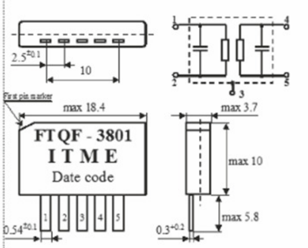
Modele analityczne IDT

FTQF - 3801 SAW FILTER

APPLICATIONS
TV receivers (IF sound filter for quasiparallel sound application).

STANDARD
D/K - OIRT, B/G - CCIR

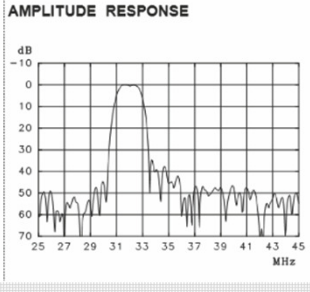
VERSION
Single in-line plastic package type TS-59M, hermetically sealed.



Pin configuration
1 - input
2 - input -ground
3 - chip carrier-ground
4,5 - output

Description		Value	Unit
Insertion loss	31.50 MHz	max. 15.5	dB
Reference level for the following data			
Relative attenuation			
sound carrier	31.50 MHz	0	dB
2nd sound carrier	32.50 MHz	-0.4÷0.8	dB
picture carrier	38.00 MHz	min. 42	dB
color carrier	33.57 MHz	min. 32	dB
adjacent picture carrier	30.00 MHz	min. 40	dB
	31.00 MHz	min. 3.8	dB
adjacent sound carrier	39.50 MHz	min. 43	dB
	40.00 MHz	min. 40	dB
	40.50 MHz	min. 42	dB
lower sidelobe	25.00÷30.00 MHz	min. 38	dB
upper sidelobe	38.00÷45.00 MHz	min. 39	dB
Temperature coefficient		-72	ppm/K

AMPLITUDE RESPONSE



MAXIMUM VOLTAGE RATINGS
DC voltage: max. 12 V
AC voltage: max. 10 V

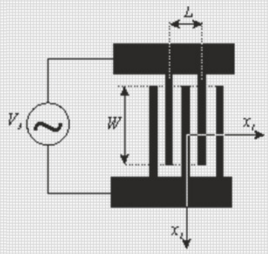
CHARACTERISTICS

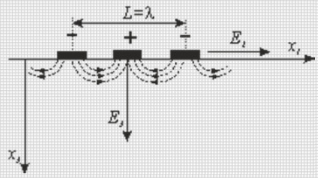
Measuring conditions
- ambient temperature: 23°C
- drive impedance: 50 Ω
- load impedance: 2 kΩ || 3pF

INSTITUTE OF ELECTRONIC MATERIALS TECHNOLOGY Wólczyńska 133, 01-919 WARSAW, POLAND

3

Model δ - Diraca

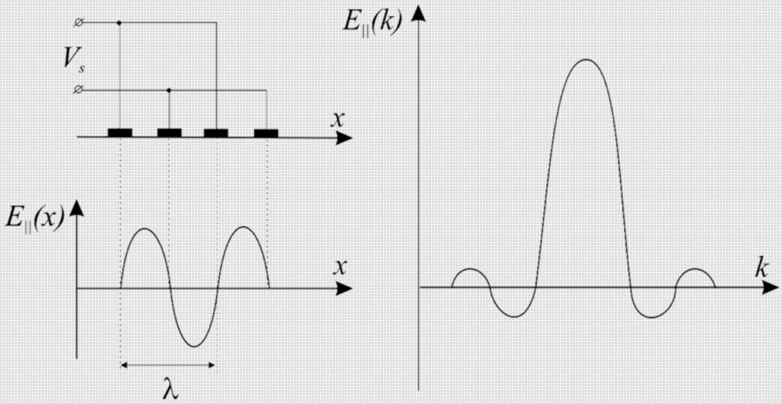


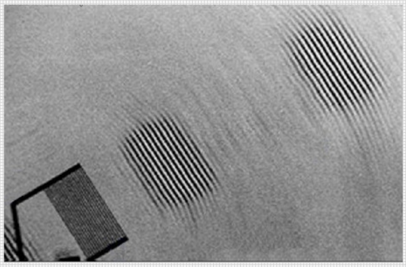


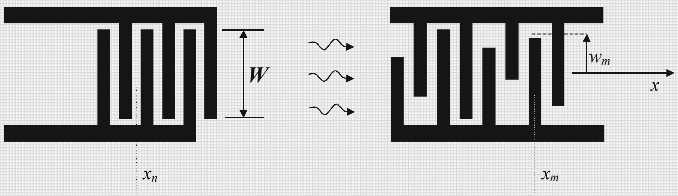
$$A(\omega) \approx \sum E_n e^{-j\omega x_n / v}$$

E_n amplitudy impulsów przyłożonych między elektrodami w miejscach x_n

4



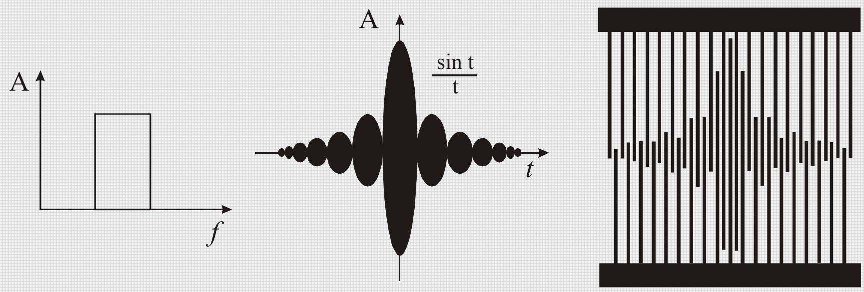




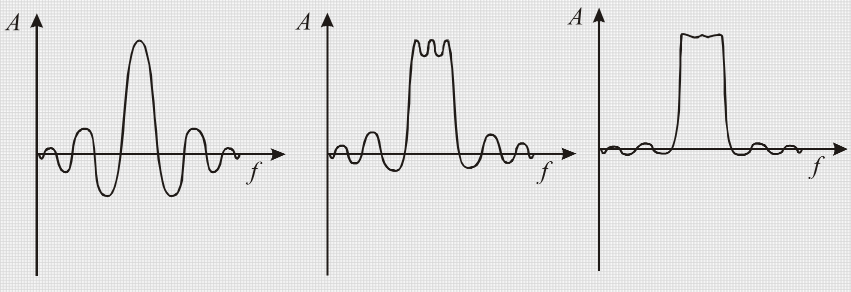
$$S(\tau) = s_1(\tau) * s_2(\tau) \qquad H(\omega) = H_1(\omega) H_2(\omega)$$

$$H(\omega) \sim \sum_{n,m} E_n e^{-j\omega x_n / v} w_m e^{j\omega x_m / v}$$

6



7



$W = const$ $\quad W = Sinc(x)F_{OP}$ $\quad W = Sinc(x)F_{OP}F_w$

8

Model δ funkcji uwzględnia tylko ogólne własności przetworników IDT.
Nie uwzględnia tzw. efektów drugiego rzędu jak:

