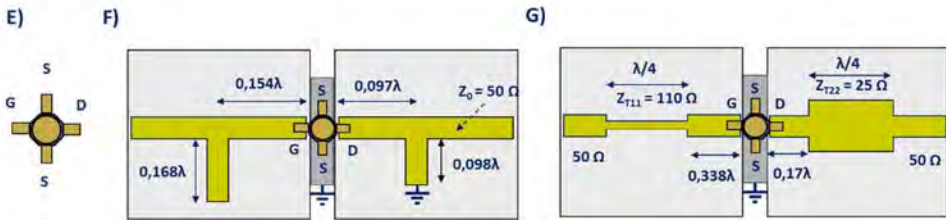
Część rysunku oznaczona literą B pokazuje drogę transformacji refleksyjności S_{11} odcinkiem linii o długości $0,338 \lambda$ do punktu na osi rzeczywistej, z którego kolejnym odcinkiem ćwierćfalowym o $Z_{T11} = 110 \Omega$ do punktu dopasowania.



Rys. do zad. 3.2(C+D). Wykres Smitha pokazujący drogę dopasowania współczynnika odbicia S_{22} . **A)** Obwód dopasowania ze stroikiem włączonym równolegle. **B)** Obwód dopasowania z transformatorem ćwierćfalowym $Z_{T22} = 25 \Omega$.

W podobny sposób obliczono elementy obwodów dopasowujących refleksyjność S_{22} , co pokazano na kolejnym rysunku. Na jego części oznaczonej literą C w pierwszym etapie odcinkiem o długości $0,097 \lambda$ znaleziono punkt, w którym dodany równoległy odcinek linii zwartej o długości $0,098 \lambda$ spełnia warunek dopasowania.

Na części rysunku z literą D odcinkiem o długości $0,17 \lambda$ dochodzi się do punktu, w którym impedancja staje się czysto rzeczywista. Następnie odcinkiem ćwierćfalowym linii o impedancji charakterystycznej $Z_{T22} = 25 \Omega$ osiągnany jest stan dopasowania.



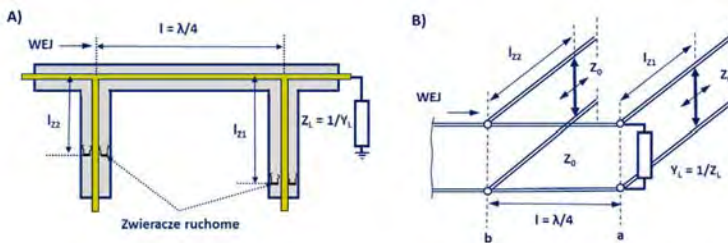
Rys. do zad. 3.2(E+F+G). E) Rysunek tranzystora z oznaczonymi doprowadzeniami G – grid, D – drain i S – source. F) Widok wzmacniacza z tranzystorem i obwodami dopasowującymi. G) Widok wzmacniacza z ćwierćfalowymi obwodami dopasowującymi.

Na powyższym rysunku pokazano elementy układów obu wzmacniaczy. Na części rysunku oznaczonej literą F proste obwody dopasowujące z równolegle włączonymi odcinkami linii: rozwartej wprowadzającej susceptancję pojemnościową i zwartej wprowadzającej susceptancję indukcyjną. Obwody dopasowujące wzmacniacza pokazanego na części rysunku oznaczonej literą G wykorzystują transformatory ćwierćfalowe, o impedancjach 110Ω i 25Ω . Na rysunkach nie umieszczono elementów układów polaryzacji, by pokazać strukturę obwodów dopasowujących.

W zadaniu 3.2 skupiono się na projektowaniu obwodów dopasowujących. Unilateralne wzmocnienie wzmacniacza można obliczyć, korzystając ze znanego wzoru.

Zadanie 3.3.

Na rysunku poniżej pokazano uniwersalny obwód dopasowujący impedancję $Z_L = 1/Y_L$, zbudowany na linii współosiowej o $Z_0 = 50 \Omega$, z dołączonymi dwoma równoległymi stroikami z ruchomymi zwierzaczami. Stroiki oddalone są od siebie o $\lambda/4$. Opisz zasadę działania obwodu z dwoma stroikami, przebieg strojenia oraz wyszukaj ograniczenia.



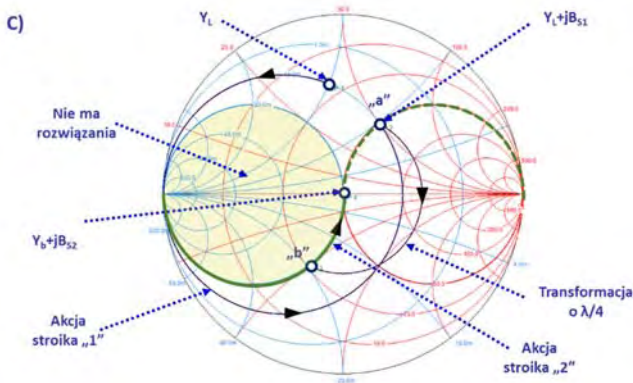
Rys. do zad. 3.3(A+B). A) Układ obwodu dopasowującego z dwoma współosiowymi stroikami z ruchomymi zwierzaczami. B) Obwód zastępczy układu z rysunku A) ułatwiający zrozumienie działania stroików w procesie dopasowania.

Rozwiązanie

Wykres Smitha przedstawiony na rys. do tego zadania oznaczonego literą C, ułatwi wyjaśnienie działania obwodu dopasowującego. Dopasowywane jest obciążenie opisane admitancją $Y_L = 1/Z_L$. Stan dopasowania uzyskano w trzech etapach. Stroik pierwszy do admitancji Y_L dodaje susceptancję B_{S1} , zgodnie z zależnością (3.3-1).

$$Y_a = Y_L + jB_{S1} = G_L + jB_L + jB_{S1}; \quad (3.3-1)$$

Przy zmianie położenia zwarcia i odległości l_{Z1} suma $Y_L + jB_{S1}$ porusza się po kręgu $G_L = \text{const}$.



Rys. do zad. 3.3C. Ilustracja na wykresie Smitha działania stroików z ruchomymi zwierzcami w obwodzie dopasującym, pokazanym na rys. do zad. 3.3, oznaczonym literą A.

Długość l_{Z1} stroika powinna być tak dobrana, aby ulokować sumę Y_a na okręgu stałej rezystancji $R = 50 \Omega$. Punkt „a” na wykresie położony jest na tym właśnie okręgu.

Drugi etap to transformacja admittancej Y_a odcinkiem ćwierćfalowym do punktu „b”. Punkt „b” leży na okręgu $G = \frac{1}{R} = 20 \text{ mS}$, położonym symetrycznie w stosunku do okręgu $R = 50 \Omega$.

Trzeci, końcowy etap dopasowania, to dobranie położenie l_{Z2} zwierca drugiego stroika tak, aby suma $Y_b + jB_{S2}$ była czysto rzeczywista, równa $1/50 \Omega$.

$$Y_b + jB_{S2} = G_b + jB_b + jB_{S2} = 20 \text{ mS}; \quad (3.3-2)$$

Jak widać z rysunku, okrąg $G_L = \text{const}$ przecina okrąg $R = 50 \Omega$ w dwóch punktach. W obu przypadkach odcinek ćwierćfalowy transformuje admittancej na okrąg $G = 20 \text{ mS}$. W każdym przypadku stroik drugi pozwala uzyskać stan dopasowania.

Impedancje, których wartości lokuje je wewnątrz okręgu zacienionego, nie można pierwszym stroikiem przesunąć na okrąg $R = 50 \Omega$. W tych warunkach opisywany obwód nie umożliwia uzyskania stanu dopasowania.

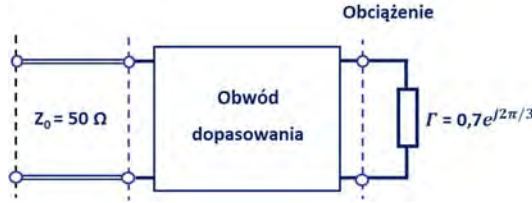
Zadanie 3.4.

Zmierzono współczynnik odbicia $\Gamma = 0,7e^{j2\frac{\pi}{3}}$ na częstotliwości $f = 800 \text{ MHz}$, dla obciążenia przedstawionego na rysunku do tego zadania. Wykorzystując program Smith Chart 4.1, zaprojektuj dla tego obciążenia obwód dopasowujący do impedancji $Z_0 = 50 \Omega$.

