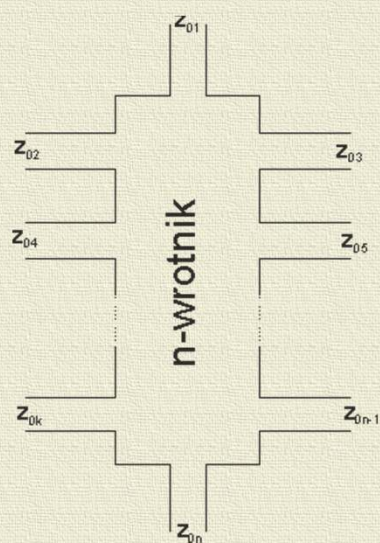


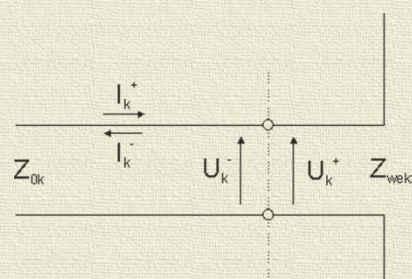
W7

Macierz rozproszenia

Rozpatrzmy n-wrotnik



i jedno z jego wrót



Znormalizowane napięcie fali dobiegającej do k-tych wrót $a_k = \overset{\text{def}}{=} \frac{U_k^+}{\sqrt{Z_{0k}}}$

Znormalizowane napięcie fali wybiegającej z k-tych wrót $b_k = \overset{\text{def}}{=} \frac{U_k^-}{\sqrt{Z_{0k}}}$

Podobnie dla prądów (z prawa Ohma) $a_k = I_k^+ \sqrt{Z_{0k}}$ $b_k = I_k^- \sqrt{Z_{0k}}$

Całkowite napięcie i prąd w linii $U_k = U_k^+ + U_k^-$ $I_k = I_k^+ + I_k^-$

Całkowite znormalizowane napięcie w linii $\frac{U_k}{\sqrt{Z_{0k}}} = a_k + b_k$

Całkowity znormalizowany prąd w linii $I_k \sqrt{Z_{0k}} = I_k^+ \sqrt{Z_{0k}} - I_k^- \sqrt{Z_{0k}}$

Współczynnik odbicia we wrotach k $\Gamma_k = \frac{b_k}{a_k}$

Unormowana impedancja wejściowa we wrotach k

$$z_{wek} = \frac{Z_{wek}}{Z_{0k}} = \frac{a_k + b_k}{a_k - b_k}$$

Dla wielowrotnika liniowego napięcie (prąd) fali wybiegającej z wrót k jest superpozycją fal dobiegających do pozostałych wrót:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1k}a_k + \dots + S_{1n}a_n \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \dots + S_{2k}a_k + \dots + S_{2n}a_n \\ &\vdots \\ b_k &= S_{k1}a_1 + S_{k2}a_2 + \dots + S_{kk}a_k + \dots + S_{kn}a_n \\ b_n &= S_{n1}a_1 + S_{n2}a_2 + \dots + S_{nk}a_k + \dots + S_{nn}a_n \end{aligned} \right\} \text{ lub krócej } [\mathbf{b}] = [\mathbf{S}][\mathbf{a}]$$

\mathbf{S} jest tzw. Macierzą rozproszenia

W przypadku ogólnym macierz rozproszenia \mathbf{S} zawiera $l_w = n^2$ niezależnych wyrazów zespolonych.

Jeśli na wrota 1 pada fala o amplitudzie a_1 , zaś pozostałe obciążone są impedancjami dopasowanymi (brak fal dobiegających do pozostałych wrót) to ogólny układ równań przyjmie prostszą postać:

$$\left. \begin{array}{l} b_1 = S_{11}a_1 \\ \vdots \\ b_k = S_{k1}a_1 \\ \vdots \\ b_n = S_{n1}a_1 \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \\ \vdots \\ S_{k1} = \frac{b_k}{a_1} \\ \vdots \\ S_{n1} = \frac{b_n}{a_1} \end{array} \right\}$$

$S_{ii} = \Gamma_i$ współczynnik odbicia od i -tych wrót
 S_{ij} współczynnik transmisji pomiędzy wrotami j -tymi a i -tymi

Szczególne przypadki

Wielowrotniki odwracalne $S_{ij} = S_{ji} \quad l_w = \frac{n}{2}(n+1)$

Wielowrotniki symetryczne

$$S_{11} = S_{22} = \dots = S_{nn}$$

a) pełnosymetryczne $S_{ij} = \text{const}$

$$i \neq j$$

b) niepełnosymetryczne

$$S_{ik} = S_{jk}$$

$$S_{ki} = S_{kj}$$

$$S_{ii} = S_{jj}$$

$$k \neq i \quad k \neq j$$

Wielowrotniki bezstratne $\sum_{k=1}^n \frac{(U_k^+)^2}{Z_{ok}} = \sum_{k=1}^n \frac{(U_k^-)^2}{Z_{ok}}$

(równość sum mocy na wejściowych i wyjściowych)

Po rozpisaniu

$$\sum_{k=1}^n \frac{(U_k^+)^2}{Z_{ok}} = \sum_{k=1}^n a_k^2 = a_1 a_1^* + a_2 a_2^* + \dots + a_n a_n^* = \mathbf{a} \mathbf{a}^{*T} \quad \sum_{k=1}^n \frac{(U_k^-)^2}{Z_{ok}} = \sum_{k=1}^n b_k^2 = b_1 b_1^* + b_2 b_2^* + \dots + b_n b_n^* = \mathbf{b} \mathbf{b}^{*T}$$

Warunek bezstratności $\mathbf{a} \mathbf{a}^{*T} = \mathbf{b} \mathbf{b}^{*T} = \mathbf{a} \mathbf{S} \mathbf{S}^{*T} \mathbf{a}^{*T}$

który spełniony jest dla $\mathbf{S}^{*T} = \mathbf{S}^{-1}$

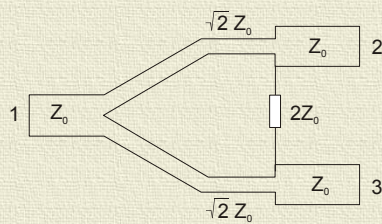
(dla wielowrotnika bezstratnego macierz \mathbf{S} jest unitarna)

Wielowrotniki bezstratne i odwracalne

$$\sum_{k=1}^n S_{ki}^* S_{kl} = \begin{cases} 1 & \text{dla } i=l \\ 0 & \text{dla } i \neq l \end{cases}$$

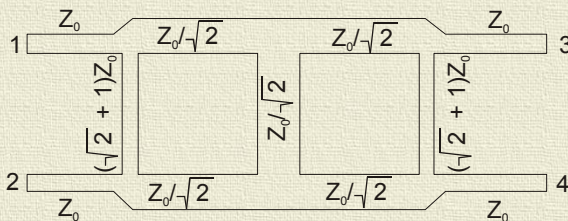
Przykłady

idealny dzielnik Wilkinsona



$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

idealny sprzęgacz gałęziowy



$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

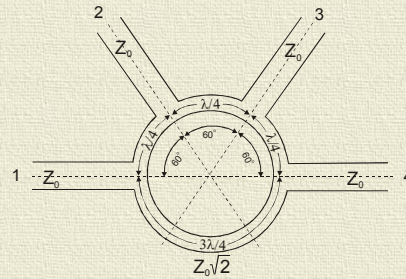
Przykład dla sprzęgacza pierścieniowego

Założenie: układ jest bezstratny i dopasowany od strony wszystkich wrót

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$$

Moc doprowadzona do wrót 1 dzieli się po równo na sąsiednie wrota 2 i 4 (z fazami przeciwnymi), wrota 3 są izolowane

$$S_{12} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{14} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{13} = 0$$



Analogicznie dla mocy doprowadzonej do wrót 2 (tym razem fazy zgodne)

$$S_{21} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{23} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{24} = 0$$

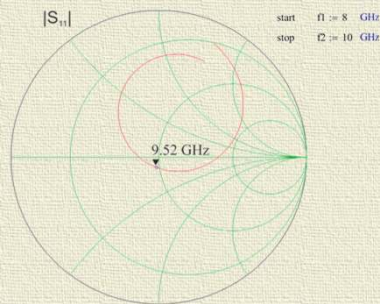
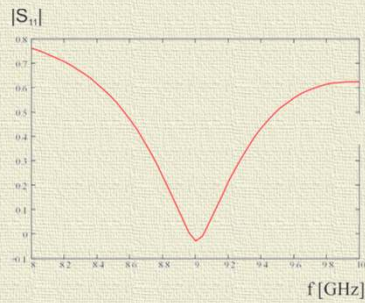
oraz wrót 3 i 4 $S_{32} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{34} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{31} = 0$

$$S_{41} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{43} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{42} = 0$$

ostatecznie macierz S uzyska postać

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Macierz rozproszenia rzeczywistego wielowrotnika



f	arg S ₁₁	S ₁₁	arg S ₂₁	S ₂₁
8.000E+09	-1.302	64.452	0.371	0.777
8.080E+09	-1.397	62.174	0.397	0.753
8.160E+09	-1.502	59.829	0.423	0.727
8.240E+09	-1.618	57.410	0.447	0.699
8.320E+09	-1.746	54.911	0.470	0.669
8.400E+09	-1.889	52.321	0.492	0.637
8.480E+09	-2.049	49.633	0.512	0.602
8.560E+09	-2.227	46.836	0.529	0.564
8.640E+09	-2.429	43.918	0.545	0.524
8.720E+09	-2.656	40.867	0.557	0.482
8.800E+09	-2.914	37.667	0.566	0.437
8.880E+09	-3.208	34.303	0.571	0.390
8.960E+09	-3.544	30.756	0.571	0.340
9.040E+09	-3.932	27.004	0.567	0.289
9.120E+09	-4.382	23.024	0.556	0.236
9.200E+09	-4.906	18.785	0.538	0.183
9.280E+09	-5.522	14.253	0.513	0.130
9.360E+09	-6.251	9.384	0.480	0.079
9.440E+09	-7.123	4.113	0.439	0.032
9.520E+09	-8.176	-1.659	0.390	-0.011
9.600E+09	-9.466	-8.099	0.333	-0.047
9.680E+09	-11.078	-15.532	0.269	-0.075
9.760E+09	-13.148	-24.648	0.200	-0.092
9.840E+09	-15.896	-37.194	0.128	-0.097
9.920E+09	-19.583	-58.493	0.055	-0.089
10.00E+09	-22.983	-103.034	-0.016	-0.069

W8

Filtry i rezonatory mikrofalowe

FILTRY MIKROFALOWE



straty wnoszone (in. wtrąceniowe – ang. insertion loss)

$$IL = -10 \log \frac{P_L}{P_{SA}} = -10 \log \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = -10 \log |S_{21}|^2 \text{ [dB]}$$

P_{SA} – moc dysponowana generatorem

P_L – moc czynna wydzielana na obciążeniu

straty odbiciowe (ang. return loss)

$$RL = -10 \log \frac{P_R}{P_{SA}} = -10 \log \left(\frac{WFS - 1}{WFS + 1} \right)^2 = -10 \log |\Gamma|^2 \text{ [dB]}$$

P_R – moc odbita od wejścia filtru

przesunięcie fazy (ang. phase shift)

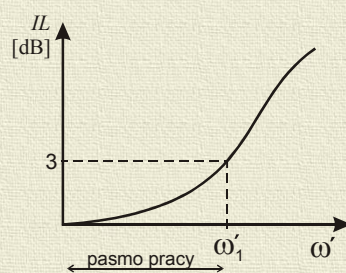
$$\Phi_T = \arg \{ S_{21} \}$$

opóźnienie grupowe (ang. group delay)

$$\tau_D = \frac{d\Phi_T}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_T}{df}$$

Typowe charakterystyki (na przykładzie filtru dolnoprzepustowego)

charakterystyka płaska

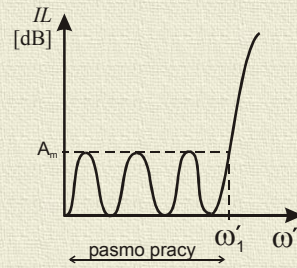


$$IL = 10 \log(1 + \omega'^{2n}) \text{ [dB]}$$

n - rząd filtru

ω' - pulsacja unormowana

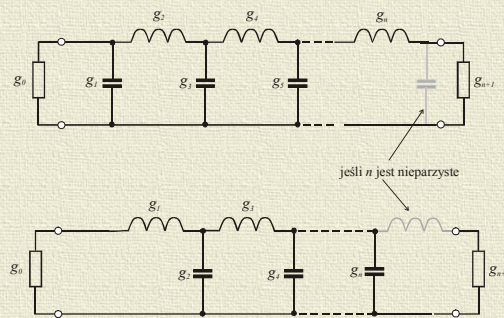
charakterystyka równomiernie falista



dla $|\omega'| \leq 1$ $IL = 10 \log[1 + (10^{A_m/10} - 1) \cos^2(n \arccos \omega')] \text{ [dB]}$

dla $|\omega'| \geq 1$ $IL = 10 \log[1 + (10^{A_m/10} - 1) \cosh^2(n \operatorname{arc} \cosh \omega')] \text{ [dB]}$

Wyznaczanie elementów filtrów



Elementy g można obliczyć z następujących zależności:
dla $g_0 = 1$ i $\omega' = 1$ (3 dB pulsacja graniczna)

charakterystyka płaska

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k = 1, 2, 3 \dots n$$

$$g_{n+1} = 1 \text{ dla wszystkich } n$$

charakterystyka równomiernie falista

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad \gamma = \sinh \frac{\beta}{2n} \quad \beta = \ln \left(\operatorname{ctgh} \frac{A_m}{17,37} \right)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k = 2, 3 \dots n \quad a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2\pi} \right], \quad k = 1, 2 \dots n$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \frac{k\pi}{n}, \quad k = 1, 2 \dots n$$

$$g_{n+1} = \operatorname{tgh} \frac{\beta}{4} \quad \text{dla } n \text{ parzystych} \quad g_{n+1} = 1 \quad \text{dla } n \text{ nieparzystych}$$

Znajomość parametrów g_n pozwala określić rzeczywiste wartości odpowiadających im reaktancji.

Transformacja częstotliwości

Dla filtrów dolnoprzepustowych $\omega' = \frac{\omega}{\omega_G}$ gdzie ω_G jest górną częstotliwością graniczną.

Dla filtrów górnoprzepustowych $\omega' = \frac{\omega_D}{\omega}$ gdzie ω_D jest górną częstotliwością graniczną.