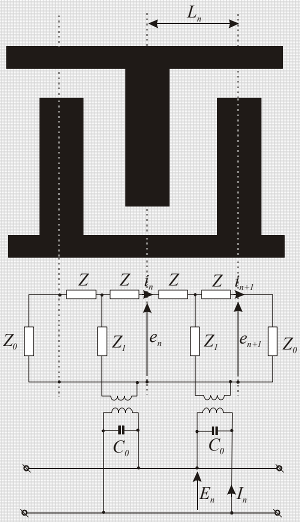
odbicia AFP:
- międzyelektrodowe,
- międzyprzetwornikowe (nieparzyste echa)
- od granic podłoża

efekty dyfrakcyjne
generacja i odbicia fal objętościowych
transformacja energii AFP do innych modów
zmiany prędkości AFP pod wpływem elektrycznego i masowego obciążenia podłoża

Uwzględnienie tych efektów możliwe jest przy zastosowaniu innych metod modelowania. Należą do nich:
- udoskonalona metoda δ funkcji
- metoda schematu zastępczego,
- metoda widmowa
- metody macierzowe (Y, S),
- metoda modów sprzężonych (COM)
- algorytm Rameza
- metody numeryczne (FEM i BEM)
- inne

Metoda schematu zastępczego

$$\begin{bmatrix} D_{n+1} \\ e_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha_n & \sin\alpha_n \\ -\sin\alpha_n & \cos\alpha_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_n \\ e_n \end{bmatrix} + E_n \begin{bmatrix} -\sin\alpha_n \\ 1-\cos\alpha_n \end{bmatrix}$$



jedna sekcja przetwornika

schemat zastępczy sekcji

kanał akustyczny

kanał elektryczny

$$Z = jZ_0 tg\frac{\alpha_n}{2} \qquad \alpha_n = \frac{\pi f}{2 f_n}$$

$$f_n = \frac{v}{2L_n} \qquad Z_1 = \frac{jZ_0}{\sin\alpha_n}$$

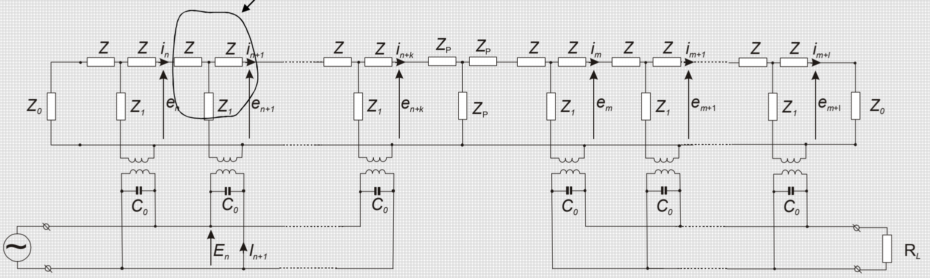
$$D_n = jZ_o i_n$$

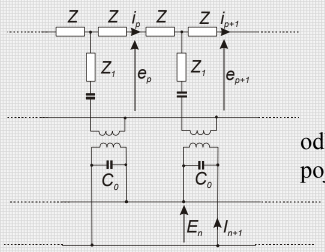
$$I_n = j\omega C_0 E_n + \frac{j(D_n - D_{n+1})}{Z_0}$$

$$Z_0 = \frac{2\pi}{\omega_0 C_0 K_s^2}$$

Schemat zastępczy dwóch współpracujących przetworników

zmieniając wartości impedancji można uwzględniać odbicia





odbicia można uwzględniać także przez wprowadzenie pojemności

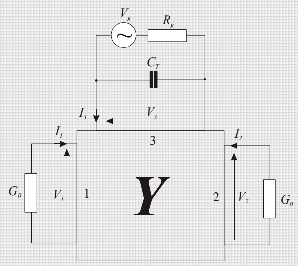
Model schematu zastępczego umożliwia obliczenie charakterystyki częstotliwościowej przetwornika oraz jego impedancji.
Możliwa jest jednak modyfikacja przedstawionego schematu zastępczego pozwalająca na uwzględnienie efektów dodatkowych występujących w pracy przetwornika tzw. efektów drugiego rzędu, do których należy zaliczyć:

- odbicia międzyelektrodowe,
- wpływ dyfrakcji fali na charakterystyki,
- generację fal objętościowych,
- wpływ rezystancji elektrod,
- zależność skuteczności promieniowania fali powierzchniowej od częstotliwości i geometrii przetwornika.

Model schematu zastępczego umożliwia też łatwe przejście do opisu macierzowego, w szczególności na jego podstawie można także przeprowadzić analizę dwóch współpracujących ze sobą przetworników międzypalczastych połączonych ze źródłem sygnału o rezystancji wewnętrznej R_g i obciążeniem R_0 tworzących filtr z AFP.