Oblicz wartości L i C dla dwóch prostych, dwuelementowych obwodów dopasowujących dla częstotliwości $f = 800 \text{ MHz}$.

Oblicz długości elektryczne dla dwóch dwuelementowych obwodów dopasowujących, złożonych z odcinków linii długiej o $Z_0 = 50 \Omega$.

Oblicz impedancje charakterystyczne $Z_{T1} > 50 \Omega$ i $Z_{T2} < 50 \Omega$ transformatorów ćwierćfalowych, które mogą dopasować obciążenie oraz długości elektryczne odcinków linii $Z_0 = 50 \Omega$, które określą położenie transformatorów.



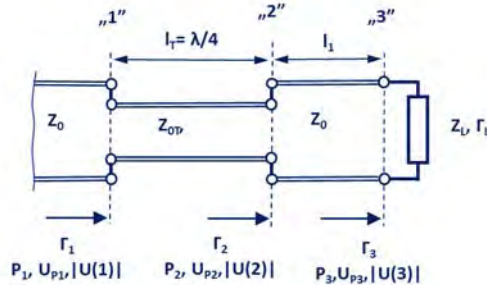
Rys. do zad. 3.4. Obwód dopasowujący obciążenie opisane współczynnikiem odbicia Γ do impedancji $Z_0 = 50 \Omega$.

Zadanie 3.5.

Dopasowujesz obciążenie o impedancji $Z_L = (25 + j45) \Omega$ do linii o impedancji $Z_0 = 50 \Omega$ na częstotliwości $f = 3 \text{ GHz}$, wykorzystując do tego celu transformator ćwierćfalowy. Obwód z obciążeniem i transformatorem pokazano na poniższym rysunku.

Oblicz parametry elementów obwodu dopasowania: l_1 i Z_{OT} .

Poziom mocy biegnącej w stronę obciążenia równy jest $P_1 = 1 \text{ W}$. Oblicz wartości mocy P_2 i P_3 , oraz amplitudy napięć w płaszczyznach „1”, „2” i „3”.

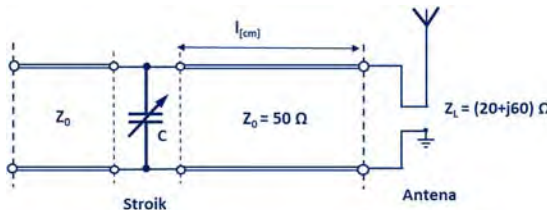


Rys. do zad. 3.5.

Zadanie 3.6.

Do anteny o impedancji $Z_L = (20 - j60) \Omega$ linią współosiową o $Z_0 = 50 \Omega$, której przenikalność względna dielektryka wynosi $\epsilon_r = 2,2$, doprowadzany jest sygnał o częstotliwości 200 MHz. Aby poprawić dopasowanie, można dodać stroik, równoległą, zmienną pojemność $C = 20-80 \text{ pF}$.

Oblicz długość odcinka kabla $l_{[cm]}$, po którym należy umieścić stroik, oraz wartość C pojemności, dla której zostanie uzyskane dopasowanie (rezonans).



Rys. do zad. 3.6.

15.3.2. Pytania i problemy

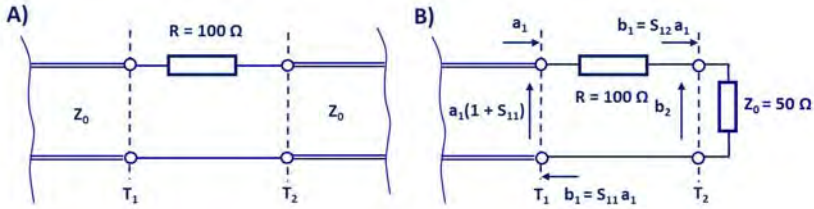
- Linie długą o $Z_0 = 50 \Omega$ zakończono obciążeniem o $Z_{L[\Omega]} = (10 - j10) \Omega$. Wykorzystując program Smitha, zaprojektuj obwód dopasowujący złożony z jednego odcinka przewodnicy o dobranym Z_{0T} i długości l_T .
- Linie długą o $Z_0 = 50 \Omega$ zakończono obciążeniem o $Z_{L[\Omega]} = (200 - j100) \Omega$. Wykorzystując program Smitha, zaprojektuj obwód dopasowujący złożony z jednego odcinka przewodnicy o dobranym Z_{0T} i długości l_T .
- Linia długa o $Z_0 = 50 \Omega$ zakończono obciążeniem o współczynniku odbicia $\Gamma = 0,6 + j0,4$. Wykorzystując program Smitha, zaprojektuj obwód dopasowujący złożony z odcinków linii o $Z_0 = 50 \Omega$.
- Linie współosiową o $Z_0 = 50 \Omega$ biegnie fala o amplitudzie 20 V i dociera do obciążenia o $Z_L = 150 \Omega$. Oblicz, ile mocy wydzieli się w obciążeniu, ile odbije, jaka jest amplituda fali odbitej. Wprowadziłeś dopasowujący transformator ćwierćfalowy. Podaj, jaka jest moc fali padającej na obciążenie w warunkach dopasowania.
- Linie współosiową o $Z_0 = 50 \Omega$ biegnie fala o amplitudzie 10 V i dociera do obciążenia o $Z_L = 12,5 \Omega$. Zaproponuj najprostszy obwód dopasowujący. Jaka jest moc fali padającej na obciążenie w warunkach dopasowania?
- Obwód dopasowujący wykonany w technice linii mikropaskowych składa się z dwóch odcinków linii o impedancji $Z_0 = 50 \Omega$ każdy. Jeden z nich, rozwarty na końcu, włączony jest równolegle w pewnej odległości od obciążenia. Rozszyfruj i opisz rolę każdego z nich.
- W warunkach opisanych w problemie 5, zamieniono odcinek rozwarty na odcinek zwarty. Jak zmieni się jego długość przy zachowaniu warunku dopasowania?
- Obwód dopasowujący wykonany w technice linii mikropaskowych, z ćwierćfalowym transformatorem impedancji, składa się z dwóch odcinków. Wytlumacz rolę każdego z nich.
- Linie długą o $Z_0 = 50 \Omega$ zakończono obciążeniem o $\Gamma = 0,8e^{j\pi/3}$. Wykorzystując program Smitha, zaprojektuj obwód dopasowujący z transformatorem ćwierćfalowym o $Z_{0T} < Z_0$. Dołącz wykres.
- Linie długą o $Z_0 = 50 \Omega$ zakończono obciążeniem o $\Gamma = 0,8e^{-j\pi/5}$. Wykorzystując program Smitha, zaprojektuj obwód dopasowujący z transformatorem ćwierćfalowym o $Z_{0T} > Z_0$. Dołącz wykres.

15.4. Dwuwrotniki i rezonatory mikrofalowe

15.4.1. Zadania rozwiązane i zadania do rozwiązania

Zadanie 4.1.

Do toru przewodnicy falowej o impedancji charakterystycznej $Z_0 = 50 \Omega$ wprowadzono rezystancję $R = 100 \Omega$, jak pokazano na poniższym rysunku. Wyznacz macierz rozproszenia tak powstałego dwuwrotnika między płaszczyznami T_1 i T_2 .

**Rys. do zad. 4.1.**

A) Dwuwrotnik utworzony obecnością rezystancji $R = 100 \Omega$ włączonej szeregowo w przewodnicy falowej między płaszczyznami T_1 i T_2 . B) Rysunek pomocniczy w rozwiązaniu postawionego zadania.