Dla filtrów środkowoprzepustowych $\omega' = \frac{\omega_0}{\omega_D - \omega_G} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$

Szerokość pasma wynosi $\Delta\omega_0 = \sqrt{\omega_D \omega_G}$

Dla filtrów środkowozaporowych: $\omega' = \frac{\omega_D - \omega_G}{\omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$

Szerokość pasma wynosi $\Delta\omega_0 = \sqrt{\omega_D \omega_G}$

Skalowanie wartości elementów realizuje się poprzez $R_0 = R/r$ krotną zmianę wartości parametrów obliczonych, $r = g_0$, R jest rzeczywistą impedancją generatora.

Transformacja częstotliwości i skalowanie impedancji

rodzaje transformacji: Dolnoprzepustowego, filtru prototypowego	transformacja elementów	wartości reaktancji rzeczywistych
FDP		$L_i = R_0 \frac{g_i}{\omega_0}$ $C_i = \frac{g_i}{R_0 \omega_0}$
FGP		$C_i = \frac{1}{R_0 \omega_0 g_i}$ $L_i = \frac{R_0}{\omega_0 g_i}$
FPP		$L_{u1} = R_0 \frac{g_i}{\omega_0 - \omega_D}$ $C_{u1} = \frac{\omega_0 - \omega_D}{R_0 \omega_0^2 g_i}$ $C_{i1} = \frac{g_i}{R_0 (\omega_0 - \omega_D)}$ $L_{i1} = R_0 \frac{\omega_0 - \omega_D}{\omega_0^2 g_i}$
FPZ		$C_{u1} = \frac{1}{R_0 (\omega_0 - \omega_D) g_i}$ $L_{u1} = R_0 \frac{g_i (\omega_0 - \omega_D)}{\omega_0^2}$ $C_{i1} = \frac{g_i (\omega_0 - \omega_D)}{R_0 \omega_0^2}$ $L_{i1} = \frac{R_0}{g_i (\omega_0 - \omega_D)}$

INWERTERY IMMITANCJI

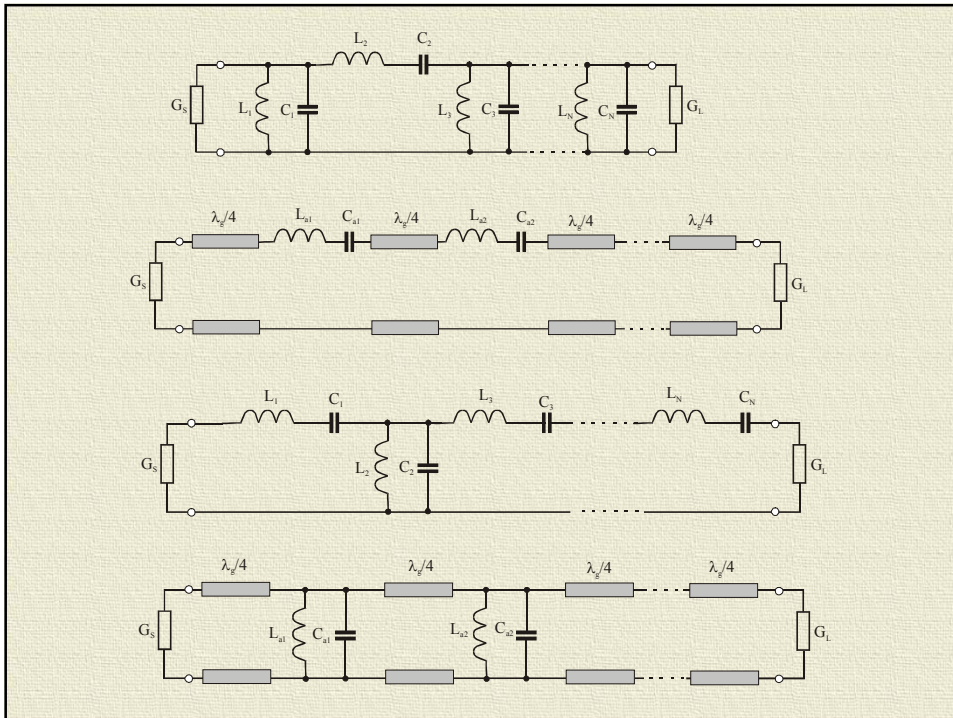
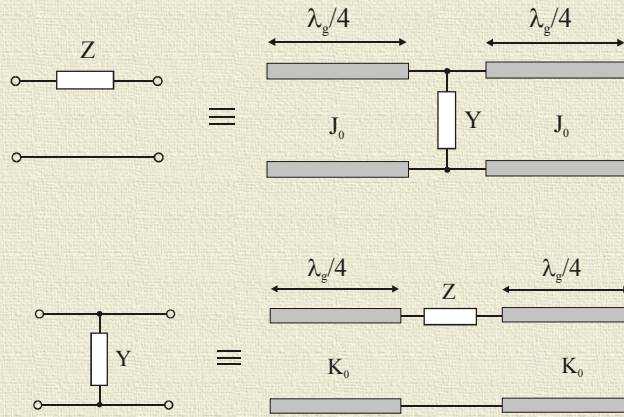
$Z' = K^2/Z$

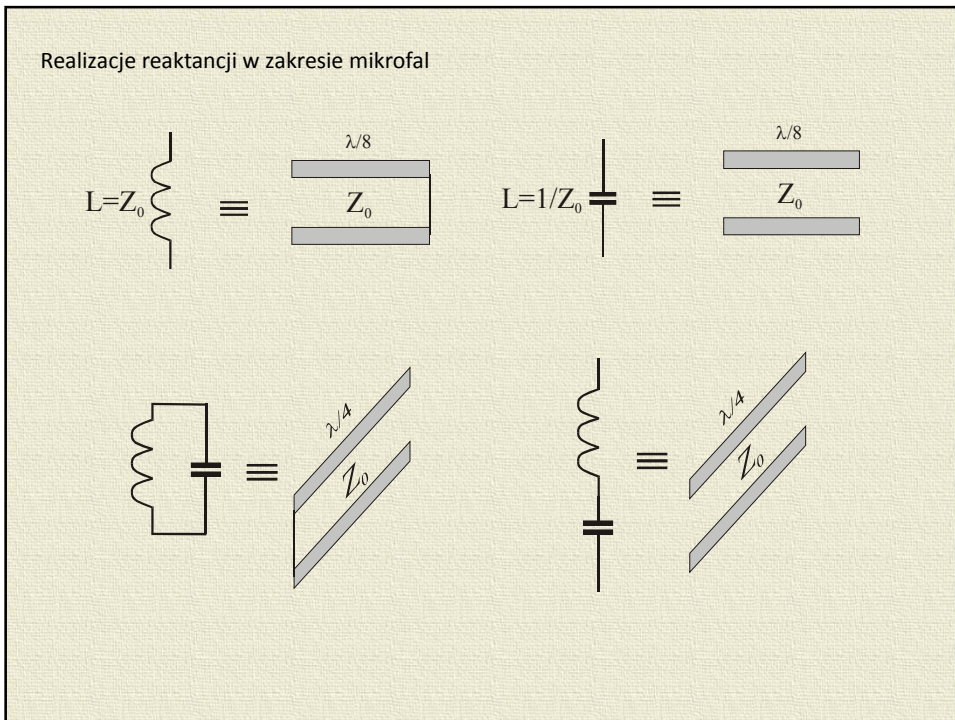
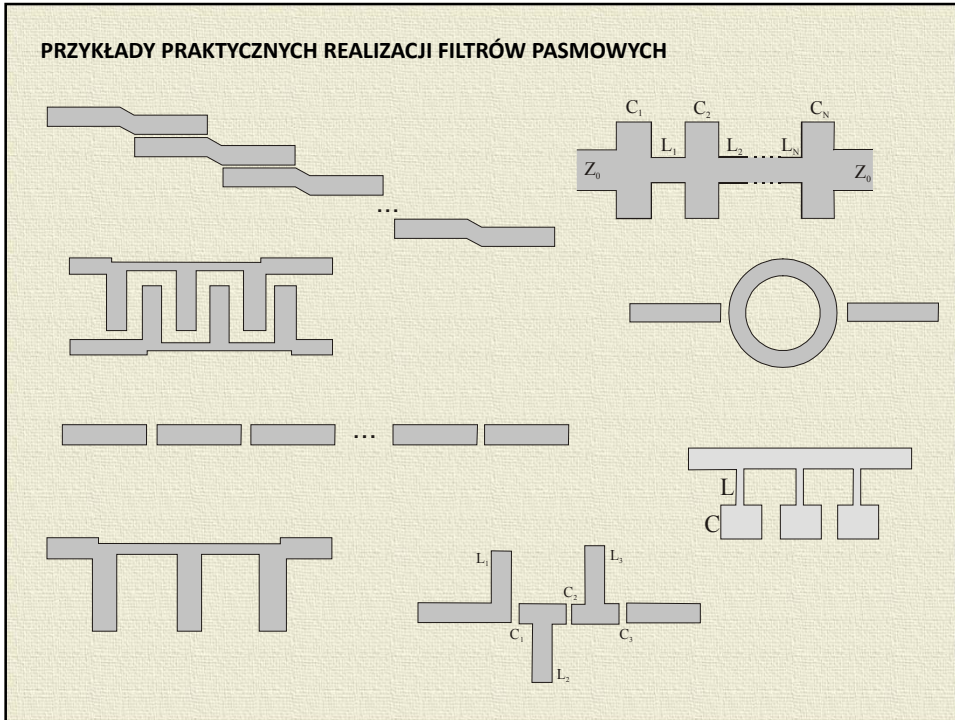
$Y' = J^2/Y$

K - współczynnik inwersji impedancji, J - współczynnik inwersji admitancji

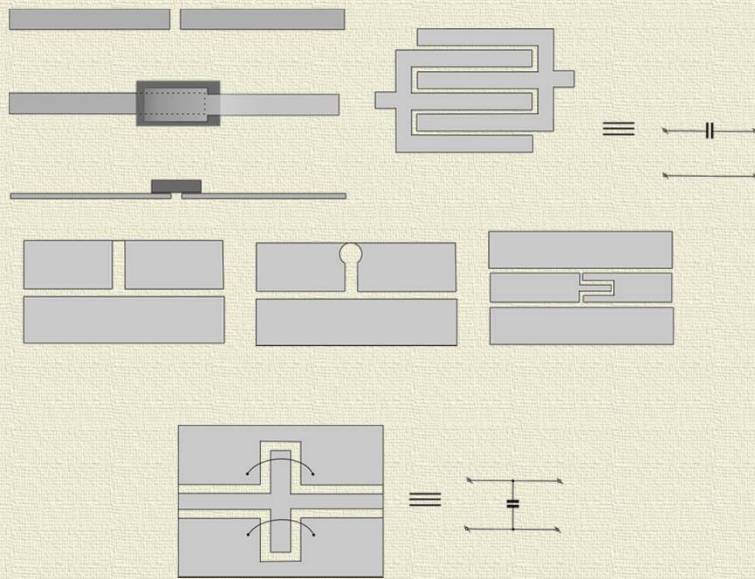
Dzięki inwerterom można realizować filtry z elementów reaktancyjnych tylko jednego rodzaju, co w praktyce daje możliwość konstruowania filtrów mikrofalowych o stałych rozłożonych.

Przykłady zastosowania inwerterów immittancji

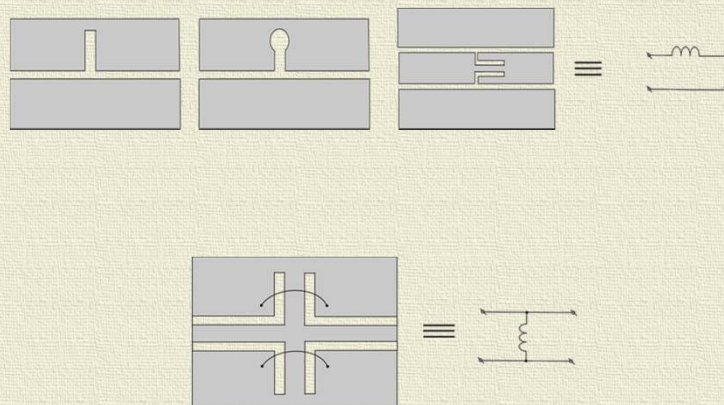




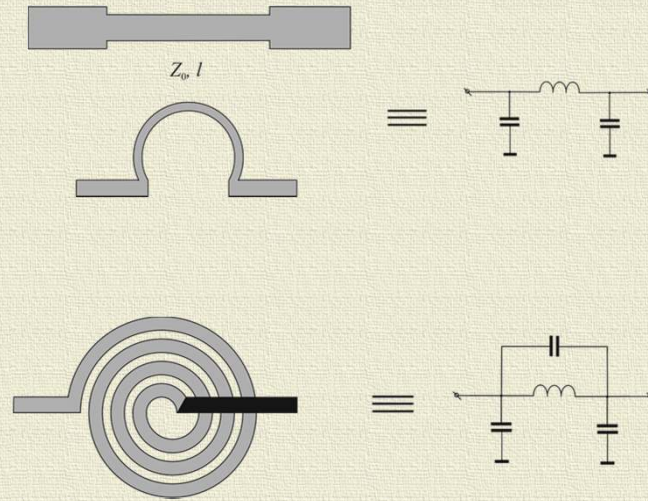
Kondensatory planarne



Cewki planarne

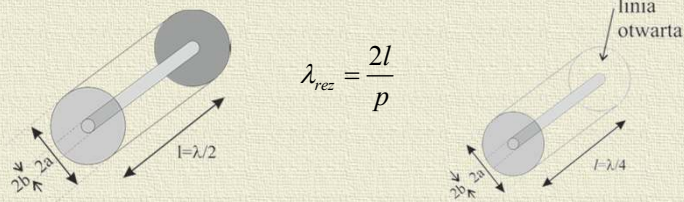


Układy LC

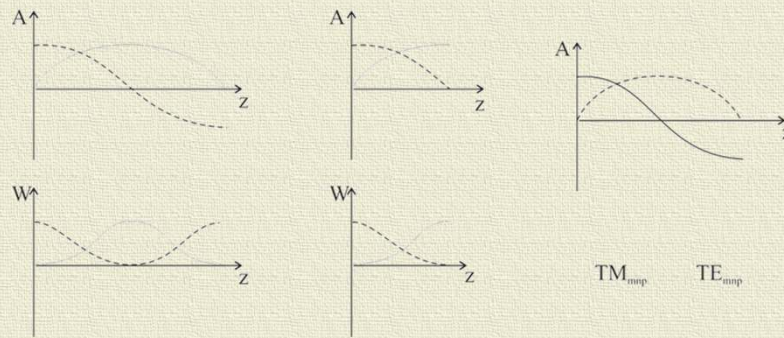


REZONATORY MIKROFALOWE

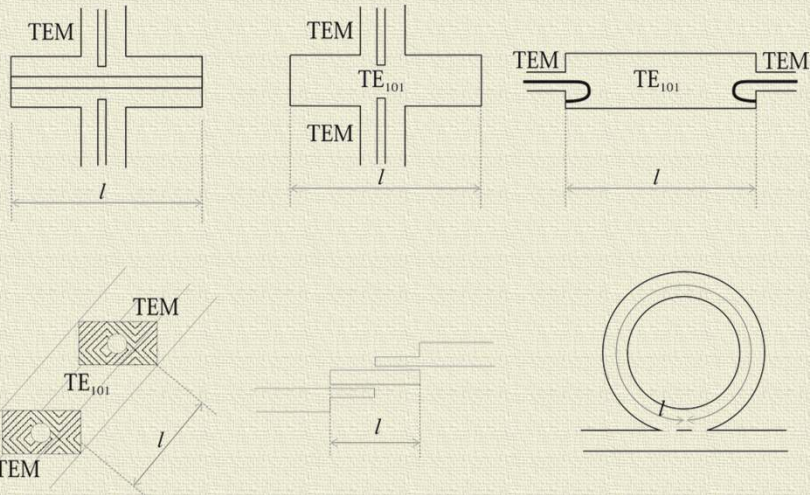
Rezonatorem jest każdy odcinek linii transmisyjnej zakończony z obydwu stron niedopasowaniem



p jest liczbą połówek fali mieszczącą się w linii



Przykłady sprzęgania rezonatorów z zasilającymi je liniami transmisyjnymi



Rezonator wnąkowy

stała fazowa
$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Współczynnik odbicia na wejściu do falowodu

