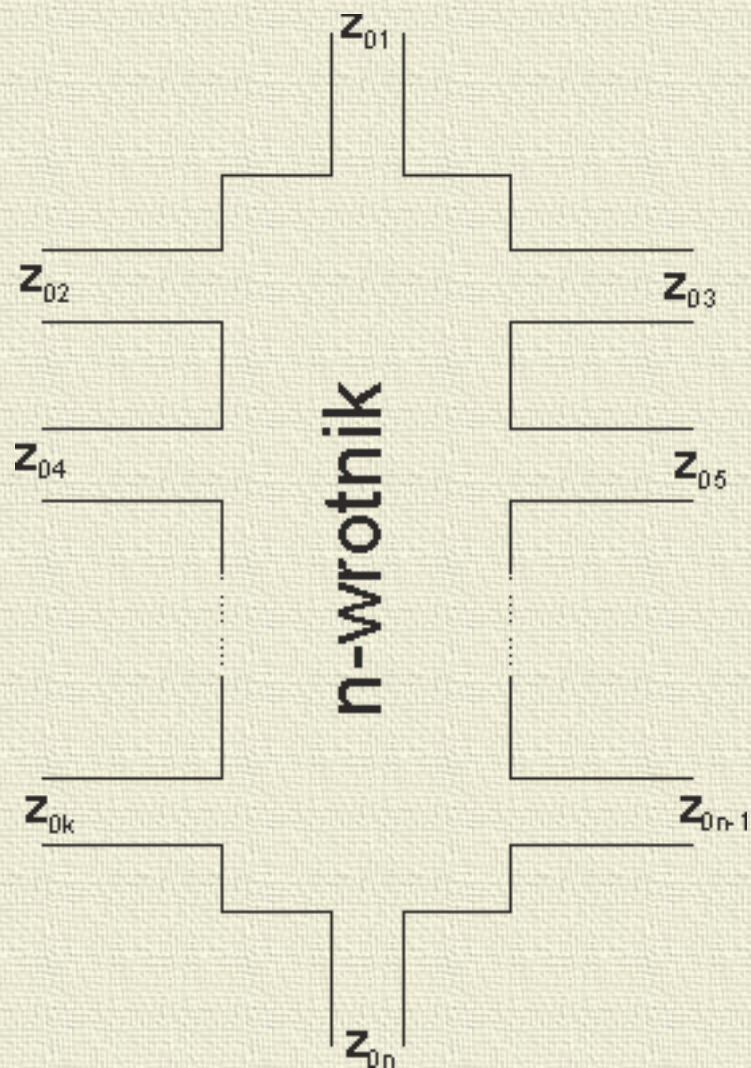
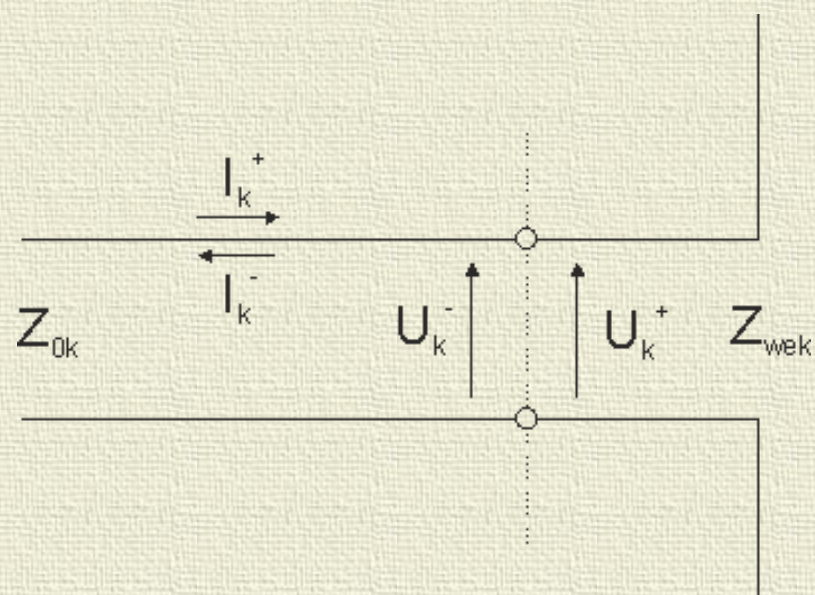


Macierz rozproszenia

Rozpatrzmy n-wrotnik



i jedno z jego wrót



Znormalizowane napięcie fali dobiegającej do k-tych wrót

$$a_k \stackrel{\text{def}}{=} \frac{U_k^+}{\sqrt{Z_{0k}}}$$

Znormalizowane napięcie fali wybiegającej z k-tych wrót

$$b_k \stackrel{\text{def}}{=} \frac{U_k^-}{\sqrt{Z_{0k}}}$$

Podobnie dla prądów (z prawa Ohma)

$$a_k = I_k^+ \sqrt{Z_{0k}} \quad b_k = I_k^- \sqrt{Z_{0k}}$$

Całkowite napięcie i prąd w linii

$$U_k = U_k^+ + U_k^- \quad I_k = I_k^+ + I_k^-$$

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:

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

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 $\mathbf{S}^{*T} = \mathbf{S}^{-1}$

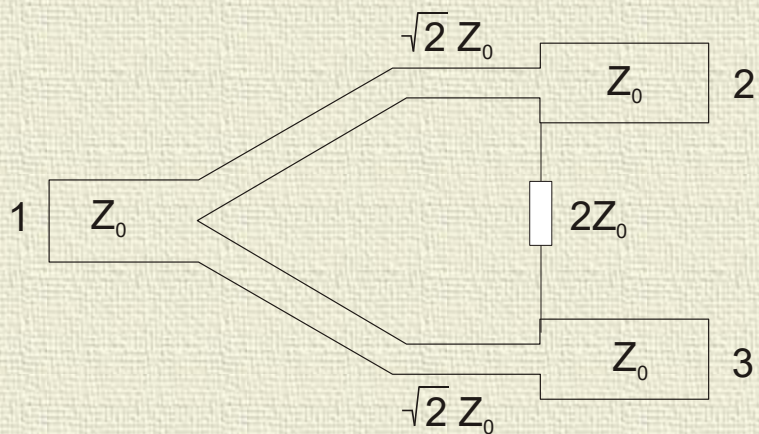
(dla wielowrotnika bezstratnego macierz $\mathbf{S}$ jest unitarna)

Wielowrotniki bezstratne i odwracalne

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

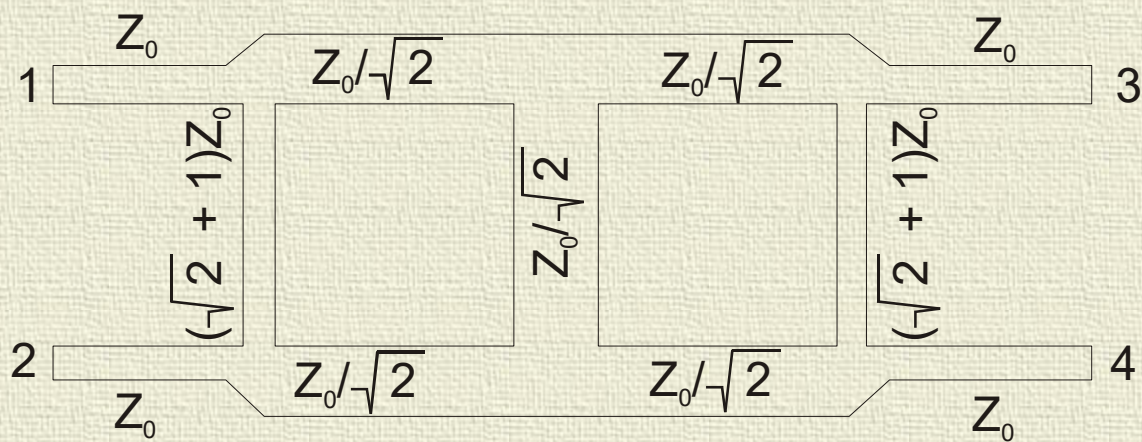
Przykłady

idealny dzielnik Wilkinsona



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

idealny sprzęgacz gałęziowy



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

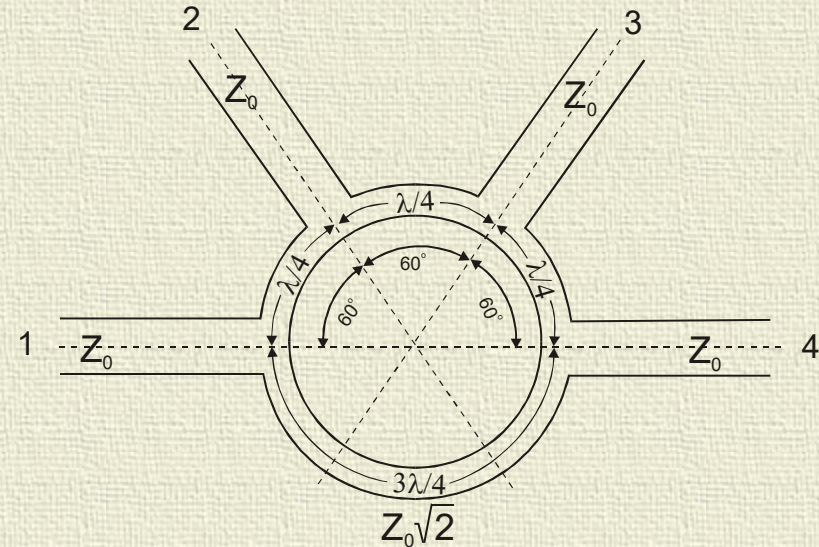
Przykład dla sprzęgacza pierścieniowego

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

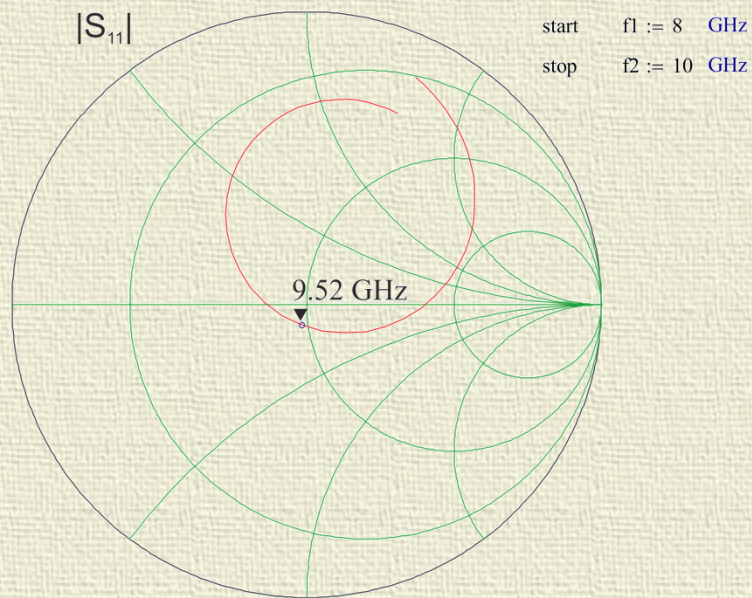
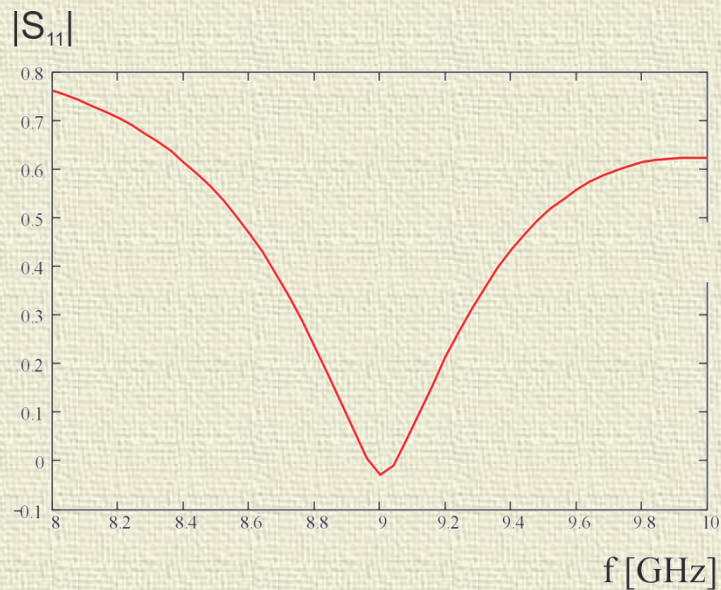
$$S_{32} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{34} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \quad S_{31} = 0$$

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

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

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)

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

P_R – moc odbita od wejścia filtru

przesunięcie fazy (ang. phase shift)

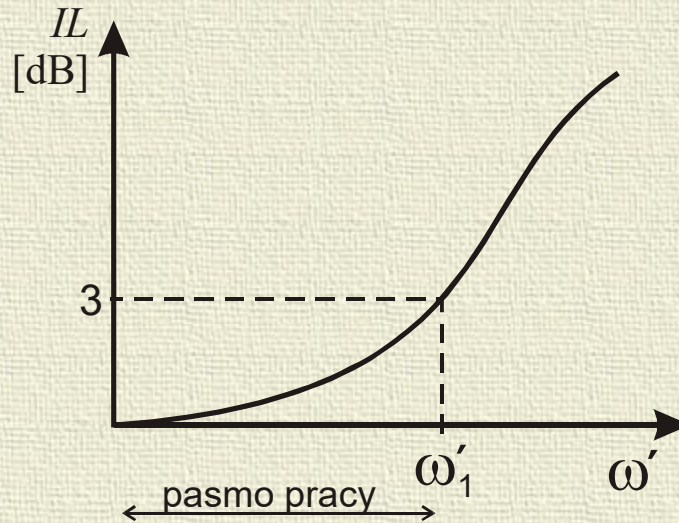
$$\Phi_T = \arg \{ S_{21} \}$$

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 filtra dolnoprzepustowego)

charakterystyka płaska

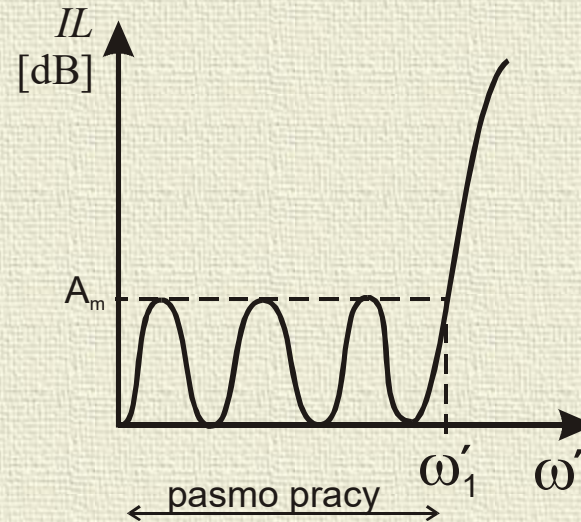


$$IL = 10 \log(1 + \omega'^{2n}) \text{ [dB]}$$

n - rząd filtra

ω' - pulsacja unormowana

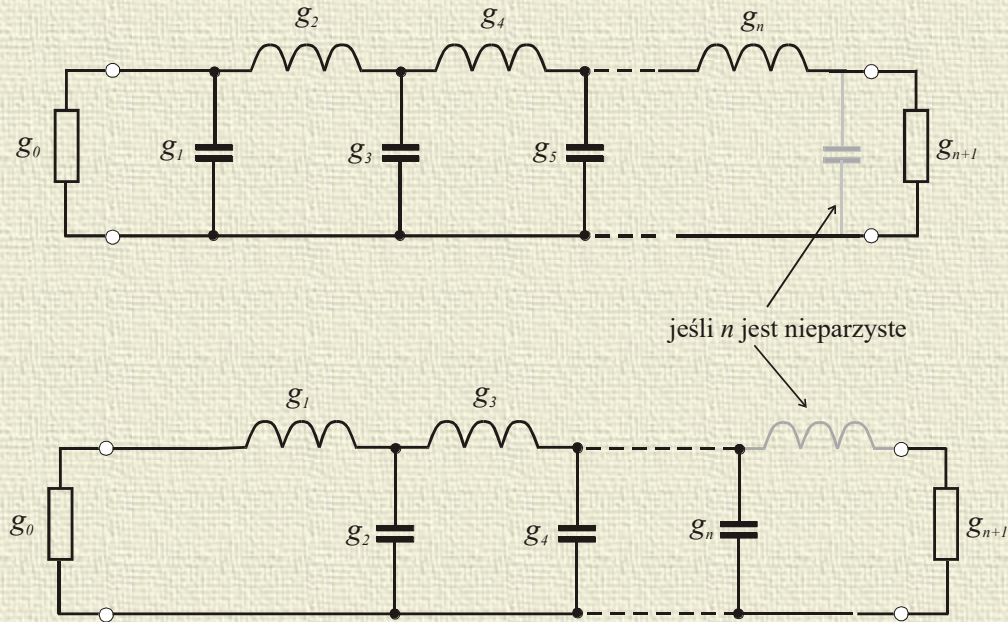
charakterystyka równomiernie falista



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

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

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

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

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

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

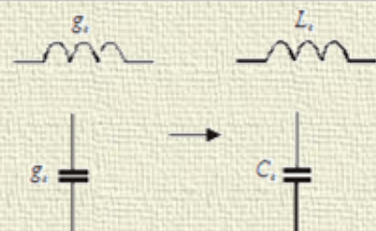
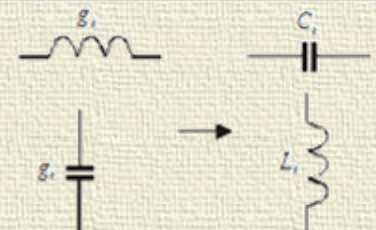
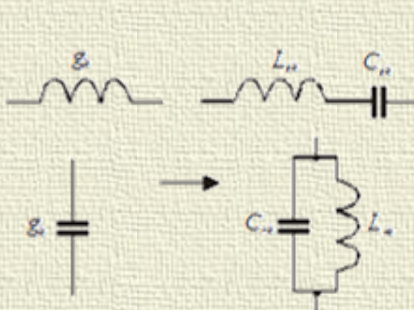
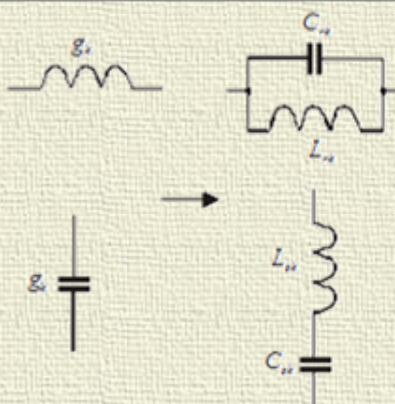
Szerokość pasma wynosi $\Delta\omega_0 = \sqrt{\omega_D \omega_G}$

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

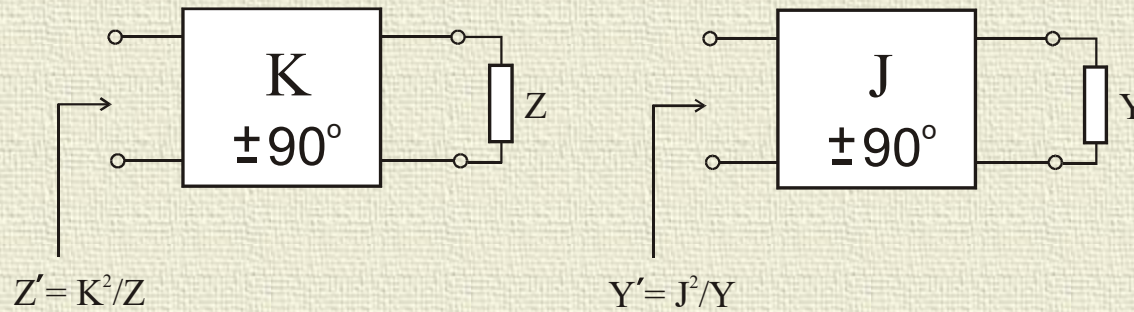
Szerokość pasma wynosi $\Delta\omega_0 = \sqrt{\omega_D \omega_G}$

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

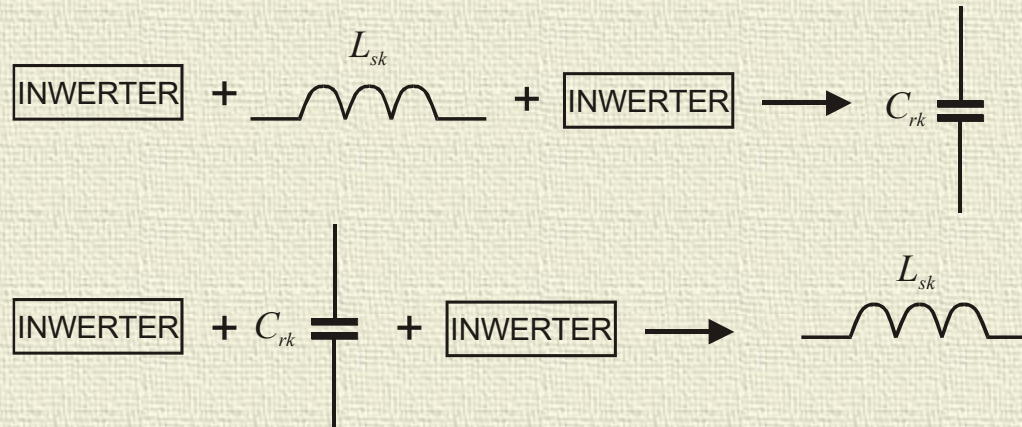
Transformacja częstotliwości i skalowanie impedancji

rodzaje transformacji Dolnoprzepustowego filtra prototypowego	transformacja elementów		wartości reaktancji rzeczywistych
	FDP		$L_i = R_0 \frac{g_i}{\omega_G}$ $C_i = \frac{g_i}{R_0 \omega_G}$
	FGP		$C_i = \frac{1}{R_0 \omega_D g_i}$ $L_i = \frac{R_0}{\omega_D g_i}$
	FPP		$L_{ik} = R_0 \frac{g_i}{\omega_G - \omega_D}$ $C_{ik} = \frac{\omega_G - \omega_D}{R_0 \omega_0^2 g_i}$ $C_{rk} = \frac{g_i}{R_0 (\omega_G - \omega_D)}$ $L_{rk} = R_0 \frac{\omega_G - \omega_D}{\omega_0^2 g_i}$
	FPZ		$C_{rk} = \frac{1}{R_0 (\omega_G - \omega_D) g_i}$ $L_{rk} = R_0 \frac{g_i (\omega_G - \omega_D)}{\omega_0^2}$ $C_{ik} = \frac{g_i (\omega_G - \omega_D)}{R_0 \omega_0^2}$ $L_{ik} = \frac{R_0}{g_i (\omega_G - \omega_D)}$

INWERTERY IMMITANCJI

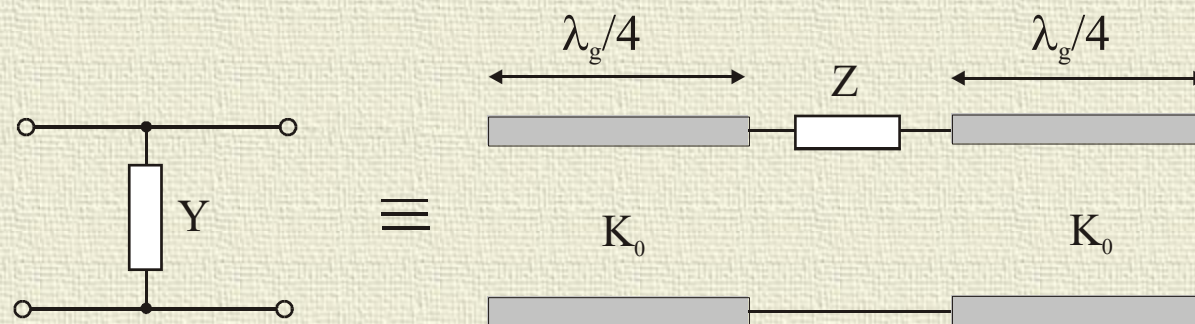
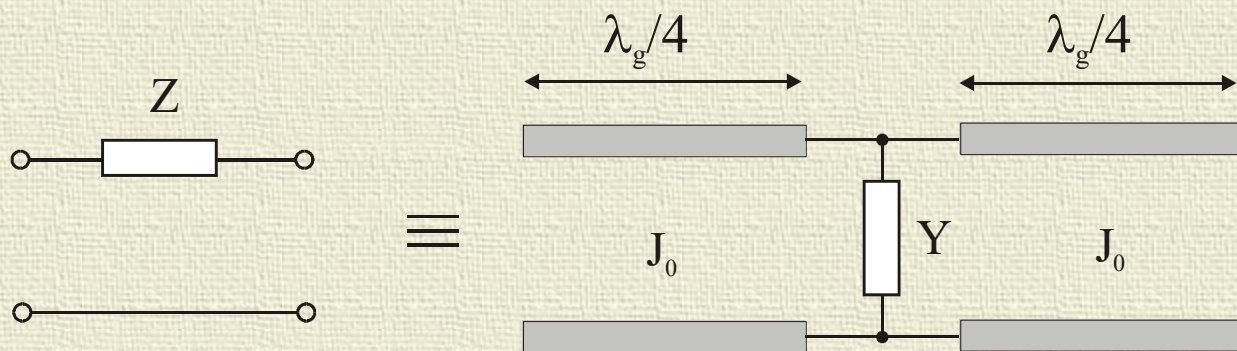