Rozwiązanie

W poszukiwaniu współczynników macierzy rozproszenia dla dwuwrotnika, przedstawionego na rysunku do tego zadania, można wykorzystać równania (3.4-1) definiujące te współczynniki:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2; \quad (4.1-1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2;$$

Analizowany dwuwrotnik jest odwracalny i symetryczny. Oznacza to, że można przyjąć warunki opisane zależnościami (4.1-2):

$$S_{12} = S_{21}; \quad S_{11} = S_{22}; \quad (4.1-2)$$

Aby znaleźć rozwiązanie, w płaszczyźnie T_2 umieszczono bezodbiorność obciążenie o impedancji $Z_0 = 50 \Omega$, co pokazano na części rysunku oznaczonej literą B. Na końcu linii umieszczona jest impedancja $Z_k = (100 + 50) \Omega$. Dla takiego obwodu spełnione są następujące warunki:

$$a_2 = 0; \quad b_1 = S_{11}a_1; \quad b_2 = S_{21}a_1; \quad (4.1-3)$$

Ponieważ $a_2 = 0$, to, zgodnie z definicją, współczynnik odbicia Γ widziany w płaszczyźnie T_1 jest poszukiwanym współczynnikiem S_{11} :

$$S_{11} = \Gamma = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0} = \frac{100}{200} = 0,5; \quad (4.1-4)$$

Aby obliczyć wartość współczynnika S_{12} , trzeba znaleźć stosunek amplitud b_2/a_1 . Fala o amplitudzie a_1 pada na obciążenie Z_k , na którym powstanie napięcie $a_1(1 + \Gamma)$ i popłynie prąd I :

$$I = \frac{a_1(1 + \Gamma)}{Z_k} = \frac{1,5a_1}{Z_k}; \quad (4.1-5)$$

Znając prąd I płynący przez Z_0 , znamy amplitudę b_2 :

$$b_2 = IZ_0 = \frac{1,5a_1Z_0}{Z_k} = \frac{1,5a_1}{3}; \quad (4.1-6)$$

Obliczamy i kompletujemy wyrazy macierzy $[S]$.

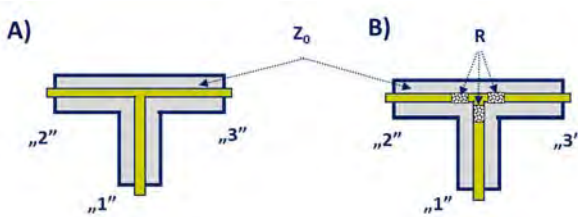
$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = 0,5; \quad (4.1-7)$$

A oto rozwiązanie zadania:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 \end{bmatrix}; \quad (4.1-8)$$

Zadanie 4.2.

Porównaj dzielniki mocy typu T, utworzone z rozgałęzienia / trójnika linii koncentrycznej. Na części rysunku oznaczonej literą A pokazano rozgałęzienie niedopasowane. Dla tego obwodu oblicz współczynnik odbicia i podział mocy. Na części rysunku oznaczonej literą B pokazano rozgałęzienie linii współosiowej z 3 rezystorami R . Oblicz wartość R , aby rozgałęzienie było dopasowane i oblicz podział mocy.



Rys. do zad. 4.2(A+B).

A) Rozgałęzienie linii współosiowej jako trójwrotnik. B) Rozgałęzienie dopasowane z rezystorami R .

Rozwiązanie

W pierwszym etapie rozwiązania należy obliczyć parametry obwodu. Rozgałęzienie jest trójwrotnikiem bezstratnym i symetrycznym. Można napisać następujące związki:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1; \quad (4.2-1)$$

$$S_{12} = S_{13};$$

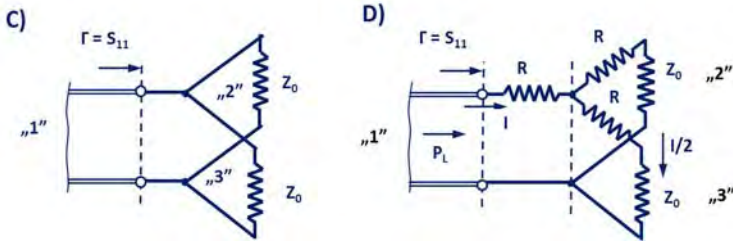
Aby obliczyć współczynnik S_{11} , należy w portach „2” i „3” umieścić bezodbiciowe impedancje Z_0 , jak pokazuje obwód na części rysunku oznaczonej literą C. W tych warunkach można obliczyć S_{11} .

$$S_{11} = \frac{Z_0 - \frac{Z_0}{2}}{Z_0 + \frac{Z_0}{2}} = \frac{50 - 25}{50 + 25} = \frac{1}{3}; \quad (4.2-2)$$

Wykorzystując następnie zależność (4.2-3), można obliczyć S_{12} i S_{13} .

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = \frac{4}{9}; \quad S_{12} = S_{13} = \frac{2}{3}; \quad (4.2-3)$$

Moc doprowadzona do portu „1” rozgałęzienia z części rysunku oznaczonej literą A dzieli się równo między ramiona „2” i „3”, po 4/9 mocy padającej, a 1/9 tej mocy zostaje odbita.

**Rys. do zad. 4.2(C+D).**

C) Obwód pozwalający obliczyć niedopasowanie rozgałęzienia. **D)** Obwód rozgałęzienia z rezystorami R umożliwiającymi dopasownie.

Parametry rozgałęzienia pokazanego na części rysunku oznaczonej literą B można obliczyć, analizując obwód pokazany na rys. 4.2D. We wrotach „2” i „3” rozgałęzienia umieszczono impedancję Z_0 . Można znaleźć wartość rezystancji R , aby we wrotach „1” uzyskać dopasowanie $S_{11} = 0$.

$$Z_{WE} = R + \frac{R + Z_0}{2} = Z_0; \quad R = \frac{Z_0}{3} = 16,7\Omega; \quad (4.2-4)$$

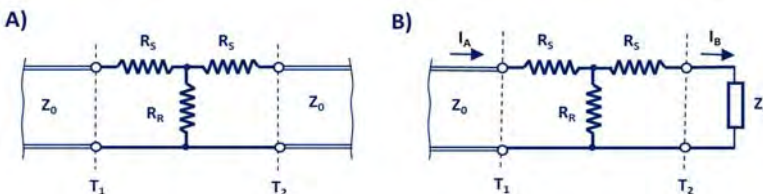
Dla obliczonej wartości R można następnie wyznaczyć moce docierające do impedancji Z_0 , umieszczonych we wrotach „2” i „3”. Po obliczeniu prądu $I/2$ płynącego przez impedancję Z_0 można obliczyć moce P_2 i P_3 , jakie wydzielą się w nich.

$$P_L = \frac{I^2 Z_0}{2}; \quad P_2 = P_3 = \frac{I^2 Z_0}{2 \cdot 4} = \frac{P_L}{4}; \quad (4.2-5)$$

Rozgałęzienie przedstawione na części rysunku oznaczonej literą B jest trójnikiem dopasowanym w każdym wrocie. Połowa mocy doprowadzonej do portu „1” jest absorbowana przez rezystory R , pozostała moc dzieli się równo między ramiona „2” i „3”. Tłumienie między gałęziami wynosi 6 dB.

Zadanie 4.3.

Tłumiki mocy mikrofalowej wykonywane są często w układzie T rezystorów, pokazanym na części rysunku oznaczonej literą A. Wartości rezystancji szeregowej R_S i równoległej R_R dobierane są tak, aby uzyskać obustronne dopasowanie do impedancji charakterystycznej Z_0 oraz określoną wartość tłumienia. Należy wyprowadzić odpowiednie związki pozwalające obliczyć wartości obu rezystancji w zależności odżądanego tłumienia. Przykładowe obliczenia rezystancji R_S i R_R należy przeprowadzić dla tłumików o tłumieniu 3 dB, 6 dB, 10 dB i 20 dB.

**Rys. do zad. 4.3.**

A) Obwód tłumika utworzonego przez 3 rezystory w układzie T. **B)** Obwód tłumika obciążonego impedancją Z_0 .