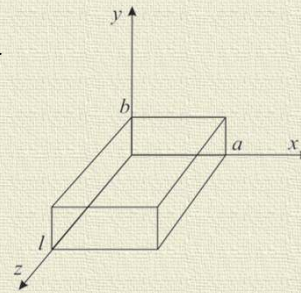
$$\Gamma_{we} = S_{11} + \frac{S_{21}^2 \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

Jeśli ścianki zamykające falowód są metalowe to można przyjąć

$$\Gamma_{we} = \Gamma_L = -1$$

stąd

$$-1 = S_{11} - \frac{S_{21}^2}{1 + S_{22}}$$



Dla długości elektrycznej falowodu równej $\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_c}$

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad S_{12} = S_{21} = e^{-j\theta}$$

zatem z zależności wiążącej współczynniki odbicia

$$1 = S_{12}^2 = e^{-j2\theta}$$

Rozwiązaniem tego równania jest $\theta = p\pi$ p jest liczbą całkowitą

$$\text{stąd} \quad \lambda_c = \frac{2l}{p}$$

z zależności na stałą fazową $\left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{p}{2l}\right)^2$

$$\text{ostatecznie} \quad f_{rez} \left| \begin{array}{l} TE_{mnp} \\ TM_{mnp} \end{array} \right. = \frac{v}{\lambda_0} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

Podobne rozumowanie można przeprowadzić dla rezonatorów cylindrycznych

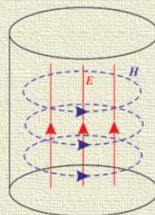
$$f_{rez} \left| \begin{array}{l} TE_{mnp} \\ TM_{mnp} \end{array} \right. = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{q_{mn}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

$$f_{rez} \left| \begin{array}{l} TE_{mnp} \\ TM_{mnp} \end{array} \right. = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{\kappa_{mn}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

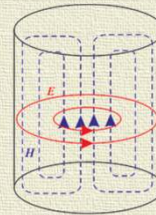
q_{mn} m -te zero pochodnej funkcji Bessela n -tego rzędu

κ_{mn} oznacza m -te zero funkcji Bessela n -tego rzędu

Najczęściej spotykane rodzaje pola



TM₀₁₀



TE₀₁₁

[symulacja](#)

Przykład Obliczyć najniższe częstotliwości rezonansowe puszki metalowej

$$R_w := 0.032 \quad L_w := 0.16 \quad \epsilon_w := 3 \cdot 10^8$$

Dla TE₁₁₁ $\lambda_{ce} := 3.41 \cdot R$

Dla TM₀₁₁ $\lambda_{cm} := 2.61 \cdot R$

$$\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda c}\right)^2 = \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda g}\right)^2$$

$$A1 := \left(\frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot L}\right)^2 \quad Bc := \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda c}\right)^2 \quad Bm := \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda_{cm}}\right)^2$$

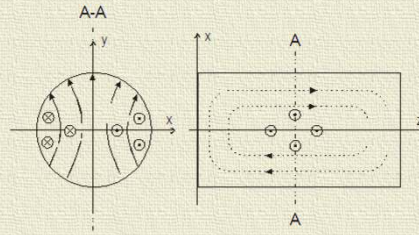
$$\lambda c := \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{A1 + Bc}} \quad \lambda m := \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{A1 + Bm}}$$

$$\lambda c = 0.103 \quad \lambda_{ce} = 0.109$$

$$\lambda m = 0.081 \quad \lambda_{cm} = 0.084$$

$$f_c := \frac{c}{\lambda c} \quad f_c = 2.905 \times 10^9$$

$$f_m := \frac{c}{\lambda m} \quad f_m = 3.712 \times 10^9$$



Dobrocie rezonatorów mikrofalowych

Po odłączeniu źródła zasilania energia zmagazynowana wewnątrz rezonatora i w jego obwodach zewnętrznych ulega dyssypacji zgodnie z zależnością:

$$W(t) = W_0 \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{Q}\right)$$

W_0 – energia początkowa

ω_0 – pulsacja rezonansowa

Q – dobroć

Moc tracona w jednostce czasu $P = -\frac{dW}{dt}$ zatem $Q = \omega_0 \frac{W_0}{P}$

Zależnie od tego, jaką część obwodu opisują powyższe wyrażenia można mówić o trzech rodzajach dobroci:

wewnętrznej Q_0 związanej z mocą traconą wewnątrz rezonatora

zewnętrznej Q_2 związanej z mocą traconą w obwodach zewnętrznych

całkowitej Q_t związanej z sumą traconych ww. mocy

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_0}{P_R} \quad Q_Z = \omega_0 \frac{W_0}{P_Z} \quad Q_L = \omega_0 \frac{W_0}{P_R + P_Z} \quad \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_Z}$$

Definiuje się:

- współczynnik sprzężenia

$$\beta = \frac{Q_0}{Q_Z}$$

$\beta < 1$ sprzężenie podkrytyczne

$\beta = 1$ sprzężenie krytyczne

$\beta > 1$ sprzężenie nadkrytyczne

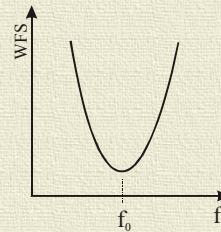
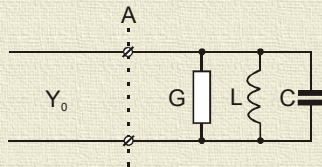
- współczynnik rozstrojenia

$$\alpha = Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

określające współdziałanie rezonatora z obwodami zewnętrznymi

Trzy rodzaje sprzężeń

odbiciowe

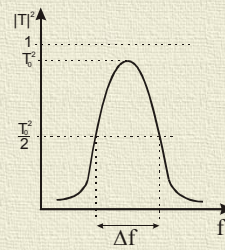
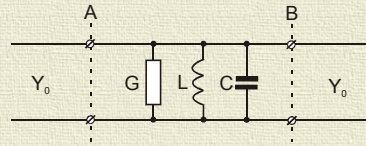


$$Q_Z = \frac{\omega_0 C}{Y_0}$$

$$Q_L = \frac{\omega_0 C}{Y_0 + G}$$

$$\Gamma = \frac{\Gamma_0 - j\alpha}{1 + j\alpha} \quad \Gamma_0 = \frac{\beta - 1}{\beta + 1} \quad \beta = \frac{Y_0}{G}$$

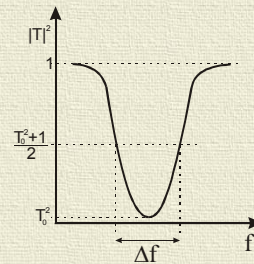
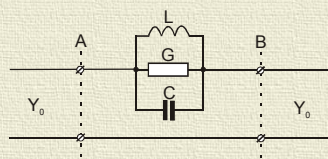
transmisyjne



$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G} \quad Q_L = \frac{\omega_0 C}{G + 2Y_0} = \frac{Q_0}{1 + 2\beta} \quad \Gamma = \frac{\Gamma_0 - j\alpha}{1 + j\alpha} \quad \Gamma_0 = \frac{-1}{1 + 2\beta}$$

$$T = \frac{T_0}{1 + j\alpha} \quad T_0 = \frac{2\beta}{1 + 2\beta} \quad S = \begin{bmatrix} \Gamma & T \\ T & \Gamma \end{bmatrix}$$

reakcyjne



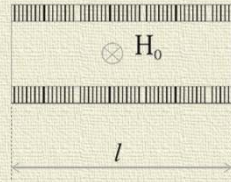
$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G} \quad Q_L = \frac{\omega_0 C}{G + Y_0/2} = \frac{Q_0}{1 + \beta} \quad \beta = \frac{Y_0}{2G}$$

$$\Gamma = \frac{\Gamma_0 + j\alpha}{1 + j\alpha} \quad \Gamma_0 = \frac{1}{1 + \beta}$$

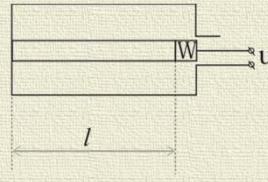
$$R = \frac{R_0}{1 + \beta} \quad R_0 = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad R + T = 1$$

Rezonatory strojone

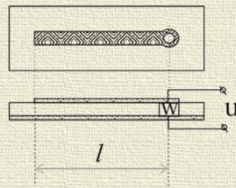
z wkładkami ferrytowymi



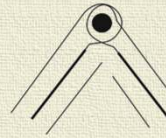
z waraktorem



z waraktorem



z kryształem granatu



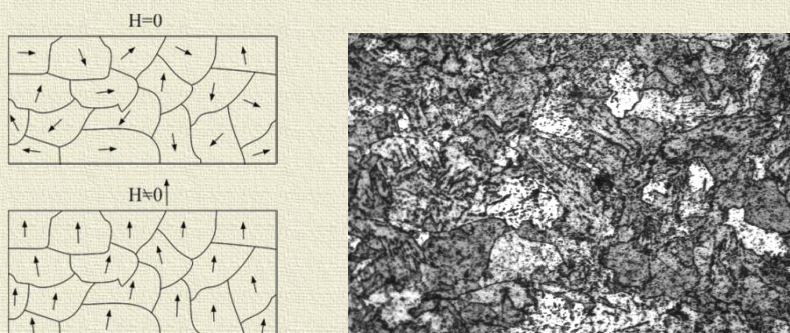
W9

Mikrofalowe elementy ferrytowe

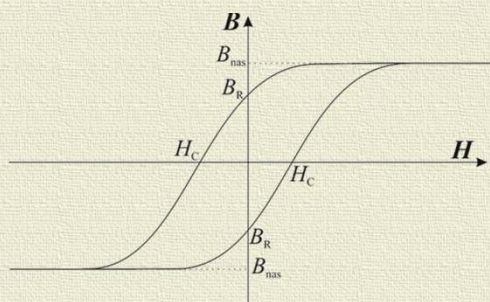
Feryt – międzywęzłowy roztwór stały węgla w żelazie o odmianie alotropowej α (α -Fe)
Najczęściej jest to spiek tlenku żelaza Fe_2O_3 z tlenkami Zn, Ni, Mn, Mg lub metali ziem
rzadkich.

Zawartość węgla w roztworze waha się od 0,008 w temp. pokojowej do ok. 0,02
w temperaturze 723 °C, w której przechodzi on w paramagnetyczny austenit.

Feryty są tzw. ferromagnetykami i charakteryzują się strukturą domenową
z lokalnie uporządkowanymi dipolami magnetycznymi, które dość łatwo można
uporządkować globalnie za pomocą zewnętrznego pola magnetycznego