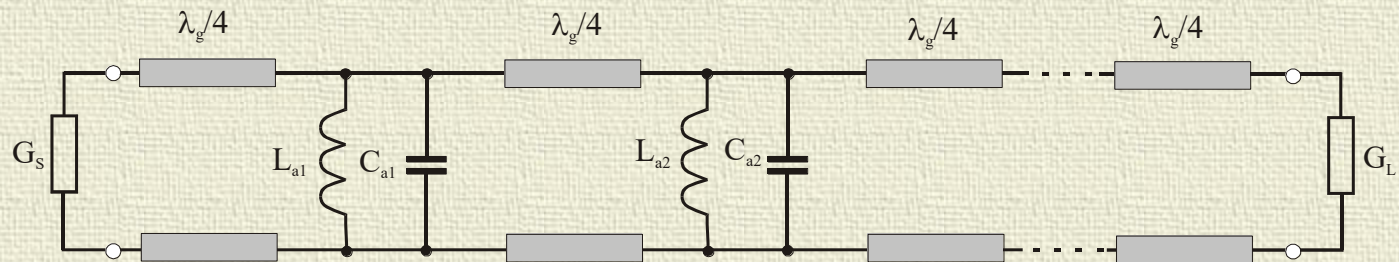
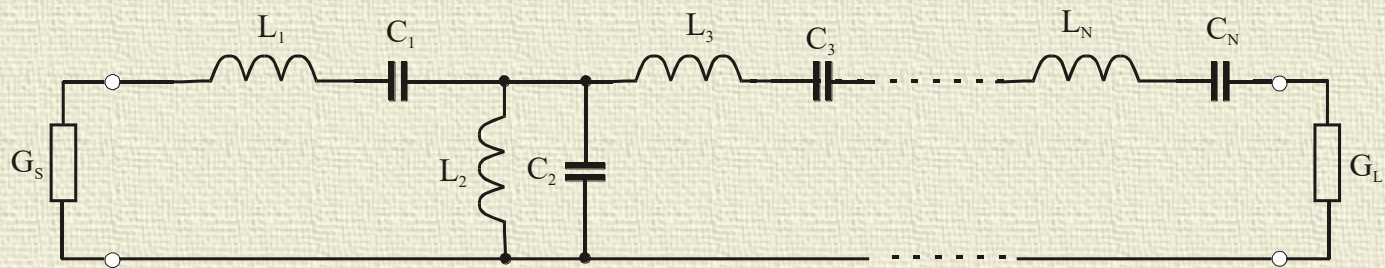
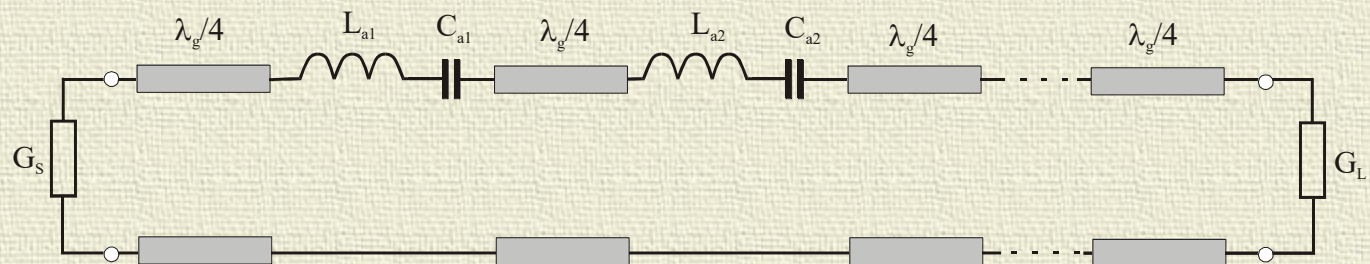
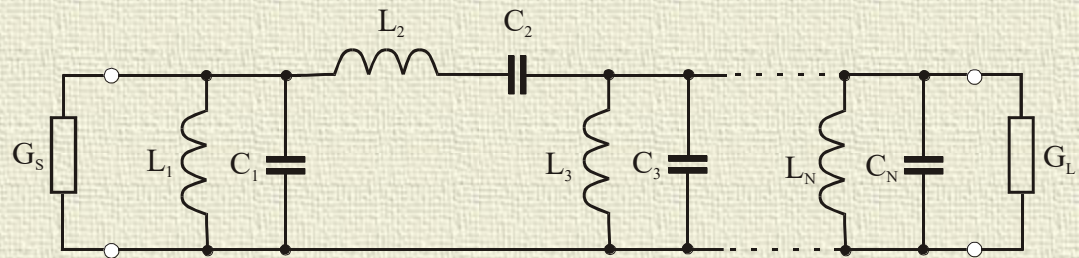
K - współczynnik inwersji impedancji, J - współczynnik inwersji admitancji



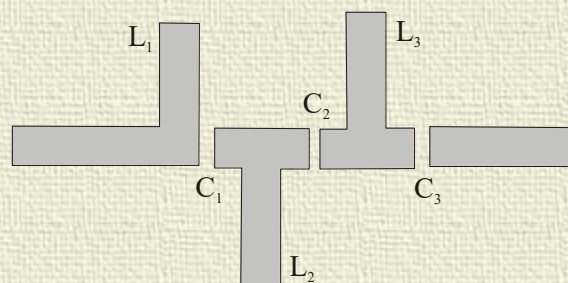
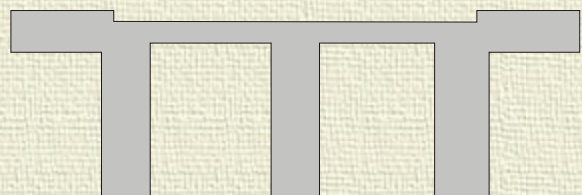
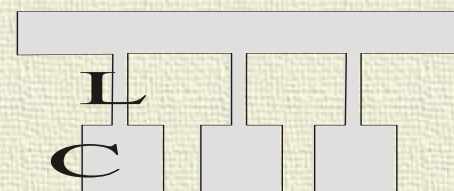
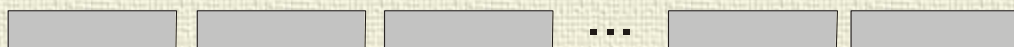
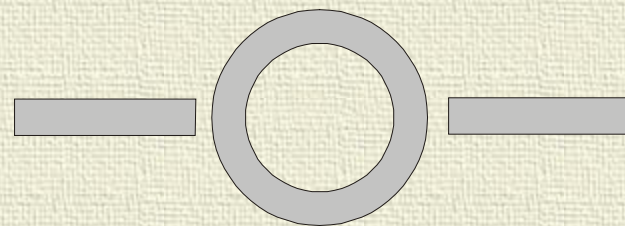
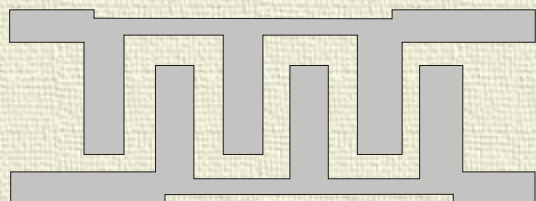
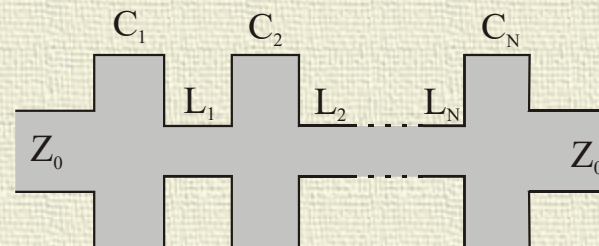
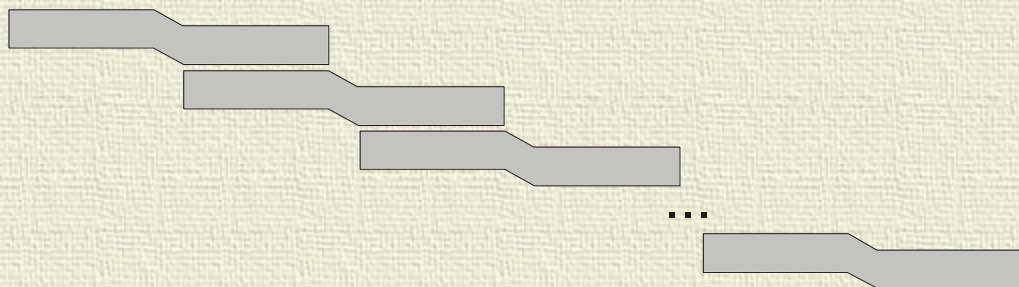
Dzięki inwerterom można realizować filtry z elementów reaktancyjnych tylko jednego rodzaju, co w praktyce daje możliwość konstruowania filtrów mikrofalowych o stałych rozłożonych.

Przykłady zastosowania inwerterów immitancji

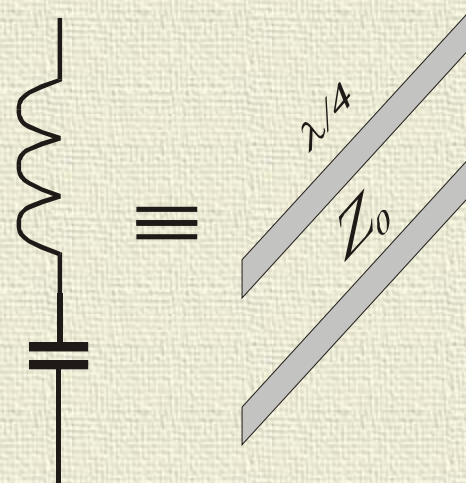
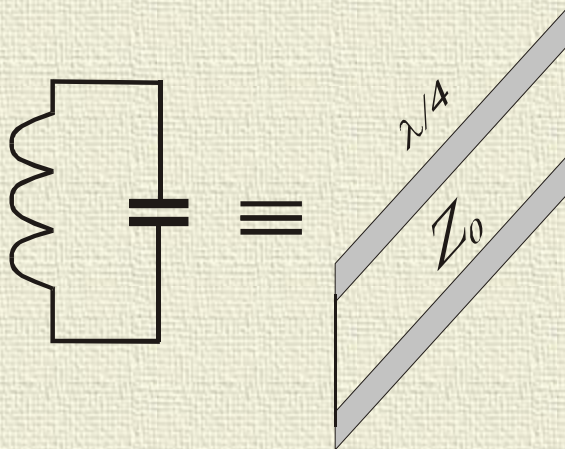
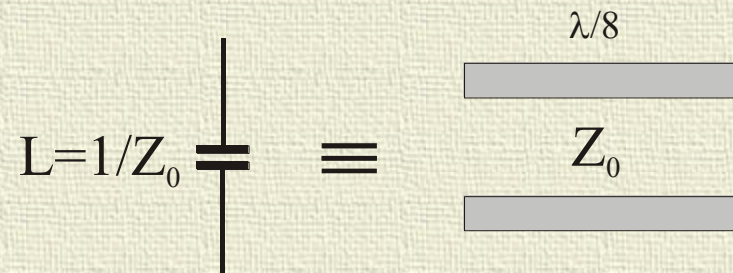
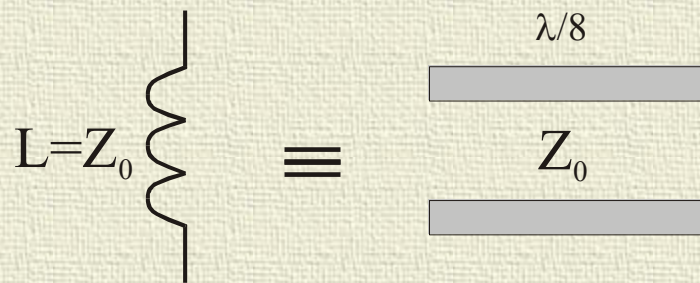




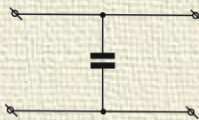
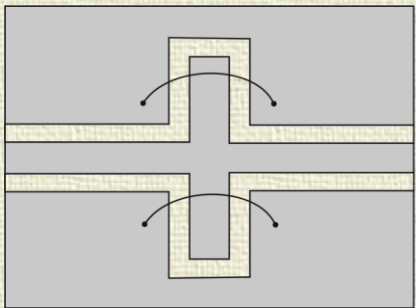
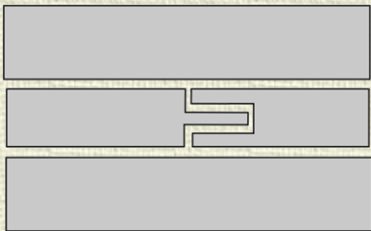
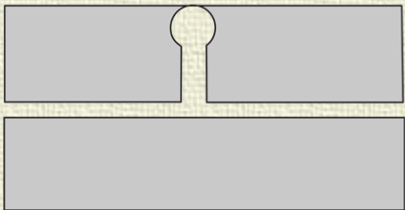
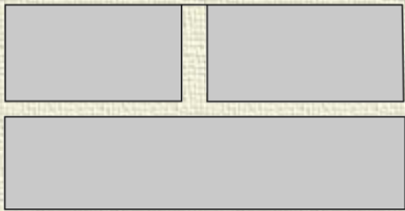
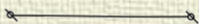
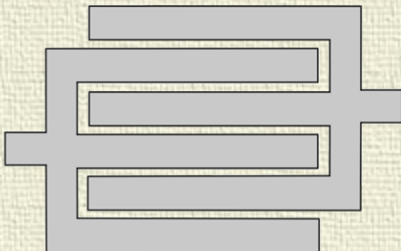
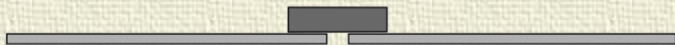
PRZYKŁADY PRAKTYCZNYCH REALIZACJI FILTRÓW PASMOWYCH



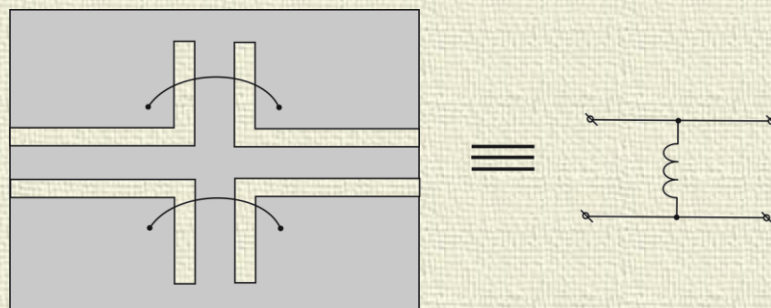
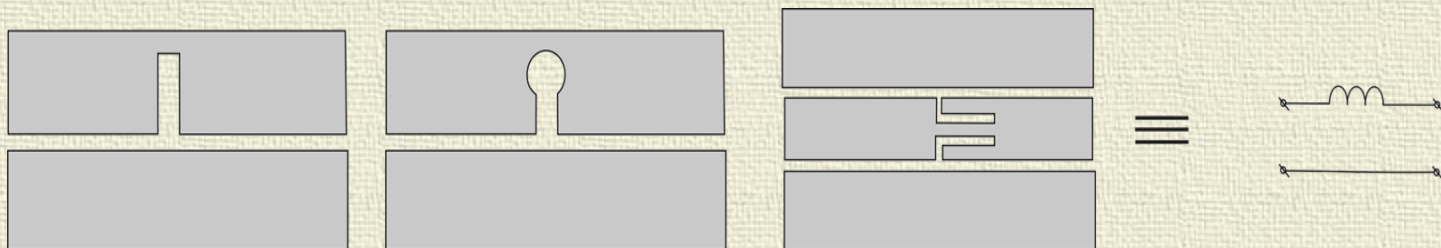
Realizacje reaktancji w zakresie mikrofal



Kondensatory planarne



Cewki planarne



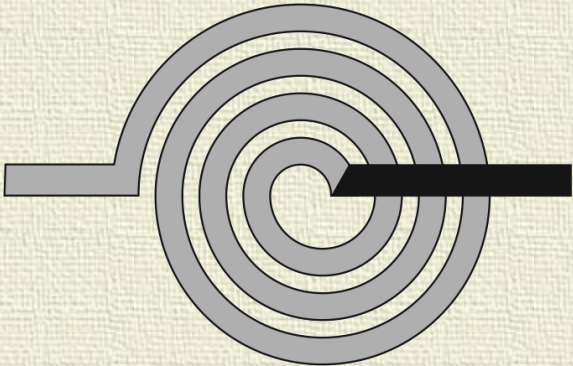
Układy LC



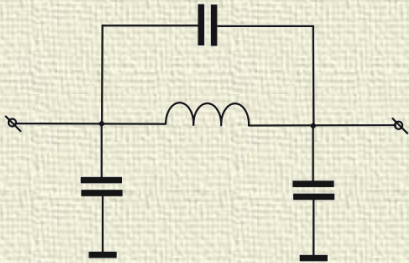
Z_0, l



$\equiv$

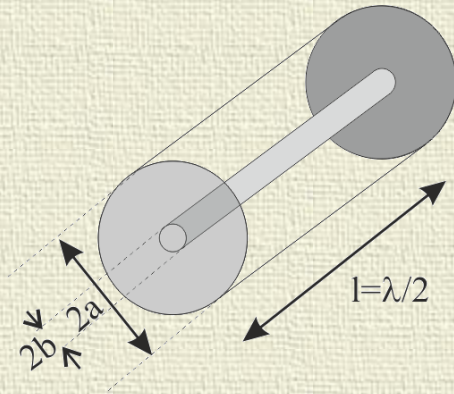


$\equiv$

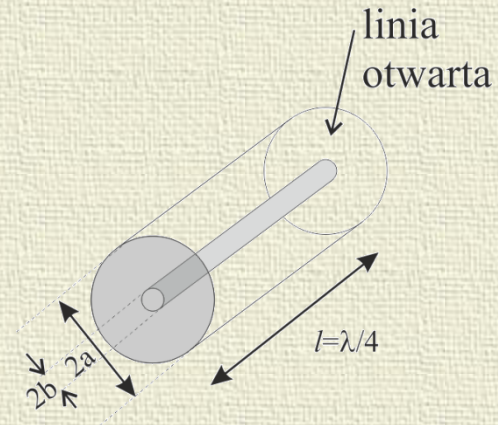


REZONATORY MIKROFALOWE

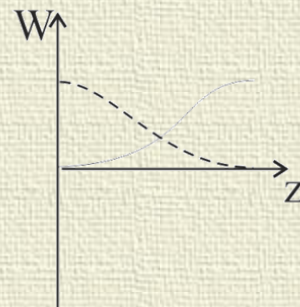
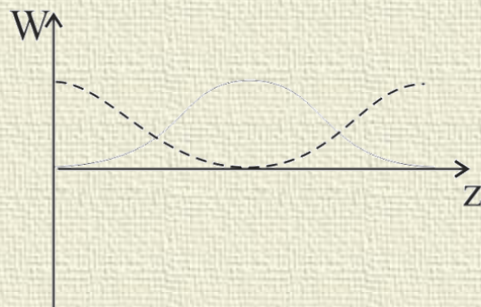
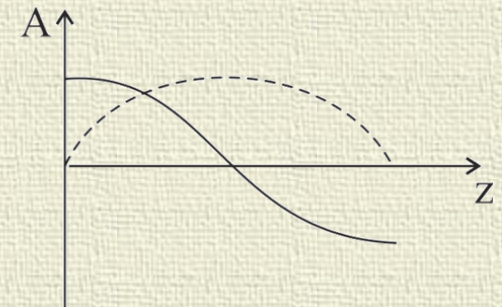
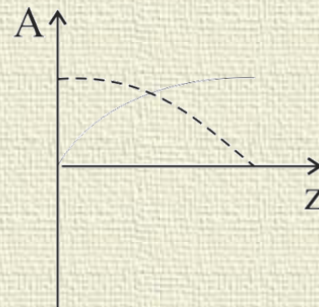
Rezonatorem jest każdy odcinek linii transmisyjnej zakończony z obydwu stron niedopasowaniem



$$\lambda_{rez} = \frac{2l}{p}$$



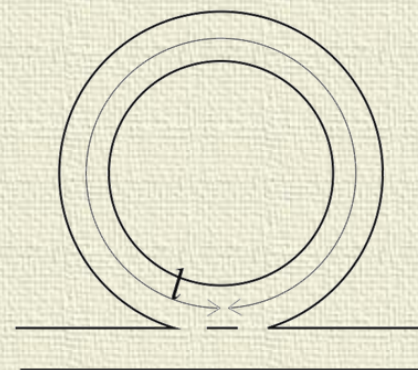
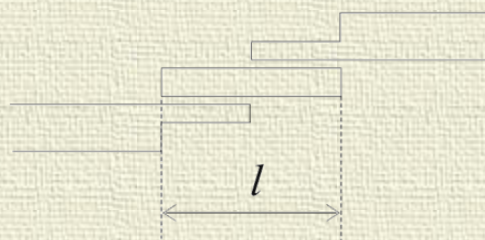
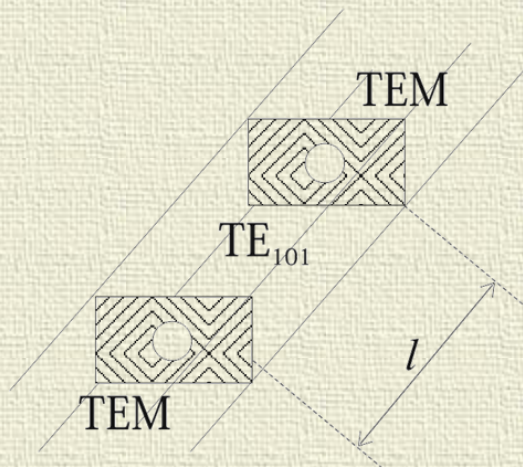
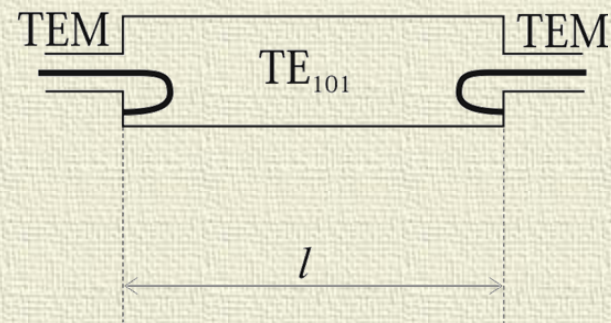
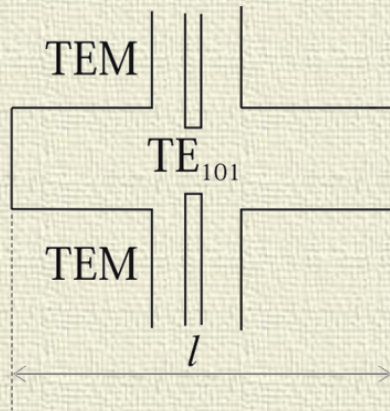
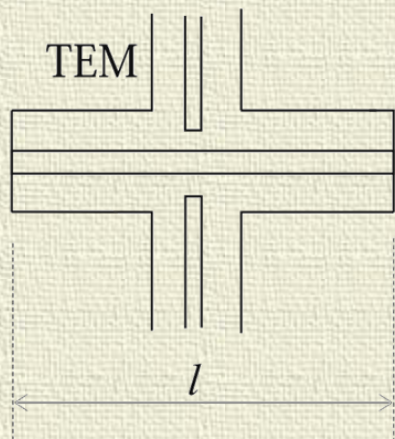
p jest liczbą połówek fali mieszczącą się w linii



TM_{mnp}

TE_{mnp}

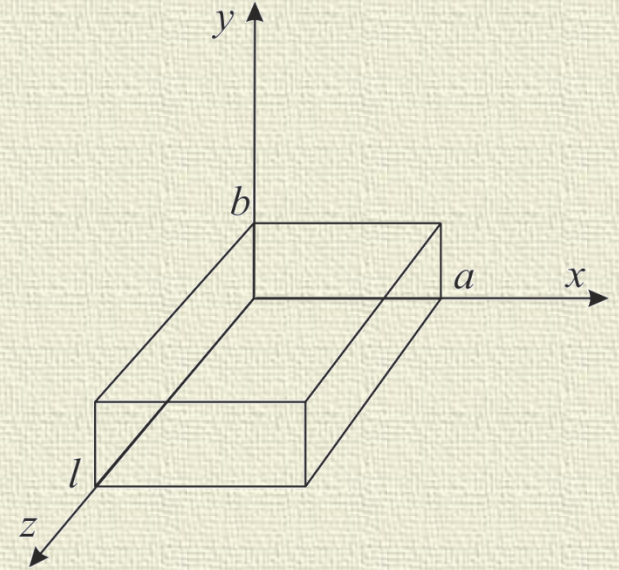
Przykłady sprzęgania rezonatorów z zasilającymi je liniami transmisyjnymi



Rezonator wnękowy

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

stąd
$$\lambda_c = \frac{2l}{p}$$

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

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

Podobne rozumowanie można przeprowadzić dla rezonatorów cylindrycznych

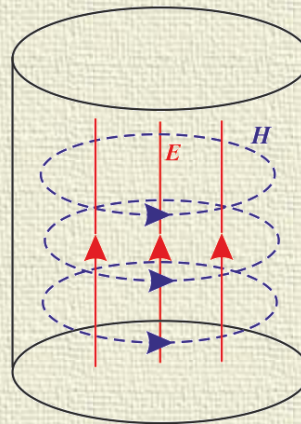
$$f_{rez} \Big|_{TE_{mnp}} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{q_{mn}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

$$f_{rez} \Big|_{TM_{mnp}} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{\kappa_{mn}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

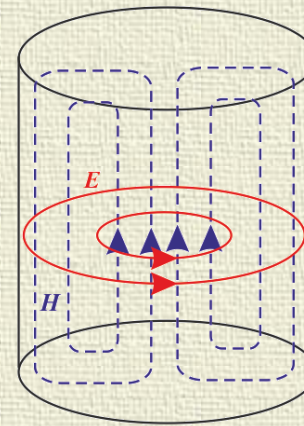
q_{mn} m -te zero pochodnej funkcji Bessela n -tego rzędu