Rozwiązanie

Na części rysunku oznaczonej literą B przedstawiono obwód tłumika typu T obciążonego impedancją Z_0 . W warunkach obustronnego dopasowania rezystancja R_{T1} na zaciskach w płaszczyźnie T_1 powinna być równa Z_0 .

$$R_{T1} = R_S + \frac{1}{\frac{1}{R_R} + \frac{1}{R_S + Z_0}} = R_S + \frac{R_R(R_S + Z_0)}{R_R + R_S + Z_0} = Z_0; \quad (4.3-1)$$

Warunek dopasowania wyrażony zależnością (4.3-2) oznacza, że dla danego $R_S < Z_0$ można dobrać R_R , aby na zaciskach w płaszczyźnie T_1 uzyskać stan dopasowania.

$$R_R = \frac{Z_0^2 - R_S^2}{2R_S}; \quad (4.3-2)$$

Wartość tłumienia określa stosunek mocy P_{T2} wydzielonej w obciążeniu tłumika do mocy P_{T1} zaabsorbowanej przez cały obwód. Wartość tłumienia zależy od stosunku $\left| \frac{I_B}{I_A} \right|$ amplitud prądów.

$$P_{T2} = \frac{|I_B|^2 Z_0}{2}; \quad P_{T1} = \frac{|I_A|^2 Z_0}{2}; \quad (4.3-3)$$

$$\frac{P_{T2}}{P_{T1}} = |S_{21}|^2 = \left| \frac{I_B}{I_A} \right|^2 = k^2;$$

Aby otrzymać żądaną wartość tłumienia tłumika należy najpierw obliczyć k , następnie obliczyć R_S z zależności (4.3-4), a na końcu R_R z zależności (4.3-2).

$$R_S = Z_0 \frac{1 - k}{1 + k}; \quad (4.3-4)$$

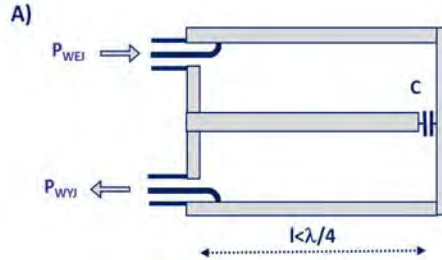
Tabela. Zestawienie wyników obliczeń R_S i R_R dla różnych wartości tłumienia tłumika T

Tłumienie	3 dB	6 dB	10 dB	20 dB
$k^2 = S_{21} ^2$	1/2	1/4	1/10	1/100
k	0,707	0,5	0,316	0,1
R_S / Z_0	0,171	0,333	0,520	0,8182
R_S [Ω]	8,55	16,65	26	40,9
R_R [Ω]	142	66,75	35,08	10,11

W tabeli zestawiono wyniki obliczeń rezystancji R_S i R_R dla kilku typowych wartości tłumień tłumików typu T konstruowanych z wykorzystaniem linii współosiowej. W układach wykorzystujących linię mikropaskową stosowane są często tłumiki wykorzystujące rezystory w układzie π . Wartości rezystancji tych rezystorów można obliczyć podobnie do przedstawionego wyżej rozwiązania.

Zadanie 4.4.

Rezonator ćwierćfalowy będący odcinkiem linii współosiowej został skrócony pojemnością diody waraktorowej, włączony w sposób pokazany na poniższym rysunku (z literą A). Pojemność diody waraktorowej zmienia się od C_{MIN} do C_{MAX} . Napisz warunek rezonansu z susceptancjami i przedstaw ilustrację graficzną pokazującą zakres przestrajania.



Rys. do zad. 4.4A. Rezonator ćwierćfalowy skrócony pojemnością.

Rozwiązanie

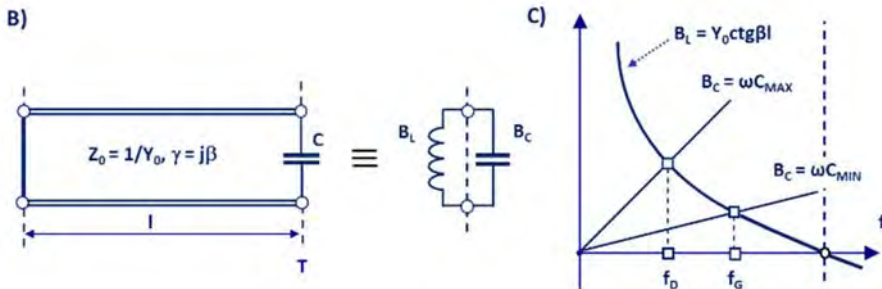
Warunek rezonansu można napisać wykorzystując obwód z części rysunku do tego zadania oznaczonej literą B. Na zaciskach w płaszczyźnie T obok susceptancji $B_C = \omega C$, reprezentującej pojemność C , pojawi się susceptancja B_L reprezentująca odcinek linii współosiowej powietrznej, o długości l zwartej na końcu (c – prędkość światła).

$$jB_L = \frac{1}{jZ_0 \operatorname{ctg} \beta l} = -jY_0 \operatorname{ctg} \beta l = -jY_0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi f l}{c}; \quad (4.4-1)$$

Warunek rezonansu zapisuje się prostą zależnością:

$$B_L + B_C = 0; \quad 2\pi f C - Y_0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi f l}{c} = 0; \quad (4.4-2)$$

Graficzną ilustrację warunku rezonansu (4.4-2) pokazano na części rysunku oznaczonej literą C.



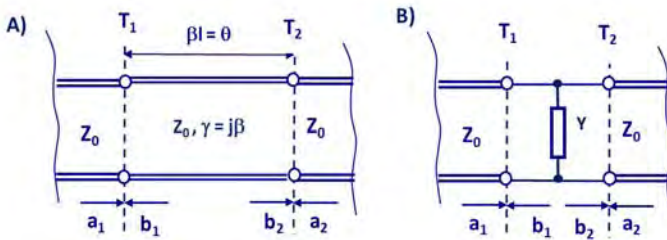
Rys. do zad. 4.4(B+C).

B) Obwód zastępczy rezonatora współosiowego skróconego pojemnością z rys. do zad. 4.4A. C) Graficzna ilustracja warunku rezonansu.

Pojemność diody waraktorowej zmienia się w granicach C_{MIN} – C_{MAX} . Dla tych dwóch wartości narysowano proste $B_C = 2\pi f C$. Punkty przecięcia z krzywą $B_L = Y_0 \operatorname{ctg} \beta l$ pokazują zakres przestrajania obwodu rezonansowego z ćwierćfalowym rezonatorem i diodą waraktorową.

Zadanie 4.5.

Wyznacz macierze współczynników rozproszenia dwóch dwuwrotników, przedstawionych na poniższym rysunku. Dwuwrotnik na części rysunku oznaczonej literą A tworzy odcinek bezstratnej przewodnicy falowej między płaszczyznami T_1 i T_2 . Impedancja charakterystyczna przewodnicy wynosi Z_0 , a jego długość elektryczna na częstotliwości f równa jest $\beta l = \theta$. Dwuwrotnik na części rysunku oznaczonej literą B między płaszczyznami T_1 i T_2 utworzony jest przez admitycję Y włączoną równoległe do linii.

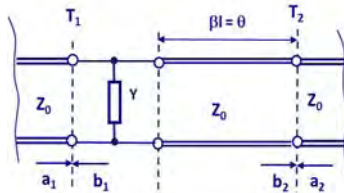


Rys. do zad. 4.5.

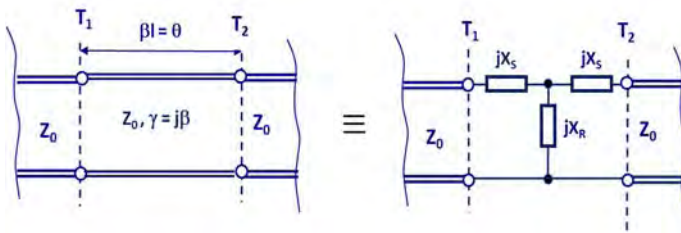
A) Dwuwrotnik utworzony z odcinka bezstratnej przewodnicy falowej o długości l . B) Dwuwrotnik utworzony z admitycji Y włączonej równoległe w linii długiej.

Zadanie 4.6.

Korzystając z macierzy współczynników rozproszenia obliczonych dla obwodów z zadania 4.5, oblicz współczynniki macierzy rozproszenia szeregowego połączenia obu dwuwrotników. Układ powstały z połączenia pokazano na poniższym rysunku.



Rys. do zad. 4.6. Dwuwrotnik utworzony z admitycji Y i odcinka bezstratnej linii długiej.

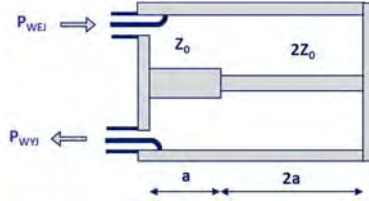
Zadanie 4.7.

Rys. do zad. 4.7. Dla dwuwrotnika utworzonego z odcinka bezstratnej przewodnicy falowej o długości l znaleźć reaktancje X_s i X_r obwodu zastępczego typu T.

Wyznacz wyrazy macierzy impedancyjnej $[Z]$ odcinka jednorodnej bezstratnej przewodnicy falowej o impedancji charakterystycznej Z_0 i stałej propagacji $\gamma = j\beta$, pokazanego na rys. do tego zadania. Następnie oblicz wartości reaktancji R_S i R_R elementów obwodu zastępczego typu T.