Zgodnie z teorią obwodów elektrycznych równania opisujące powyższy układ mają postać:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} I_N \\ I_0 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} U_N \\ U_0 \end{bmatrix} \\ E_g = I_N R_g + U_N \\ U_0 = -I_0 R_0 \end{cases}$$



Niezależne składowe macierzy [Y] $[Y] = \begin{bmatrix} y_{nn} & y_{n0} \\ y_{0n} & y_{00} \end{bmatrix}$

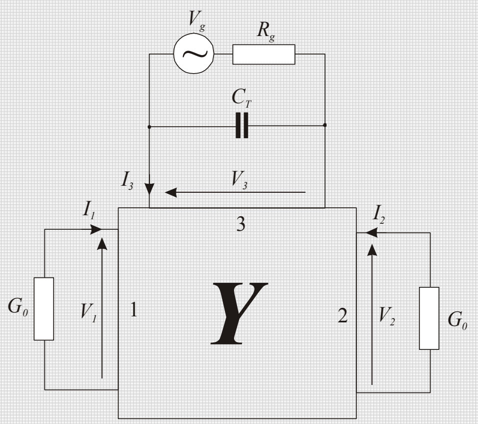
definiowane są przez relacje:

$$y_{nn} = \frac{I_N}{U_N}\Big|_{U_0=0} \qquad y_{n0} = \frac{I_N}{U_0}\Big|_{U_N=0}$$

$$y_{0n} = \frac{I_0}{U_N}\Big|_{U_0=0} \qquad y_{00} = \frac{I_0}{U_0}\Big|_{U_N=0}$$

$$y_{n0} = y_{0n}$$

Opis przy pomocy macierzy admitancyjnej



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{12} & Y_{11} & -Y_{13} \\ Y_{13} & -Y_{13} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

Z rozwiązania układu równań opisujących układ otrzymuje się jego charakterystykę częstotliwościową

$$H(\omega) = \frac{U_0}{E_g} = \frac{y_{on} R_0}{(1 + y_{nn} R_g)(1 + y_{00} R_0) - y_{0n}^2 R_0 R_g}$$

Charakterystyka częstotliwościowa układu bez uwzględnienia składnika $y^2_{0n} R_0 R_g$ opisującego sygnał trzeciego echa ma postać

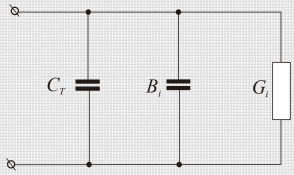
$$H(\omega) = \frac{H_\delta(\omega) R_0}{(1 + y_{nn} R_g)(1 + y_{00} R_0)}$$

Admitancja wejściowa i wyjściowa zależą od częstotliwości i są opisane za pomocą konduktancji i susceptancji:

$$y_{ii}(j\omega) = G_i(\omega) + jB_i(\omega) + j\omega C_T$$

Wyrażenie $y_{ii}(j\omega) = G_i(\omega) + jB_i(\omega) + j\omega C_T$

można przedstawić na następującym pomocniczym schemacie zastępczym



$$C_T = W \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{N} b_n b_m Q_{m-n}$$

C_T jest pojemnością statyczną przetwornika z elektrodami o długości W i jest obliczana jako suma ładunku elektrostatycznego Q na wszystkich elektrodach przetwornika międzypalczastego.

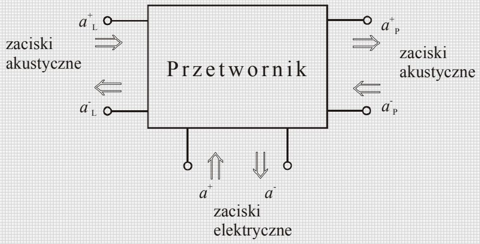
Susceptancja B jest związana z konduktancją G poprzez transformację Hilberta:

$$B_i(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_i(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega'$$

Straty wtrąceniowe filtru definiowane są jako iloraz mocy dostarczonej do obciążenia oraz mocy dysponowanej przez generator:

$$ST = -10 \log \frac{P_0}{P_g} = -10 \log \left(\frac{4 R_g |H(\omega)|^2}{R_0} \right)$$

Informacji o energetycznych własnościach przetwornika międzypalczastego może dostarczyć jego **macierz rozproszenia**. Wprowadza się ją rozważając przetwornik w postaci trójwrotnika.



$$\begin{bmatrix} a_P^+ \\ a_L^- \\ a^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{11} & S_{13} \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_L^+ \\ a_P^- \\ a^+ \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = 1 - \frac{ZG}{1 + ZY_T} \qquad S_{12} = \frac{ZG}{1 + ZY_T}$$

$$S_{13} = 1 - \frac{\sqrt{2ZG}}{1 + ZY_T} \qquad S_{33} = 1 - \frac{1 - ZY_T}{1 + ZY_T}$$

Y_T jest admitancją przetwornika, zaś G jego konduktancją promieniowania.

Z analizy macierzy **S**, wynika że przetwornik dwukierunkowy przekształca padającą moc elektryczną na falę elektryczną odbitą od przetwornika oraz dwie fale akustyczne o równych amplitudach, propagujące się w dwóch kierunkach. Maksymalna moc elektryczna jaka może być odebrana od przetwornika odbiorczego wynosi $P/4$, gdzie P oznacza sumaryczną moc wypromieniowaną przez przetwornik nadawczy. Stąd wynika, że minimalne straty wnoszone przez układ dwóch współpracujących przetworników dwukierunkowych wynoszą co najmniej 6dB.
Moc wypromieniowana do elektrycznej linii transmisyjnej nawet przy dopasowaniu jest nie większa niż $P/2$. Reszta mocy rozpraszana jest na falę przechodzącą pod przetwornikiem i na falę odbitą od niego.

Z zależności na S_{33} wynika, że znaczna część strat wnoszonych przez układ dwóch przetworników może pochodzić z ich niedopasowania do źródła i obciążenia o impedancji Z, ponieważ najczęściej $Z = 50\ \Omega$, zaś Y_T ma dużą składową pojemnościową oraz najczęściej małą część rzeczywistą. Najprostszym sposobem dopasowania byłoby włączenie indukcyjności o wartości dobranej do rezonansu, z odpowiednimi pojemnościami statycznymi równolegle do przetworników.
Wówczas źródło i obciążenie „widziałoby" tylko konduktancję promieniowania. Najczęściej jest ona bardzo mała ($N\Delta v/v$ jest zwykle małe), rezystancja byłaby więc dużo większa od stosowanych rezystancji źródeł i obciążeń.

Inną metodą dopasowania, zmniejszającą rezystancję wejściową przetworników jest metoda polegająca na zastosowaniu indukcyjności szeregowej L.
Wynikowa rezystancja w rezonansie (tj. dla częstotliwości środkowej) dla małych konduktancji G w stosunku do susceptancji (ωC) przetworników jest wtedy równa:

$$R = \frac{L}{C} G$$

Najczęściej rezystancja R powinna wynosić 50 Ω, należy więc tak dobrać wymiary przetwornika, aby powyższa zależność spełniała ten warunek.