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

$$R := 0.032 \quad L := 0.16 \quad c := 3 \cdot 10^8$$

$$\text{Dla TE}_{111} \quad \lambda_{ce} := 3.41 \cdot R$$

$$\text{Dla TM}_{011} \quad \lambda_{cm} := 2.61 \cdot R$$

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

$$A1 := \left(\frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot L}\right)^2$$

$$\lambda_e := \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{A1 + B_e}} \quad \lambda_m := \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{A1 + B_m}}$$

$$\lambda_e =$$

$$\lambda_{ce} =$$

$$\lambda_m =$$

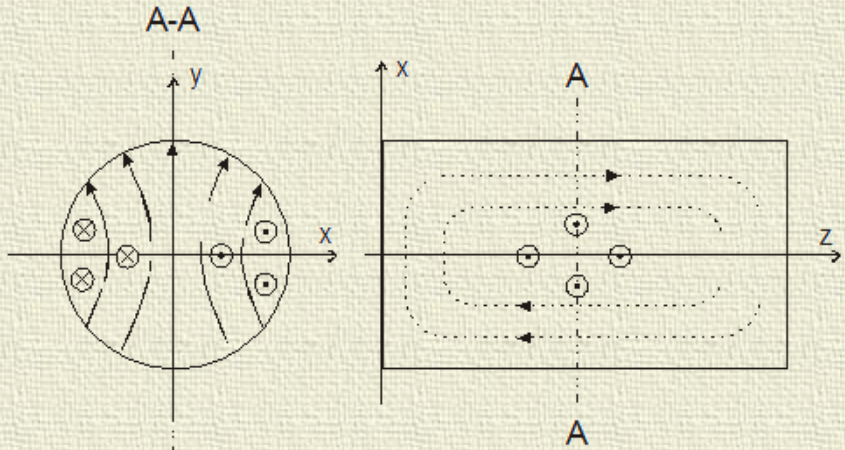
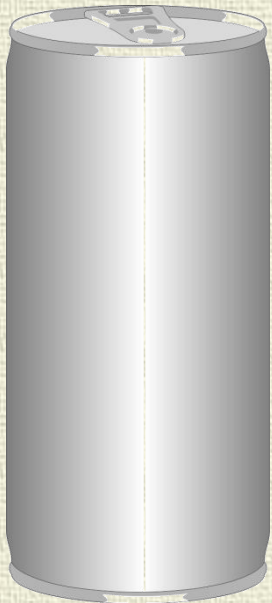
$$\lambda_{cm} =$$

$$f_e := \frac{c}{\lambda_e}$$

$$f_e =$$

$$f_m := \frac{c}{\lambda_m}$$

$$f_m =$$



Dobroci 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

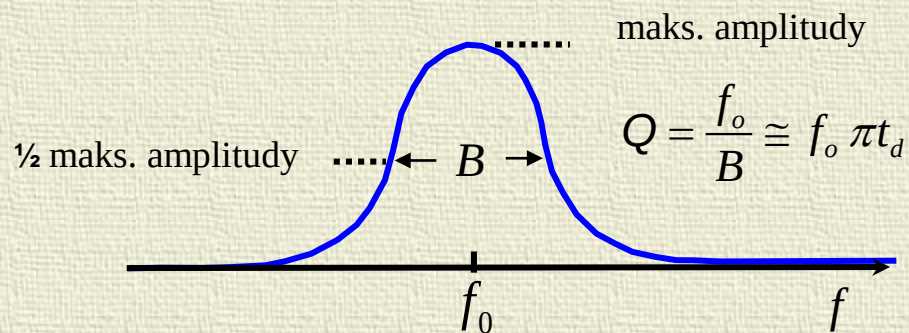
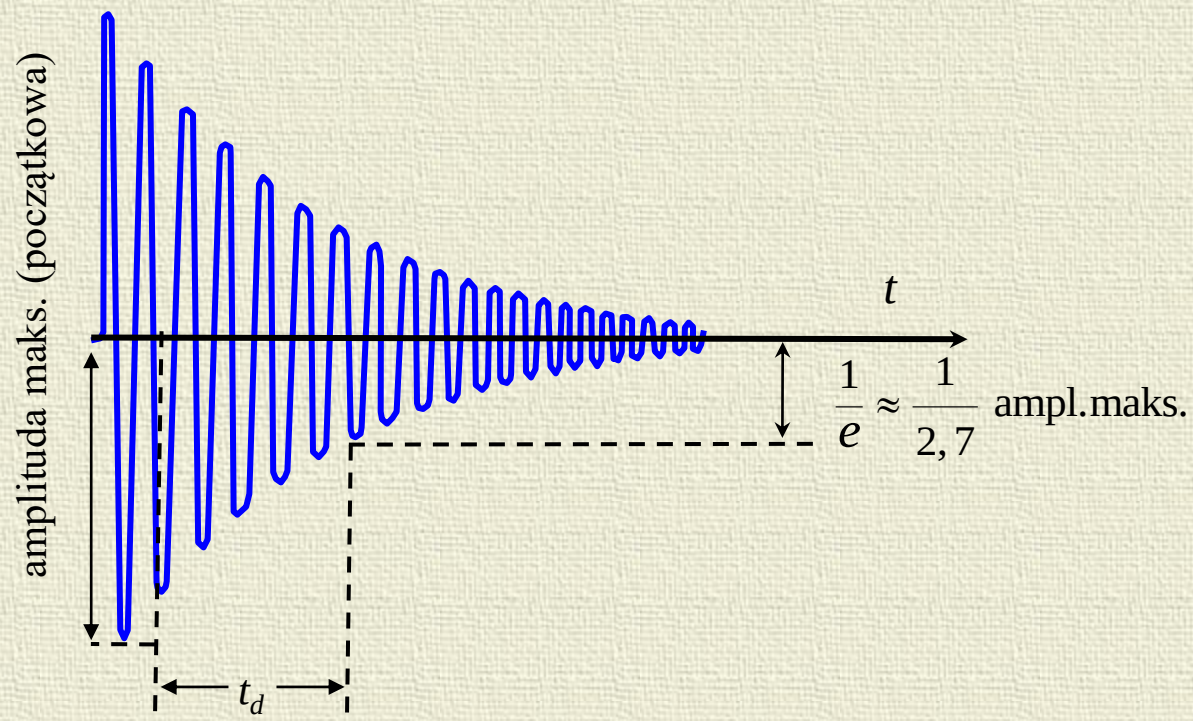
$$P = -\frac{dW}{dt}$$

zatem

$$Q = \omega_0 \frac{W_0}{P}$$

Dobroć

$$e^{j\pi} = -1$$



$$B \cong \frac{1}{\pi t_d}$$

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_Z związanej z mocą traconą w obwodach zewnętrznych

całkowitej Q_L 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

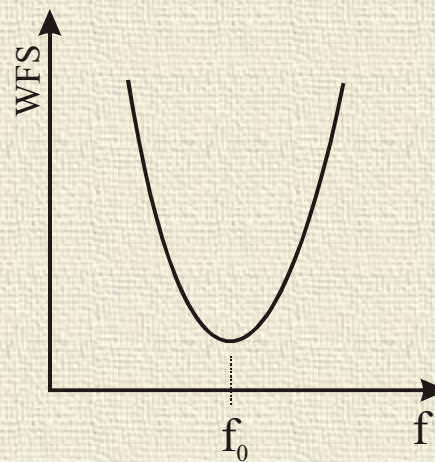
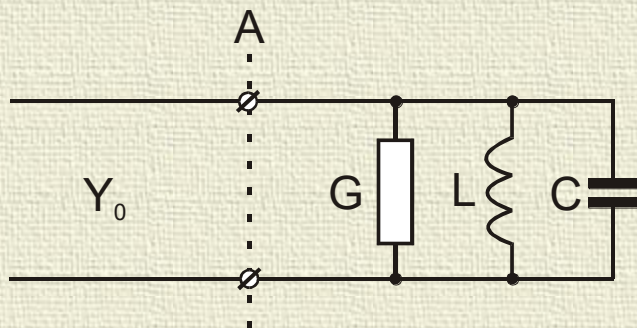
- współczynnik rozstrojenia

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

określające współdziałanie rezonatora z obwodami zewnętrznymi

Trzy rodzaje sprzężeń

odbiciowe

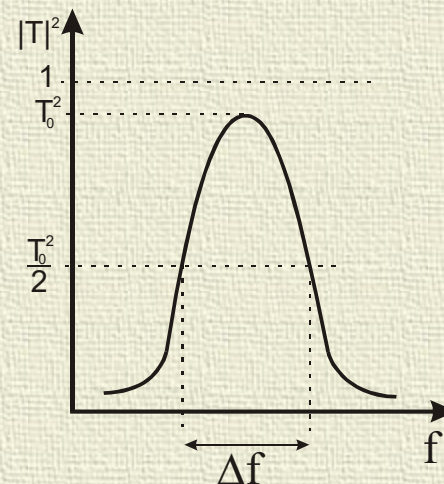
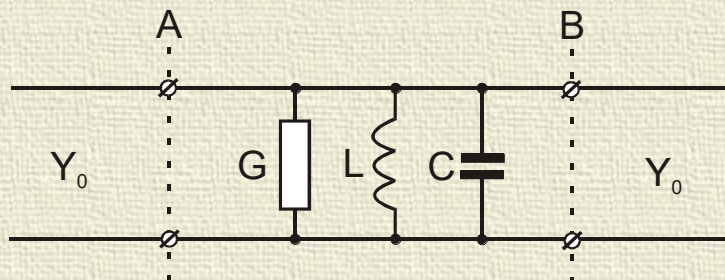


$$Q_Z = \frac{\omega_0 C}{Y_0}$$

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

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

transmisyjne



$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G}$$

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

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

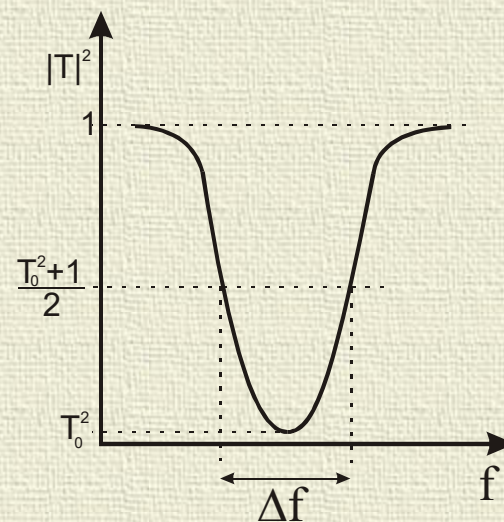
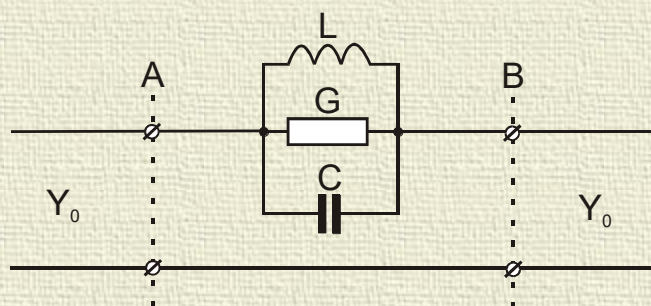
$$\Gamma_0 = \frac{-1}{1 + 2\beta}$$

$$T = \frac{T_0}{1 + j\alpha}$$

$$T_0 = \frac{2\beta}{1 + 2\beta}$$

$$S = \begin{bmatrix} \Gamma & T \\ T & \Gamma \end{bmatrix}$$

reakcyjne



$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G}$$

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

$$\beta = \frac{Y_0}{2G}$$

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

$$\Gamma_0 = \frac{1}{1 + \beta}$$

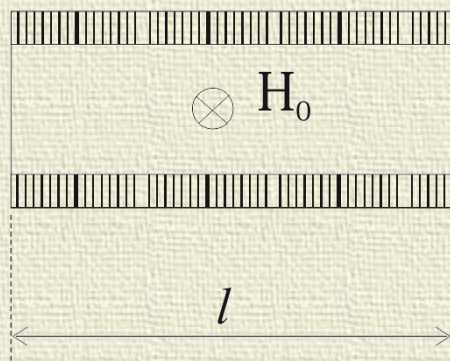
$$R = \frac{R_0}{1 + \beta}$$

$$R_0 = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

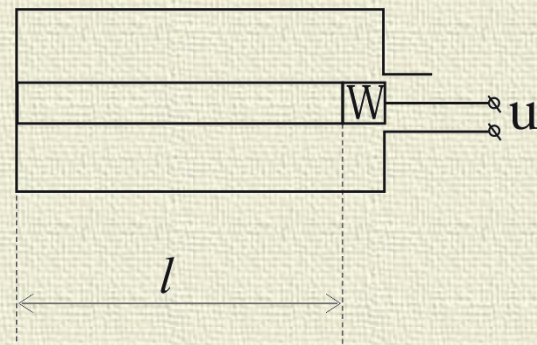
$$R + T = 1$$

Rezonatory strojone

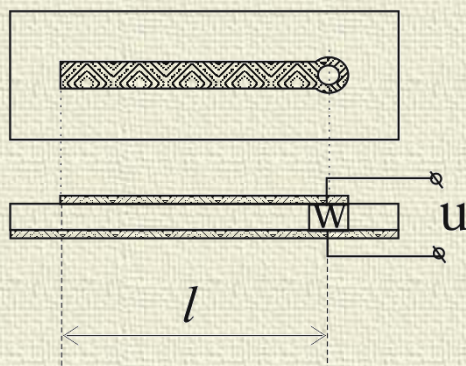
z wkładkami ferrytowymi



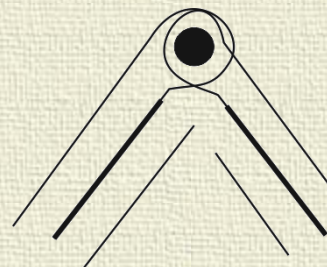
z waraktorem



z waraktorem



z kryształem granatu

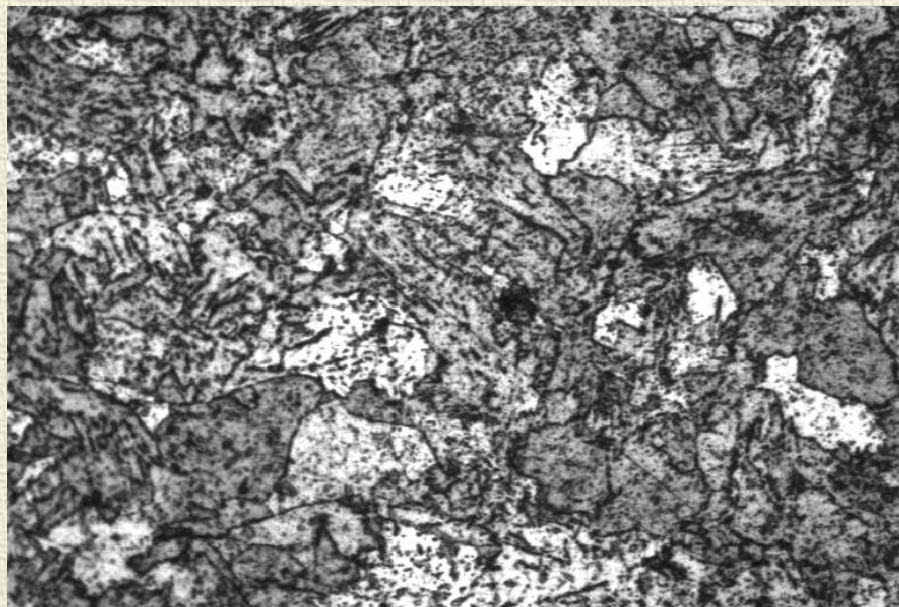
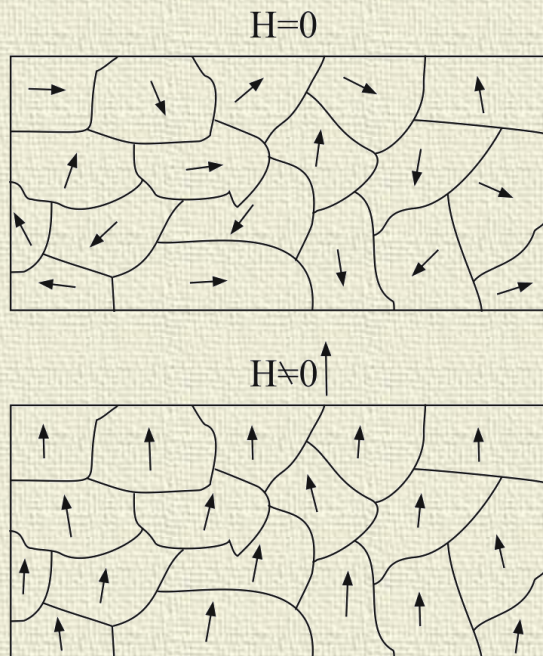


Mikrofalowe elementy ferrytowe

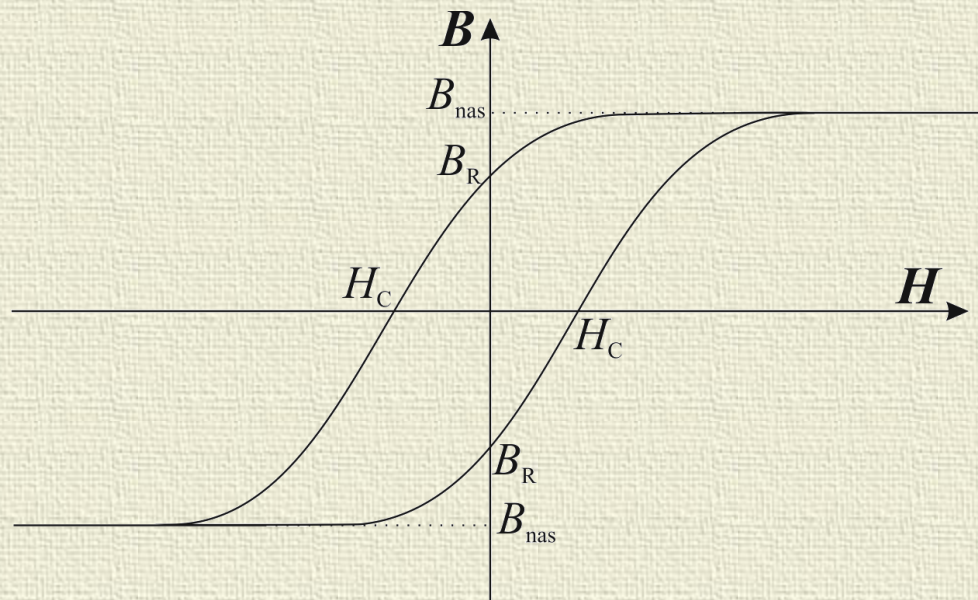
Ferryt – międzywęzłowy roztwór stały węgla w żelazie o odmianie alotropowej α (α -Fe)
Najczęściej jest to spiek tlenku żelaza Fe_2O_3 z tlenkami Zn, Ni, Mn, Mg lub metali ziem
rzadkich.

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.

Ferryty 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

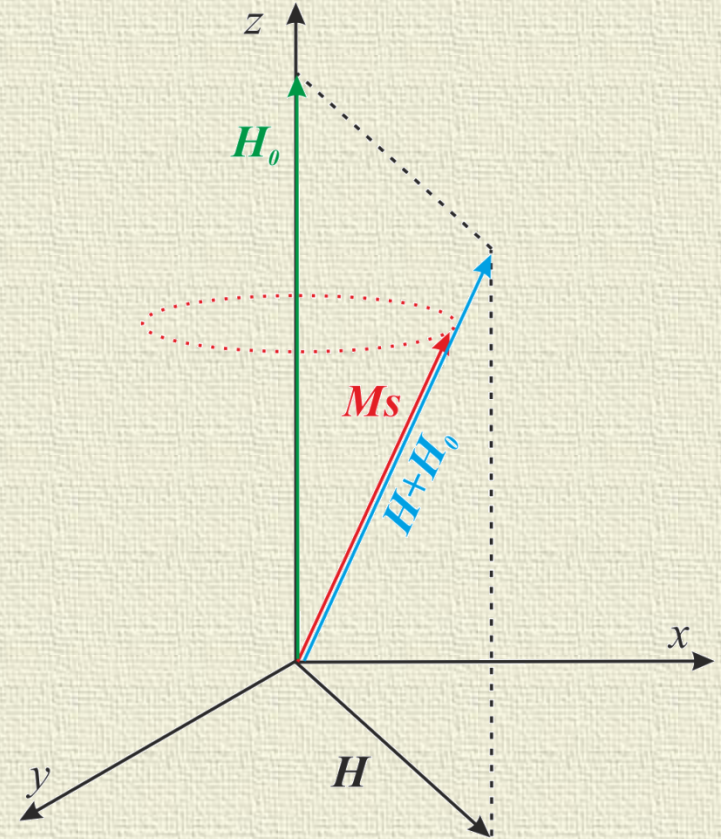
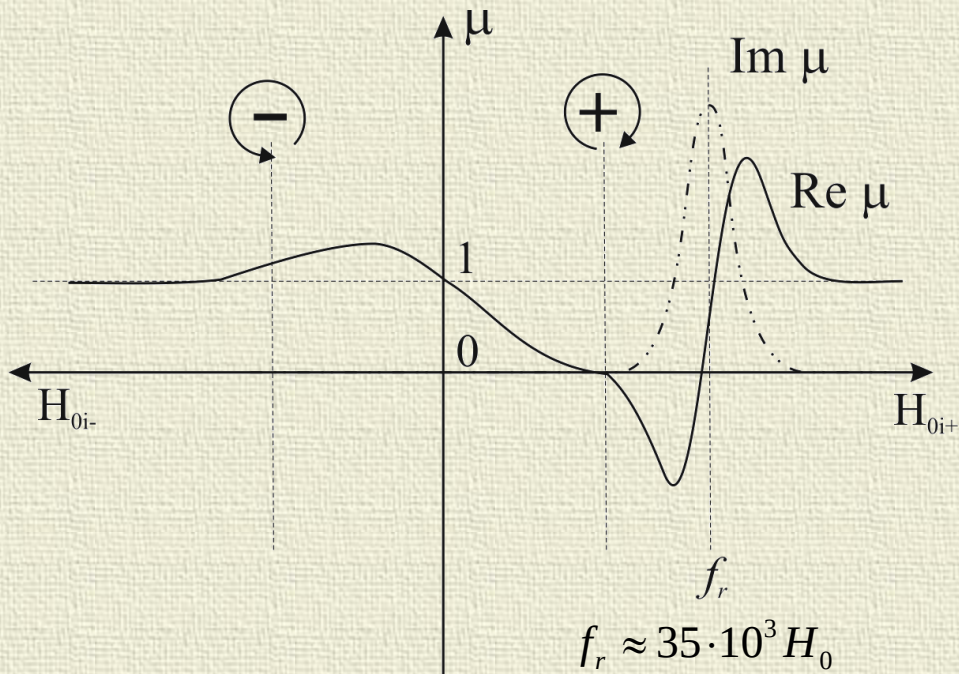
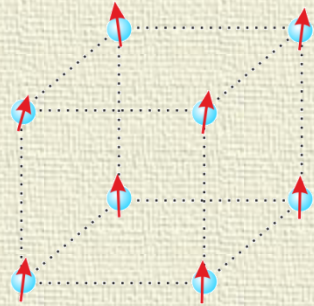


Remanencja (pozostałość magnetyczna) – wielkość namagnesowania po zaniku pola magnesującego

Koercja – wartość pola magnetycznego potrzebna do całkowitego zaniku namagnesowania

Temperatura Curie – wartość temperatury, powyżej której zanikają własności ferromagnetyczne

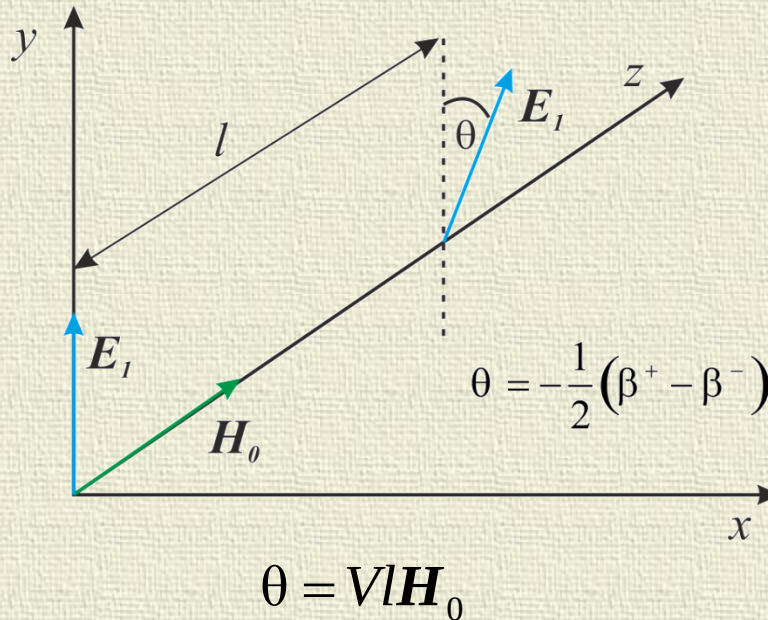
Precesja Larmora – rezonansowe pochłanianie energii



Rezonans zachodzi tylko dla jednego kierunku wirowania pola czyli tylko w jednym kierunku propagacji fali elektromagnetycznej

Rotacja Faradaya

Każda fala em fizycznie złożona jest z dwóch przeciwnie wirujących składowych. Ponieważ przenikalności magnetyczne ferrytu dla różnych kierunków wirowania są różne, to również prędkości tych składowych będą różne. W efekcie fala em propagująca się przez ośrodek ferrytowy będzie zmieniać płaszczyznę swej polaryzacji.