Zadanie 4.8.

Rezonator współosiowy utworzono z dwóch odcinków bezstratnej linii współosiowej o impedancjach charakterystycznych Z_0 i $2Z_0$ i długościach odpowiednio a i $2a$. Napisz admitancyjny warunek rezonansu (opisany susceptancjami) dla tego rezonatora i naszkicuj graficzne rozwiązanie tego warunku. Oblicz długości fali λ_1/a i λ_2/a odpowiadające dwóm najniższym częstotliwościom rezonansowym.

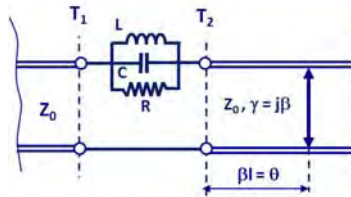


Rys. do zad. 4.8. Rezonator współosiowy utworzony z dwóch odcinków linii.

Zadanie 4.9.

W przewodnicy wyjściowej rezonatora sprzężonego z nią reakcyjnie – szeregowo (układ zastępczy tak sprzężonego rezonatora pokazano na poniższym rys.) umieszczono zwieracz w odległości elektrycznej θ za rezonatorem. Jak zachowuje się taki układ? Wyznacz parametry tego obwodu, jeśli parametry rezonatora sprzężonego reakcyjnie wynoszą: pulsacja rezonansowa ω_0 , współczynnik sprzężenia β i dobroć własna rezonatora Q_0 .

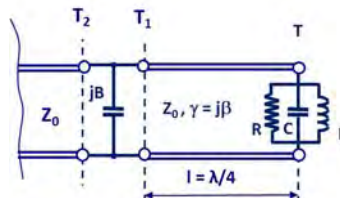
Wskazówka: Narysuj graf przepływu sygnału w opisanym obwodzie i znajdź reflektancję takiego obwodu.



Rys. do zad. 4.9. Rezonator sprzężony reakcyjnie w linii zakończonej ruchomym zwarcie.

Zadanie 4.10.

W wybranej płaszczyźnie odniesienia T układ zastępczy rezonatora ma postać równoległego obwodu rezonansowego – patrz rys. do tego zadania poniżej.



Rys. do zad. 4.10. Rezonator sprzężony odbiciowo z linią długą z susceptancją jB modyfikującą warunki sprzężenia.

W odległości $l = \lambda/4$ od płaszczyzny odniesienia umieszczono susceptancję pojemnościową jB . Jak obecność tej susceptancji zmieni częstotliwość rezonansową i współczynnik sprzężenia rezonatora? Przyjmij, że w wąskim zakresie częstotliwości bliskich rezonansowej zarówno wartość B , jak i odległość elektryczna susceptancji od płaszczyzny odniesienia pozostają stałe.

15.4.2. Pytania i problemy

- Trzy dwuwrotniki połączono szeregowo, tworząc łańcuch. Jakimi macierzami je opisać, aby łatwo obliczyć macierz całego układu. Zapisz to wzorem.
- Jak normalizowane są amplitudy fal rozchodzących się we wrotach dwuwrotnika i jak teraz zapisują się moce tych fal?
- Zdefiniuj macierz rozproszenia $[S]$ dwuwrotnika.
- Zapisz związki między wyrazami macierzy $[S]$ dwuwrotnika bezstratnego.
- Jak i w jakich warunkach liczba niezależnych parametrów opisujących dwuwrotnik redukuje się z ośmiu do dwóch?
- Narysuj grafy przepływu sygnału jednowrotnika, generatora i dwuwrotnika.
- Jak współczynniki macierzy rozproszenia zmieniają się przy zmianie położenia płaszczyzn odniesienia?
- Opisz i uzasadnij, jakie impedancje mogą być zrealizowane przez odcinki linii zwartej i rozwartej.
- Podaj uogólnioną definicję częstotliwości rezonansowej. Czy obwody rezonansowe: szeregowy i równoległy zachowują się zgodnie z tą definicją?
- Narysuj obwody zastępcze dla rezonatorów: odbiciowego, transmisyjnego i włączonego reakcyjnie. Przypomnij sobie wszystkie ograniczenia i wymagania, aby obwody te miały sens.
- Przedstaw opis rezonatorów: odbiciowego, transmisyjnego i włączonego reakcyjnie za pomocą współczynnika odbicia i macierzy rozproszenia.
- Jak zmieniają się okręgi reflektancji i transmitancji rezonatorów: odbiciowego, transmisyjnego i włączonego reakcyjnie przy zmianie płaszczyzn odniesienia?
- Wymień podstawowe typy filtrów i naszkicuj ich charakterystyki opisujące ich funkcje.
- Jak liczba elementów filtra wpływa na jego charakterystyki?
- Jak transformujemy uniwersalny filtr dolnoprzepustowy na górnoprzepustowy, środkowozaporowy i środkowoprzepustowy?
- Narysuj rozkłady pól i opisz warunki rezonansu dla współosiowego rezonatora półfalowego.
- Opisz podstawowe struktury rezonatorów planarnych.

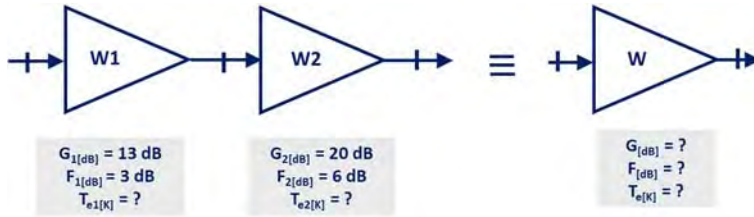
15.5. Radiolinie

15.5.1. Zadania rozwiązane i zadania do rozwiązania

Zadanie 5.1.

Wzmacniacze $W1$ i $W2$ połączono kaskadowo jak na poniższym rysunku. Wzmacniacze pracują w tych samych pasmach częstotliwości. Na rysunku podano wartości ich parametrów: wzmocnienia $G_{1[\text{dB}]}$ i $G_{2[\text{dB}]}$ oraz współczynniki szumów $F_{1[\text{dB}]}$ i $F_{2[\text{dB}]}$. Oblicz parametry takiego układu:

- ✓ wypadkowe wzmocnienie $G_{[\text{dB}]}$ i współczynnik szumów $F_{[\text{dB}]}$ układu,
- ✓ zastępcze temperatury szumów obu wzmacniaczy i układu T_{e1} , T_{e2} i T_e .



Rys. do zad. 5.1. Układ 2 wzmacniaczy połączonych kaskadowo.

Rozwiązanie

Znając wzmocnienie $G_{1[\text{dB}]}$ i współczynnik szumów $F_{1[\text{dB}]}$ wzmacniacza 1 obliczamy G_1 , F_1 i T_{e1} .

$$\begin{aligned} G_1 &= 10^{G_{1[\text{dB}]} / 10} = 20; \\ F_1 &= 10^{F_{1[\text{dB}]} / 10} = 2; \\ T_{e1} &= (F_1 - 1)T_0 = (2 - 1)290 \text{ K} = 290 \text{ K}; \end{aligned} \quad (5.1-1)$$

Podobnie obliczamy G_2 , F_2 i T_{e2} .

$$\begin{aligned} G_2 &= 10^{G_{2[\text{dB}]} / 10} = 100; \\ F_2 &= 10^{F_{2[\text{dB}]} / 10} = 4; \\ T_{e2} &= (F_2 - 1)T_0 = (4 - 1)290 \text{ K} = 870 \text{ K}; \end{aligned} \quad (5.1-2)$$

Obliczamy wzmocnienie G układu wzmacniaczy:

$$G = G_1 G_2 = 20 \cdot 100 = 2000; \quad (5.1-3)$$

$$G_{[\text{dB}]} = G_{1[\text{dB}]} + G_{2[\text{dB}]} = 13 + 20 = 33 \text{ dB};$$

Obliczamy współczynnik szumów układu wzmacniaczy:

$$F = F_{1+} \frac{F_2 - 1}{G_1} = 2 + \frac{4 - 1}{20} = 2,15; \quad (5.1-4)$$

$$F_{[\text{dB}]} = 10 \log F = 10 \log(2,15) = 3,32 \text{ dB};$$

Obliczamy temperaturę zastępczą T_e układu wzmacniaczy:

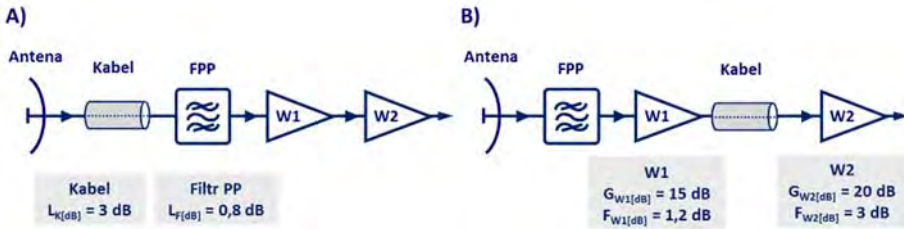
$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} = 290 + \frac{870}{20} = 333,5 \text{ K}; \quad (5.1-5)$$

Ważnym wnioskiem z powyższych obliczeń jest, że parametry szumowe wzmacniacza W1 mają zasadnicze znaczenie – w porównaniu z parametrami wzmacniacza W2 – w wartościach parametrów szumowych całego układu.