Obwód rezonansowy utworzony z indukcyjności dopasowującej L i pojemności przetwornika ma pewną dobroć „elektryczną” wynoszącą:

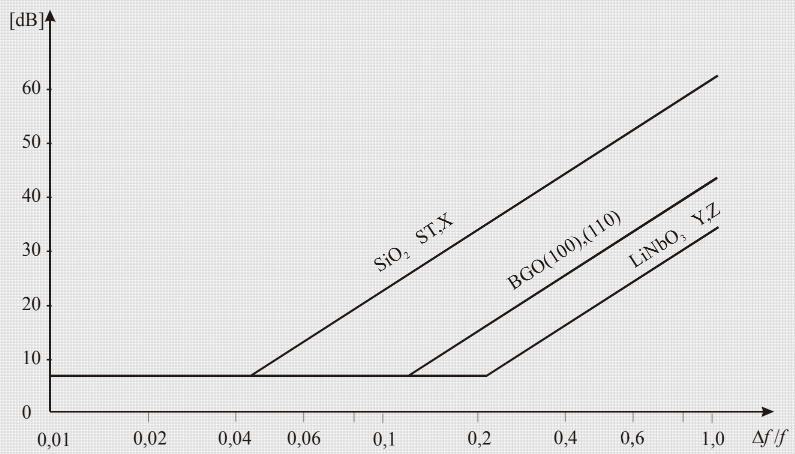
$$Q_e = \omega_0 C / G$$

Dobroć ta jest całkowicie określona (podobnie jak C i L) przez wymiary przetwornika.

Jako warunek dopuszczalnego ograniczenia pasma układu (obwód dopasowujący – przetwornik) przyjmuje się równość:

$$Q_e = Q_a = f_0 / \Delta f$$

gdzie Δf jest pasmem „akustycznym” wynikającym z kształtu przetwornika.



Minimalne straty wnoszone w zależności od pasma względnego przetworników dopasowanych szeregową indukcyjnością do rezystancji 50 Ω dla trzech podłoży.

Metoda modów sprzężonych (COM)

Umożliwia projektowanie szerokiego spektrum układów z AFP

Daje poprawne wyniki dla fal Rayleigha propagujących się pod długimi strukturami periodycznymi

Umożliwia opis IDT, reflektorów, sprzęgaczy, przestrzeni między tymi elementami oraz konstrukcję układów kaskadowych złożonych z tych bloków

Nadaje się przede wszystkim do projektowania struktur rezonansowych

Umożliwia konstrukcję szybkich algorytmów numerycznych

Umożliwia optymalizację algorytmów

Najpoważniejszą trudnością jest w metodzie COM konieczność ekstrakcji parametrów niezbędnych do obliczeń

Równania COM

$$\begin{cases} \dfrac{d\varphi_+(x)}{dx} = -i\left(\dfrac{\omega}{v} - i\gamma\right)\varphi_+(x) + i\kappa_{12}\varphi_-(x)e^{-i2\pi x/p} + i\alpha_1 V e^{-i\pi x/p} \\ \dfrac{d\varphi_-(x)}{dx} = i\kappa_{21}\varphi_+(x)e^{i2\pi x/p} + \left(\dfrac{\omega}{v} - i\gamma\right)\varphi_-(x) + i\alpha_2 V e^{i\pi x/p} \\ \dfrac{dI(x)}{dx} = i\eta_1\varphi_+(x)e^{i\pi x/p} + i\eta_2\varphi_-(x)e^{-i\pi x/p} + i\omega C V \end{cases}$$

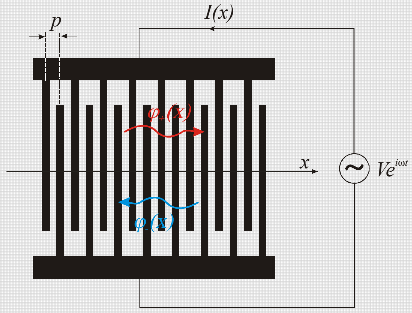
v – prędkość fali, γ – parametr tłumienia, C – pojemność elektryczna na jednostkę długości κ_{ij}, α_i, η_i są parametrami COM

sumaryczna moc akustyczna

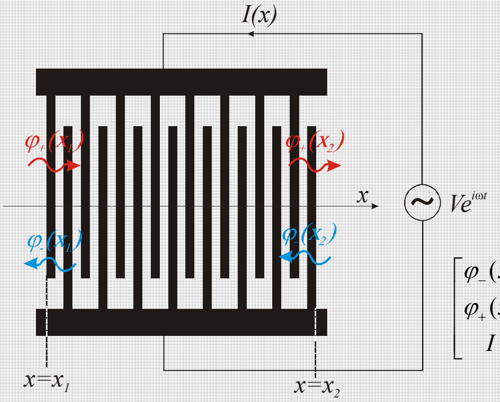
$$P_A(x) = \frac{1}{2}\left|\varphi_+(x)\right|^2 - \frac{1}{2}\left|\varphi_-(x)\right|^2$$

sumaryczna moc elektryczna

$$P_E(x) = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\frac{dI^*(x)}{dx}V$$



W zapisie macierzowym, dzieląc przetwornik na dwa kanały otrzymuje się:



fala wchodząca   efektywność IDT

$$\begin{bmatrix} \varphi_-(x) \\ \varphi_+(x) \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(f) & P_{12}(f) & P_{13}(f) \\ P_{21}(f) & P_{22}(f) & P_{23}(f) \\ P_{31}(f) & P_{32}(f) & P_{33}(f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_+(x) \\ \varphi_-(x) \\ V \end{bmatrix}$$

generowany prąd   admitancja układu

Przy braku tłumienia ($\gamma = 0$) , z zasady zachowania energii:

$$|P_{11}|^2 + |P_{21}|^2 = |P_{12}|^2 + |P_{22}|^2 = 1$$

(suma energii transmitowanej i odbitej)