V - stała Verdet

l - dystans

Kąt skręcenia nie zależy od kierunku propagacji

Izolatory ferrytowe

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

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

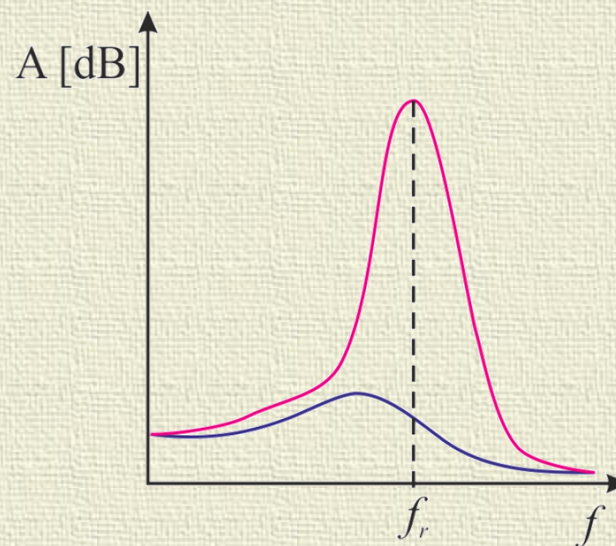
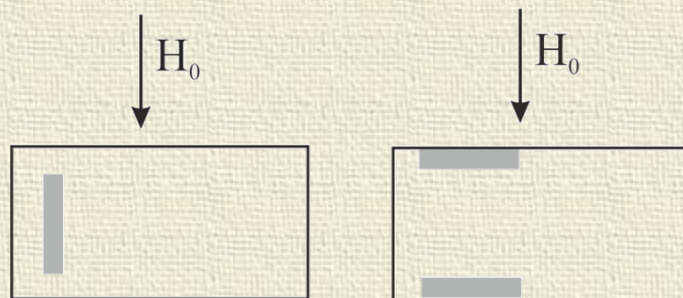
Rzeczywisty izolator ferrytowy wykazuje

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

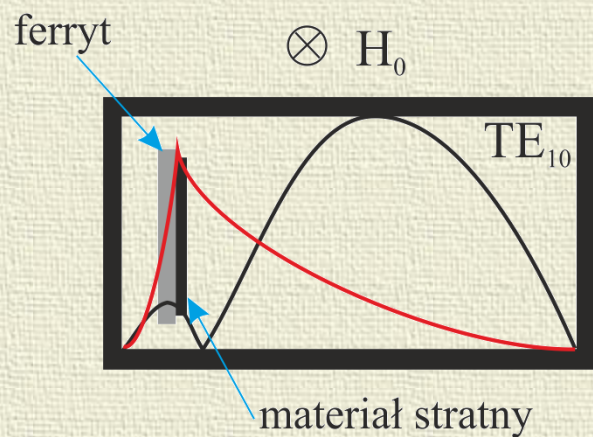
Duże tłumienie zaporowe $A_z = -20 \log |S_{12}| = 20 \dots 35 \text{ [dB]}$

Obustronny WFS < 1,3

Izolatory rezonansowe

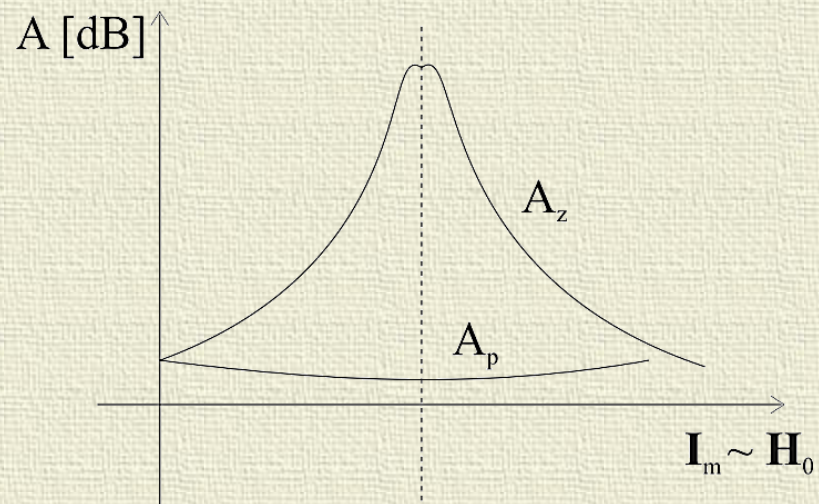
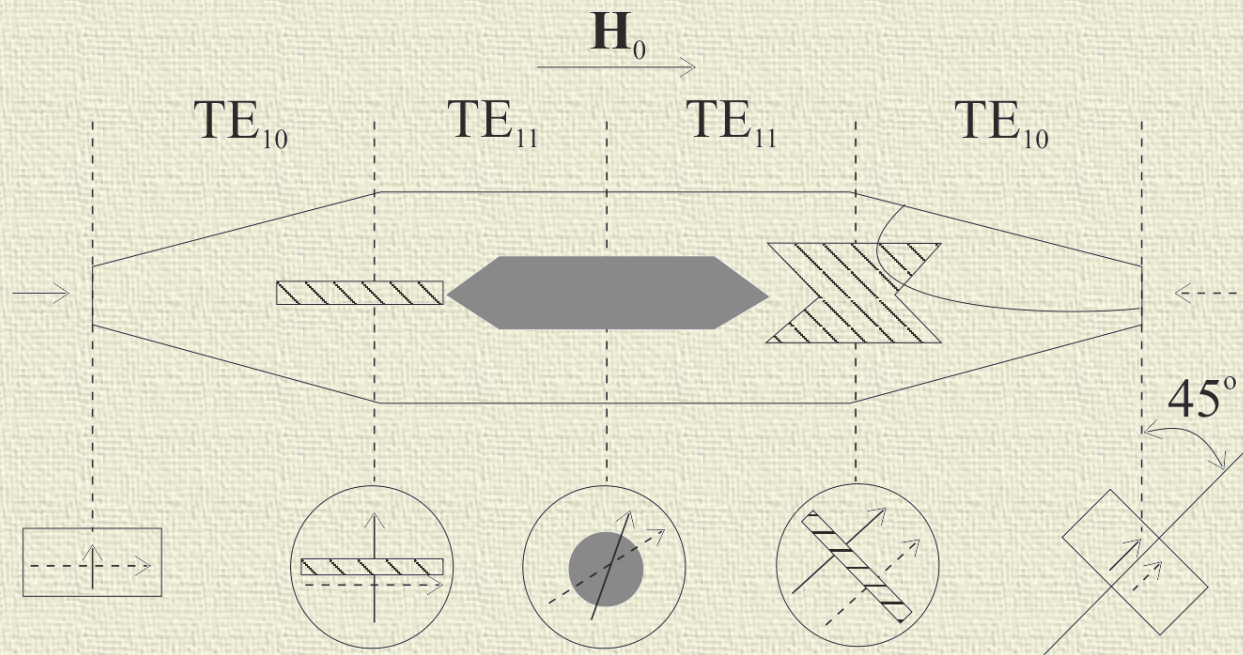


Izolator z przemieszczeniem pola

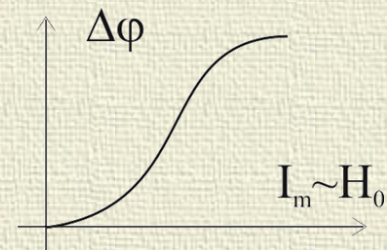
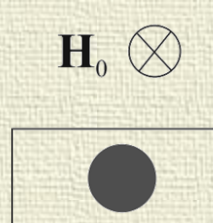
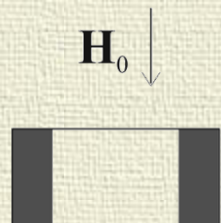
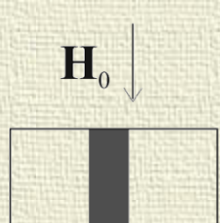


- kierunek zaporowy
- kierunek przepustowy

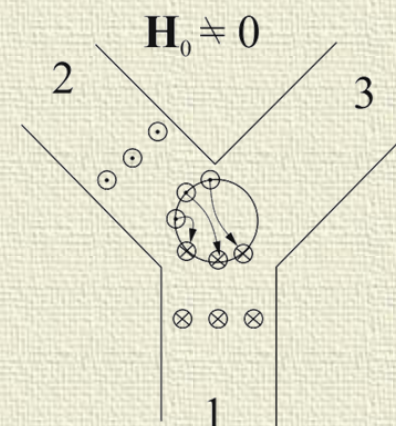
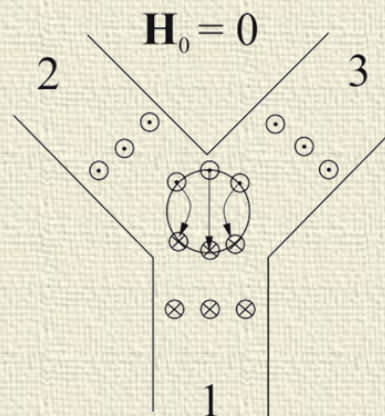
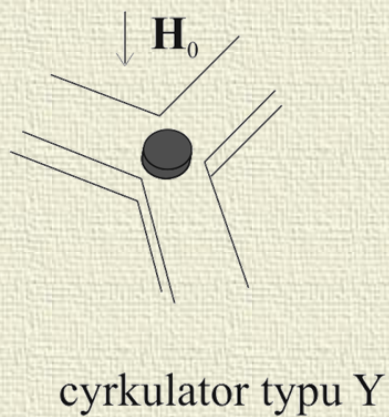
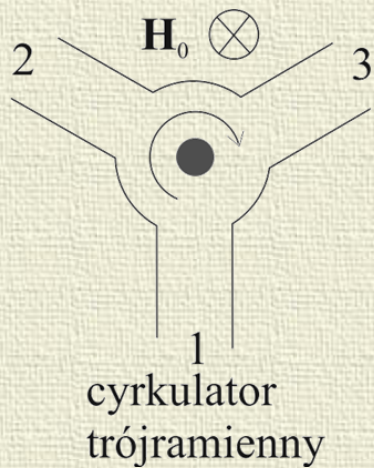
Izolator z efektem rotacji Faradaya

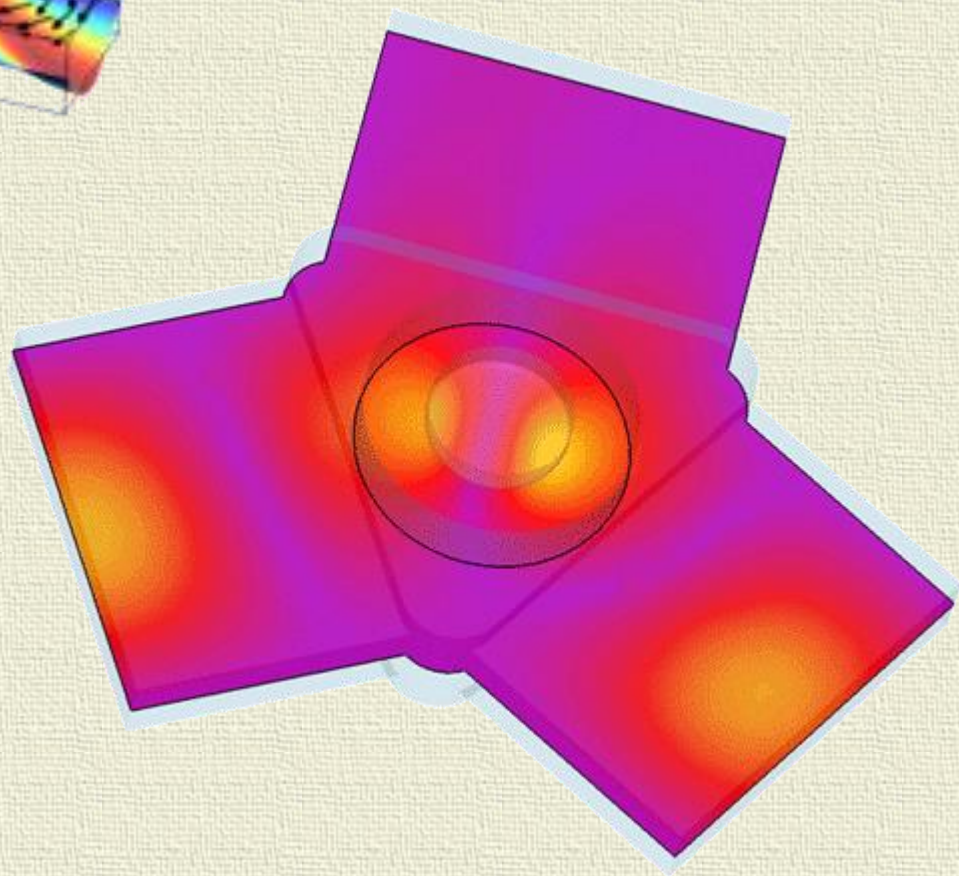
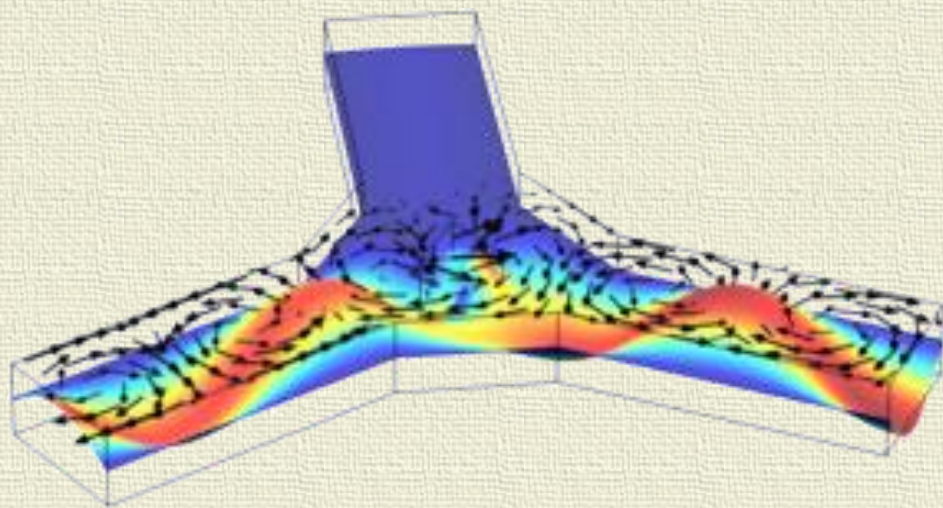


Ferrytowe przesuwniki fazy

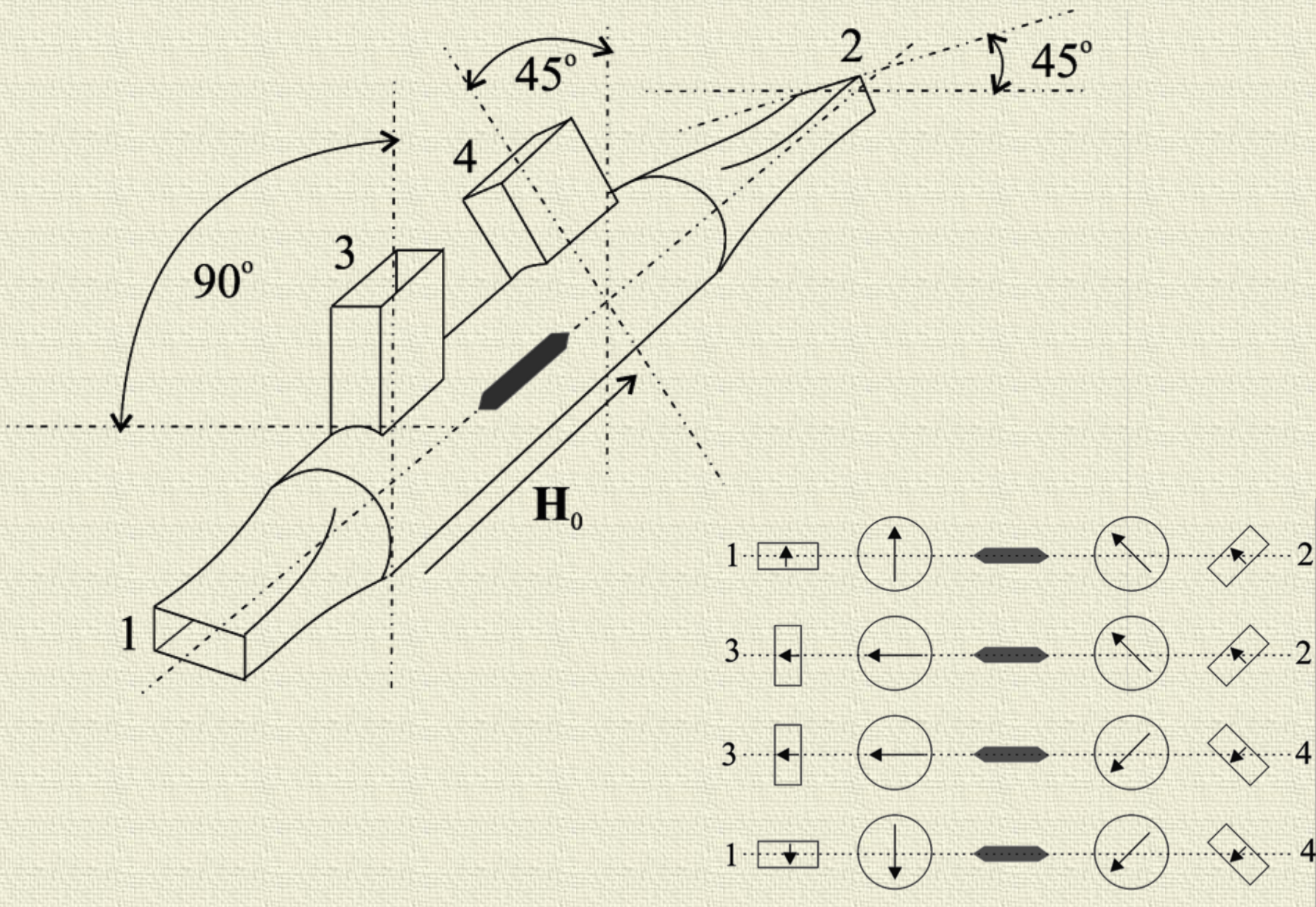


Cyrkulatory ferrytowe





Cyrkulator z efektem rotacji Faradaya



W idealnym cyrkulatorze

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

W rzeczywistym cyrkulatorze

Duża izolacja

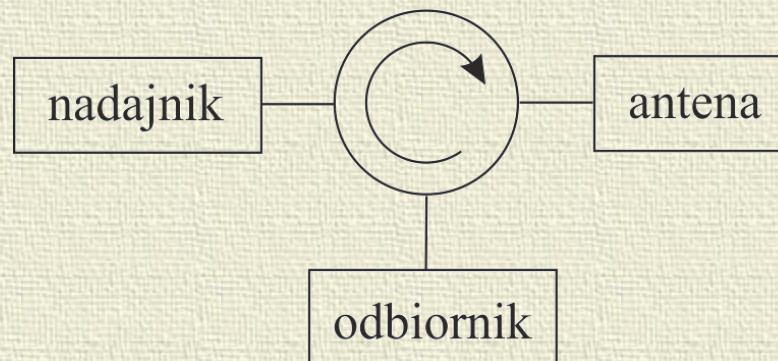
$$A_I = -20 \log |I| > 20 \text{ [dB]}$$

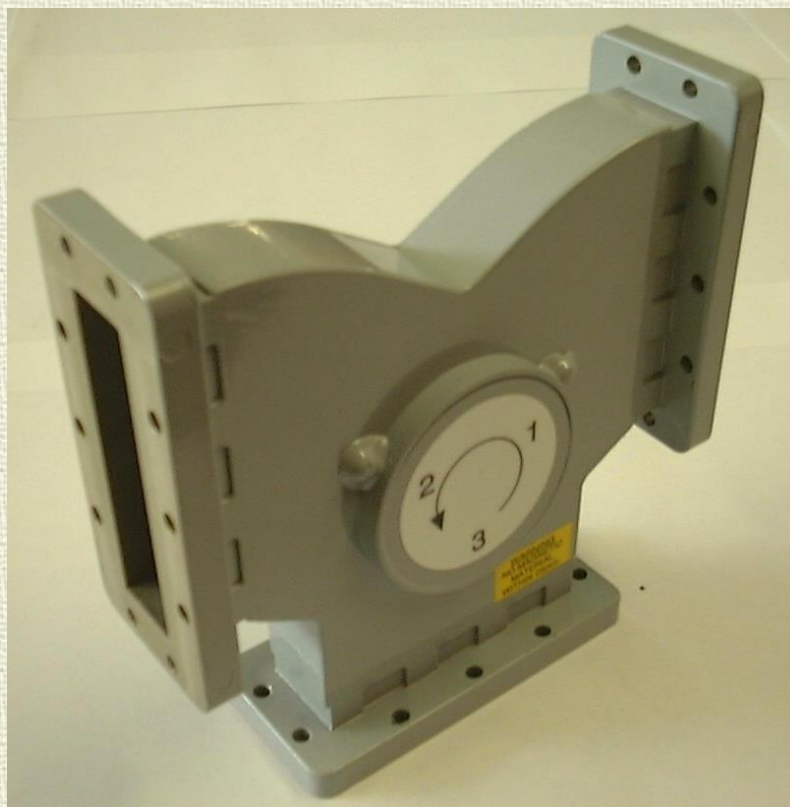
Małe tłumienie przepustowe

$$A_T = -20 \log |T| < 0,5 \text{ [dB]}$$

$$\text{WFS} < 1,2$$

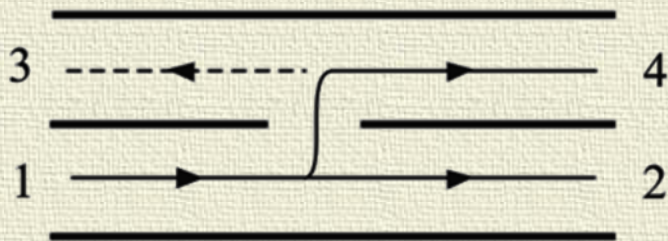
Przykład zastosowania





Sprzęgacze kierunkowe

Sposoby na podkradanie energii z toru mikrofalowego



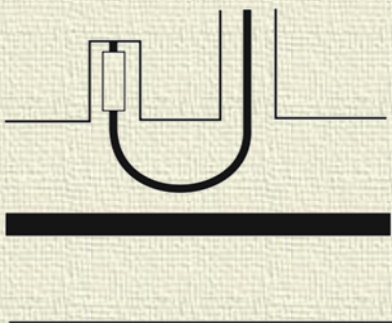
- 1 wrota wejściowe
- 2 wrota wyjściowe (linia główna)
- 3 wrota izolowane
- 4 wrota sprzężone (linia sprzężona)

sprężenie $C = 10 \log \frac{P_1}{P_4}$

kierunkowość $D = 10 \log \frac{P_4}{P_3}$

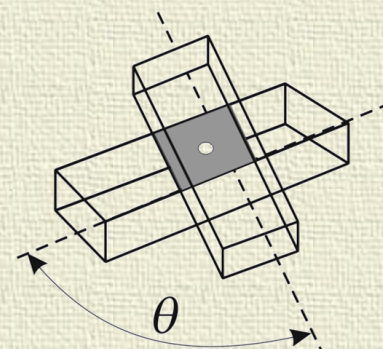
izolacja $I = 10 \log \frac{P_1}{P_3}$

sprężacz na linii koncentrycznej

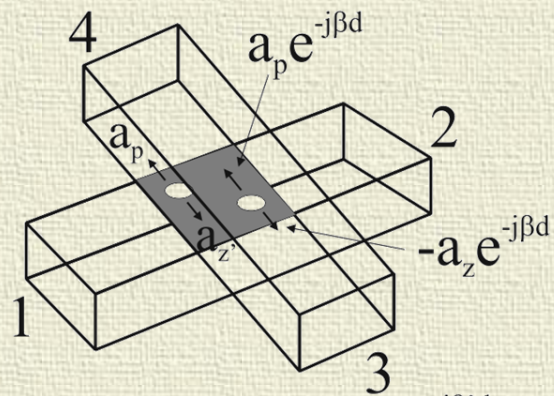


sprężacz jednootworowy typu Bethe

$$D = f(\theta)$$



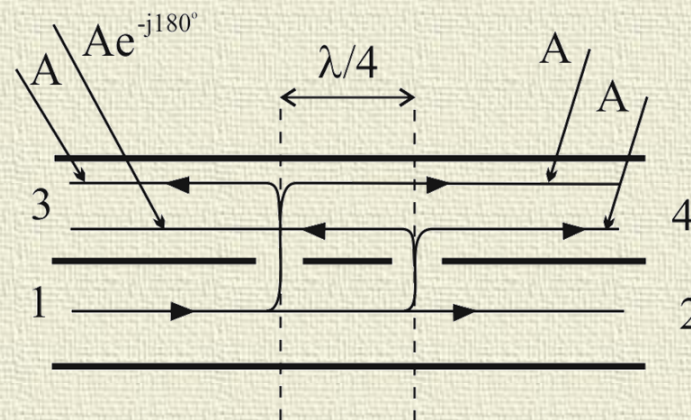
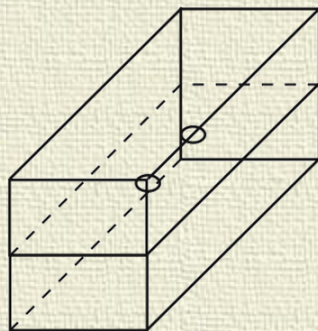
$$A_4 = a_p - a_p e^{-j\beta d} e^{-j\beta' d} \quad d = \lambda/4$$