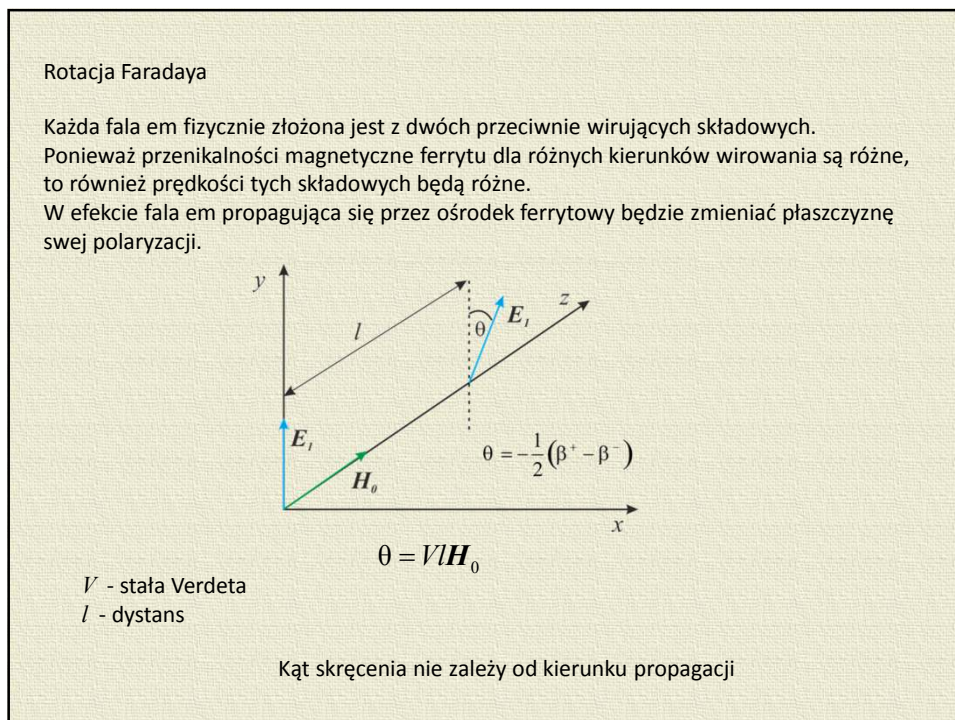
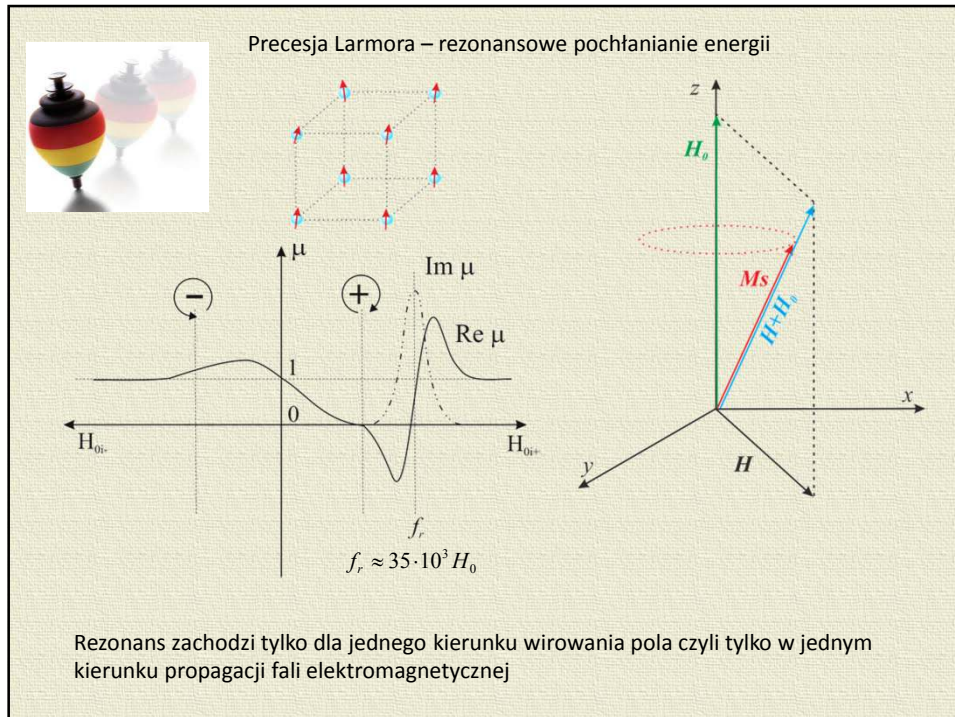
Historia magnesowania = histereza



Remanencja (pozostałość magnetyczna) – wielkość namagnesowania
po zaniku pola magnesującego

Koercja – wartość pola magnetycznego potrzebna do całkowitego zaniku namagnesowania

Temperatura Curie – wartość temperatury, powyżej której zanikają własności ferromagnetyczne



Izolatory ferrytowe

Idealny izolator ferrytowy jest obustronnie dopasowany i pozwala na transmisję fali em
Tylko w jednym kierunku

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

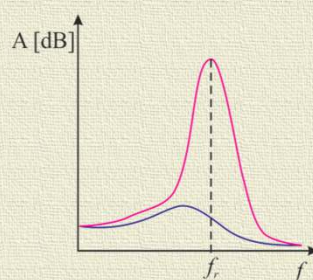
Rzeczywisty izolator ferrytowy wykazuje

Niewielkie tłumienie przepustowe $A_p = -20 \log |S_{21}| = 0,3 \dots 1$ [dB]

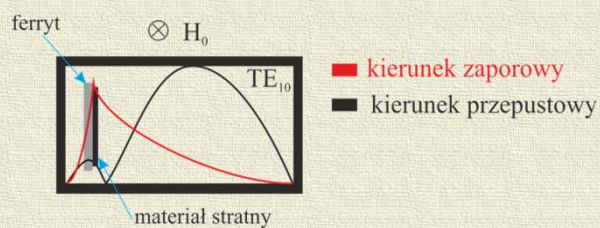
Duże tłumienie zaporowe $A_z = -20 \log |S_{12}| = 20 \dots 35$ [dB]

Obustronny WFS < 1,3

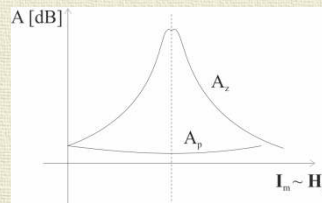
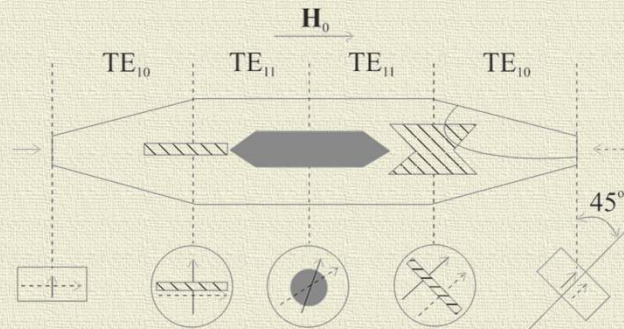
Izolatory rezonansowe



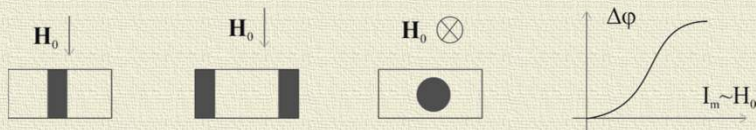
Izolator z przemieszczeniem pola



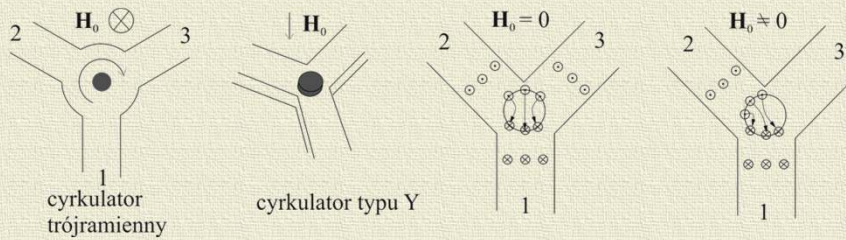
Izolator z efektem rotacji Faradaya



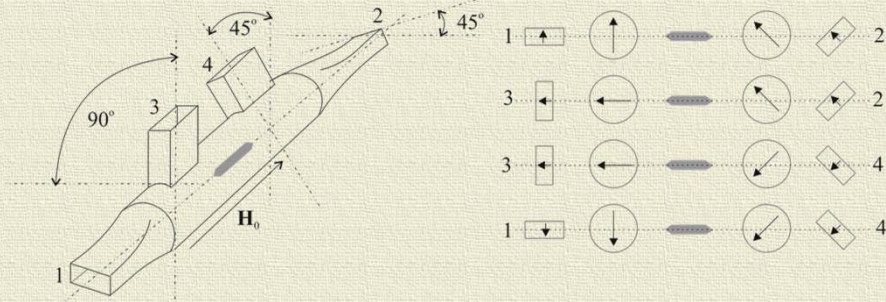
Ferrytowe przesuwniki fazy



Cyrkulatory ferrytowe



Cyrkulator z efektem rotacji Faradaya



W idealnym cyrkulatorze

$$[S] = \begin{bmatrix} \Gamma & I & T \\ T & \Gamma & I \\ I & T & \Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

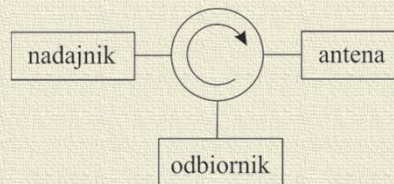
W rzeczywistym cyrkulatorze

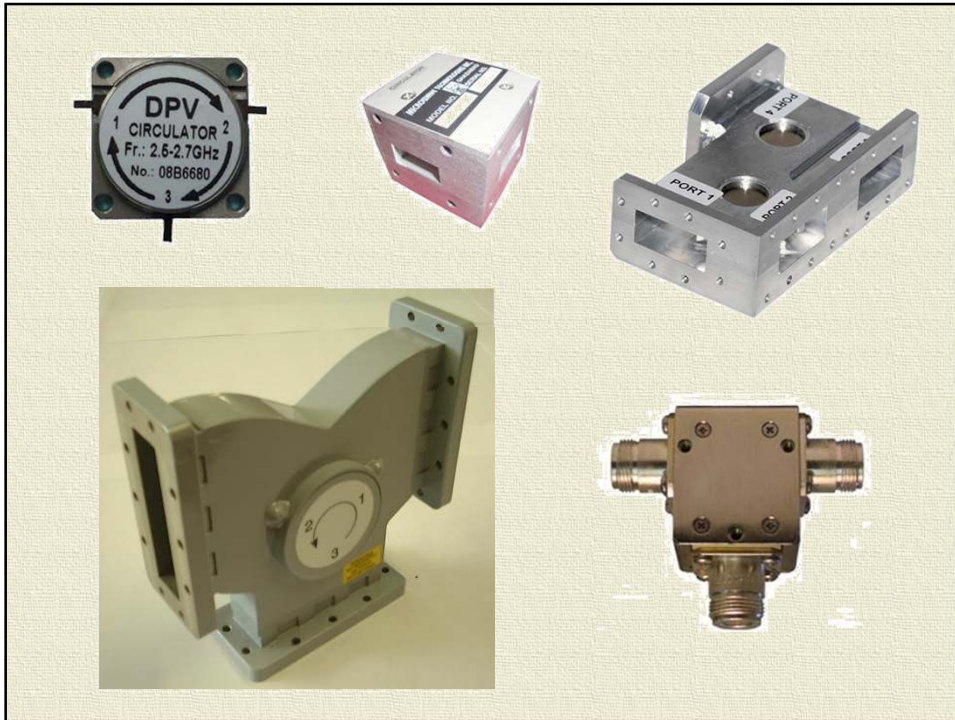
Duża izolacja $A_I = -20 \log |I| > 20$ [dB]

Małe tłumienie przepustowe $A_T = -20 \log |T| < 0,5$ [dB]

WFS < 1,2

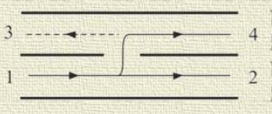
Przykład zastosowania





W10

Sprzęgacze kierunkowe



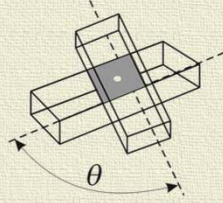
3 ← → 4 } Linia sprzężona
1 → → 2 } Linia główna

Sprężenie $C = 10 \lg \frac{P_1}{P_4}$ [dB]

Kierunkowość $D = 10 \lg \frac{P_4}{P_3}$ [dB]

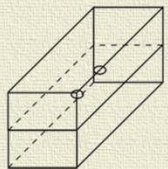
Izolacja $I = 10 \lg \frac{P_1}{P_3}$ [dB]

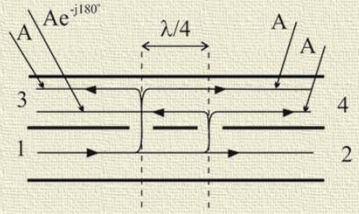
Sprężacz jednocentrowy typu Bethe



$D=f(\theta)$

Sprężacz dwucentrowy



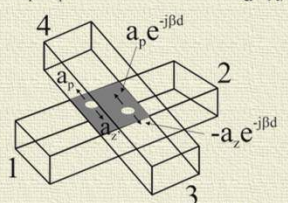


Ae^{-j180° $\lambda/4$ A

3 4

1 2

$A_4 = a_p - a_p e^{j\beta d} e^{-j\beta \cdot d}$ $d = \lambda/4$

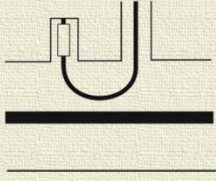


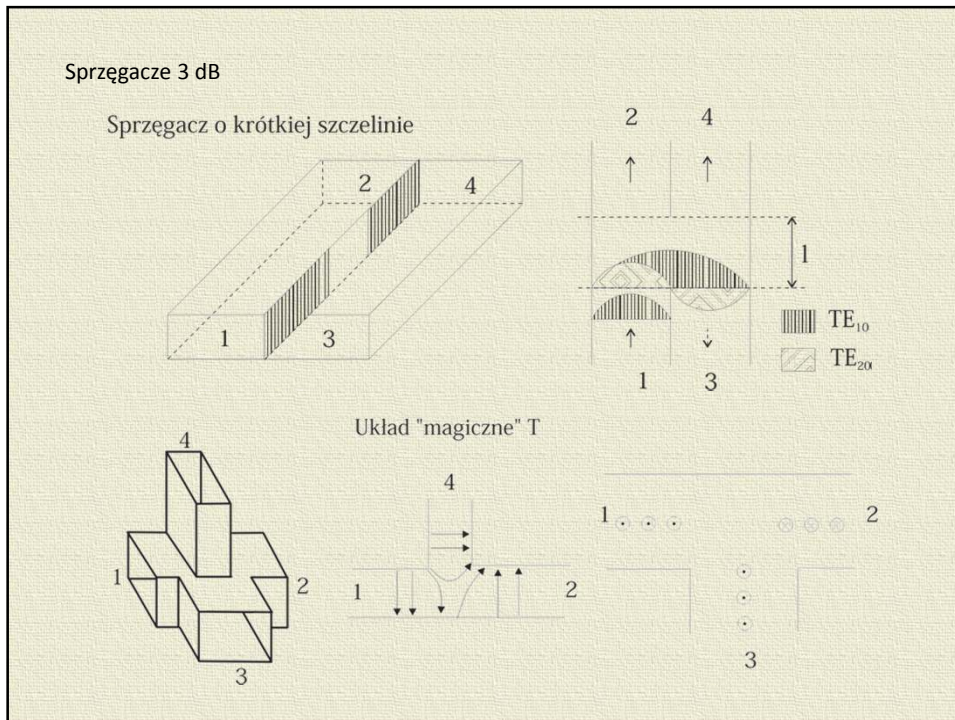
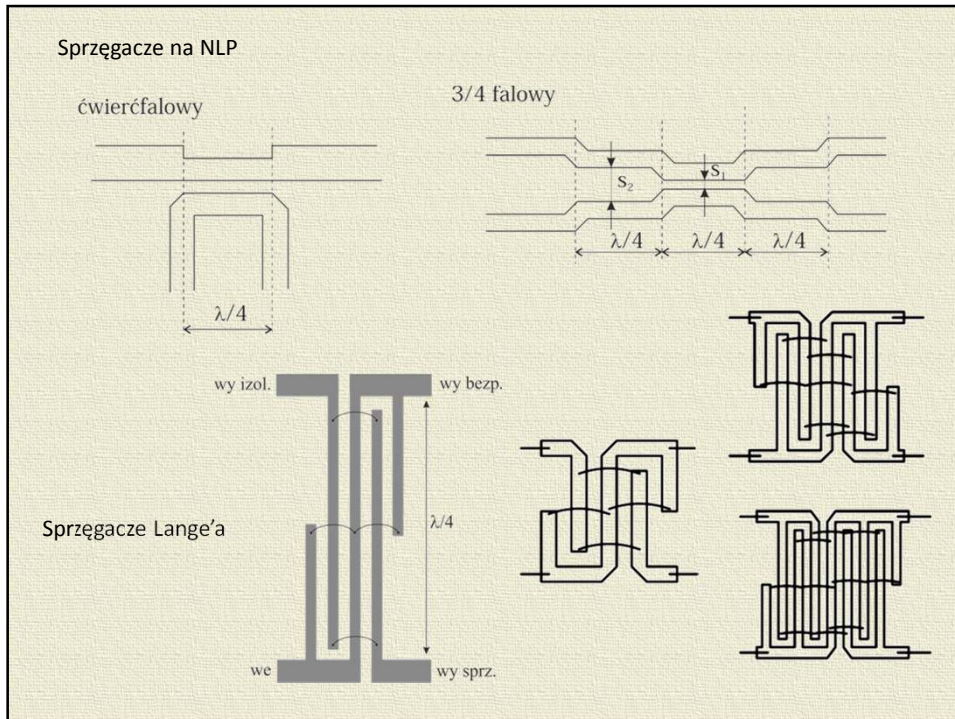
$a_p e^{j\beta d}$ $-a_z e^{-j\beta d}$