Wyrazy macierzy nie są niezależne

$$P_{31} = -2P_{13} \quad \text{oraz} \quad P_{32} = -2P_{23}$$

Jeśli układ jest symetryczny dodatkowo

$$P_{11} = P_{22} \qquad P_{13} = P_{23} \qquad P_{31} = P_{32}$$

Kaskada dwóch bloków generuje macierz o wyrazach:

$$\begin{bmatrix} P_{11} = P_{11}^A + P_{11}^B \dfrac{P_{21}^A P_{12}^A}{1 - P_{11}^B P_{22}^B} & P_{12} = \dfrac{P_{12}^A P_{12}^B}{1 - P_{11}^B P_{22}^A} = P_{21} & P_{13} = P_{13}^A + P_{12}^A \dfrac{P_{13}^B + P_{11}^B P_{23}^A}{1 - P_{11}^B P_{22}^A} \\ & P_{22} = P_{22}^B + P_{22}^A \dfrac{P_{12}^B P_{21}^B}{1 - P_{11}^B P_{22}^A} & P_{23} = P_{23}^B + P_{21}^B \dfrac{P_{23}^A + P_{22}^A P_{13}^B}{1 - P_{11}^B P_{22}^A} \\ & & P_{33} = P_{33}^A + P_{33}^B + P_{32}^A \dfrac{P_{13}^B + P_{11}^B P_{23}^A}{1 - P_{11}^B P_{22}^A} + P_{31}^B \dfrac{P_{23}^A + P_{22}^A P_{13}^A}{1 - P_{11}^B P_{22}^A} \end{bmatrix}$$

Wartości wyrazów dla dwukierunkowych IDT

$$P_{11} = \frac{i\kappa^* \sin(qL)}{q\cos(qL) + i\delta \sin(qL)} \qquad \delta = \frac{2\pi(f - f_0)}{v} - i\gamma \qquad q = \pm\sqrt{\delta^2 - |\kappa|^2},\ \operatorname{Im} q \le 0$$

$$P_{12} = \frac{-1^N q}{q\cos(qL) + i\delta\sin(qL)} = P_{21} \qquad P_{13} = -\alpha L \frac{\sin(qL/2)}{qL/2} \frac{(\delta+\kappa)\sin(qL/2) - iq\cos(qL/2)}{q\cos(qL) + i\delta\sin(qL)}$$

$$P_{22} = P_{11} \qquad P_{23} = (-1)^N P_{13}$$

$$P_{31} = -2P_{13} \qquad P_{32} = -2P_{23}$$

$$P_{33} = -\frac{4\alpha(\delta+\kappa)}{q^3} \frac{(\delta+\kappa)\left[1 - \cos(qL)\right] - iq\sin(qL)}{q\cos(qL) + i\delta\sin(qL)} - i\frac{4\alpha^2}{(\delta-\kappa)} L + i\omega CL$$

Parametry COM (znormalizowane do W i λ na f_0) dla kwarcu ST

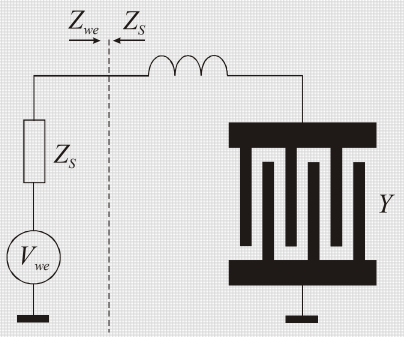
parametr	normowanie	jednostki SI	przykładowe wartości
prędkość	v	m/s	3158
reflektancja	$\kappa_p = \kappa\lambda_0$	-	~ -0,7
wsp. przekształcania	$\alpha_p = \alpha\lambda_0$	$1/\sqrt{\Omega}$	$\sim 3{,}3 \cdot 10^{-5}\sqrt{W/\lambda_0}$
znormalizowany wsp. przekształcania	$\alpha_n = \alpha_p / \sqrt{W/\lambda_0}$	$1/\sqrt{\Omega}$	$\sim 3{,}3 \cdot 10^{-5}$
tłumienie	$\gamma_p = \gamma\lambda_0$	Np/λ_0	$\sim 10^{-5}$
pojemność	$C_p = C\lambda_0$	F	$48 - 64 \cdot 10^{-5} \cdot W$ [pF/µm]
pojemność znormalizowana	$C_n = C_p / W$	F/m	$48 - 64 \cdot 10^{-5}$ [pF/µm]