Zadanie 5.2.

Na rysunku pokazano dwie konfiguracje stopni wejściowych odbiornika na pasmo 400-600 MHz, układu umieszczonego przed wzmacniaczem. Oblicz współczynnik szumów obu układów. Na części rysunku oznaczonej literą A kabel łączący antenę z resztą odbiornika umieszczono przed

wzmacniaczami. Na części rysunku oznaczonej literą B kabel umieszczono między wzmacniaczami. Uzasadnij, która konfiguracja jest korzystniejsza z punktu widzenia parametrów szumowych.



Rys. do zad. 5.2. Dwie wersje pierwszych stopni układu odbiornika na pasmo 400-600 MHz. **A)** Wersja z kablem przed wzmacniaczami. **B)** Wersja z kablem między wzmacniaczami.

Rozwiązanie

Obliczamy wzmocnienie G_2 i współczynnik szumów F_K kabla, przyjmując, że temperatura kabla wynosi 290 K, a jego tłumienie $L_K = 3$ dB:

$$G_K = |S_{21}|^2 = 0,5;$$

$$F_K = \frac{1}{|S_{21}|^2} = 2,0; \quad (5.2-1)$$

$$T_{ek} = (F_K - 1)T_0 = 290 \text{ K};$$

Obliczamy wzmocnienie G_F , współczynnik szumów F_F i temperaturę zastępczą szumów T_{eF} filtru FPP:

$$G_F = \frac{1}{10^{L_{FF}[\text{dB}]/10}} = \frac{1}{10^{0,8/10}} = 0,83; \quad (5.2-2)$$

$$F_F = \frac{1}{G_F} = 1,202;$$

$$T_{eF} = (F_F - 1)T_0 = (1,202 - 1)290 \text{ K} = 58,6 \text{ K};$$

Następnie obliczamy wzmocnienie G_{W1} , współczynnik szumów F_{W1} i temperaturę zastępczą szumów T_{eW1} wzmacniacza W1.

$$G_{W1} = 10^{G_{W1}[\text{dB}]/10} = 10^{15/10} = 31,6;$$

$$F_{W1} = 10^{F_{W1}[\text{dB}]/10} = 1,318; \quad (5.2-3)$$

$$T_{eW1} = (F_{W1} - 1)T_0 = (1,318 - 1)290 \text{ K} = 92,2 \text{ K};$$

Na koniec obliczamy wzmocnienie G_{W2} , współczynnik szumów F_{W2} i temperaturę zastępczą szumów T_{eW2} wzmacniacza W2.

$$G_{W2} = 10^{G_{W2}[\text{dB}]/10} = 10^{20/10} = 100;$$

$$F_{W2} = 10^{F_{W2}[\text{dB}]/10} = 2,0; \quad (5.2-4)$$

$$T_{eW2} = (F_{W2} - 1)T_0 = (2 - 1)290 \text{ K} = 290 \text{ K};$$

Obliczamy współczynnik szumów F_A dla konfiguracji układu pokazanego na części rysunku oznaczonej literą A.

$$\begin{aligned}
 F_A &= F_K + \frac{F_F - 1}{G_K} + \frac{F_{W1} - 1}{G_K G_F} + \frac{F_{W2} - 1}{G_K G_F G_{W1}} = \\
 &= 2,0 + 0,404 + 0,476 + 0,076 = 3,244; \\
 F_{A[\text{dB}]} &= 5,11 \text{ dB};
 \end{aligned}
 \tag{5.2-5}$$

Wartość F_A jest sumą kilku składników, największą wartość ma współczynnik szumów kabla F_K .

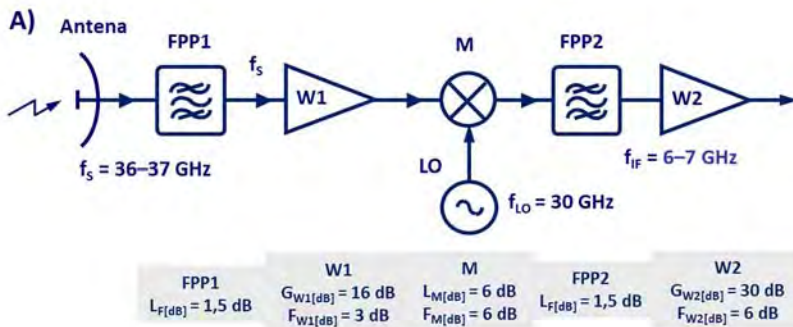
$$\begin{aligned}
 F_B &= F_F + \frac{F_{W1} - 1}{G_F} + \frac{F_K - 1}{G_F G_{W1}} + \frac{F_{W2} - 1}{G_F G_{W1} G_K} = \\
 &= 1,202 + 0,382 + 0,038 + 0,076 = 1,698; \\
 F_{B[\text{dB}]} &= 2,3 \text{ dB};
 \end{aligned}
 \tag{5.2-6}$$

Wartość współczynnika F_B jest także sumą kilku składników, z których największą wartość ma składnik F_{W1} wnoszony przez wzmacniacz W1. Dlatego pierwszy wzmacniacz w torze odbiornika powinien być niskoszumny. Konfiguracja z części rysunku oznaczonej literą B ma przewagę nad układem z części oznaczonej literą A ze względu na istotnie mniejszą wartość współczynnika szumów.

Zadanie 5.3.

Na rysunku pokazano pierwsze stopnie układu odbiornika mikrofalowego na pasmo 36-37 GHz. Po przemianie częstotliwości fala nośna z naniesioną informacją zostaje przeniesiona do pasma 6-7 GHz. Na rysunku podano parametry kolejnych stopni: straty przemiany / wzmocnienia oraz współczynniki szumów w mierze decybelowej. W obliczeniach należy przyjąć, że wszystkie stopnie są bardzo dobrze dopasowane.

Oblicz całkowite wzmocnienie G układu, poziomy mocy sygnału P_S w kolejnych portach stopni przy założeniu, że w porcie wyjściowym anteny poziom mocy sygnału wynosi 10 nW oraz przedstaw zmiany poziomu mocy sygnału w kolejnych portach na wykresie o skali logarytmicznej, a także poziom mocy szumów w porcie wyjściowym układu, przy założeniu że poziom mocy szumów na wyjściu anteny wynosi $P_{NA} = 4 \text{ pW}$, co odpowiada temperaturze $T = 290 \text{ K}$ i pasmu $B = 1 \text{ GHz}$.



Rys. do zad. 5.3A. Pierwsze stopnie układu odbiornika radiowego z filtrami pasmowoprzepustowymi FPP1 i FPP2, ze wzmacniaczami W1 i W2 oraz mieszaczem M.

Rozwiązanie

Parametry kolejnych stopni układu przedstawiono na rys. Wszystkie podano w mierze logarytmicznej. Wzmocnienia G i współczynniki szumów F należy obliczać, wykorzystując przedstawione zależności (5.3-1).

$$G = \frac{1}{10^{L_{[\text{dB}]/10}} = 10^{G_{[\text{dB}]/10}};$$

$$F = 10^{F_{[\text{dB}]/10}};$$
(5.3-1)

$$T_e = (F - 1)290 \text{ K};$$

Wyniki obliczeń wartości parametrów zestawiono w poniższej tabeli.