$A_3 = a_z e^{-j\beta \cdot d} - a_z e^{-j\beta d} = 0$

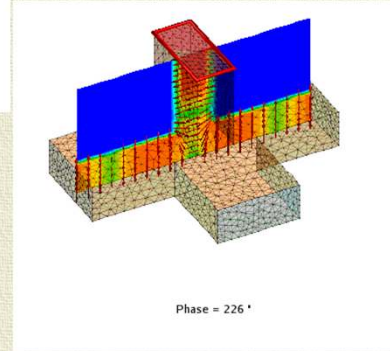
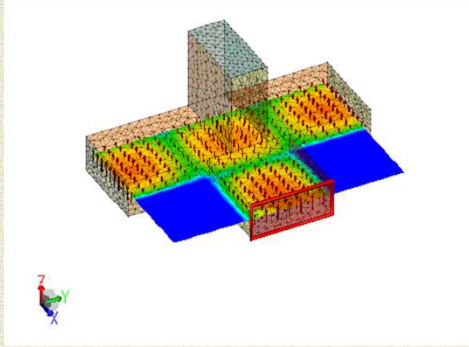
Sprężacz krzyżowy Moreno

Sprężacz na linii współosiowej



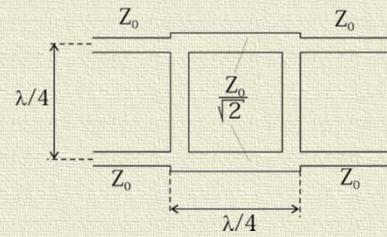


Symulacje

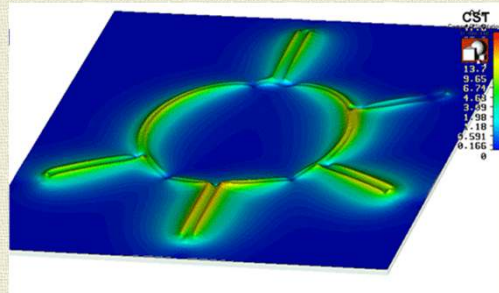
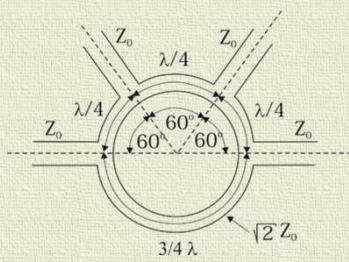


Równoramienny układ hybrydowy

Sprzęgacz 3 dB w technice NLP



Pierścień hybrydowy

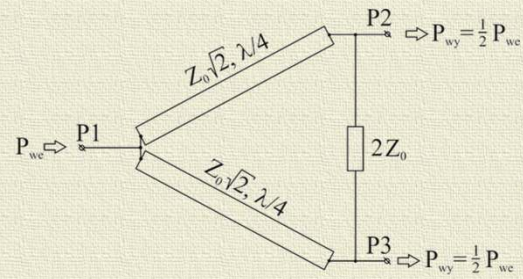


Dzielnik Wilkinsona

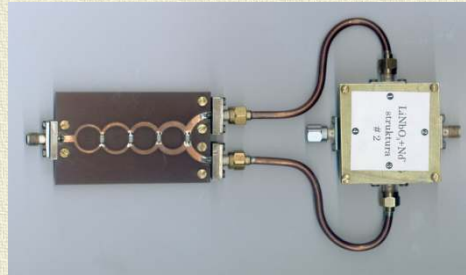
$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

$$|S_{12}| = |S_{13}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$S_{23} = 0$$



Moc doprowadzona do P2 wypłynie w połowie w P1, a w połowie wydzieli się na rezystancji $2Z_0$, analogicznie dla mocy doprowadzonej do P3

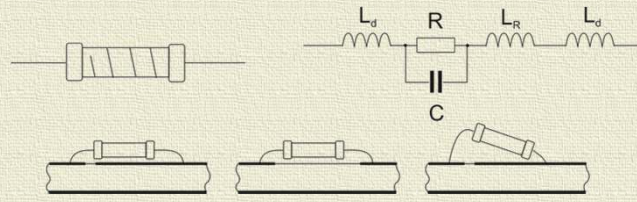


W11

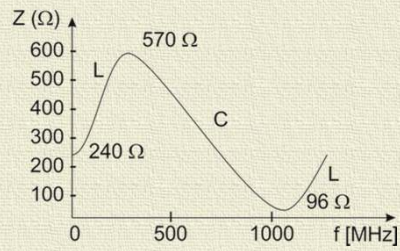
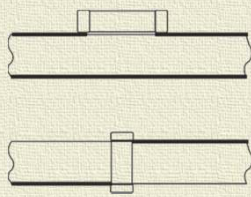
Mikrofalowe elementy bierne

Skupione elementy elektroniczne w technice mikrofal

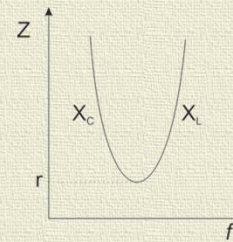
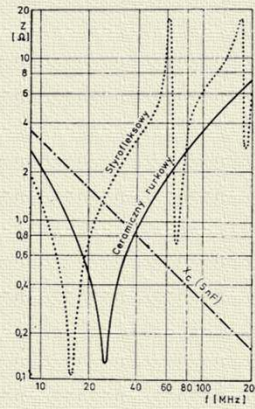
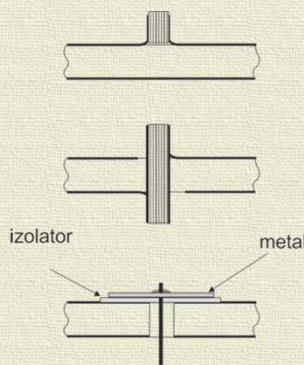
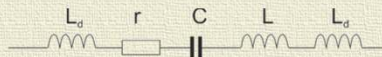
Rezystory



SMD



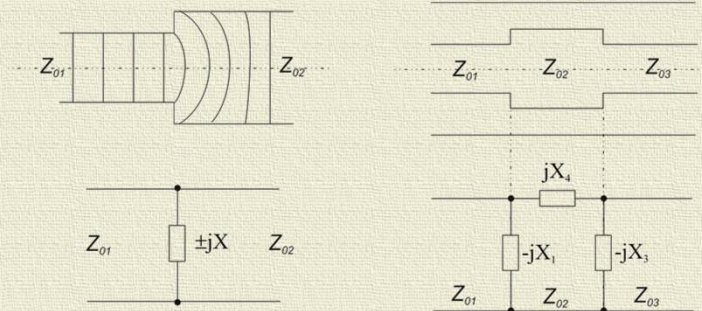
Kondensatory



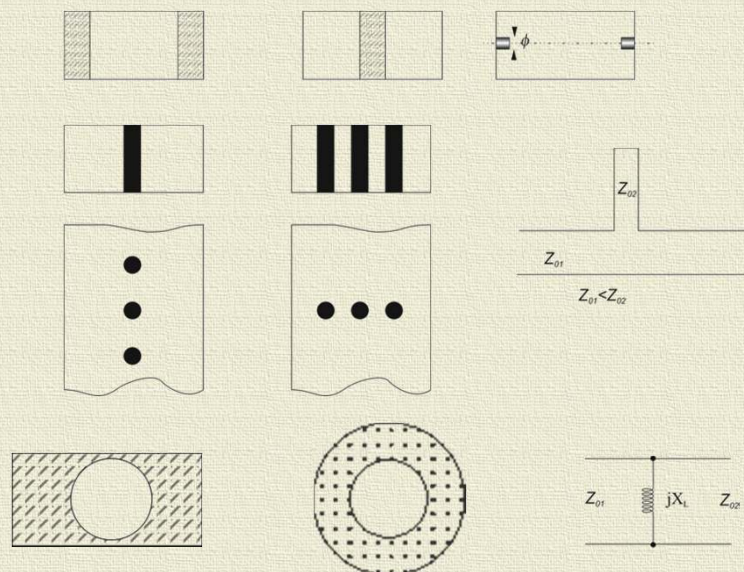
Rolę elementów biernych mogą pełnić nieciągłości

- Nieciągłości
- materiałowe
 - geometryczne

Każda nieciągłość reprezentuje pewną reaktancję



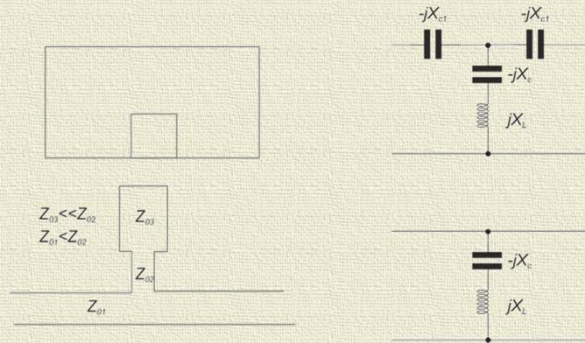
Nieciągłości o charakterze indukcyjnym



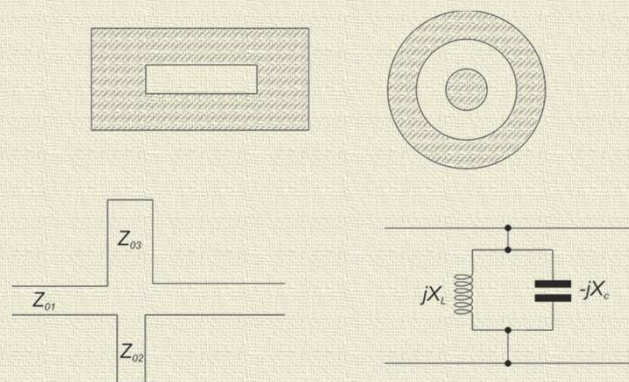
Nieciągłości o charakterze pojemnościwym



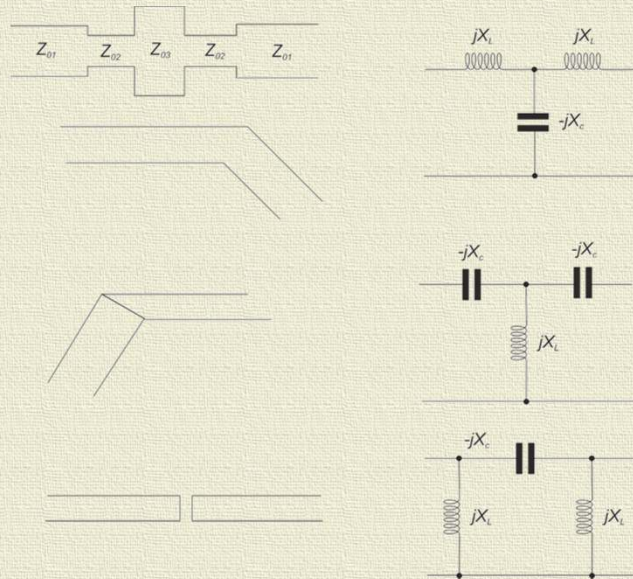
Nieciągłości o charakterze rezonansu szeregowego



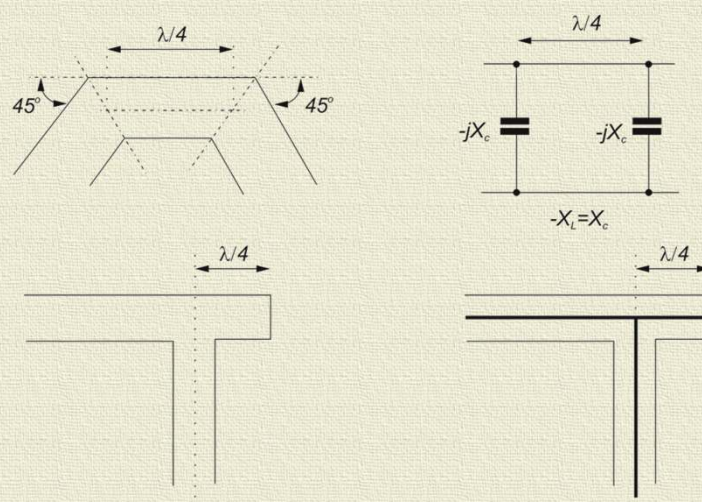
Nieciągłości o charakterze rezonansu równoległego



Neciągłości o charakterze filtrów



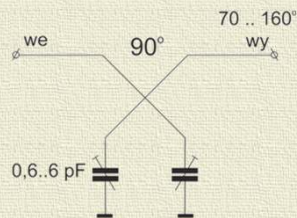
Bezreaktancyjne zaginanie linii transmisyjnych