$1Np = 8{,}6859$dB

Podstawy projektowania filtrów z AFP

Substancja	Moduły sprężystości		Stałe sprężystości		Stałe piezoelektryczne $T = 20°C$		Stałe piezoelektryczne $T = 20°C$		Stałe dielektryczne $T = 20°C$		Współczynnik sprzężenia elektromechanicznego $T = 25°C$	
	$T = 25°C$ c^E_{pq}	c^D_{pq}	$T = 25°C$ s^E_{pq}	s^D_{pq}	e_{kp}	h_{kp}	d_{kp}	d_{kp}	T_{ik} $f = 1$ kHz	S_{ik} $f = 10$ MHz	k^t_{ij} drgań poprz.	k^l_{ij} drgań podł.
Kwarc α-SiO_2	$[10^{10}\ N \cdot m^{-2}]$		$[10^{-11}\ m^2 \cdot N^{-1}]$		$[C \cdot m^{-2}]$	$[10^{-9}\ N \cdot C^{-1}]$	$[10^{-12}\ C \cdot N^{-1}]$	$[10^{-2}\ m^2 \cdot C^{-1}]$	$[10^{-9}\ F \cdot m^{-1}]$	$[10^{-9}\ F \cdot m^{-1}]$	—	—
	$c^E_{11} = 8{,}67$ $c^E_{12} = 0{,}70$ $c^E_{14} = -1{,}79$	$c^D_{11} = 8{,}75$ $c^D_{12} = 0{,}62$ $c^D_{14} = -1{,}181$	$s^E_{11} = 12{,}8$ $s^E_{12} = -1{,}79$ $s^E_{14} = 4{,}50$	$s^D_{11} = 12{,}6$ $s^D_{12} = -1{,}66$ $s^D_{14} = 4{,}66$	$e_{11} = 0{,}17$ $e_{14} = -0{,}04$	$h_{11} = 4{,}35$ $h_{14} = -1{,}04$	$d_{11} = 2{,}31$ $d_{14} = 0{,}73$	$g_{11} = 0{,}058$ $g_{14} = 0{,}018$	$\varepsilon^T_{11} = 39{,}9$ $\varepsilon^T_{33} = 40{,}7$	$\varepsilon^S_{11} = 39{,}3$ $\varepsilon^S_{33} = 40{,}7$	$k^t_{11} = 0{,}095$ $k^t_{14} = 0{,}026$	$k^l_{11} = 0{,}032$ $k^l_{14} = 0{,}013$
Niobian litu $LiNbO_3$	$c^E_{11} = 20{,}3$ $c^E_{12} = 5{,}73$ $c^E_{13} = 7{,}52$ $c^E_{33} = 24{,}2$ $c^E_{44} = 5{,}95$	$c^D_{11} = 21{,}9$ $c^D_{12} = 3{,}7$ $c^D_{13} = 7{,}6$ $c^D_{33} = 25{,}2$ $c^D_{44} = 9{,}5$	$s^E_{11} = 58{,}3$ $s^E_{12} = -11{,}5$ $s^E_{13} = -14{,}5$ $s^E_{33} = -50{,}3$ $s^E_{44} = -171{,}1$	$s^D_{11} = -52{,}0$ $s^D_{12} = -4{,}4$ $s^D_{13} = -14{,}5$ $s^D_{33} = -48{,}9$ $s^D_{44} = -108$	$T = 25°C$ $e_{15} = 3{,}76$ $e_{22} = 2{,}43$ $e_{31} = 0{,}23$ $e_{33} = 1{,}33$	$h_{15} = 9{,}5$ $h_{22} = 6{,}4$ $h_{31} = 0{,}8$ $h_{33} = 5{,}1$	$T = 25°C$ $d_{15} = 69{,}2$ $d_{22} = 20{,}8$ $d_{31} = -0{,}85$ $d_{33} = 6{,}0$	$g_{15} = 9{,}1$ $g_{22} = 2{,}8$ $g_{31} = -0{,}4$ $g_{33} = 2{,}3$	$T = 25°C$ $\varepsilon^T_{11} = 0{,}75$ $\varepsilon^T_{33} = 0{,}25$	$\varepsilon^S_{11} = 0{,}39$ $\varepsilon^S_{33} = 0{,}25$		
Ceramika $BaTiO_3$	$[10^{12}\ N \cdot m^{-2}]$ $c^E_{11} = 15{,}0$ $c^E_{33} = 14{,}6$	$c^D_{11} = 15{,}0$ $c^D_{11} = 17{,}1$	$[10^{-12}\ m^2 \cdot N^{-1}]$ $s^E_{11} = 9{,}1$ $s^E_{33} = 9{,}5$ $s^E_{44} = 22{,}8$	$s^D_{11} = 8{,}7$ $s^D_{33} = 7{,}1$ $s^D_{44} = 17{,}5$	$e_{15} = 11{,}4$ $e_{31} = -4{,}3$ $e_{33} = 17{,}5$	— — —	$d_{15} = 260$ $d_{31} = -78$ $d_{33} = 190$	$g_{15} = 20{,}2$ $g_{31} = -5{,}2$ $g_{33} = 12{,}6$	$\varepsilon^T_{11} = 12{,}8$ $\varepsilon^T_{33} = 15{,}0$	$\varepsilon^S_{11} = 9{,}87$ $\varepsilon^S_{33} = 11{,}2$	$k^t_{15} = 0{,}48$ $k^t_{33} = 0{,}38$ $k^t_p = -0{,}36$ wsp. sprzęż. drgań radial.	$k^l_{31} = 0{,}21$ $k^l_{33} = 0{,}50$
Ceramika PZT-4	$c^E_{11} = 13{,}9$ $c^E_{12} = 7{,}78$ $c^E_{13} = 7{,}48$ $c^E_{33} = 11{,}6$	$c^D_{11} = 14{,}5$ $c^D_{12} = 8{,}39$ $c^D_{13} = 6{,}09$ $c^D_{33} = 15{,}9$	$s^E_{11} = 12{,}3$ $s^E_{12} = -4{,}05$ $s^E_{13} = -5{,}31$ $s^E_{33} = 15{,}5$	$s^D_{11} = 10{,}9$ $s^D_{12} = -5{,}42$ $s^D_{13} = -2{,}10$ $s^D_{33} = 7{,}90$	$e_{15} = 12{,}7$ $e_{31} = -5{,}2$ $e_{33} = 15{,}1$	$h_{15} = 19{,}7$ $h_{31} = -9{,}2$ $h_{33} = 26{,}8$	$d_{15} = 496$ $d_{31} = -123$ $d_{33} = 239$	$g_{15} = 39{,}4$ $g_{31} = -11{,}1$ $g_{33} = 26{,}1$	$\varepsilon^T_{11} = 13{,}05$ $\varepsilon^T_{33} = 11{,}5$	$\varepsilon^S_{11} = 4{,}50$ $\varepsilon^S_{33} = 5{,}62$	$k^t_{15} = 0{,}71$ $k^t_{31} = 0{,}51$ $k^t_p = -0{,}53$	$k^l_{31} = 0{,}33$ $k^l_{66} = 0{,}70$

Jakie ma parametry IDT o maksymalnym paśmie na kwarcu ST?



$v \approx 3150$ [m/s] $\varepsilon_{11} = \varepsilon_{22} = 4,51\varepsilon_0$ $\varepsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \left[\dfrac{C^2}{Nm^2}\right]$

$\dfrac{\Delta v}{v} \approx 0,001$ $\varepsilon_{33} = 4,6\varepsilon_0$

$\varepsilon_{13} = 0$ $\varepsilon_{ef} = \varepsilon_0 \sqrt{\varepsilon_{11}\varepsilon_{33} - \varepsilon_{13}^2} \approx 4,55\varepsilon_0$

maksymalne pasmo osiąga się gdy dobroć elektryczna jest równa akustycznej i wynosi

$$Q_a = N_p = Q_e = \frac{\omega C}{G_a} = \frac{\omega(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef})WN_p}{\omega(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef})W \dfrac{\Delta v}{v} N_p^2 \tilde{G}} = \frac{1}{\dfrac{\Delta v}{v} N_p^2 \tilde{G}}$$

parametr struktury IDT, dla niedzielonych elektrod $\tilde{G} = 2,87$

z tego liczba par elektrod wyniesie $N_p = \sqrt{\dfrac{1}{\dfrac{\Delta v}{v}\tilde{G}}} \approx\sim 18,7 \rightarrow 19$

pasmo 3 dB $\left.\dfrac{\Delta\omega}{\omega}\right|_{3dB} \approx \dfrac{1}{N_p} \approx 5,2\%$

impedancja IDT dla częstotliwości środkowej

$$Z = \frac{1}{\dfrac{1}{R_a} + j\omega C} = \frac{R_a}{1 + j\omega CR_a} = \frac{R_a(1 - j\omega CR_a)}{1 + (\omega CR_a)^2} = \frac{R_a}{1 + (\omega CR_a)^2} - j\frac{\omega CR_a}{1 + (\omega CR_a)^2}$$