Tabela. Zestawienie wyników obliczeń wybranych parametrów układu odbiornika z zadania 5.3

	Antena	FPP1 Filtr 1	W1 Wzmacniacz 1	M Mieszacz	FPP2 Filtr 2	W2 Wzmacniacz 2	Razem układ
$G_{[\text{dB}]}$	-	-1,5	16	-6	-1,5	30	37 dB
G	-	0,707	40	0,25	0,707	1000	5000
$P_{S[\text{dBm}]}$	-50 dBm	-51,5 dBm	-35,5 dBm	-41,5 dBm	-33 dBm	-13 dBm	-
$P_{S[\text{nW}]}$	10	7,07	282,8	70,7	50	50 000	-
$F_{[\text{dB}]}$	-	1,5	3,0	6,0	1,5	6,0	-
F	-	1,41	2,0	4,0	1,41	4,0	3,20
$T_e [\text{K}]$	290	119	290	870	119	1450	
F		1,41	2,82	2,87	2,90	3,40	

Obliczone całkowite wzmocnienie toru wyrażone w decybelach wynosi $G_{[\text{dB}]} = 37 \text{ dB}$. W kolejnym wierszu tabeli podano obliczenia wzmocnień kolejnych stopni. Łącznie wzmocnienie całego układu wynosi $G = 5000$.

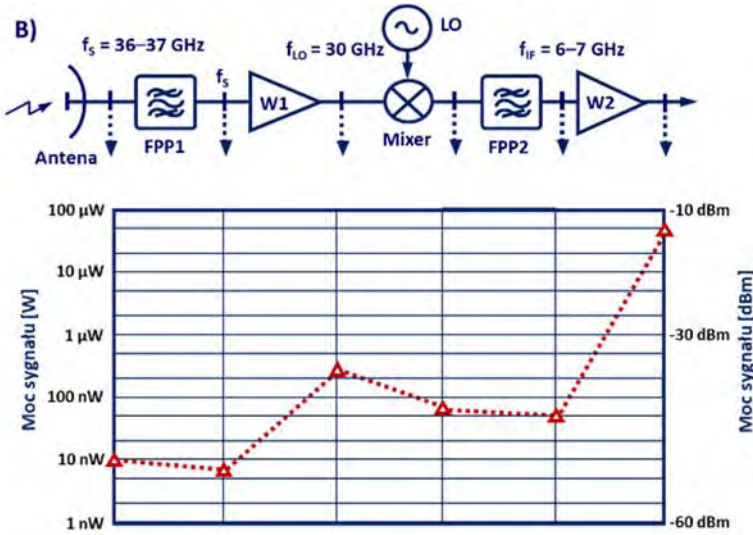
Całkowite wzmocnienie G układu na rys. 5.3.A obliczamy sumując wzmocnienia liczone w dB.

$$G_{[\text{dB}]} = G_{F1[\text{dB}]} + G_{W1[\text{dB}]} + G_{M[\text{dB}]} + G_{F2[\text{dB}]} + G_{W2[\text{dB}]};$$

$$G_{[\text{dB}]} = -1,5 \text{ dB} + 16 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - 1,5 \text{ dB} + 30 \text{ dB} = 37 \text{ dB};$$
(5.3-2)

Znając wartości wzmocnień i tłumień kolejnych stopni układu można obliczyć poziomy mocy sygnału w kolejnych portach. Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli w mierze logarytmicznej $P_{S[\text{dBm}]}$ i w nanowatach $P_{S[\text{nW}]}$. Na ich podstawie wykonano wykres poziomów mocy sygnału pokazany na rys. poniżej. Wykres obrazuje jak zmienia się poziom mocy w procesach filtrowania, mieszania i wzmacniania.

W kolejnych wierszach tabeli pokazano wyniki obliczeń parametrów szumowych układu. Po obliczeniu współczynników szumu dla kolejnych stopni można obliczyć zastępcze temperatury szumów. Wyniki obliczeń przedstawiono w kolejnym wierszu, poniżej na części rysunku oznaczonej literą B.



Rys. do zad. 5.3B. Wykres poziomu mocy sygnału w portach wyjściowych kolejnych stopni układu odbiornika radiowego.

Współczynnik szumów F dla całego układu obliczono z zależności (5.3-3):

$$F = F_{F1} + \frac{F_{W1} - 1}{G_{F1}} + \frac{F_M - 1}{G_{F1}G_{W1}} + \frac{F_{F2} - 1}{G_{F1}G_{W1}G_M} + \frac{F_{W2} - 1}{G_{F1}G_{W1}G_MG_{F2}};$$

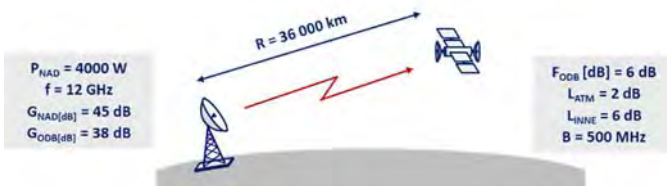
$$F = 1,41 + \frac{1}{0,707} + \frac{3}{0,707 \cdot 40} + \frac{0,41}{0,77 \cdot 40 \cdot 0,25} + \frac{3}{0,707 \cdot 40 \cdot 0,25 \cdot 0,707} = 3,58;$$
(5.3-3)

Znając poziom szumów $P_{NA} = 4 \text{ pW}$ pobieranych z anteny, można obliczyć wyjściowy poziom mocy szumów P_{NWY} :

$$P_{NWY} = P_{NA}GF = 4 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 3,58 = 71,6 \text{ nW}$$
(5.3-4)

W porcie wejściowym układu stosunek mocy sygnału do mocy szumu wynosił 2500, w porcie wyjściowym zmalał do 670.

Zadanie 5.4.



Rys. do zad. 5.4. Łącze satelitarne.

Mikrofalowe łącze satelitarne pracuje na częstotliwości 12 GHz. Sporządź bilans mocy i oblicz moc docierającą do satelity, przy założeniu transmisji sygnału z Ziemi do satelity. Oblicz stosunek sygnału do szumu dla odbiornika satelity. Dane systemu podano na rysunku.

Rozwiązanie

Podstawowe równanie wiąże moc P_{NAD} wypromieniowaną przez antenę nadajnika z mocą P_{ODB} odebraną przez odbiornik.

$$P_{ODB} = P_{NAD} \frac{G_{NAD} G_{ODB} \lambda^2}{(4\pi R)^2}; \quad (5.4-1)$$

W powyższym wzorze G_{NAD} i G_{ODB} są wzmocnieniami anten nadajnika i odbiornika, a λ jest długością fali transmitowanego sygnału.

Straty propagacji L_{PROP} , są bardzo ważnym czynnikiem zależności (5.4-1):

$$L_{PROP} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2; \quad (5.4-2)$$

$$L_{PROP[\text{dB}]} = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) = 32,44 \text{ dB} + 20 \log(f_{\text{MHz}} R_{\text{km}});$$

Uwzględniając straty mocy przesyłanego sygnału wywołane tłumieniem atmosfery L_{ATM} i inne straty systemowe (połączenia) L_{INNE} można równanie (5.4-1) uzupełnić do postaci (5.4-3).

$$P_{ODB} = P_{NAD} \frac{G_{NAD} G_{ODB}}{L_{PROP} L_{ATM} L_{INNE}}; \quad (5.4-3)$$

$$P_{ODB[\text{dBm}]} = P_{NAD[\text{dBm}]} + G_{NAD[\text{dB}]} + G_{ODB[\text{dB}]} - L_{PROP[\text{dB}]} - L_{ATM[\text{dB}]} - L_{INNE[\text{dB}]};$$

Bilans mocy przedstawiony został w formie tabeli, w mierze decybelowej. Obliczono, że moc odbierana przez satelitę na orbicie geostacjonarnej wynosi około 800 pW.

Tabela. Zestawienie wyników obliczeń wybranych parametrów układu łącza z zadania 5.4

Moc nadajnika	$P_{NAD[\text{dB}]}$	+66 dBm
Wzmocnienie anteny nadajnika	$G_{NAD[\text{dB}]}$	46 dB
Wzmocnienie anteny odbiornika	$G_{ODB[\text{dB}]}$	40 dB
Straty propagacji dla $f = 12 \cdot 10^3$ MHz, $R = 36 \cdot 10^3$ km	$L_{PROP[\text{dB}]}$	(-32,44-172,7) dB
Tłumienie atmosfery	$L_{ATM[\text{dB}]}$	-2 dB
Straty w systemie	$L_{INNE[\text{dB}]}$	-6 dB
Moc odebrana przez odbiornik	$P_{ODB[\text{dBm}]}$	-61,1 dBm
	$P_{ODB[\text{pW}]}$	~ 800 pW

Antena satelity skierowana jest w stronę powierzchni Ziemi. Można przyjąć, że poziom mocy odbieranego szumu odpowiada temperaturze $T = 290$ K. Poziom mocy szumu w porcie wejściowym odbiornika satelity P_N można obliczyć z zależności (5.4-4).