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

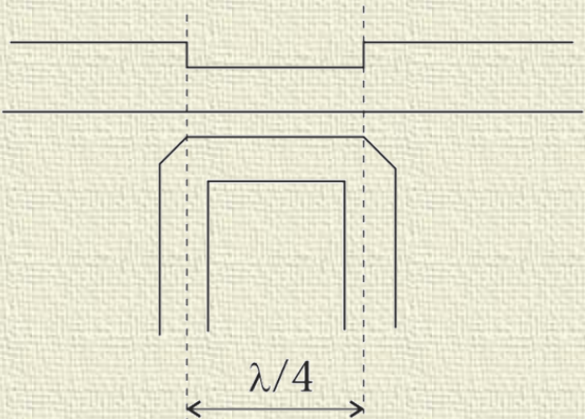
Sprzęgacz krzyżowy Moreno

Sprzęgacz dwuotworowy

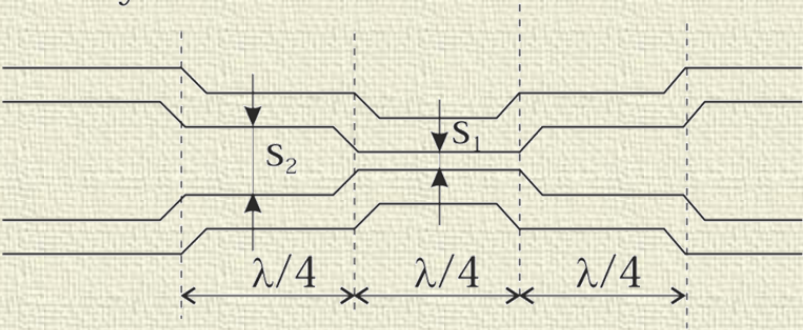


Sprzęgacze na NLP

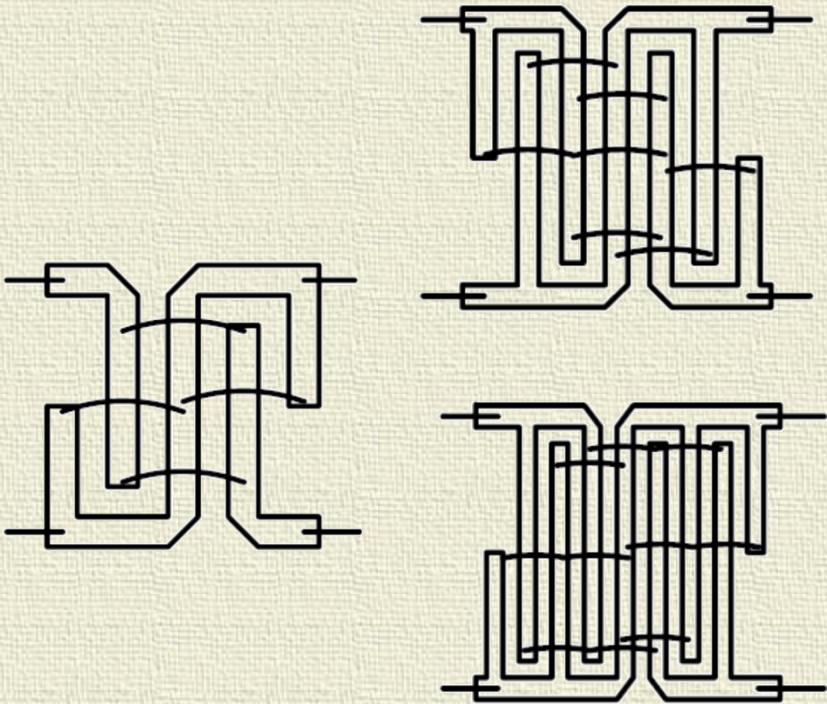
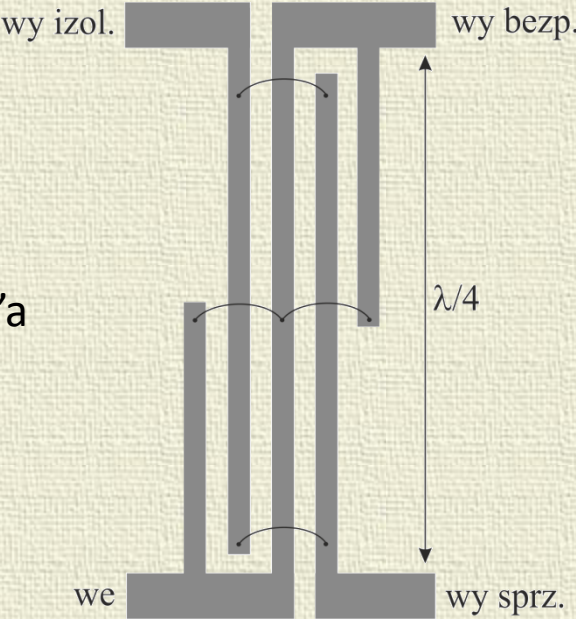
ćwierćfalowy



3/4 falowy

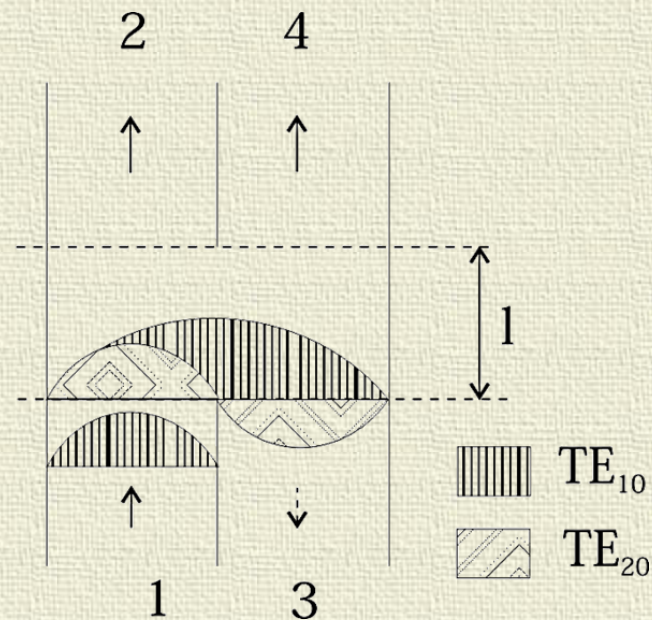
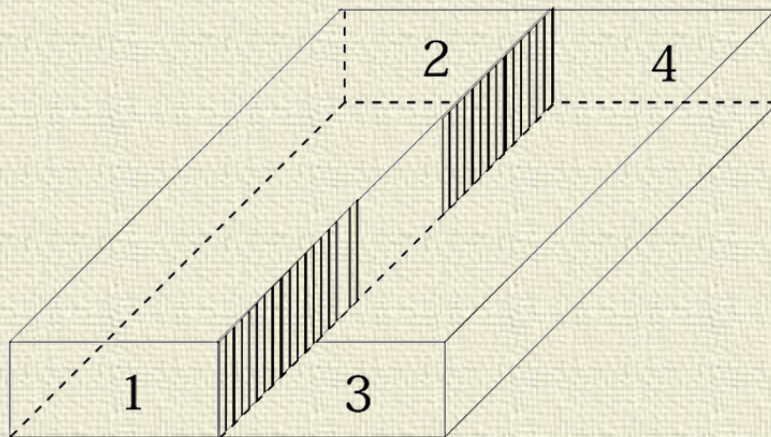


Sprzęgacze Lange'a

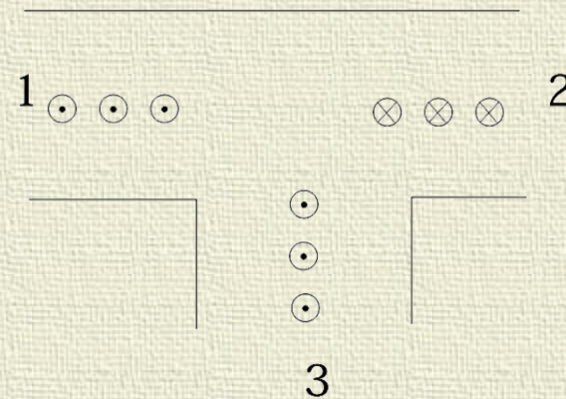
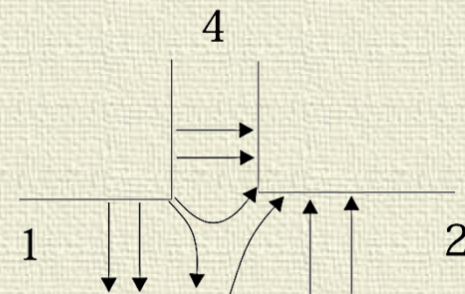
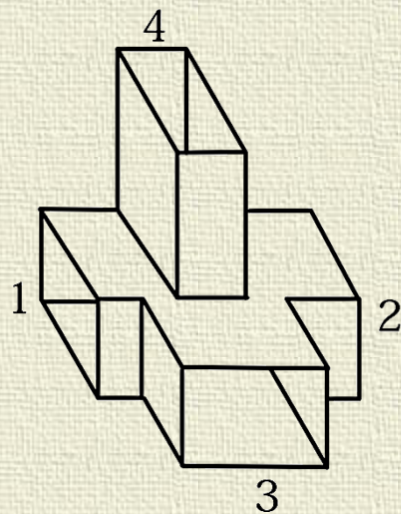


Sprzęgacze 3 dB

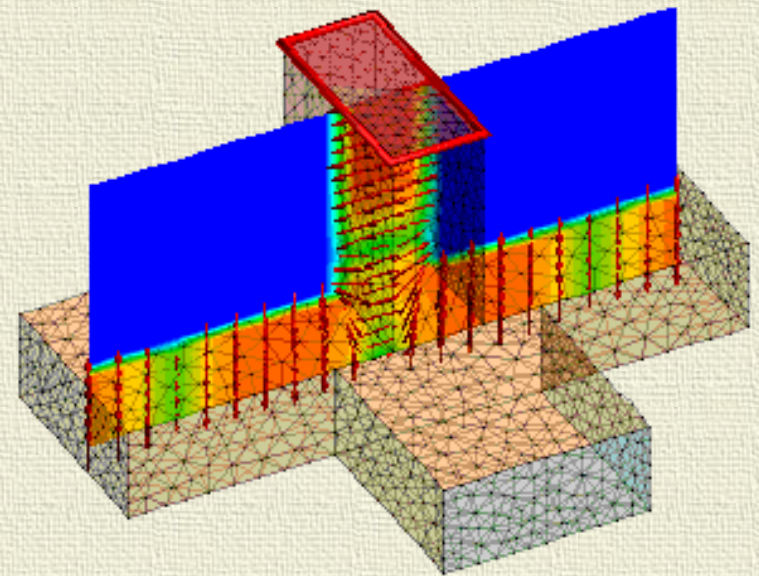
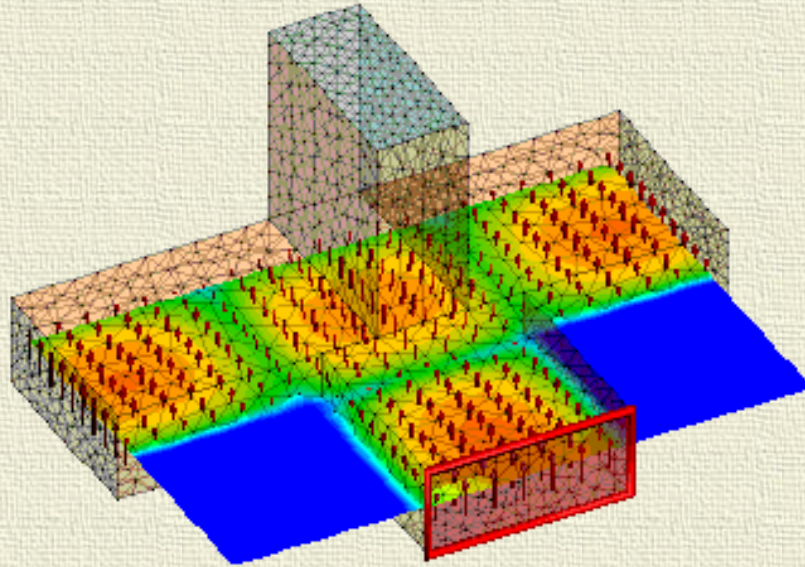
Sprzęgacz o krótkiej szczelinie



Układ "magiczne" T



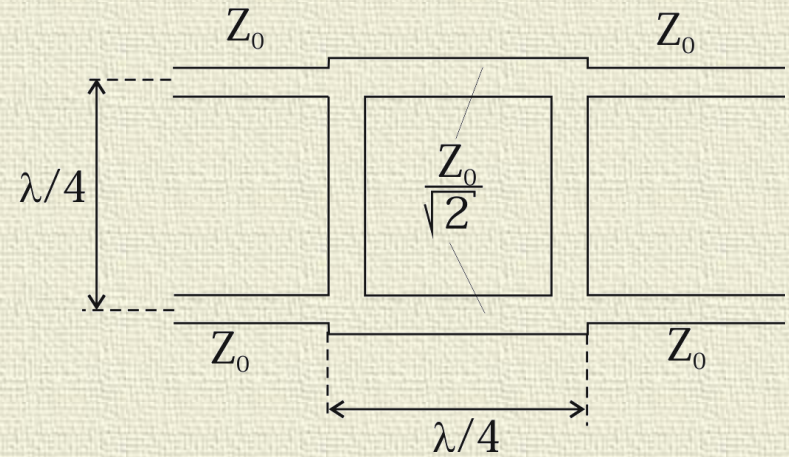
Symulacje



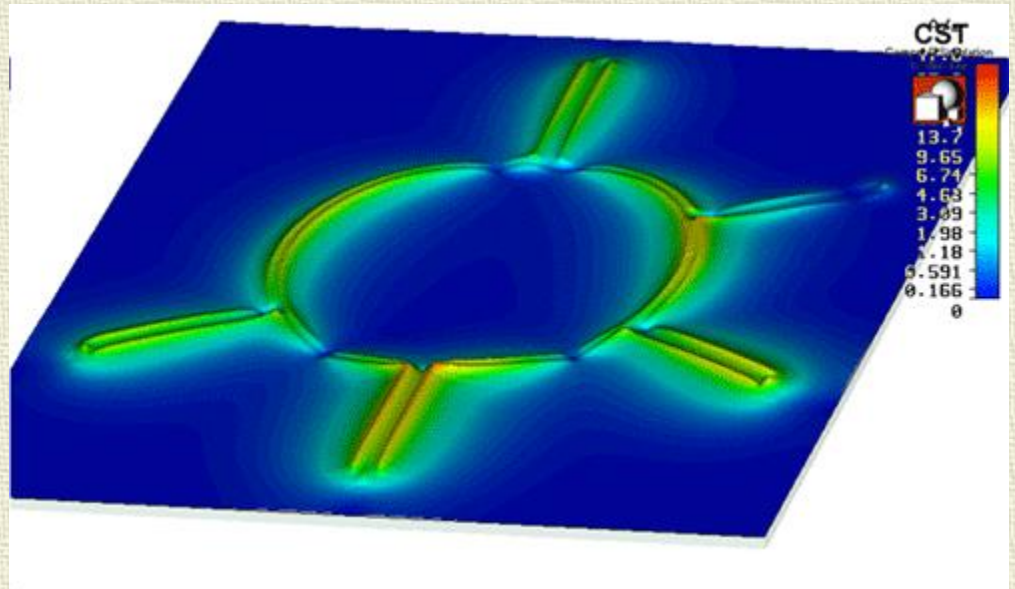
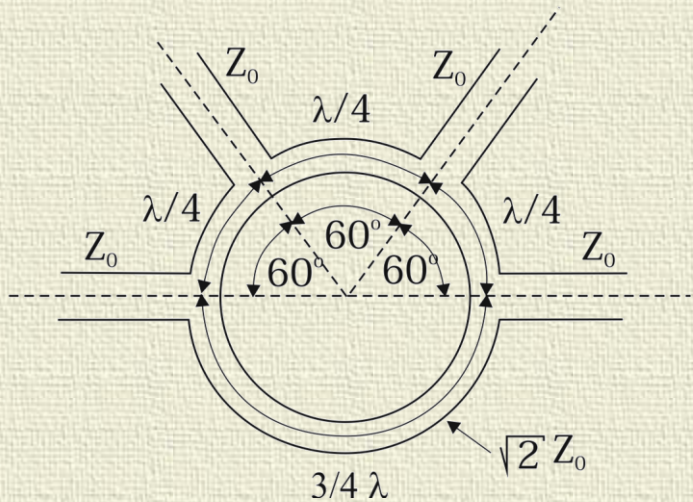
Phase = 226 °

Równoramienny układ hybrydowy

Sprzęgacze 3 dB
w technice NLP



Pierścień hybrydowy

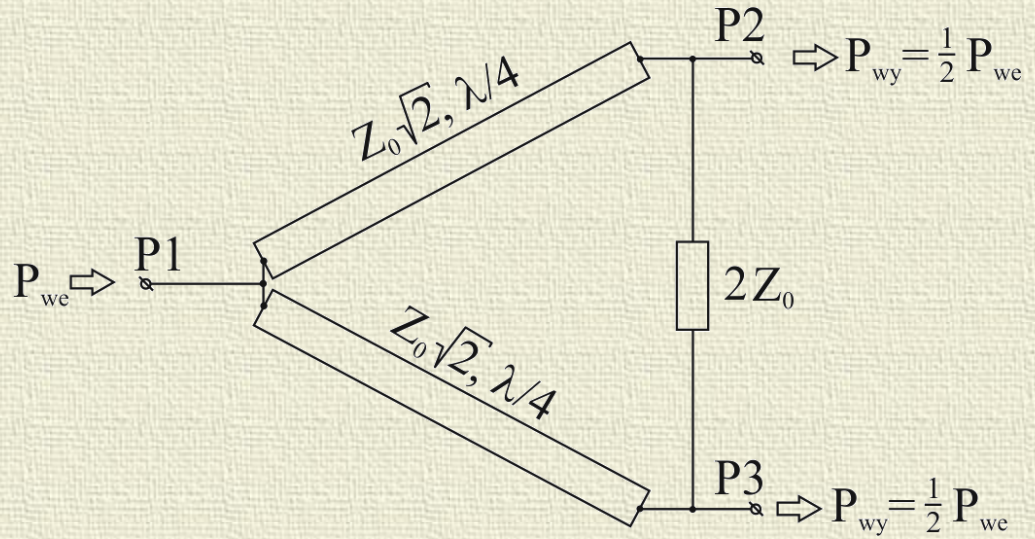


Dzielnik Wilkinsona

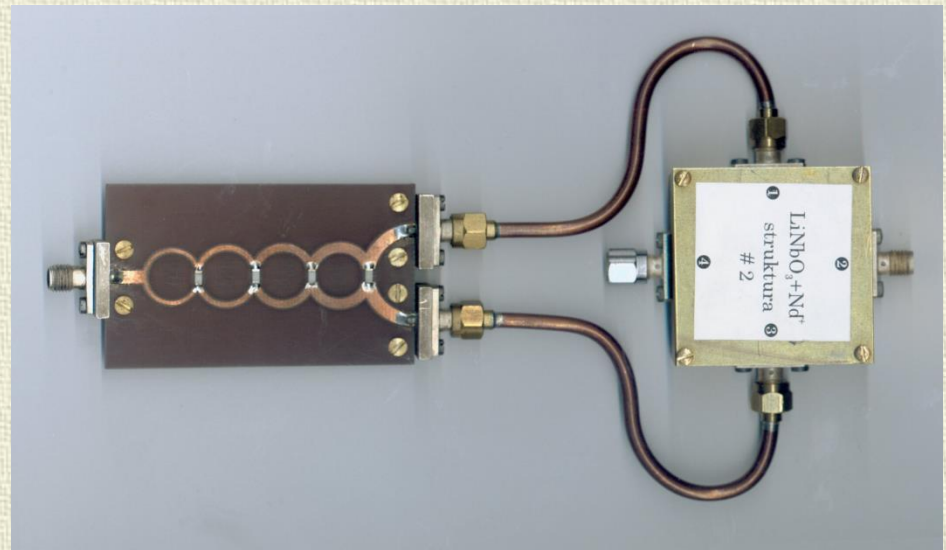
$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

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

$$S_{23} = 0$$



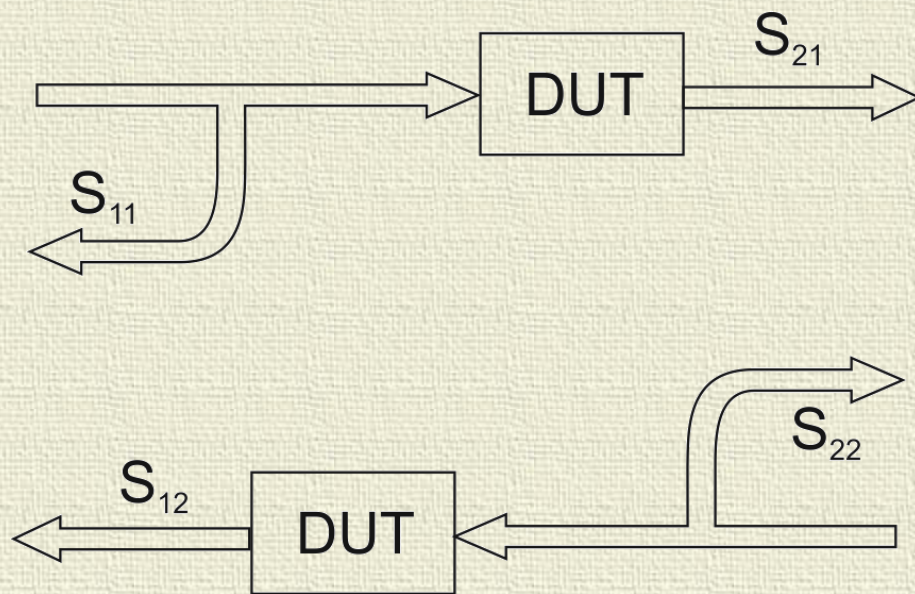
Moc doprowadzona do P2 wypłynie w połowie w P1, a w połowie wydzieli się na rezystancji $2Z_0$, analogicznie dla mocy doprowadzonej do P3