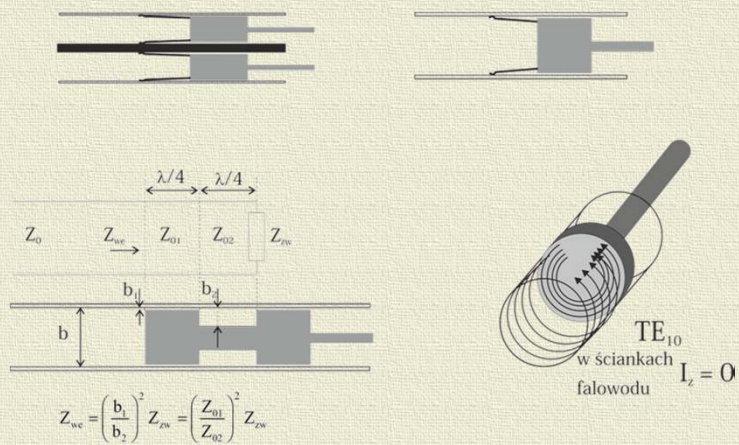
Przesuwniki fazy



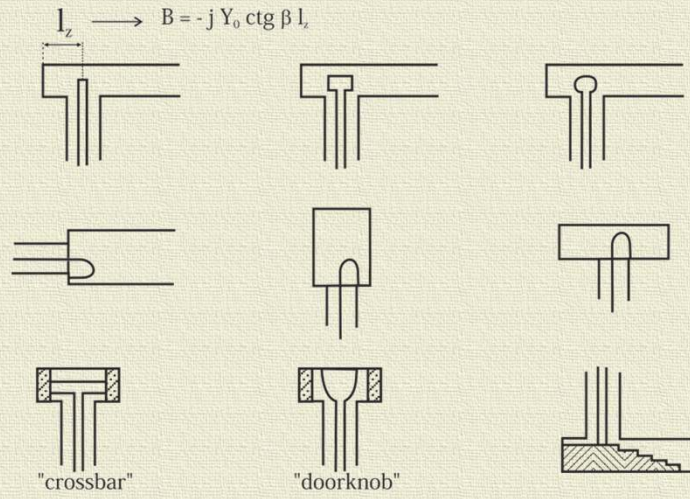
Przesuwnik z 90° sprzężaczem kierunkowym



Zwieracze nastawne



Przejścia z linii koncentrycznej na falowód

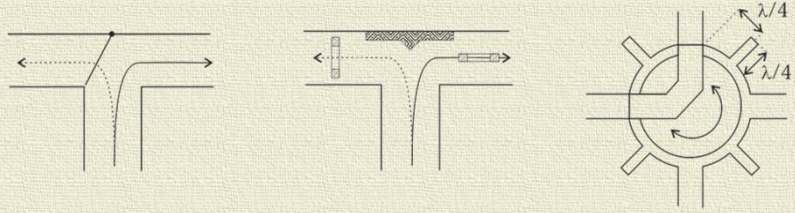


Złącza mikrofalowe

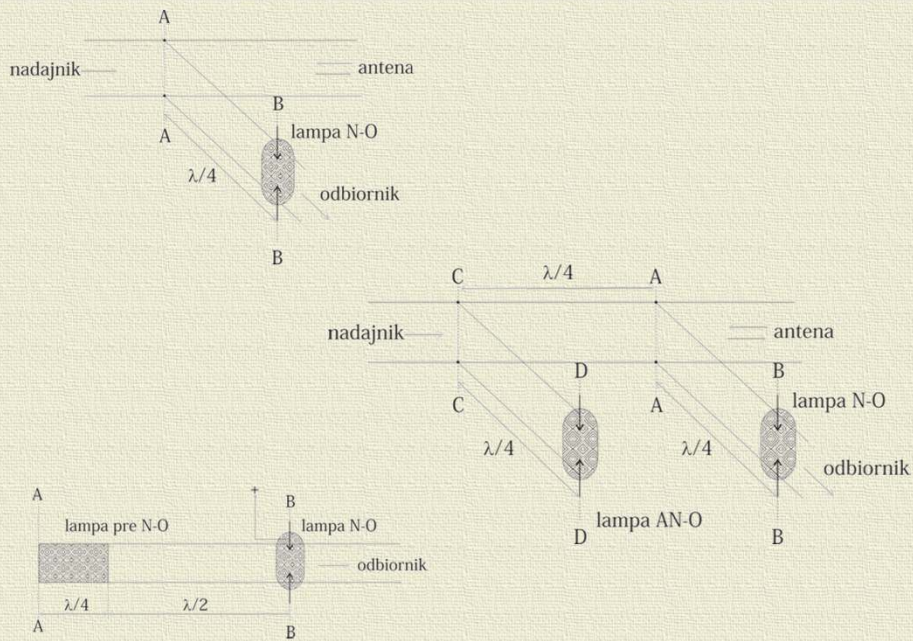
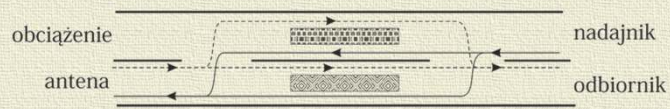


Electrical Data	Impedance	50 Ohm		
	Frequency range	DC to 40 GHz		
	Dielectric withstanding voltage	500 Vrms at sea level 125 Vrms at 70,000 ft		
	Insulation resistance (min)	5,000 megohms		
	Contact resistance (max)	Center conductor 6.0 milliohms Outer conductor 2.0 milliohms		
	Insertion loss (dB max)	0.1 * √f (GHz)		
	RF leakage	-80 dB at 3 GHz -65 dB at 3 to 26.5 GHz		
	VSWR (DC to 23 GHz)	1.10 : 1 typical	(* Performance listed is typical for the Gigalane SMP socket-to-socket bullet part number PFS-ADP-PFS-01. Performance on other configurations may vary.)	
	VSWR (23 to 26.5 GHz)	1.15 : 1 typical		
	VSWR (26.5 to 40 GHz)	1.25 : 1 typical		
Mechanical Data	Radial misalignment	+/- 0.25 mm		
	Axial misalignment	0 - 0.25 mm		
	Center to center spacing (min)	4.32 mm		
Material Data	Center contact & socket	Beryllium copper (with Au plating under Ni plating)		
	Insulator	PTFE		
	Shroud & body	Stainless Steel		
Environmental Testing	Temperature range	-65 - +125 °C		
	Vibration	MIL-STD-202 method 204, test condition D		
	Shock	MIL-STD-202 method 223, test condition I		
	Thermal shock	MIL-STD-202 method 107, test condition B		
Mechanical Force for Shrouds		Full Detent	Limited Detent	Smooth Bore
	Force to engage (max)	6.8 kg	4.5 kg	0.9 kg
	Force to disengage (min)	2.3 kg	0.9 kg	0.2 kg
	Durability cycle (min)	100	500	1,000

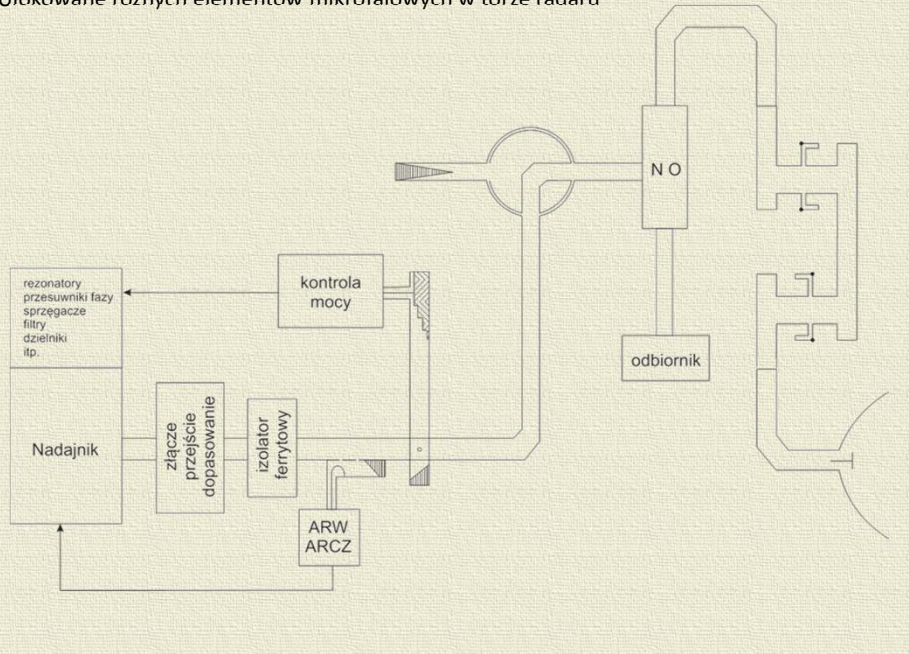
Przełączniki mikrofalowe



wkładka ferrytowa $\theta + \begin{cases} 0^\circ \text{ dla } H_0 = 0 \\ 180^\circ \text{ dla } H_0 > 0 \end{cases}$
 wkładka dielektryczna θ



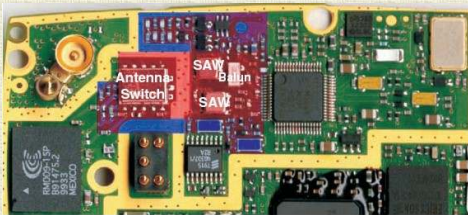
Ulokowane różnych elementów mikrofalowych w torze radaru

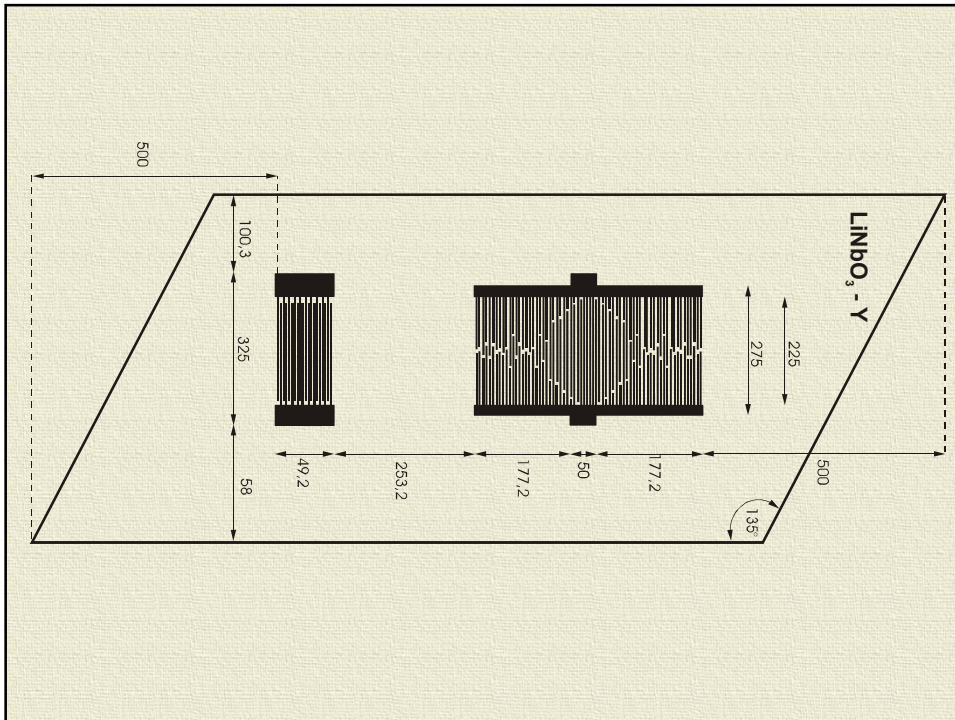
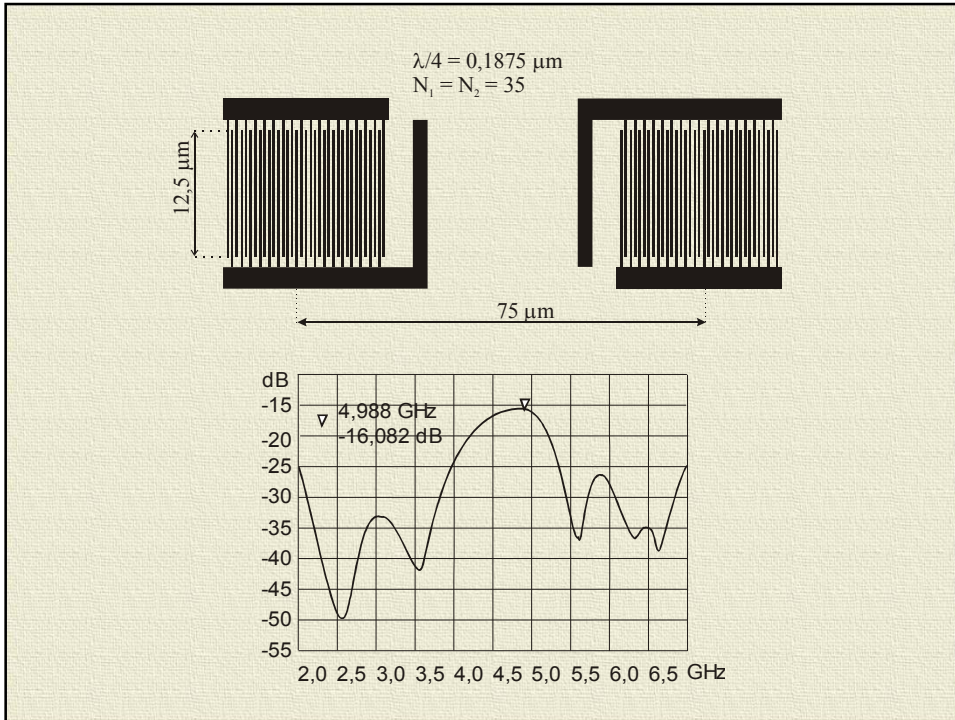