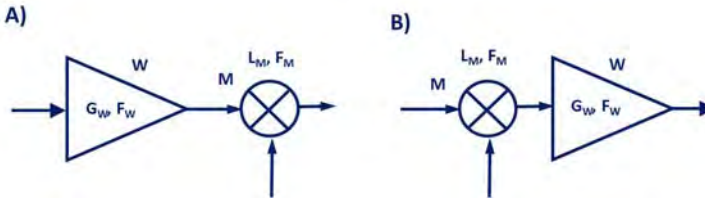
$$P_N = k_{[J/K]} T_{[K]} B_{[Hz]} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 5 \cdot 10^8 = 2 \text{ pW}; \quad (5.4-4)$$

Stosunek mocy sygnału do mocy szumu P_{ODB}/P_N równy jest 400, a w mierze logarytmicznej 26 dB.

Zadanie 5.5.

Na wejściu odbiornika trzeba umieścić wzmacniacz, dla którego wzmocnienie $G_{W[dB]} = 20 \text{ dB}$ i współczynnik szumów $F_{W[dB]} = 3 \text{ dB}$ oraz mieszacz (straty przemiany $L_{M[dB]} = 6 \text{ dB}$ i współczynnik szumów $F_{M[dB]} = 7 \text{ dB}$).

Sprawdź, która z konfiguracji A) czy B), pokazanych na rysunku 5.5, będzie korzystniejsza z punktu widzenia szumów układu.



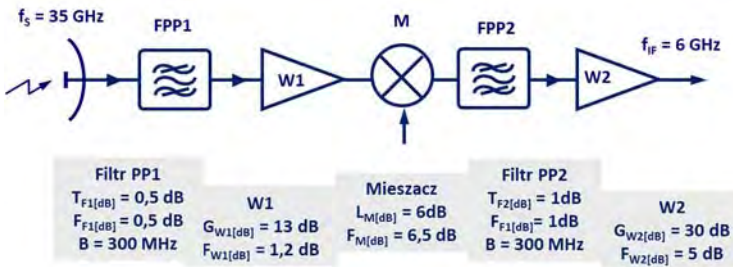
Rys. do zad. 5.5. Dwie konfiguracje. A) wzmacniacz W – mieszacz M. B) mieszacz M – wzmacniacz W.

Zadanie 5.6.

Na rys. poniżej pokazano typowy układ odbiornika mikrofalowego łącza satelitarne. Parametry jego składników: filtrów pasmowoprzepustowych, wzmacniaczy i mieszacza podano na rysunku.

Oblicz całkowite wzmocnienie, współczynnik szumów i zastępczą temperaturę szumów układu.

Oblicz poziomy mocy sygnału i szumów termicznych dla dwóch różnych temperatur szumów anteny: $T_A = 290 \text{ K}$ i $T_B = 15 \text{ K}$.



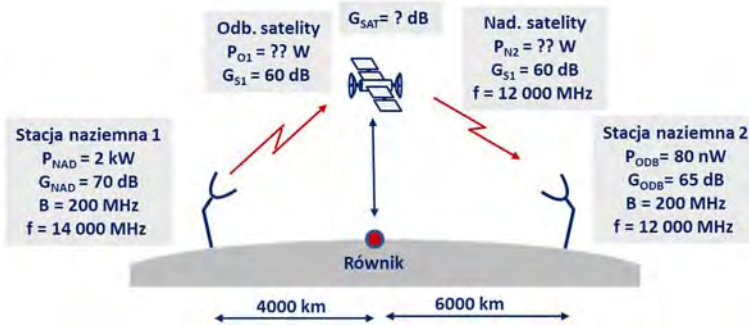
Rys. do zad. 5.6. Układ odbiornika łącza satelitarne z filtrami F_{PP1} i F_{PP2} pasmowoprzepustowymi, wzmacniaczami W1 i W2 oraz mieszaczem M.

Zadanie 5.7.

Na rysunku pokazano schemat mikrofalowego łącza transmisyjnego między naziemnymi stacjami odległymi o 10 000 kilometrów. Stacje naziemne ulokowano po obu stronach równika, w odległościach 4000 i 6000 kilometrów. Transmisja jest możliwa dzięki wykorzystaniu geostacjonarnego satelity jako transpondera. Główne dane systemu podano na rysunku do tego zadania.

Wykonaj bilans mocy transmitowanego sygnału, aby z 2 kW mocy wyemitowanej przez stację naziemną 1 dotarło 100 nW do stacji naziemnej 2. Zaproponuj wzmocnienie całkowite G_{SAT}

transpondera satelity i poziom P_{N2} wyemitowanej przez niego mocy, aby spełnić te warunki. Przyjmując, że moc szumów odbieranych przez transponder odpowiada temperaturze 290 K, a jego współczynnik szumów wynosi 6 dB, oblicz poziom mocy szumu docierającego do stacji naziemnej 2.



Rys. do zad. 5.7. Łącze transmisyjne na odległość 10 000 kilometrów wykorzystujące stacjonarnego satelitę. Ilustracja do zadania 5.7.

15.5.2. Pytania i problemy

- W jaki sposób z trójzłączowego elementu, jakim jest tranzystor, tworzymy dwuwrotnik?
- Jakie wartości przyjmują współczynniki macierzy rozproszenia tranzystorów mikrofalowych bipolarnych i FET, jak wartości te zmieniają się z częstotliwością?
- Narysuj podstawową strukturę jednostopniowego wzmacniacza tranzystorowego i opisz rolę wejściowego i wyjściowego obwodów wzmacniacza.
- Wymień i zdefiniuj podstawowe parametry wzmacniacza tranzystorowego.
- Co to znaczy, że wzmacniacz tranzystorowy jest przyrządem nieliniowym i co z tego wynika?
- Wymień podstawowe rodzaje modulacji i opisz ich składniki widma.
- Co wprowadza element nieliniowy do obwodu elektrycznego?
- Opisz charakterystykę i obwód zastępczy diody Schottky'ego.
- Na czym polega proces detekcji w obwodzie z diodą Schottky'ego?
- Jak powstają produkty przemiany częstotliwości?
- Jak powstają produkty intermodulacji?
- Co to znaczy, że mieszacz jest przetwornikiem liniowym, co ogranicza zakres liniowości?
- Opisz sposoby uzyskania: modulacji częstotliwości, modulacji amplitudy i modulacji fazy sygnału.
- Na czym polega modulacja wielostanowa QAM i jakie są korzyści z jej stosowania?
- Jak realizowana jest multipleksacja w dziedzinie czasu przy transmisji sygnałów cyfrowych?
- Opisz, na czym polega multipleksacja w dziedzinie częstotliwości i co to jest multipleksacja na podnośnych.
- Jakie funkcje pełnią anteny w łączy radiowym? Opisz podstawowe parametry anten, wymień 3 rodzaje anten.
- Wymień i opisz elementy tworzące kablowe łącze transmisyjne, opisz funkcje, jakie pełnią w procesie transmisji.
- Wymień i opisz elementy składowe odbiornika radiolinii, opisz funkcje, jakie pełnią w procesie transmisji.

- Wymień i opisz elementy składowe nadajnika radiolinii, opisz funkcje, jakie pełnią w procesie transmisji.
- Wymień i opisz elementy tworzące łącze radiowe do transmisji w wolnej przestrzeni. Opisz funkcje, jakie pełnią w procesie transmisji.
- W torach łączy radiowych wykorzystywane są transpondery. Opisz elementy transpondera i funkcje, jakie pełnią w procesie transmisji.

15.6. Podsumowanie

W rozdziale 15 przedstawiono grupę zadań rozwiązanych, aby zapoznać studiujących ze sposobami posługiwania się zależnościami przedstawionymi i opisanymi w książce i ułatwić rozwiązanie zadań. Zbiory pytań i problemów pozwolą studiującym zapoznać się z typowymi wymaganiami egzaminacyjnymi.