Indukcyjność musi skompensować pojemność IDT na częstotliwości środkowej zatem

$$\frac{R_a}{1+\left(\omega C R_a\right)^2} = \frac{1}{G_a + \frac{\omega^2 C^2}{G_a}} = R_0$$

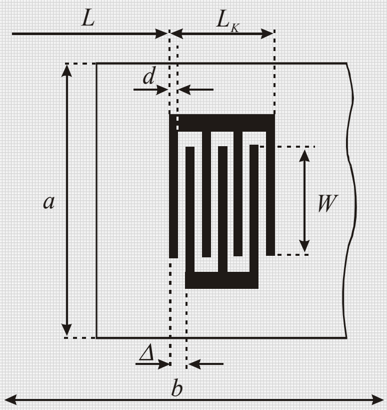
przyjmując $G_a << \omega C$ tzn. $\frac{1}{R_a} << \omega C$ otrzyma się

$$\frac{1}{G_a + \frac{\omega^2 C^2}{G_a}} = \frac{G_a}{\omega^2 C^2} = \frac{2\pi v\left(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef}\right)\frac{W}{\lambda}\frac{\Delta v}{v} N_p^2 \tilde{G}}{\left[2\pi v\left(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef}\right)\frac{W}{\lambda}\frac{\Delta v}{v} N_p\right]^2} = \frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{2\pi v\left(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef}\right)\frac{W}{\lambda}} = R_0$$

i z tego

$$\frac{W}{\lambda} = \frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{R_0 2\pi v\left(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef}\right)} \approx 59$$

Jakie ma parametry prosty filtr z AFP o zadanej częstotliwości środkowej i paśmie?



liczba palców przetworników

$$N = 2\alpha f_0 / \Delta F$$

$$\alpha = 0{,}6 \div 0{,}8$$

optymalna liczba palców dla danego podłoża

$$N_{opt} = \sqrt{\pi / k_m^2}$$

Podłoże	v_s [km/s]	k_m^2	ε_r
Kwarc	3.15 – 3.2	0.0012 – 0.0024	4.52–4.55
$LiNbO_3$	3.5 – 4.0	0.005 – 0.058	25–60
$Bi_{12}GeO_{20}$	1.62 – 1.7	0.007 – 0.0164	38–45
$Bi_{12}SiO_{20}$	1.7	0.018	
$LiTaO_3$	3.2 – 3.4	0.0069 – 0.0093	43–51

odchyłka od optimum

$$P = \left(N_{opt}/N\right)^2$$

period struktury – elektrody λ/4

$$\Delta = \nu_s/2f_0$$

$$d = \Delta/2$$

minimalna apertura

$$W_{\min} = \sqrt{L\lambda_s}$$

L dystans między przetwornikami

długość przetwornika $L_k = N\Delta - \Delta/2$

minimalne wymiary podłoża $a = W + 2(\Delta + l)$ $b = L + 2(L_k + l)$

l dystans od IDT do końca podłoża

$B_1 = -10\lg\left[1/(1+P)^2\right]$ współczynnik odbicia fali od przetwornika

$B_2 = -10\lg\left[P^2/(1+P)^2\right]$ współczynnik transmisji

$B_3 = -10\lg\left[2P/(1+P)^2\right]$ tłumienie wnoszone przez IDT

tłumienie całego filtru $B = 2B_3$

poziom zniekształceń sygnału na skutek odbić $B_d = 2B_1$

pojemność przetwornika

$$C_0 = NC_1W/2$$

$$C_1 \cong 2(1+\varepsilon_r)\left(6.5s^2 + 1.08s + 2.37\right)$$

$$s = d/\Delta$$

indukcyjność dopasowująca

$$L = 1/4\pi f_0^2 C_0$$

rezystancja promieniowania dla częstotliwości środkowej

$$R_0 = R_r(f_0) = 2k_m^2/\pi^2 f_0 C_1 W$$

transmitancja filtru

$$K_F(j\omega) = \frac{K_1(j\omega)}{K_1(j\omega_0)} K_2(j\omega) K_3(j\omega) \frac{K_4(j\omega)}{K_4(j\omega_0)}$$

transmitancja obwodów wejściowych

$$K_1(j\omega) = \frac{Z}{R + j\omega L + Z}$$

$$Z = R_a(f) + jX_a(f) + 1/j\omega C_0 \qquad R_a(f) = R_0(\sin X/X)^2$$

$$X_a(f) = R_0(\sin 2X - 2X)/2X^2 \qquad X = \pi N(f - f_0)/2f_0$$

transmitancje przetworników

$$K_2(j\omega) = K_3(j\omega) = \frac{\sin X}{X}$$

transmitancje obwodu wyjściowego dopasowanego indukcyjnością *L* z obciążeniem *R*

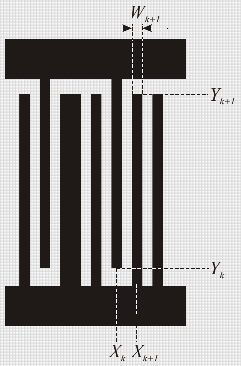
$$K_4(j\omega) = R/(R + Z + j\omega L)$$

całkowita transmitancja (łącznie z odbiciami)

$$K_\Sigma(j\omega) = K_F(j\omega) + B_d \exp(-2\omega t_{\nu L})$$

opóźnienie $\quad t_{\nu L} = (L + L_K)/\nu_p$

Przykład obliczeniowy dla przetwornika typu SPUDT



Jedna sekcja. Szerokości elektrod i odstępy wynoszą λ/8. Szerokość reflektora λ/4. *Yk+1-Yk = const.*

Częstotliwość środkowa $f0 := 100 \cdot 10^6$ Hz

$LiNbO_3$, cięcie Y kierunek Z $v := 3488$ [m/s]