W12

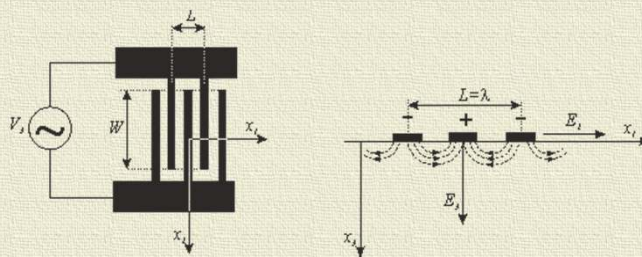


Mikrofalowe układy z AFP



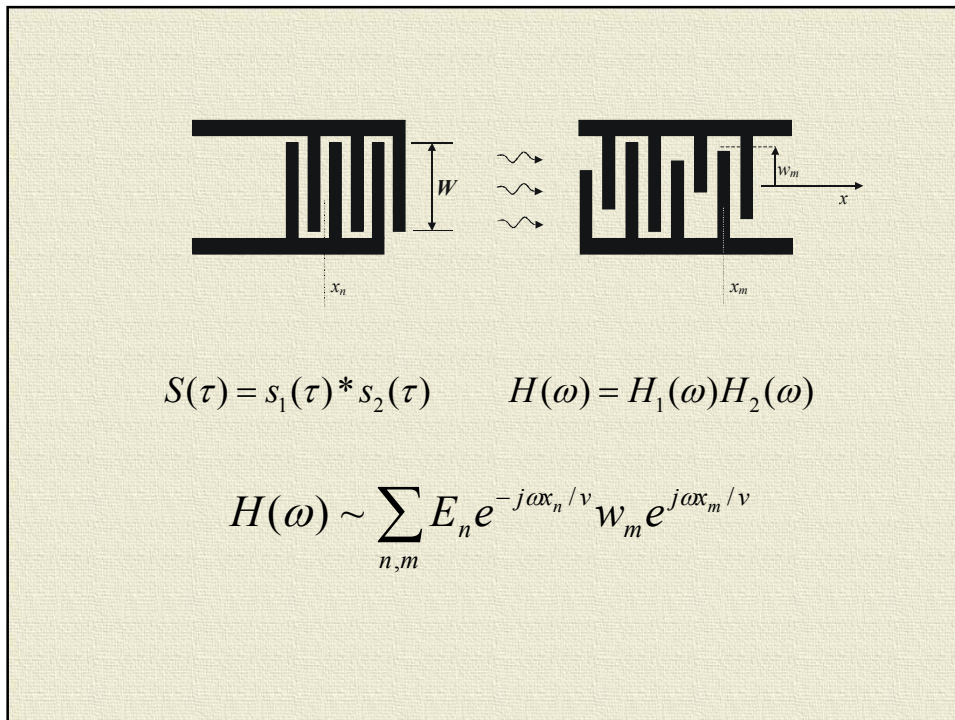
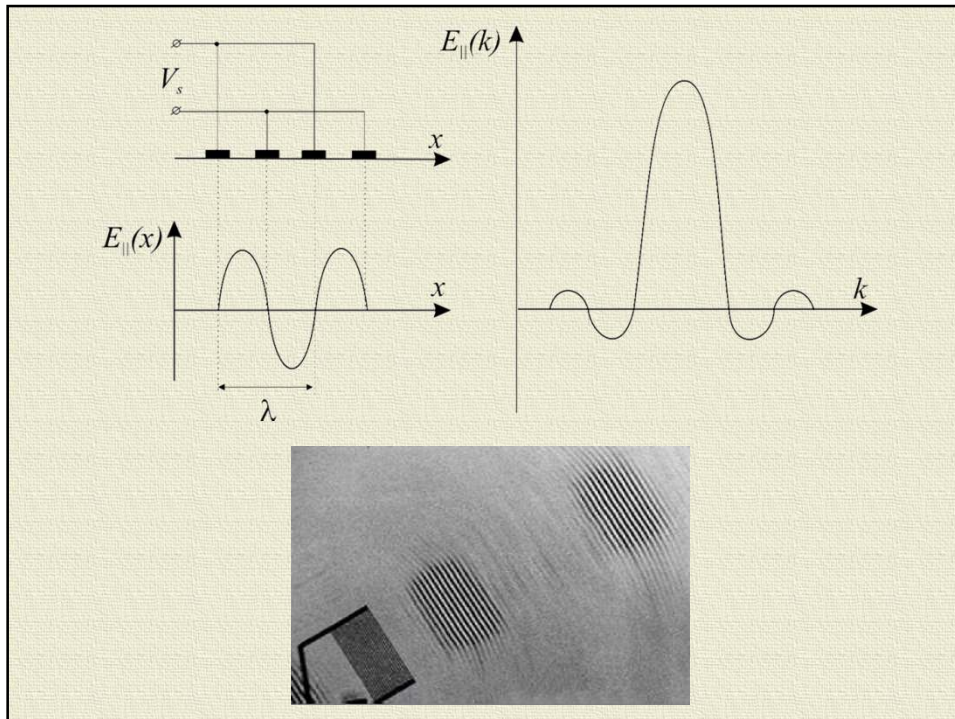


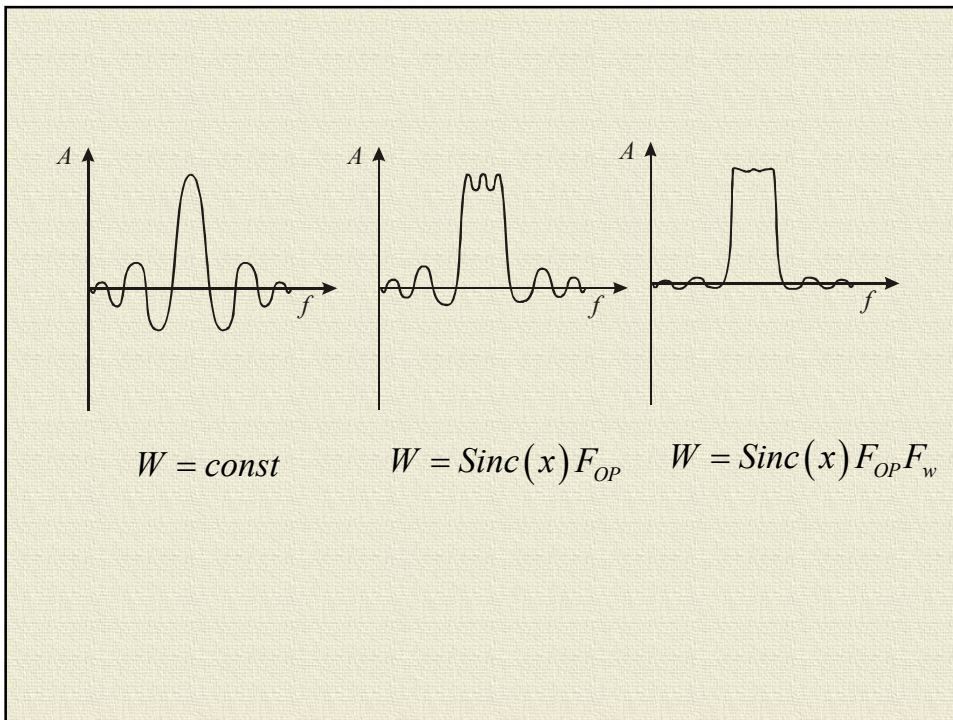
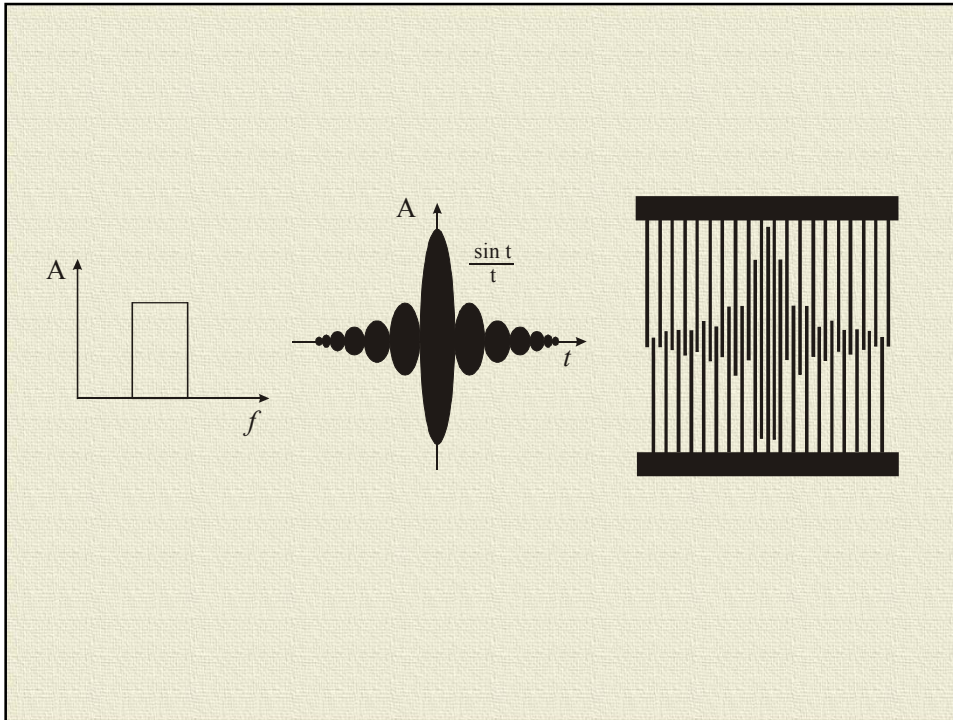
Filtry z AFP

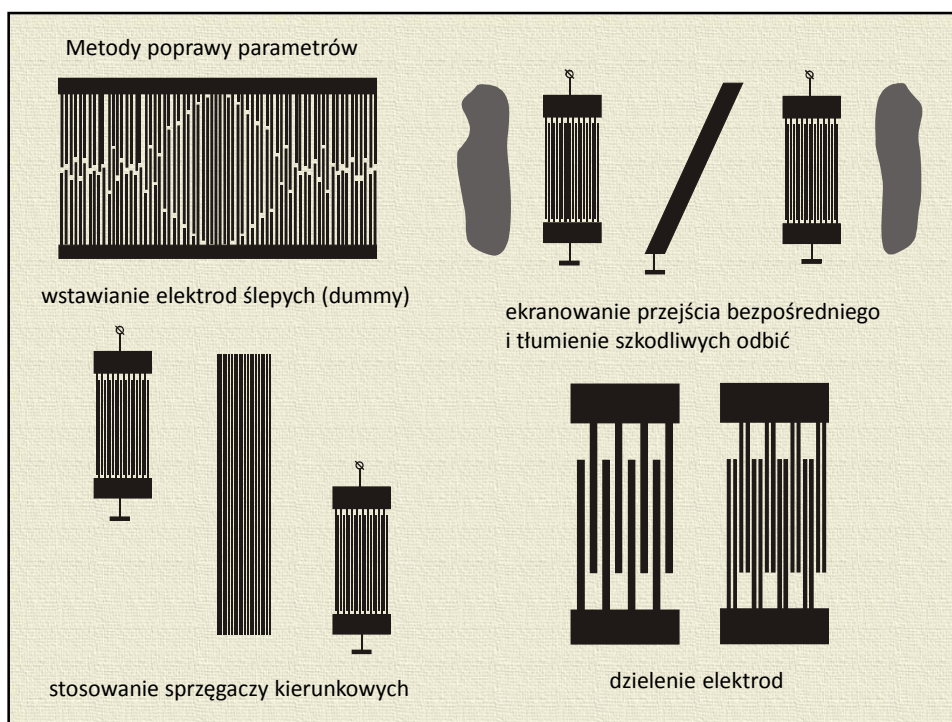
Model δ -Diraca

$$A(\omega) \approx \sum E_n e^{-j\omega x_n / v}$$

E_n amplitudy impulsów przyłożonych między elektrodami w miejscach x_n







Zalety filtrów z AFP

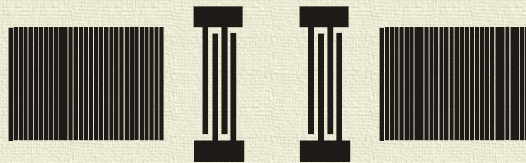
- wysokie częstotliwości pracy (GHz)
- małe rozmiary – malejące z częstotliwością
- wysokie wartości wsp. prostokątności
- dobra stabilność częstotliwości
- łatwość dopasowania do układu
- możliwość scalania
- duża swoboda w kształtowaniu charakterystyki
- prostota i wysoka powtarzalność technologii
- niska cena

Rezonatory z AFP

Rezonator jednoportowy

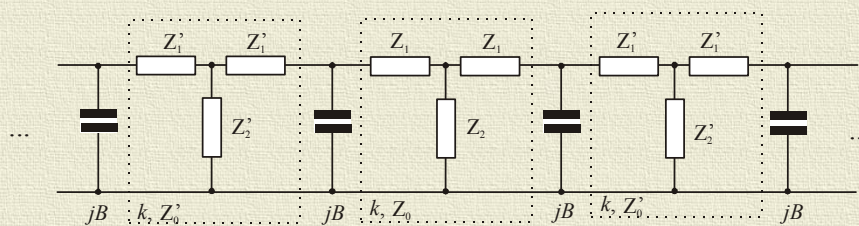


Rezonator dwuportowy



87

Podstawowe własności struktur odbijających można analizować wykorzystując metody układu zastępczego. Niezbędne parametry określone są zwykle empirycznie.



Schemat zastępczy struktury rowkowej

W strukturach rowkowych obserwowany jest efekt przesunięcia częstotliwości pracy struktury odbijającej w stronę niższych częstotliwości wraz ze wzrostem głębokości rowków oraz efekt odbicia drugiej harmonicznej fali. Efekty te uwzględnia się przez włączenie susceptancji B między ogniwa układu zastępczego.

Przesunięcie środkowej częstotliwości pracy struktury odbijającej, uwzględniane przez susceptancję B ma wartość :

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{\pi} \frac{B}{Y_0}$$

88

Empiryczne parametry układu zastępczego można zapisać w postaci zależności :

$$\frac{Y'_0}{Y_0} = 1 - 0,67 \frac{h}{\lambda} \quad \text{dla LiNbO}_3(\text{YZ}),$$

$$\frac{Y'_0}{Y_0} = 1 - 0,54 \frac{h}{\lambda} \quad \text{dla SiO}_2(\text{ST}, \text{X})$$

$$\frac{B}{Y_0} = -42 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad \text{dla LiNbO}_3(\text{YZ}),$$

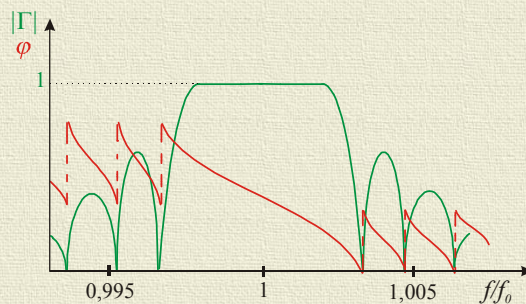
$$\frac{B}{Y_0} = -35 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad \text{dla SiO}_2(\text{ST}, \text{X})$$

Zależności te obowiązują dla $0,01 < h/\lambda < 0,03$ oraz periodu $\lambda/2$

Dla dostatecznie długich struktur odbijających można przyjąć, że podobnie jak w przypadku nieskończonego układu elektrod, w obszarze struktury propagują się fale postępujące i wsteczne, poza obszarem struktury propagują się zaś fale padające i odbite.