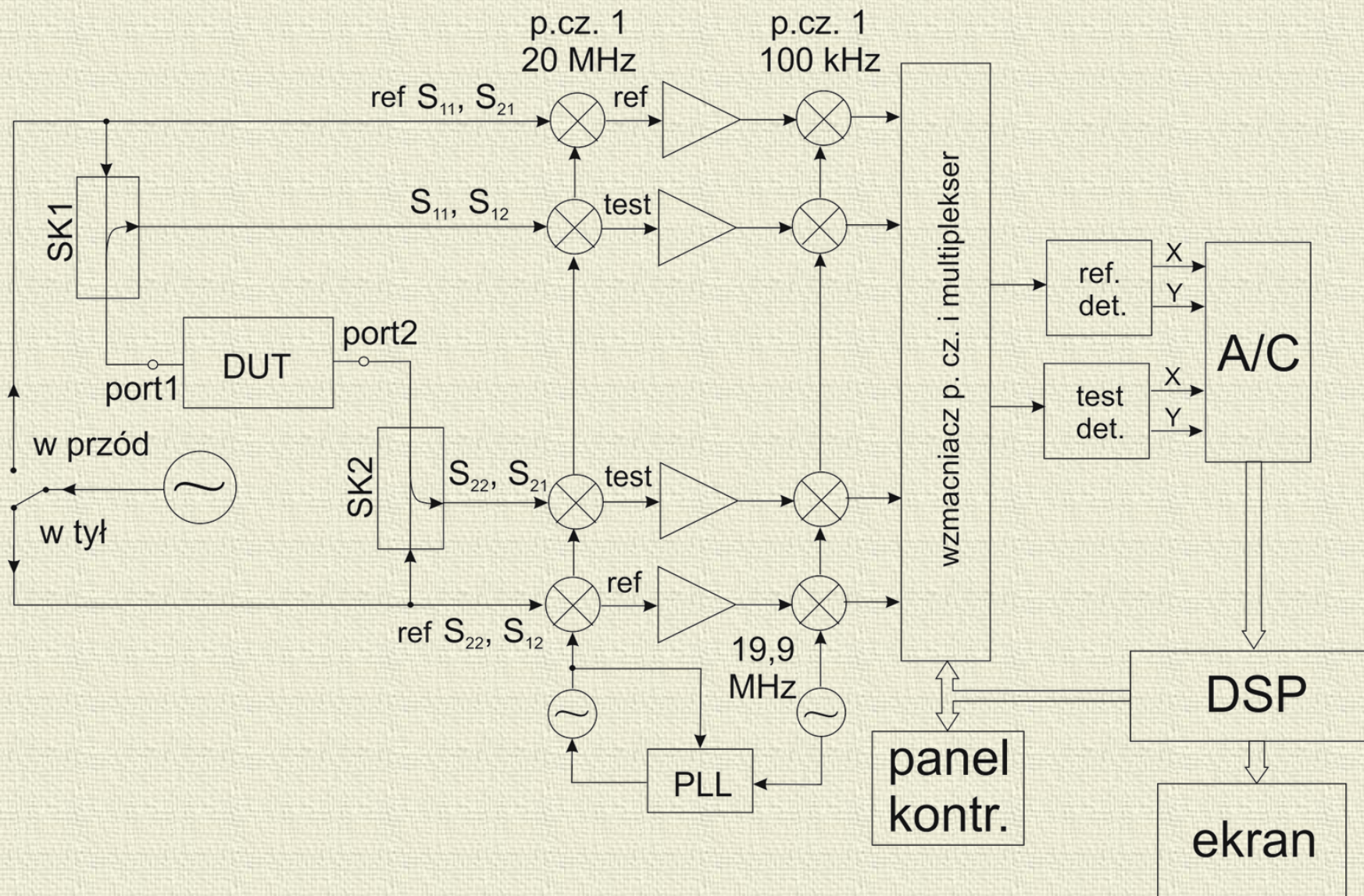


WEKTOROWE ANALIZATORY SIECI

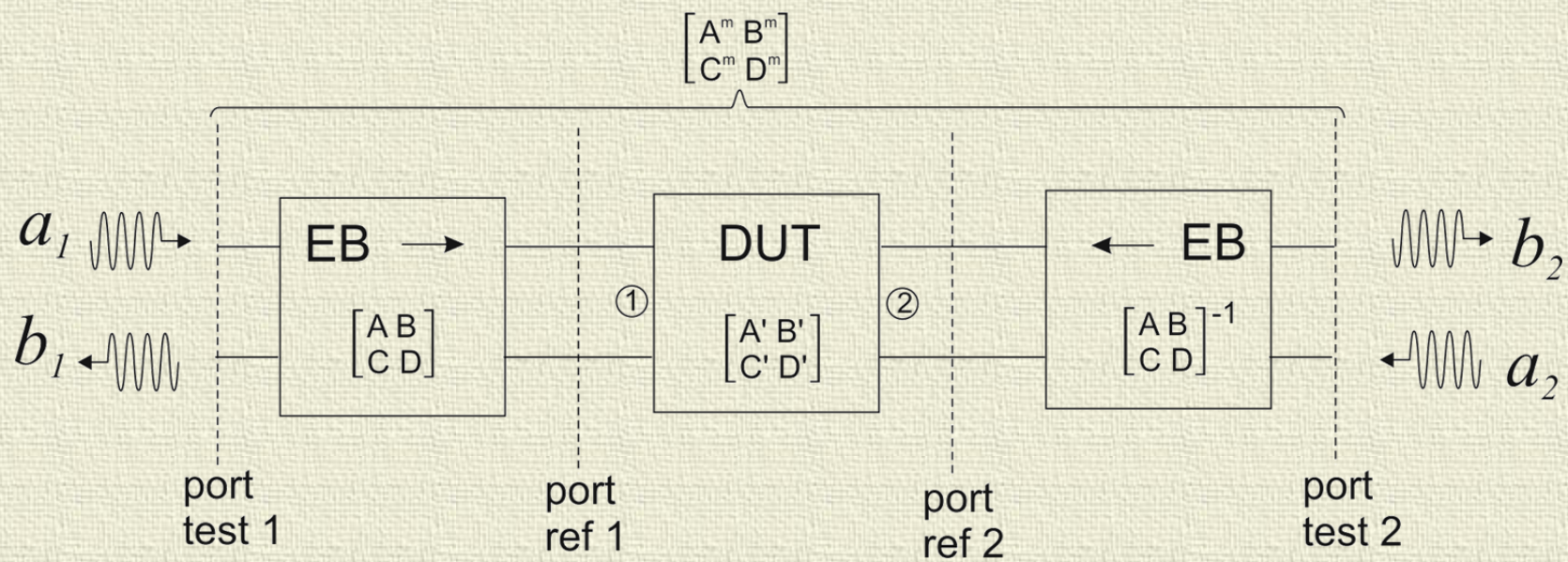


Zasada pomiaru

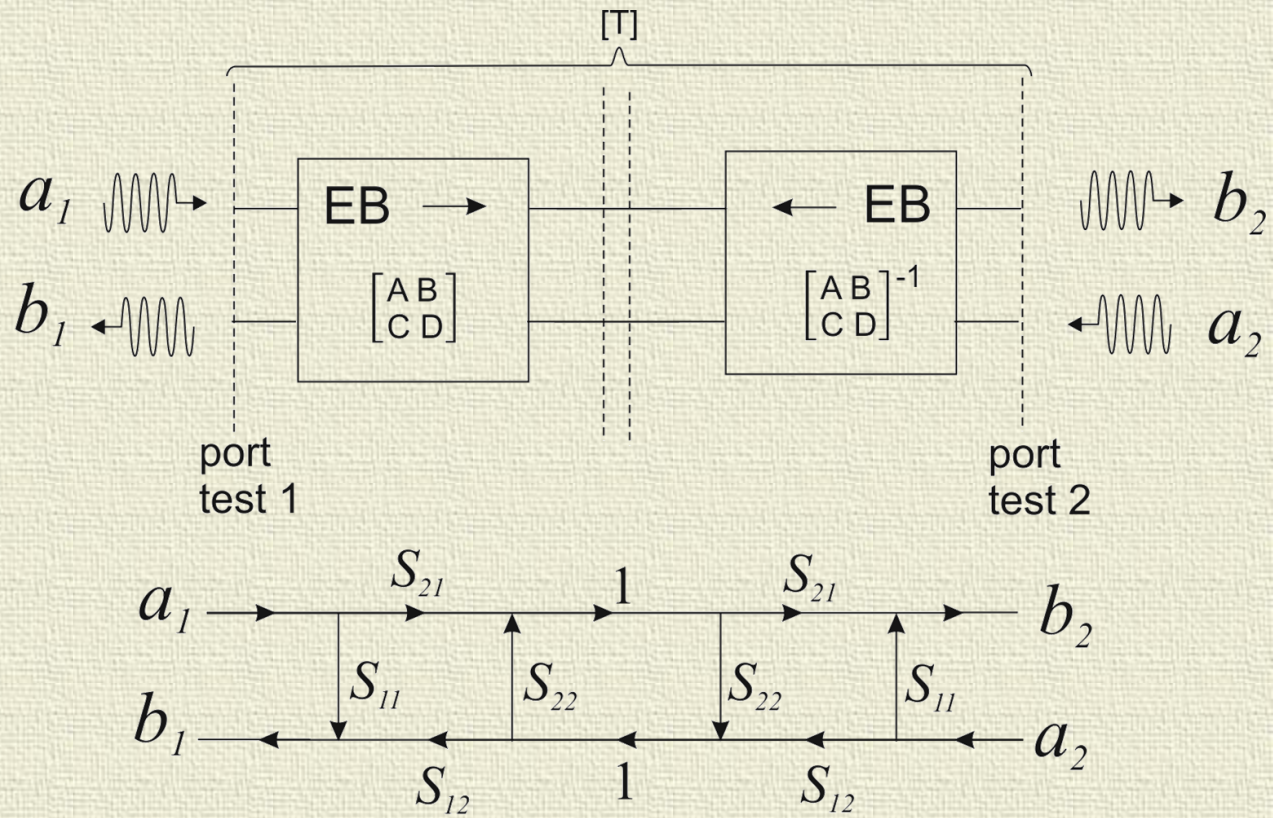




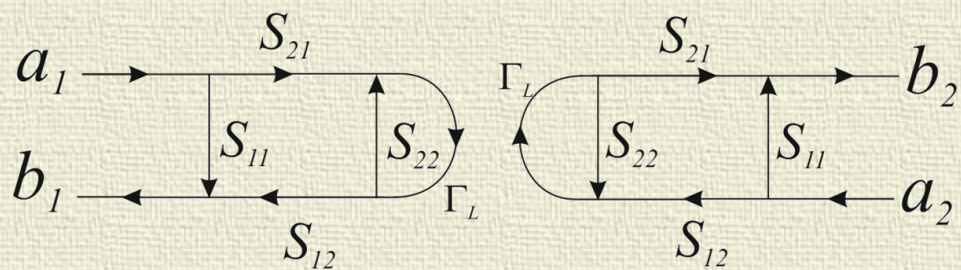
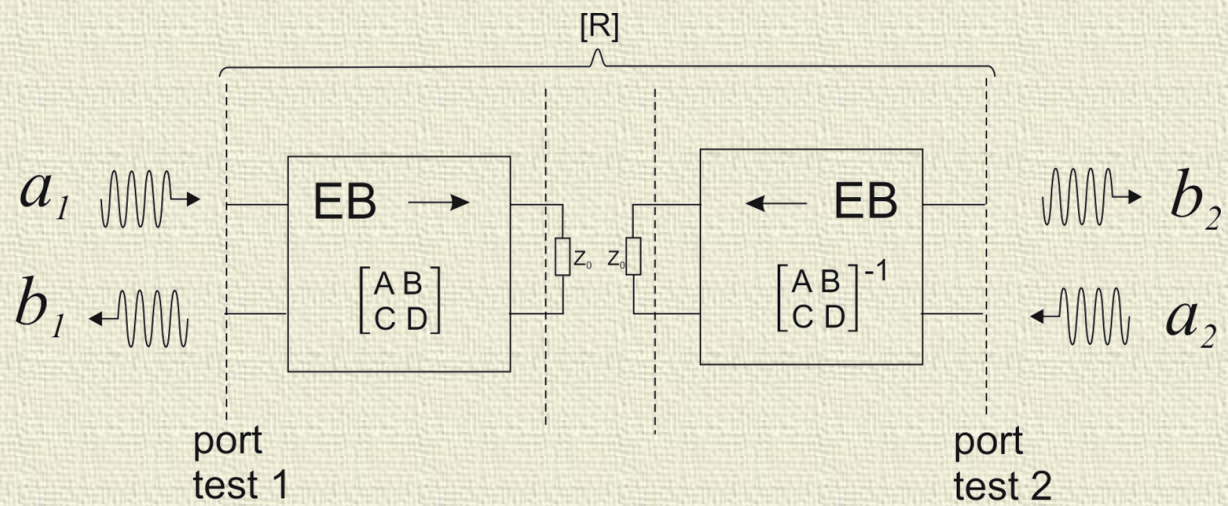
Kalibracja



Zwarcie



Dopasowanie

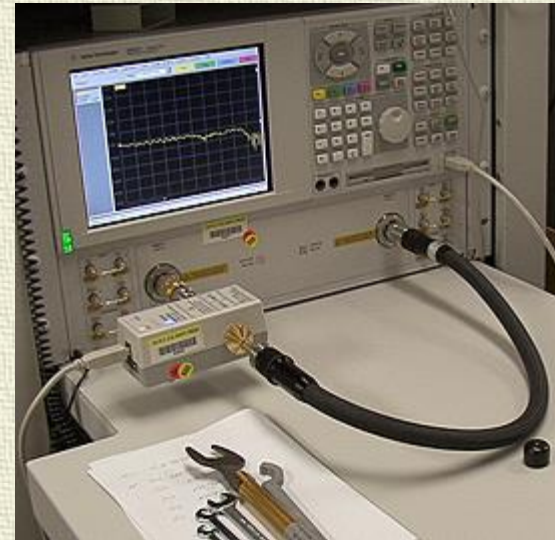


$$\begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix}$$

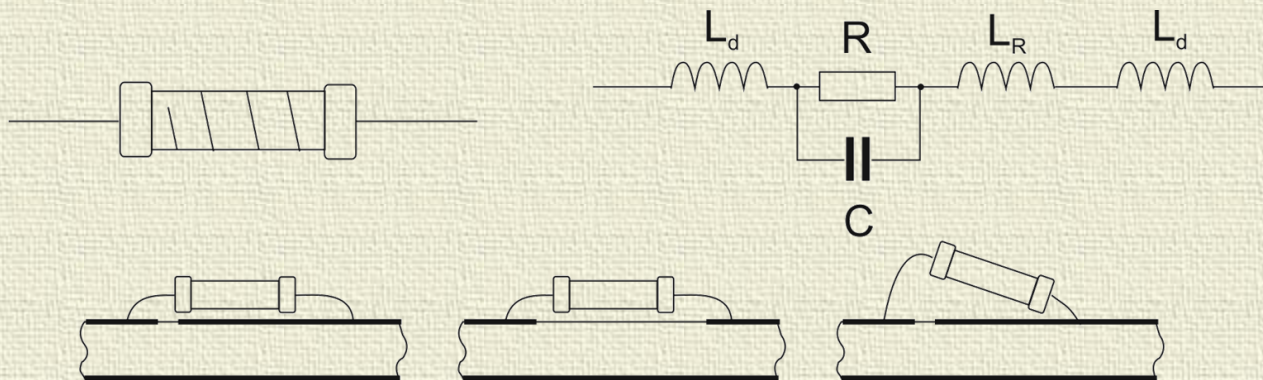
$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$



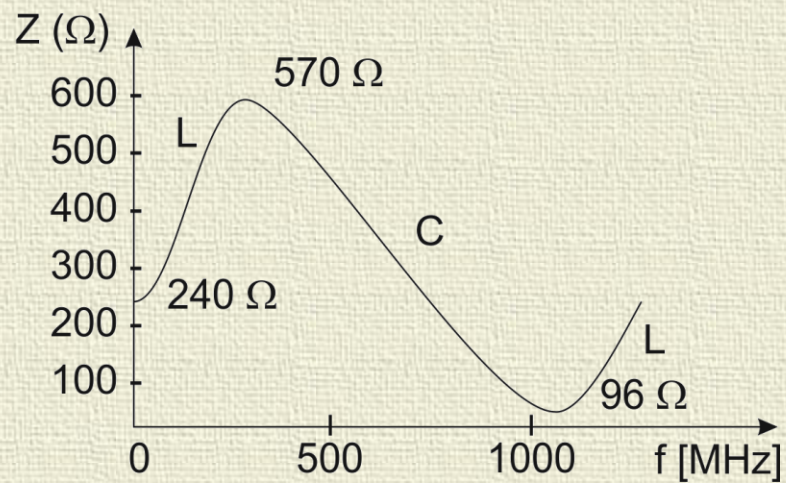
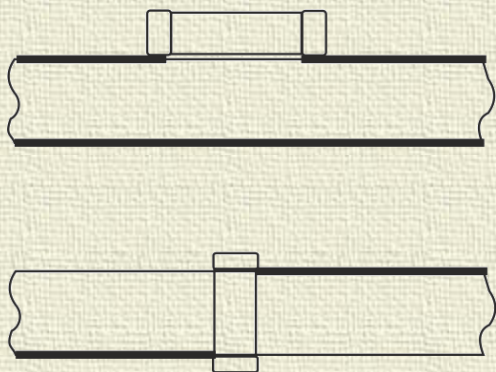
Mikrofalowe elementy bierne

Skupione elementy elektroniczne w technice mikrofal

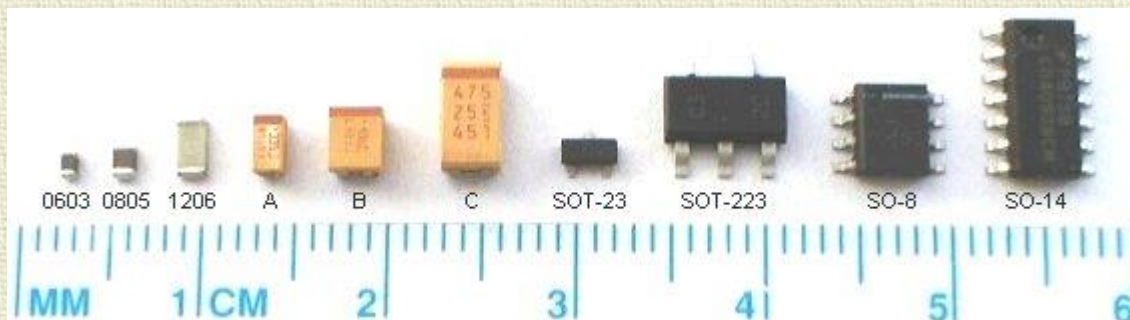
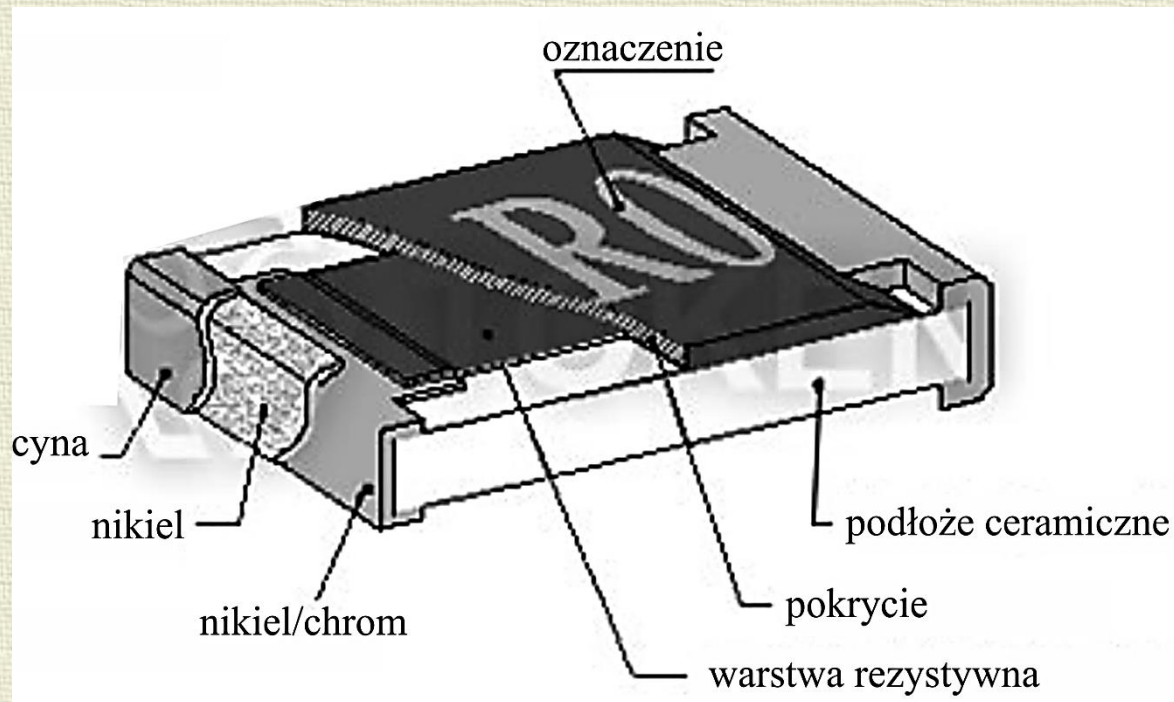
Rezystory



SMD



Budowa typowego rezystora SMD



1 mm $\approx$ 39,370 mils

1 mils $\approx$ 0,0254 mm

0603 = 0,06" $\times$ 0,03"

lub 60 $\times$ 30 mils lub 1,6 $\times$ 0,8mm

0805 = 0,08" $\times$ 0,05"

lub 80 $\times$ 50 mils lub 2,0 $\times$ 1,25mm

1206 = 0,12" $\times$ 0,06"

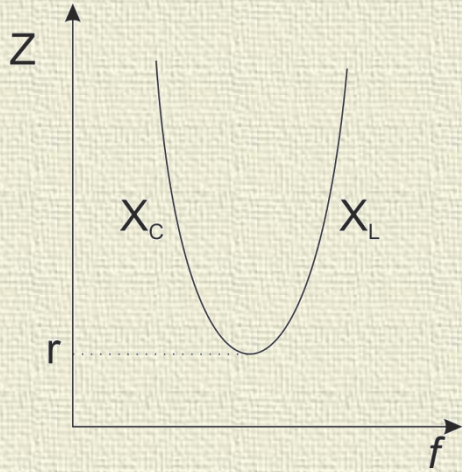
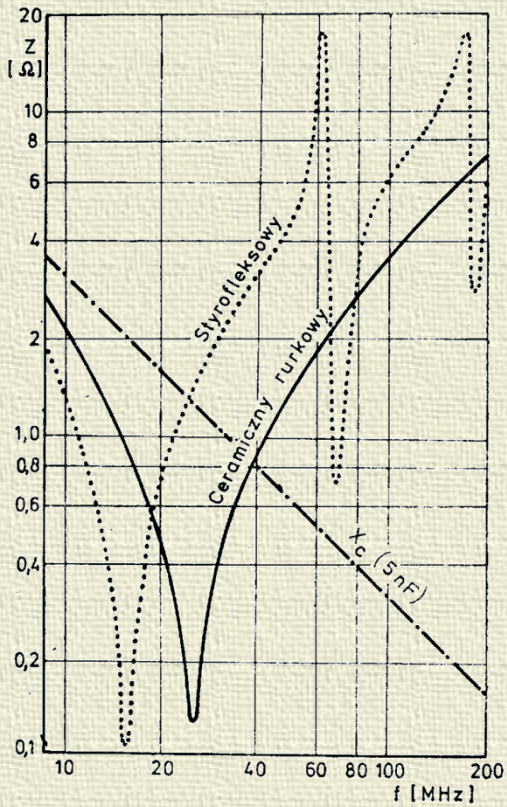
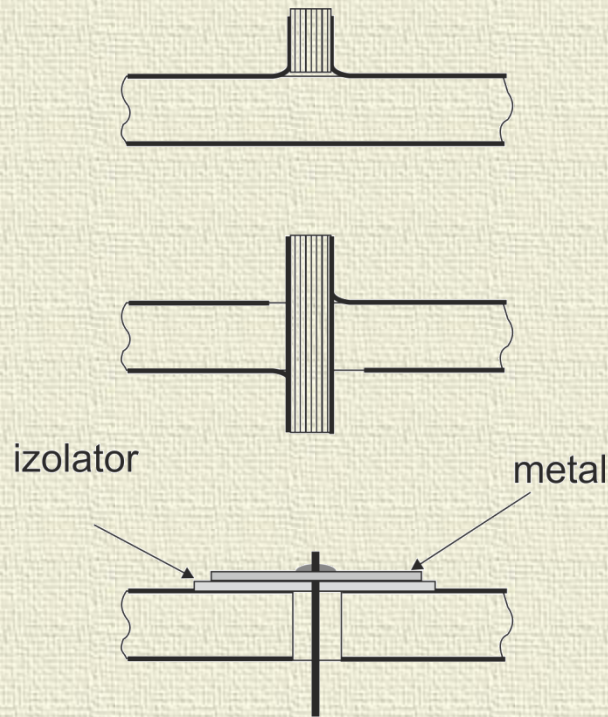
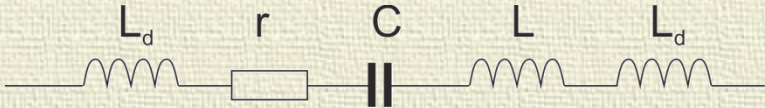
lub 120 $\times$ 60 mils lub 3,2 $\times$ 1,6mm

A = 3,2 $\times$ 1,6 $\times$ 1,6 dł/szer/wys

B = 3,5 $\times$ 2,8 $\times$ 1,9

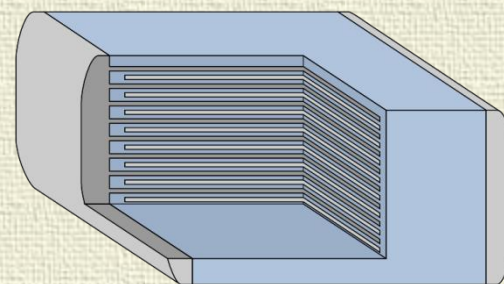
C = 6,0 $\times$ 3,2 $\times$ 2,5

Kondensatory



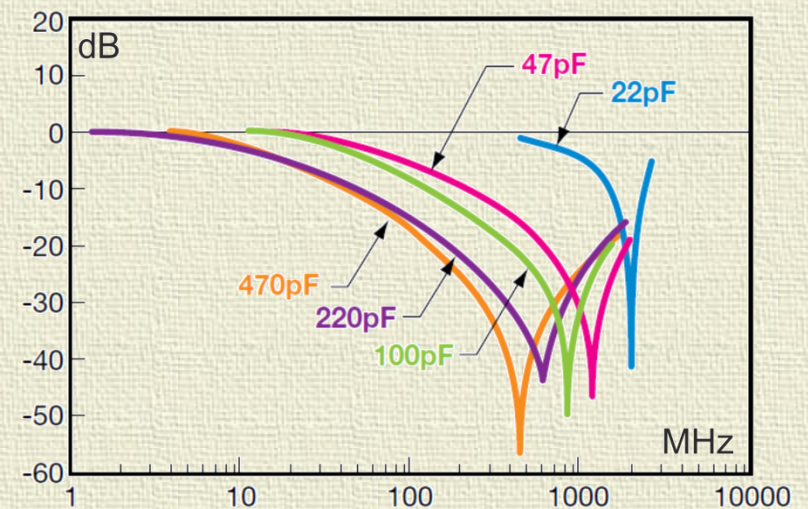
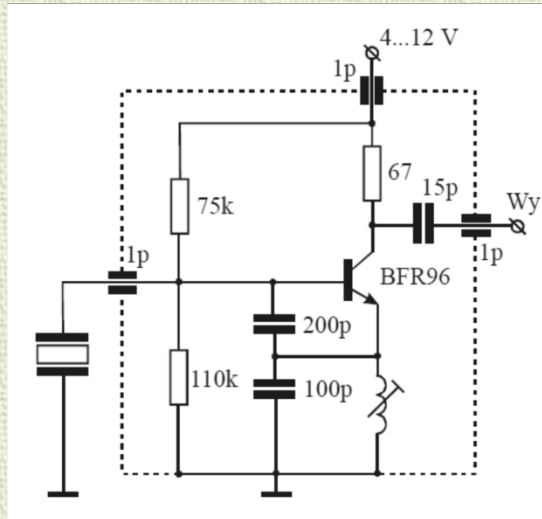


obudowa	dł x szer x wys (mm)
A	$3,2 \times 1,6 \times 1,6$
B	$3,5 \times 2,8 \times 1,9$
C	$6,0 \times 3,2 \times 2,5$
D	$7,3 \times 4,3 \times 2,8$
E	$7,3 \times 6,0 \times 3,6$



1, 2 – tantalowe; 3, 4 – elektrolityczne;
 5, 6, 7 - ceramiczne (rozm. Jak dla rezystorów);
 8 - porcelanowy RF (wysokie Q) RF;
 9 – trymer;
 (rezystor 0,125 W dla porównania rozmiarów)

Kondensatory przelotowe (feed-thru capacitors)

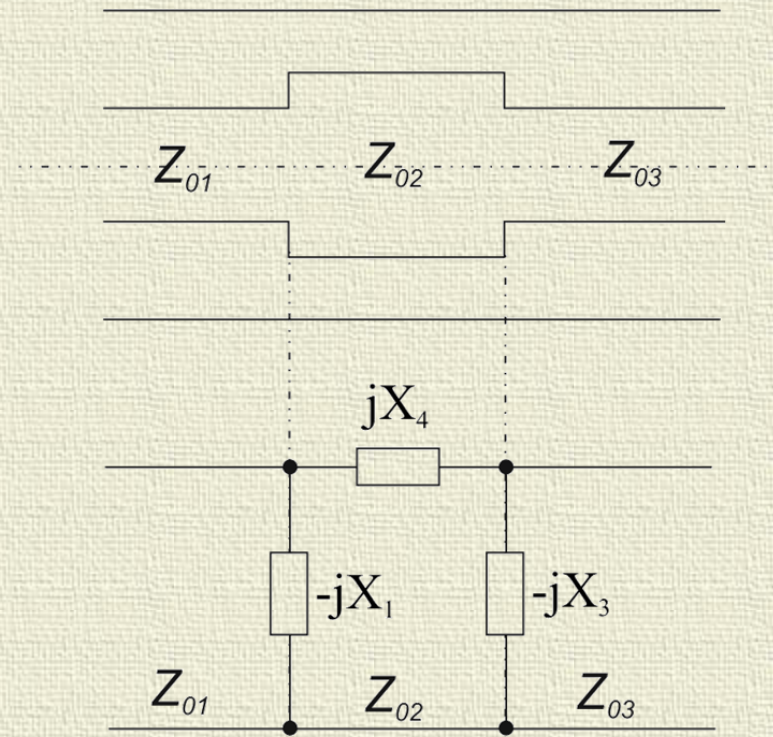
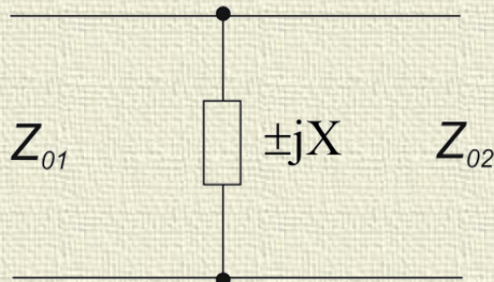
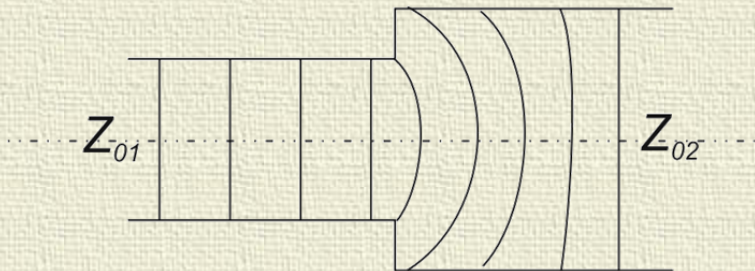