Biorąc pod uwagę amplitudy tych fal oraz nakładając warunek zachowania energii sumy fal propagujących się w poszczególnych kierunkach otrzymuje się współczynnik odbicia dla całej struktury odbijającej.

89



Dla dostatecznie długich struktur wsp. Odbicia wynosi 1 przy czym ze względu na zjawiska szkodliwe nie stosuje się struktur dłuższych niż kilkanaście λ^2/h .

Faza odbicia ma liniowy przebieg w pobliżu częstotliwości środkowej, co pozwala na wprowadzenie pojęcia ekwiwalentnego lustra (w analogii do rezonatora Fabry-Perota), w pewnej odległości od początku struktury.

Odległość ta wynika z warunku na zmianę fazy fali odbitej od „lustra” i wynosi:

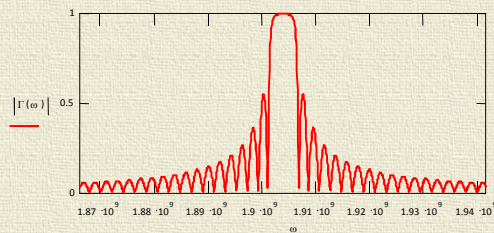
$$L_p = -\frac{1}{4\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial (f/f_0)} \lambda$$

90

Współczynnik odbicia można wyrazić zależnością

$$\Gamma(\omega) = \frac{\frac{i\chi}{\sigma(\omega)} \sinh(\sigma(\omega)L)}{\cosh(\sigma(\omega)L) + \frac{i\delta(\omega)}{\sigma(\omega)} \sinh(\sigma(\omega)L)}$$

$$\chi = \frac{h}{3\lambda_0^2} \quad \delta(\omega) = \frac{\omega - \omega_0}{\nu} \quad \sigma(\omega) = \sqrt{\chi^2 - \delta(\omega)^2}$$



91

Odległość ekwiwalentnego lustra od czoła struktury odbijającej w jawnej postaci wynosi

$$L_p = \frac{1}{4\chi\pi}$$

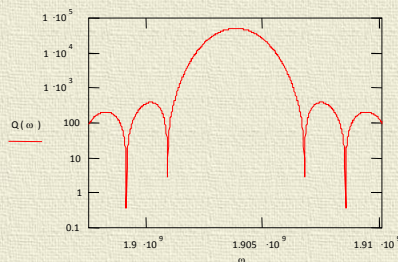
Dobroć wewnętrzznarezonatora

$$Q = \frac{2\pi |\Gamma(\omega)| L_{ef}}{\lambda_0 [1 - |\Gamma(\omega)|^2]}$$

$$L_{ef} = 2L_S + L_T$$

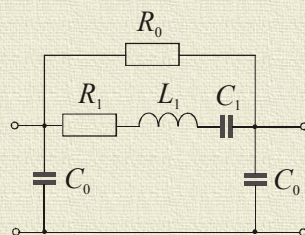
L_S odległość ekwiwalentnego lustra od krawędzi IDT

L_T odległość krawędzi reflektora od krawędzi IDT



92

Uproszczony schemat zastępczy rezonatora dwuportowego (obowiązuje tylko w pobliżu f_0)



$$R_1 = \frac{1}{8 \frac{v_0 - v}{v} \epsilon_r W f_0 N^2} \quad C_0 = \frac{2}{\pi} \epsilon_r W + C_1 \quad C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}$$

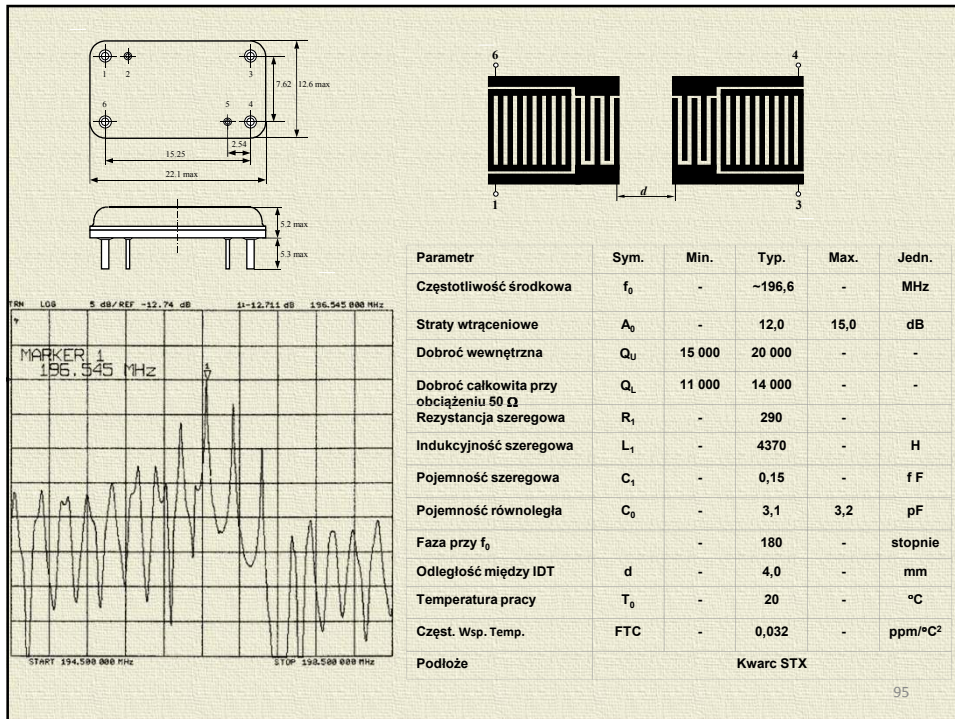
$$L_1 = \frac{L_{ef} R_1}{4 |\Gamma(f_0)| f_0} \frac{L_{ef}}{\lambda_0} \quad R_0 = \frac{1 - |\Gamma(f_0)|}{2 |\Gamma(f_0)|} R_1$$

93

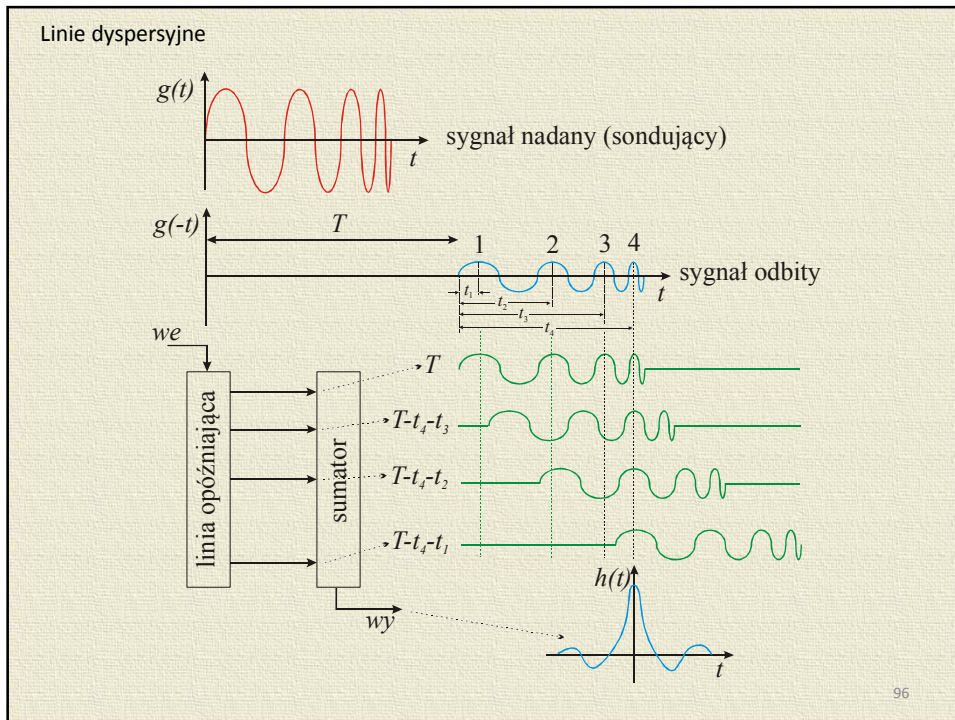
Zalety rezonatorów z AFP

- wysokie częstotliwości pracy (GHz)
- małe rozmiary – malejące z częstotliwością
- wysokie dobroci całkowite (nawet ponad 20 000)
- dobra stabilność częstotliwości
- łatwość dopasowania do układu
- możliwość scalania
- duża swoboda konfiguracyjna
- prostota i wysoka powtarzalność technologii
- niska cena

94

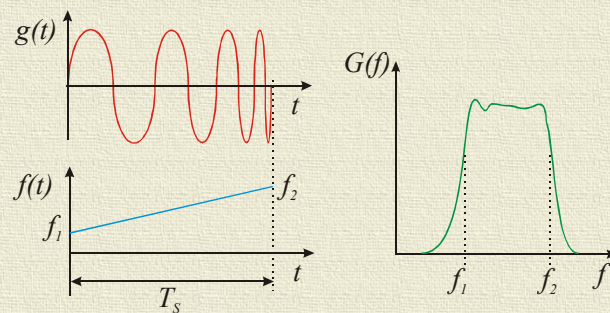


95



96

Sygnal „chirp” i jego widmo



minimalny czas rozróżnialny (relacja nieostrości) $\Delta t \geq \frac{1}{\Delta f}$

maksymalna liczba rozróżnialnych odcinków czasowych $N = \frac{T_s}{\Delta t} = T_s \Delta f$

wartość średnia szumów na wyjściu $N \sigma_n^2 = N 2 \int_0^{\infty} S_n(f) df$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\substack{\uparrow \\ \text{wartość skuteczna (odchylenie standardowe) szumu na wyjściu}}}$
gęstość widmowa szumu

wartość kwadratu sygnału szczytowego (po kompresji) $(Ns)^2$

97

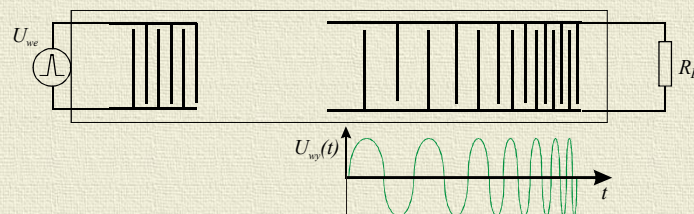
Stosunek mocy sygnału do szumu na wyjściu wyniesie więc

$$SNR_{WY} = \frac{(Ns)^2}{N \sigma_n^2} = \frac{Ns^2}{\sigma_n^2}$$

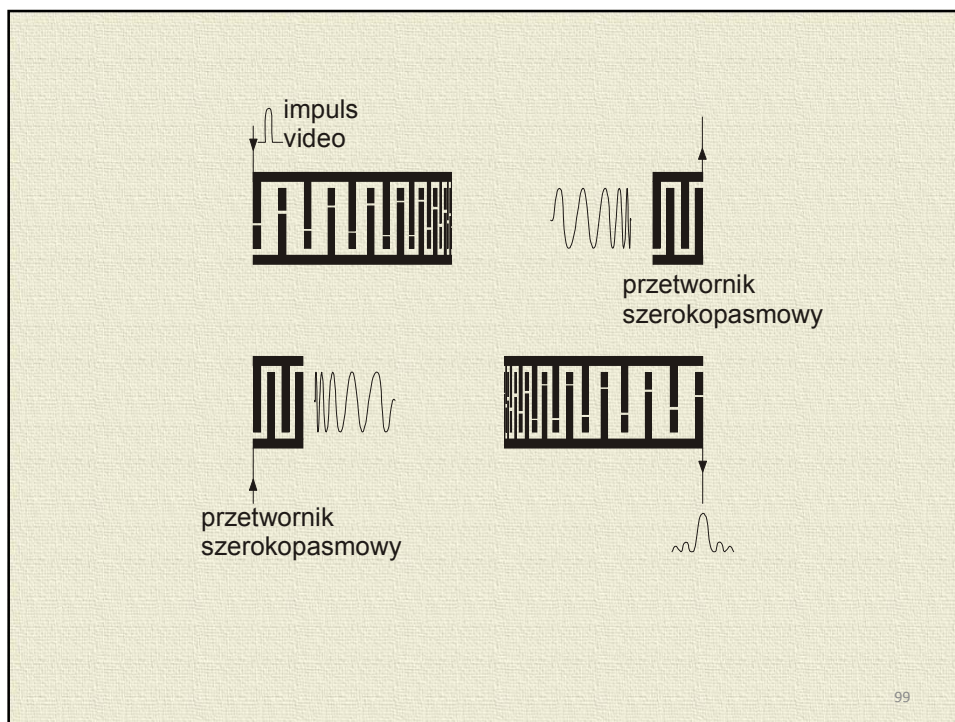
zaś na wejściu wynosił tylko $SNR_{WE} = \frac{s^2}{\sigma_n^2}$

SNR polepszył się zatem N razy czyli $N = \frac{T_s}{\Delta t} = T_s \Delta f$

Linie taką można wykorzystać zarówno do generacji sygnału z LMCz jak i jego odbioru.



98

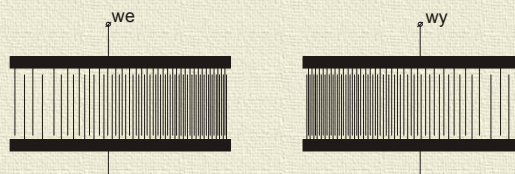


99

Istnieją dwa warianty konstrukcji takich przetworników odbiorczych.

- 1 elektrody położone są w punktach wzdłuż drogi propagacji akustycznych fal powierzchniowych odpowiadających kolejnym maksimum sygnału „chirp”
- 2 elektrody są położone w stałych odstępach, a ich długości dobierane są tak, aby uzyskać założoną odpowiedź impulsową.
Zmiana długości elektrod pozwala na odpowiednie ważenie próbek, o różnych opóźnieniach, odpowiadających położeniu elektrod.

Filtry dyspersyjne stosowane są przede wszystkim w radiolokacji, gdyż pozwalają na rozwiązanie sprzeczności polegającej na tym iż dłuższy sygnał daje lepszą wykrywalność, a krótszy lepszą rozdzielność. Sygnał „chirp” jest w stanie pogodzić te przeciwstawne wymagania. Realizując filtrację optymalną pozwala on na takie skompromowanie sygnału o czasie trwania T i paśmie B , że po filtracji ma on postać impulsu o czasie trwania $1/B$, znacznie krótszym od T



100