Rolę elementów biernych mogą pełnić nieciągłości

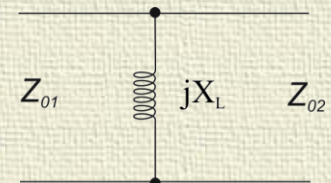
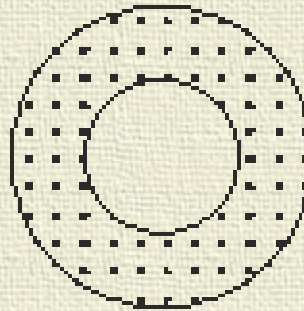
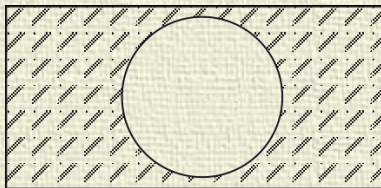
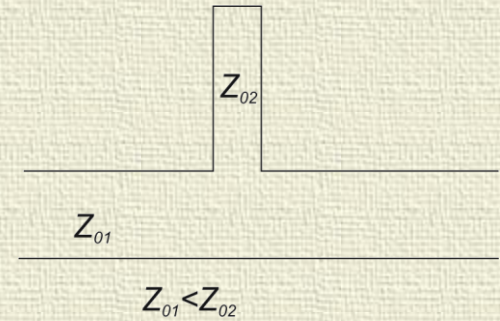
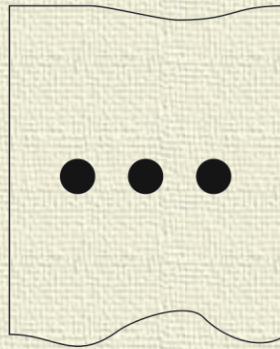
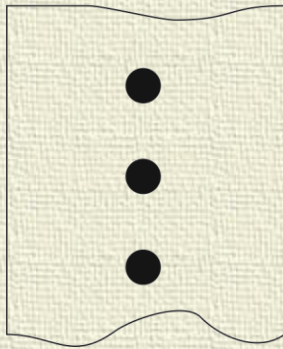
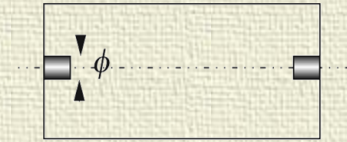
Nieciągłości

- materiałowe
- geometryczne

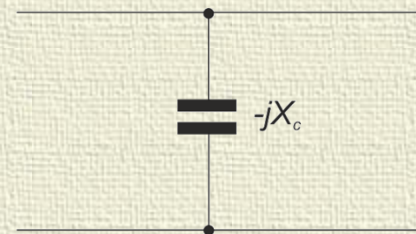
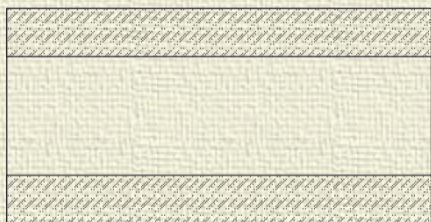
Każda nieciągłość reprezentuje pewną reaktancję



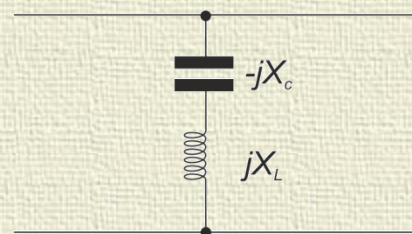
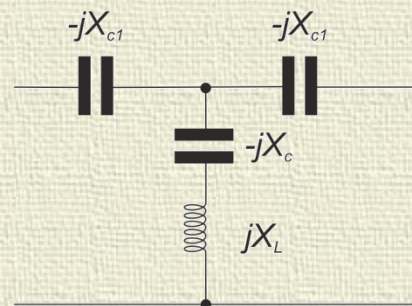
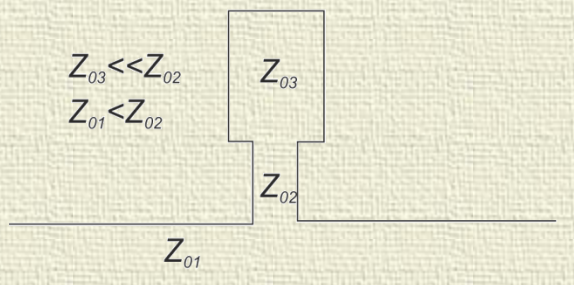
Nieciągłości o charakterze indukcyjnym



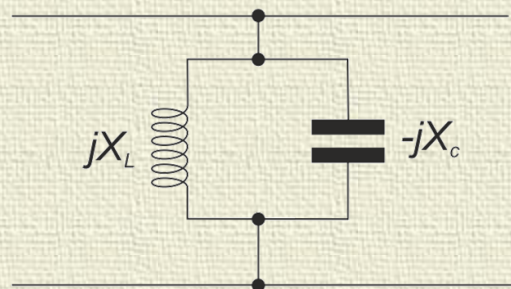
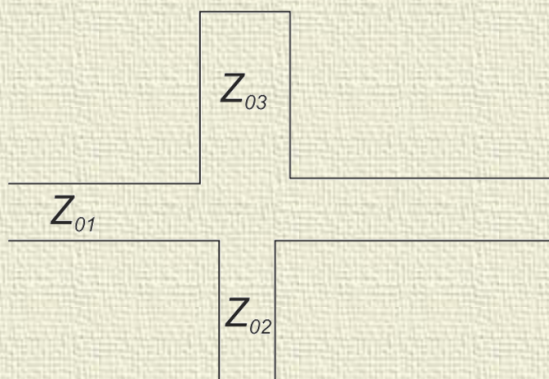
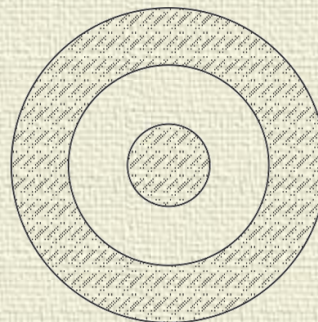
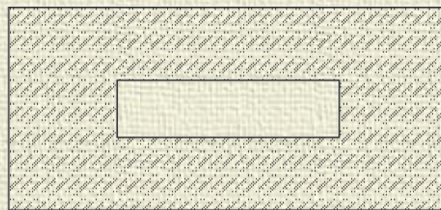
Nieciągłości o charakterze pojemnościowym



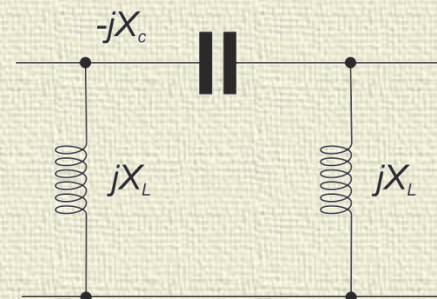
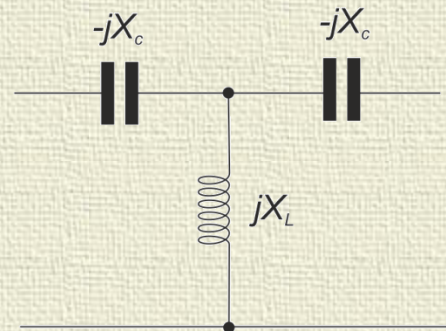
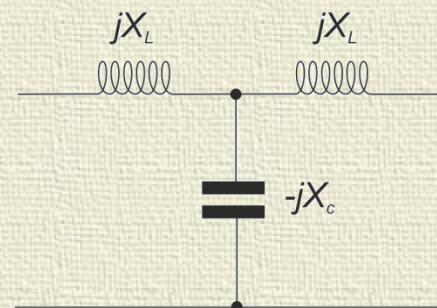
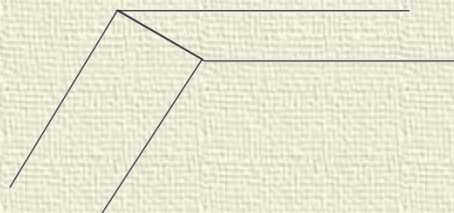
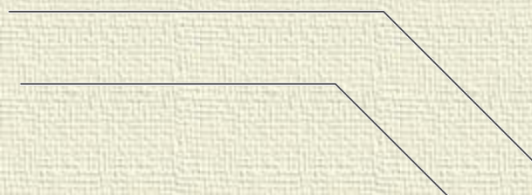
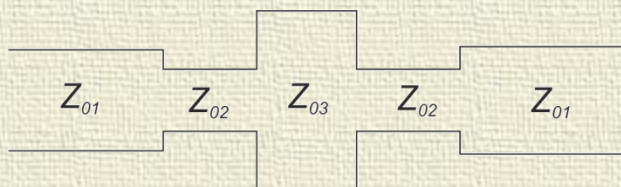
Nieciągłości o charakterze rezonansu szeregowego



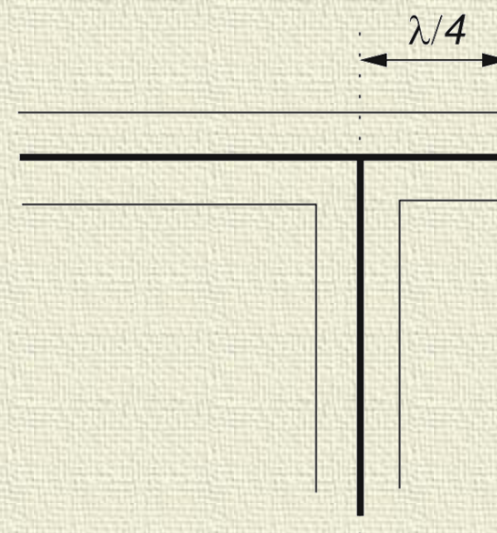
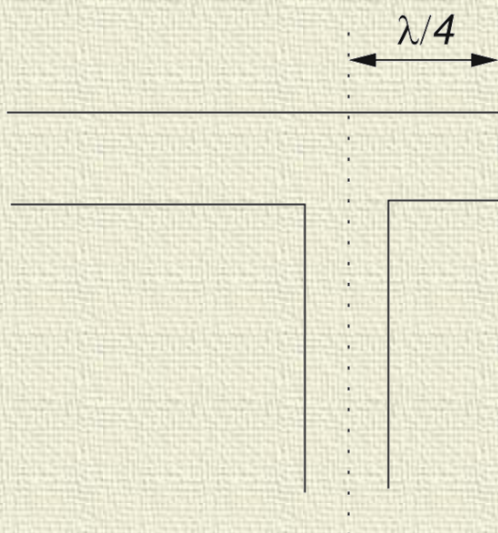
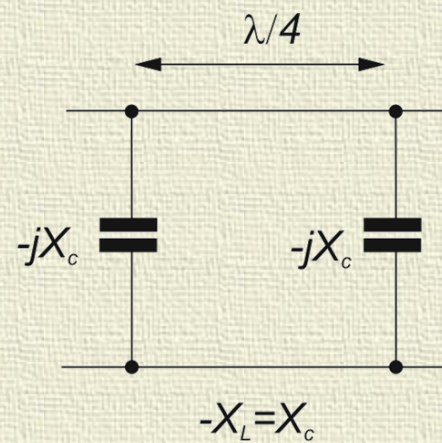
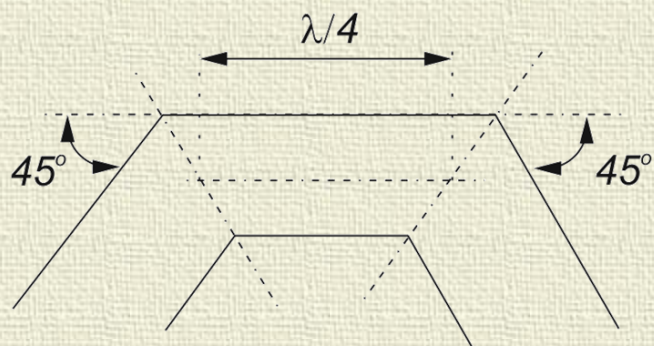
Nieciągłości o charakterze rezonansu równoległego



Nieciągłości o charakterze filtrów



Bezreaktancyjne zaginanie linii transmisyjnych

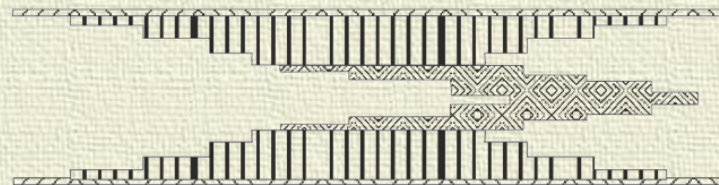


Przesuwniki fazy

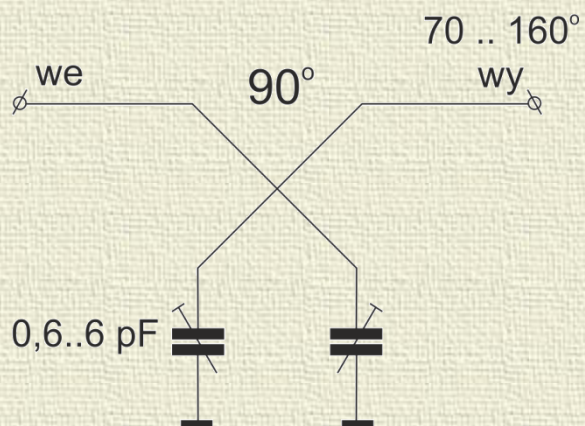
$\epsilon > 1$



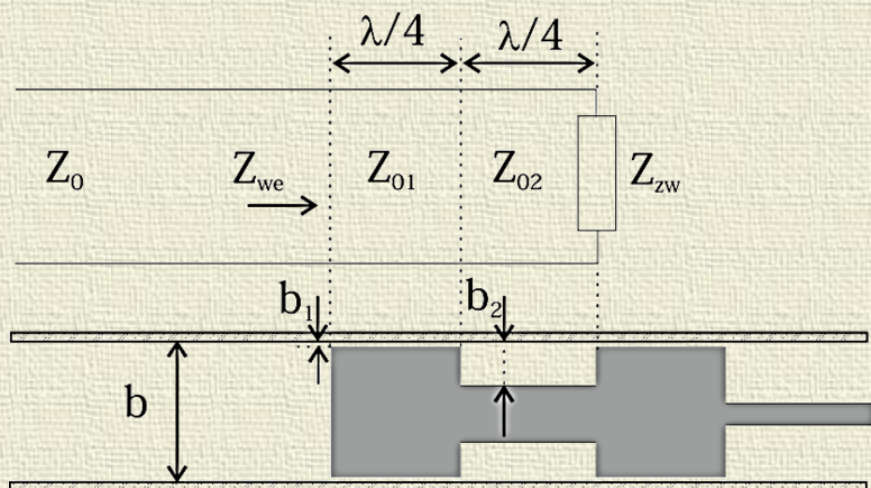
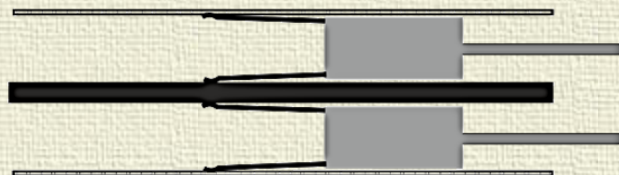
przesuwnik liniowy



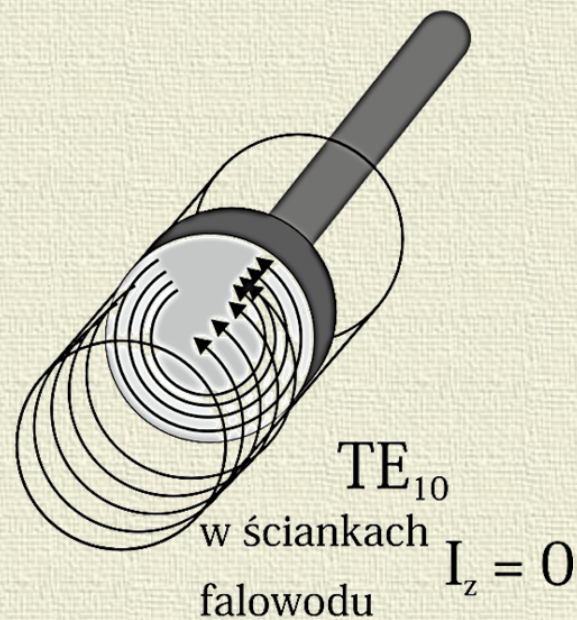
Przesuwnik z 90° sprzęgaczem kierunkowym



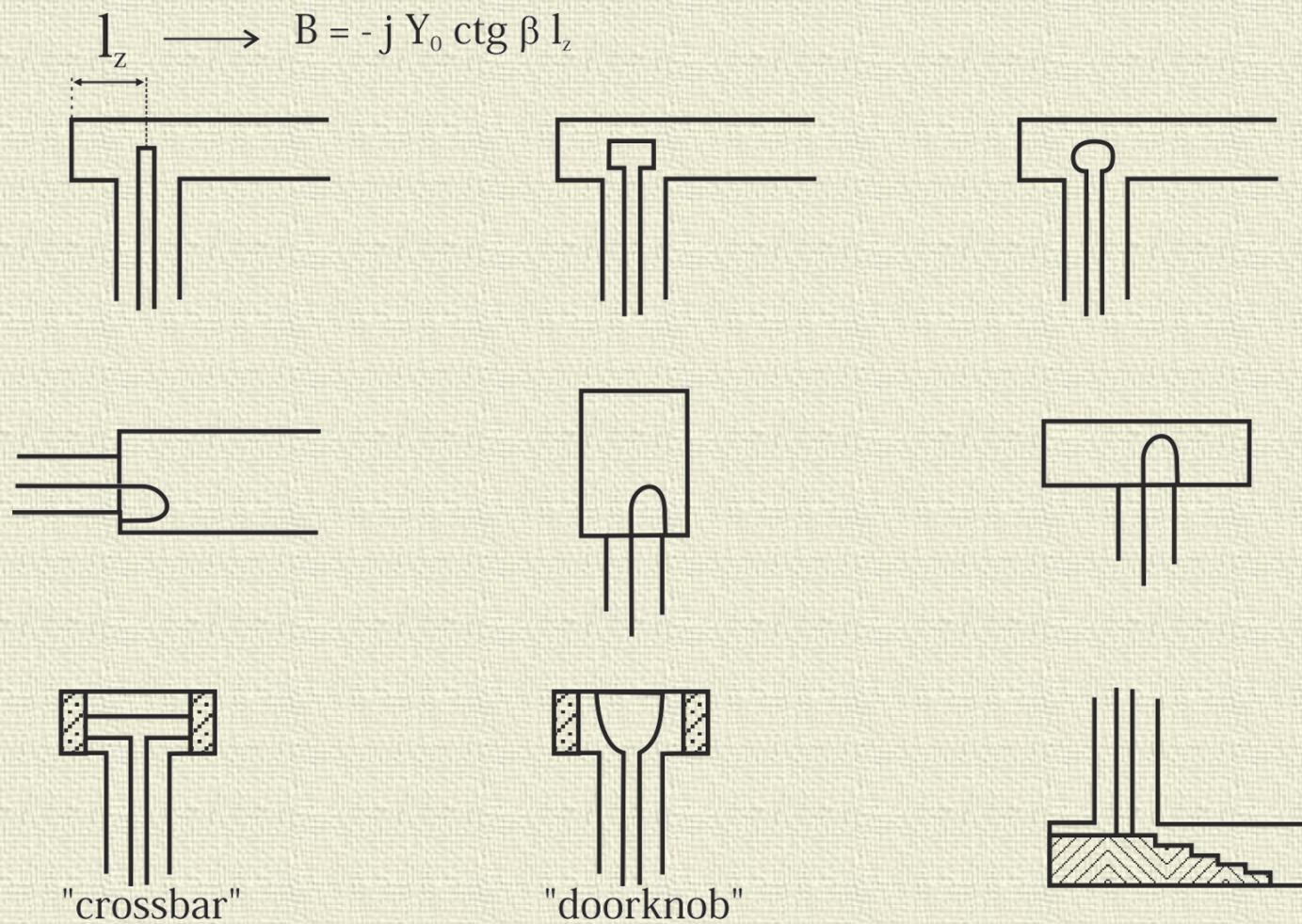
Zwieracze nastawne

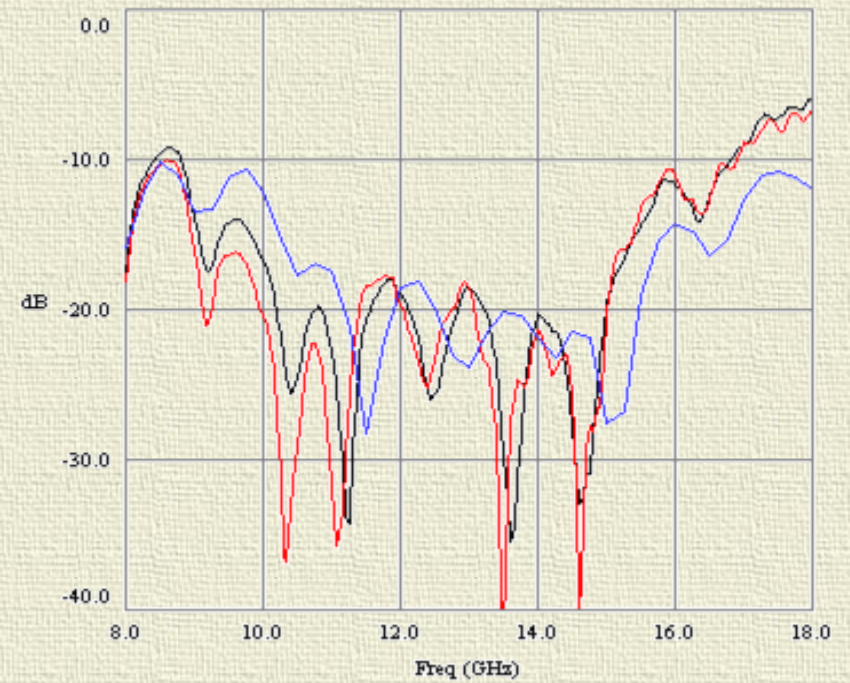
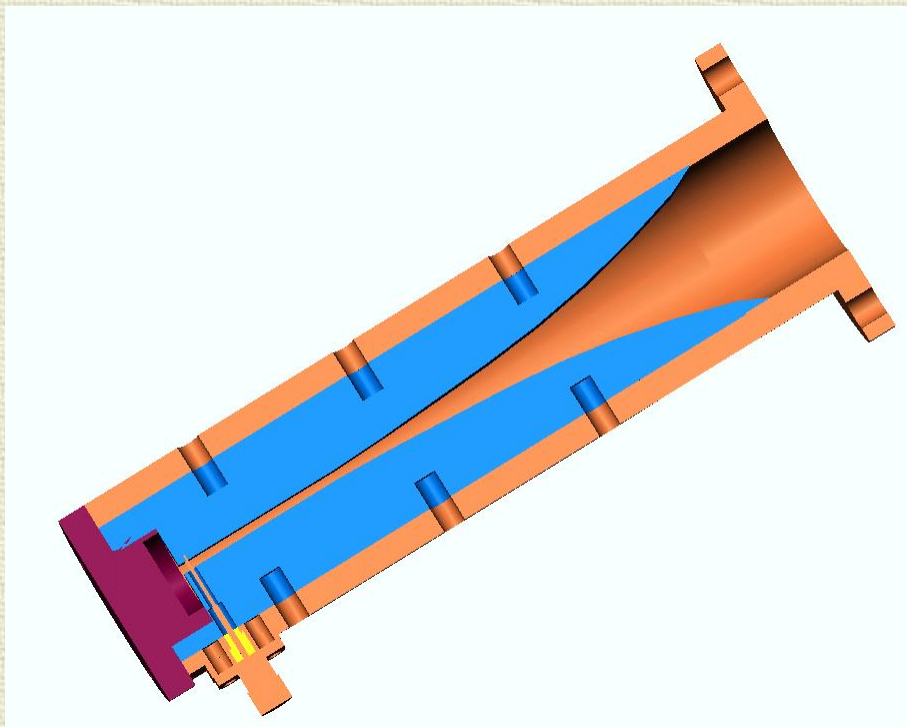


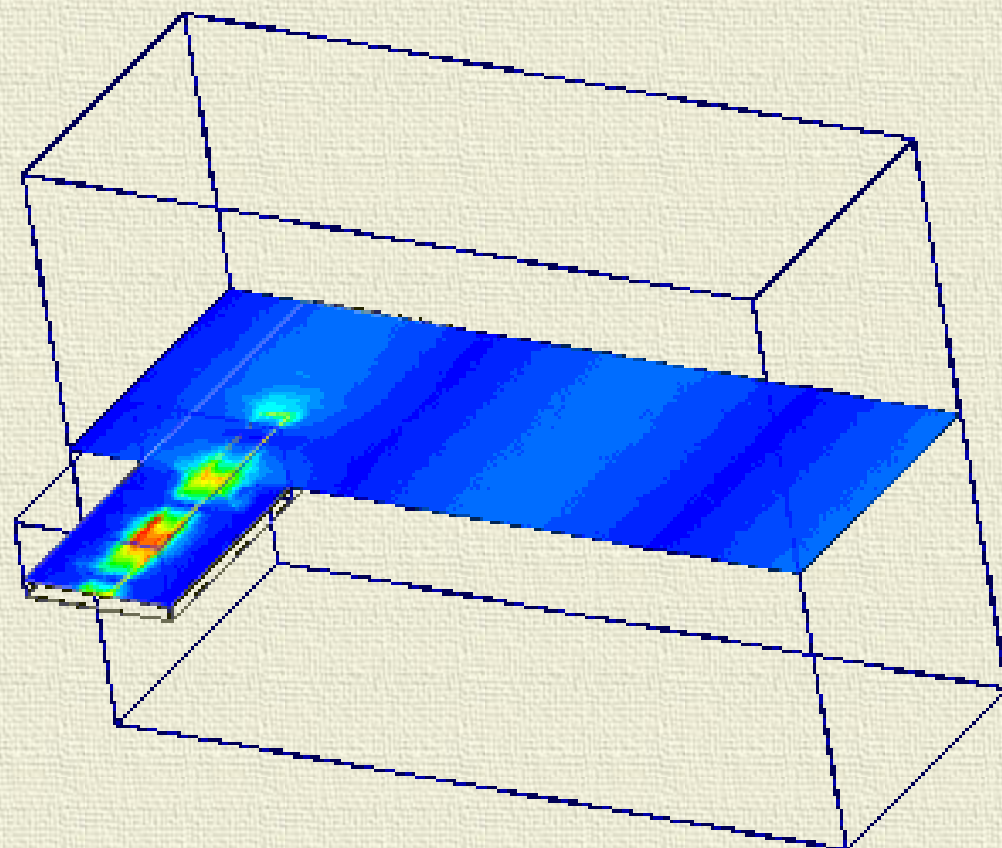
$$Z_{we} = \left(\frac{b_1}{b_2} \right)^2 Z_{zw} = \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right)^2 Z_{zw}$$

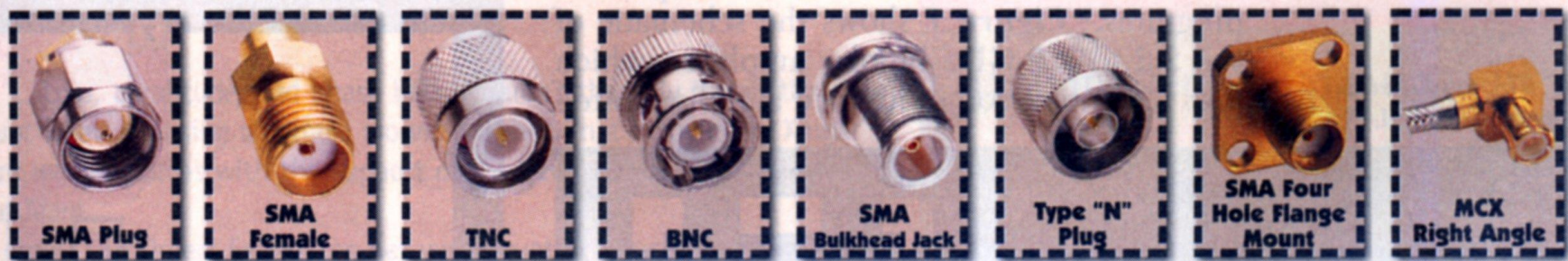


Przejścia z linii koncentrycznej na falowód







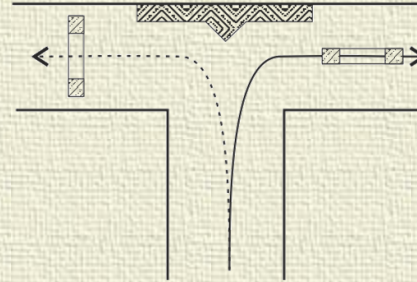
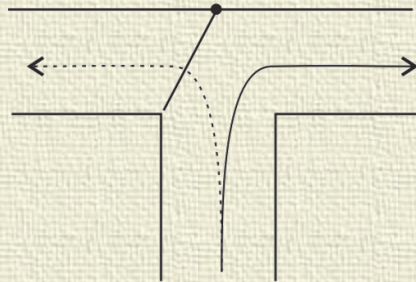


Złącza mikrofalowe



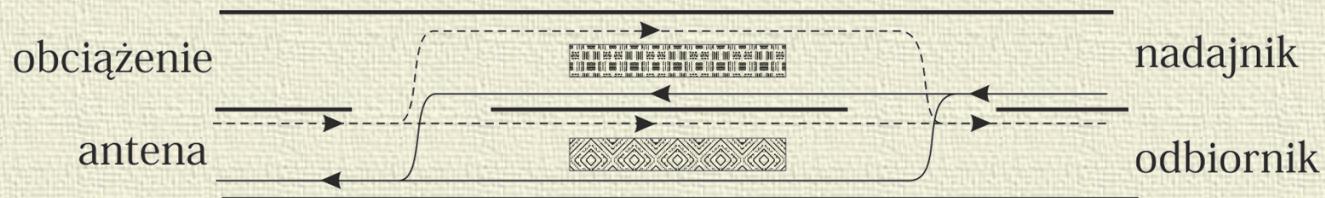
Electrical Data	Impedance	50 Ohm		
	Frequency range	DC to 40 GHz		
	Dielectric withstanding voltage	500 Vrms at sea level 125 Vrms at 70,000 ft		
	Insulation resistance (min)	5,000 megaohms		
	Contact resistance (max)	Center conductor 6.0 milliohms Outer conductor 2.0 milliohms		
	Insertion loss (dB 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



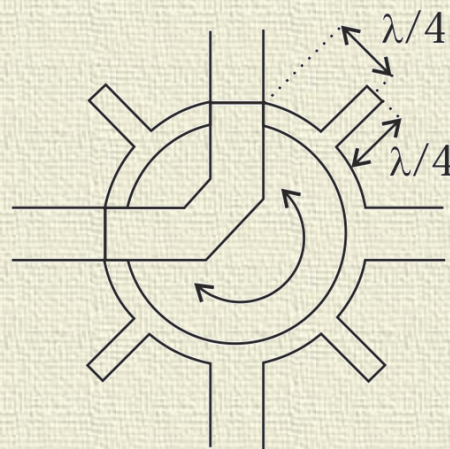
 wkładka ferrytowa $\theta + \begin{cases} 0^\circ \text{ dla } H_0 = 0 \\ 180^\circ \text{ dla } H_0 > 0 \end{cases}$

 wkładka dielektryczna θ

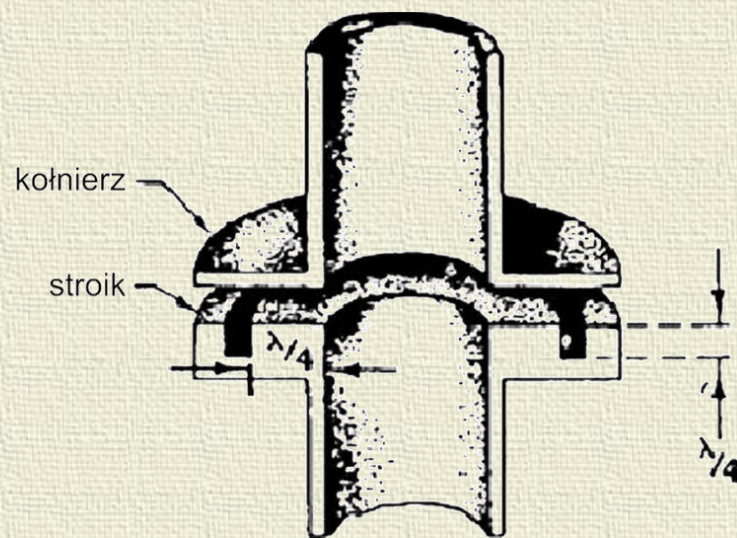
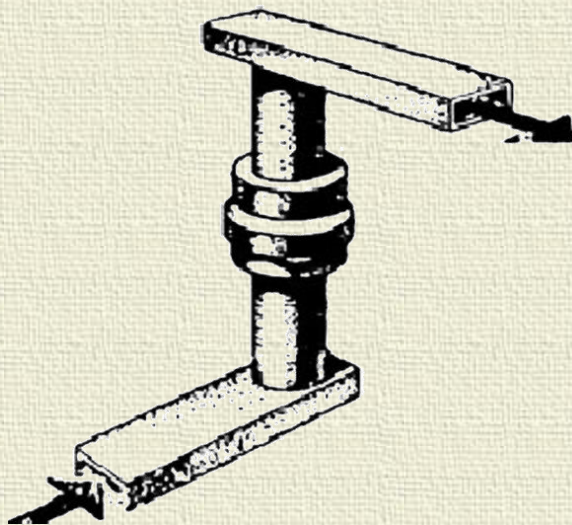


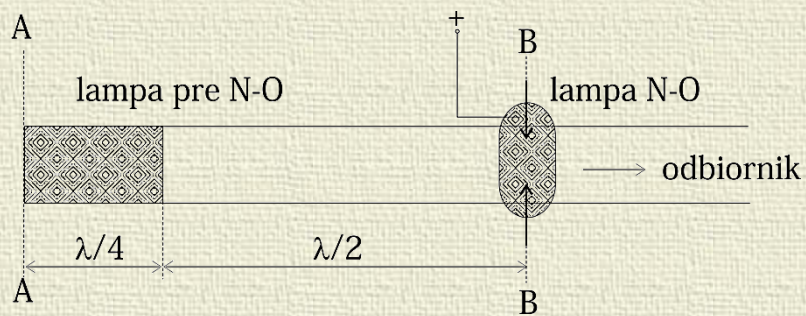
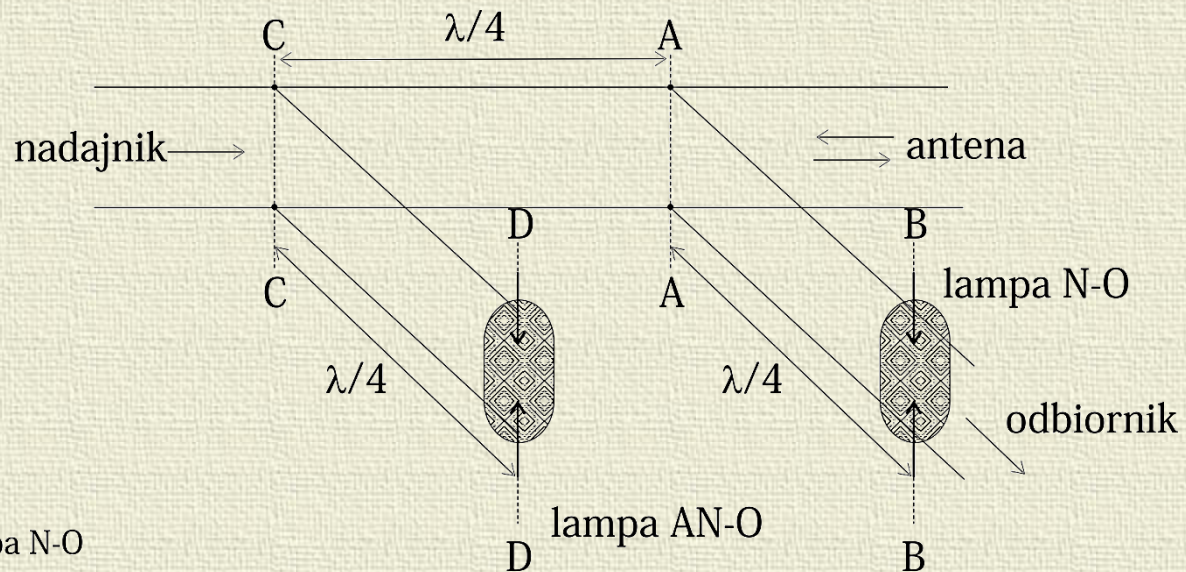
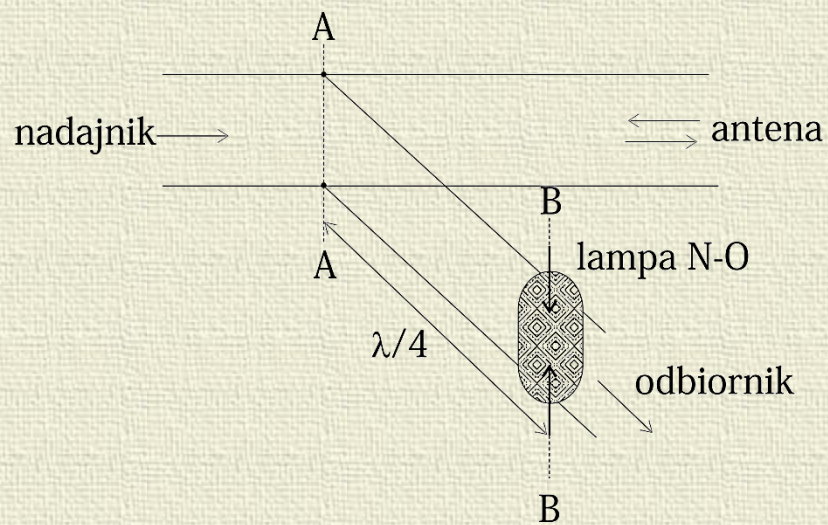
Złącza obrotowe

na linii paskowej

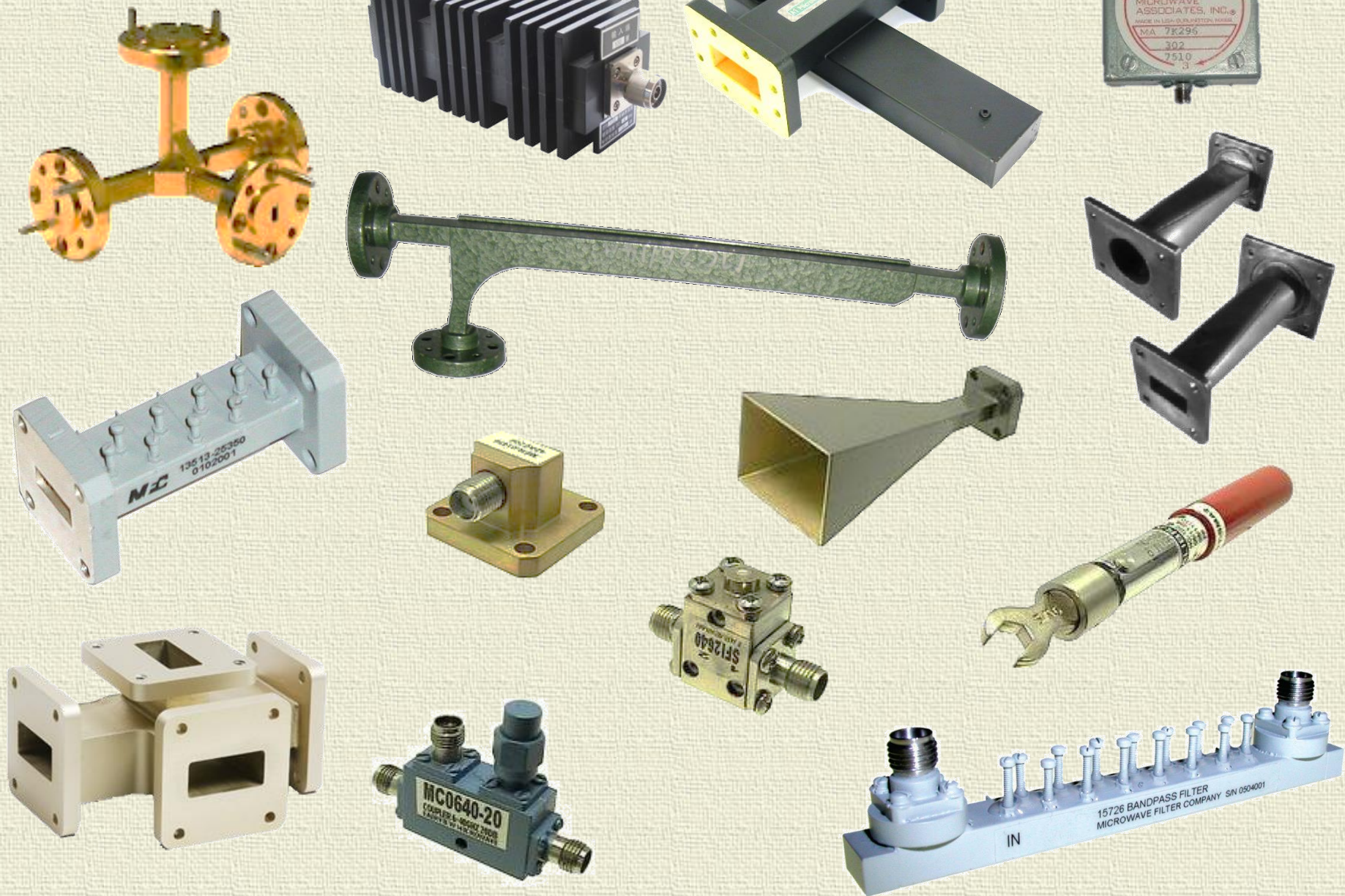


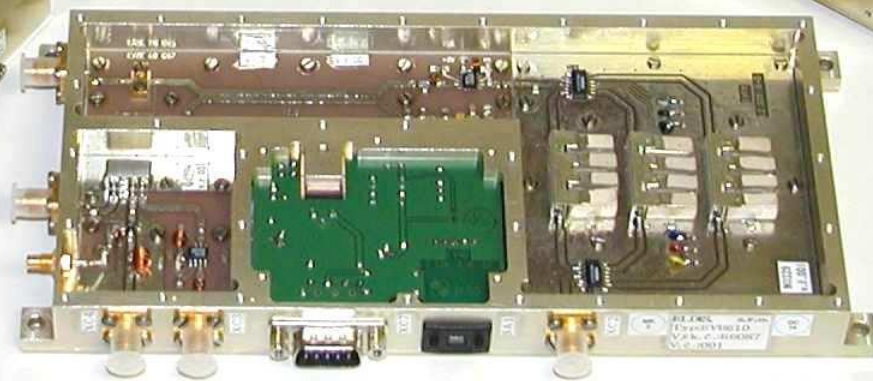
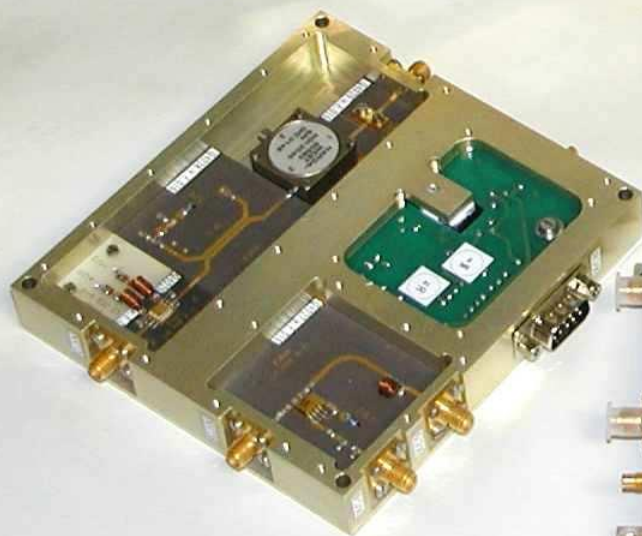
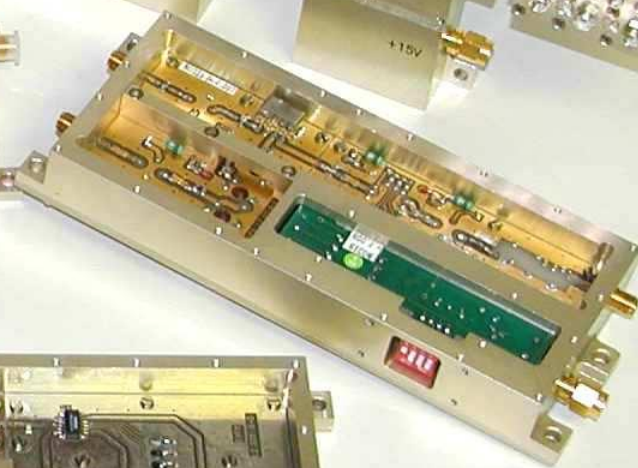
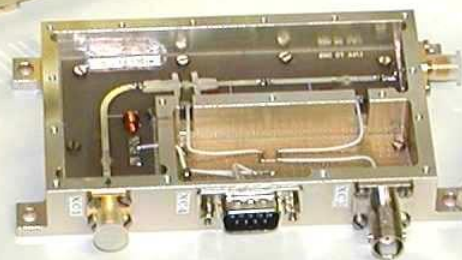
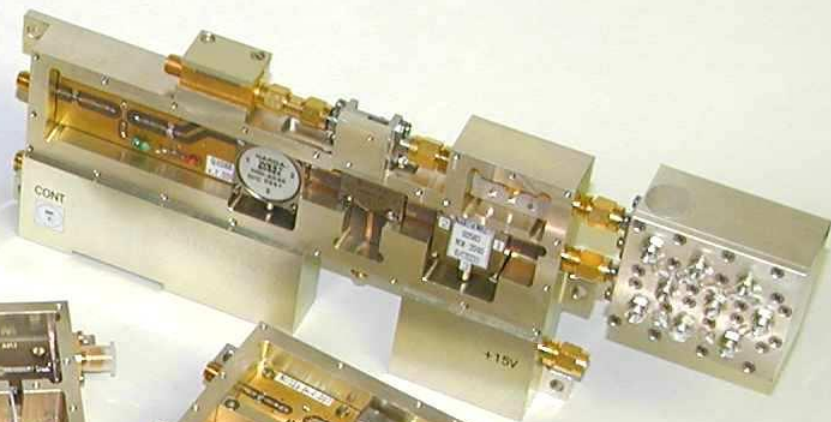
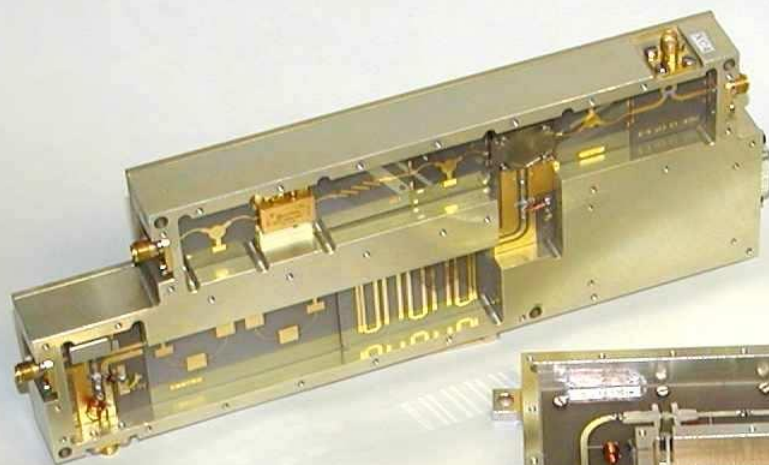
falowodowe



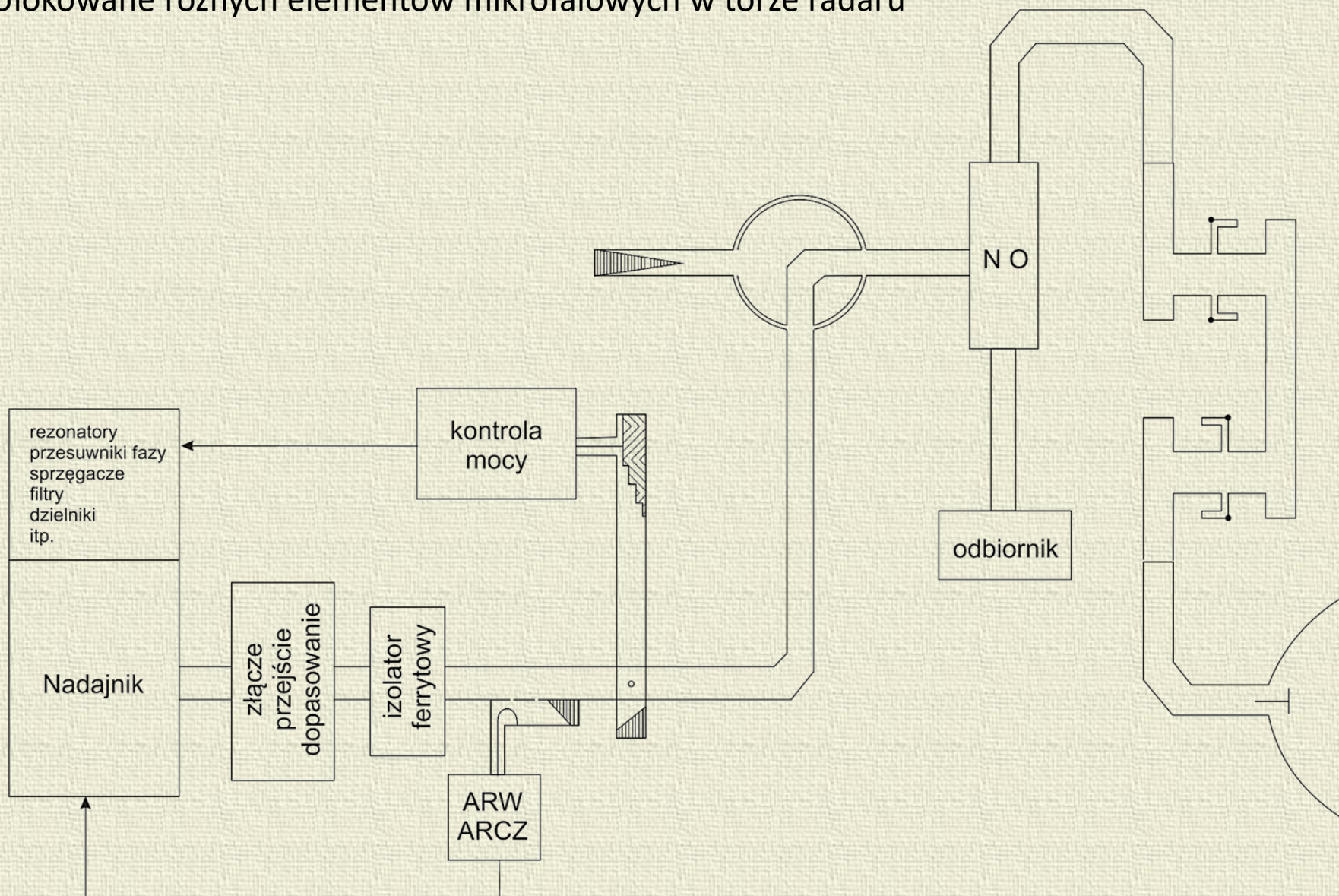


Co to za element?





Ulokowanie różnych elementów mikrofalowych w torze radaru



Dziękuję za uwagę