Liczba sekcji $N := 100$

Prędkość fali na powierzchni półmetalizowanej $vp := v - 0.012 \cdot v$ [m/s]

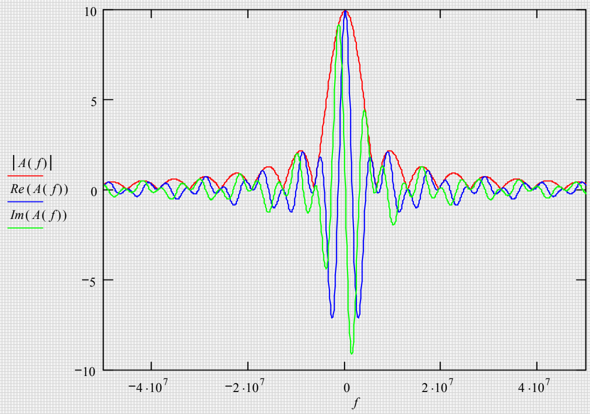
$$W_k := k \cdot \frac{vp}{8 \cdot f0} \qquad X_k := k \cdot \frac{vp}{4 \cdot f0} \qquad X_{k1} := k1 \cdot \frac{vp}{4 \cdot f0}$$

Charakterystyka amplitudowa

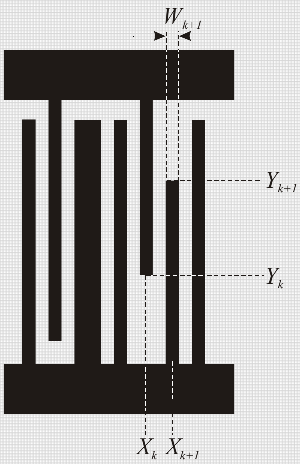
$$A(f) := \sum_{k=1}^{N-1} A \cdot e^{-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_k}$$

gdzie

$$T_k := \frac{\left[X_k + X_{k1} + 0.5 \cdot \left(W_k - W_{k1}\right)\right]}{2 \cdot vp}$$



Przykład obliczeń dla przetwornika SPUDT ważonego



Opóźnienie w jednej sekcji $\tau := \dfrac{15\cdot\dfrac{\lambda}{8}}{vp}$ [s]

Czas przejścia fali pod przetwornikiem $Tp := N\cdot\tau$ [s]

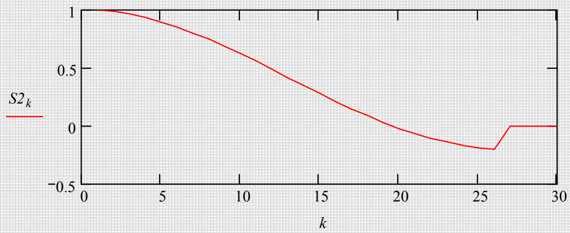
Zmienna czasowa $t_k := \tau\cdot k$

Ważenie funkcją *sincx* ograniczoną oknem prostokątnym.

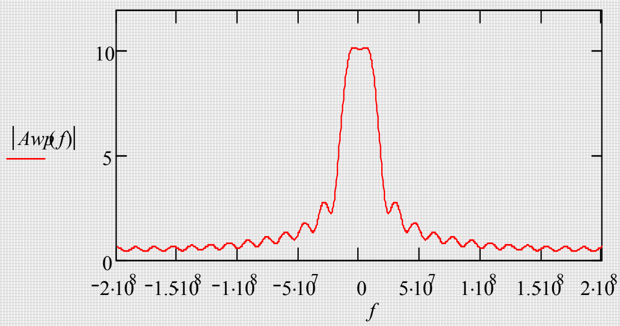
Przyjęty współczynnik kształtu $\alpha := 1.35$

Apertura
$$S2_k := \begin{cases} \dfrac{\sin\left(\alpha\cdot\dfrac{\omega 0}{N}\cdot t_k\right)}{\alpha\cdot\dfrac{\omega 0}{N}\cdot t_k} & \text{if } \dfrac{-\pi\cdot N}{\omega 0} \le t_k \le \dfrac{\pi\cdot N}{\omega 0} \\ 1 & \text{if } t_k = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Kształt apertury



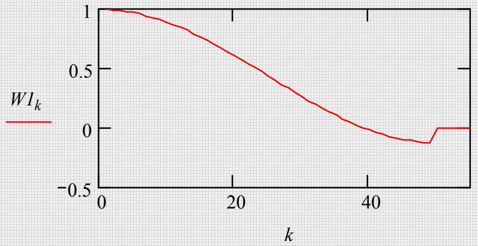
Przebieg charakterystyki amplitudowej po ważeniu
$$Awp(f) := \sum_{k=1}^{N-1} AP_k\cdot e^{-i\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot\frac{X_k}{vp}}$$



Ważenie funkcją *sincx* ograniczoną oknem Hamminga o parametrach: *a*=0,43 , *b*=0,56

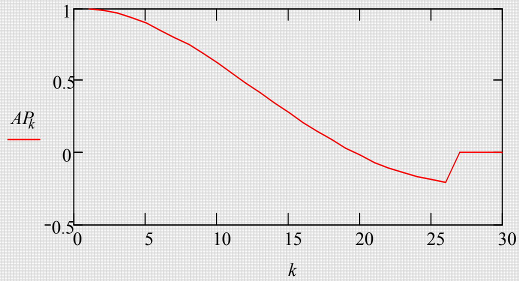
Funkcja okna

$$W1_k := \begin{vmatrix} a + b\cdot\cos\left(\dfrac{2\cdot\pi\cdot t_k}{Tp}\right) \ \text{if} \ |t_k| < \dfrac{Tp}{2} \\ 0 \ \ \text{otherwise} \end{vmatrix}$$



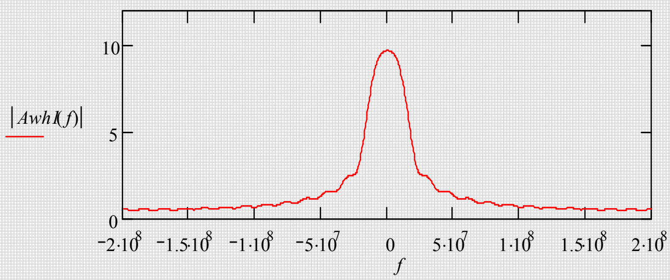
Apertura

$$AP1_k := S2_k\cdot W1_k$$

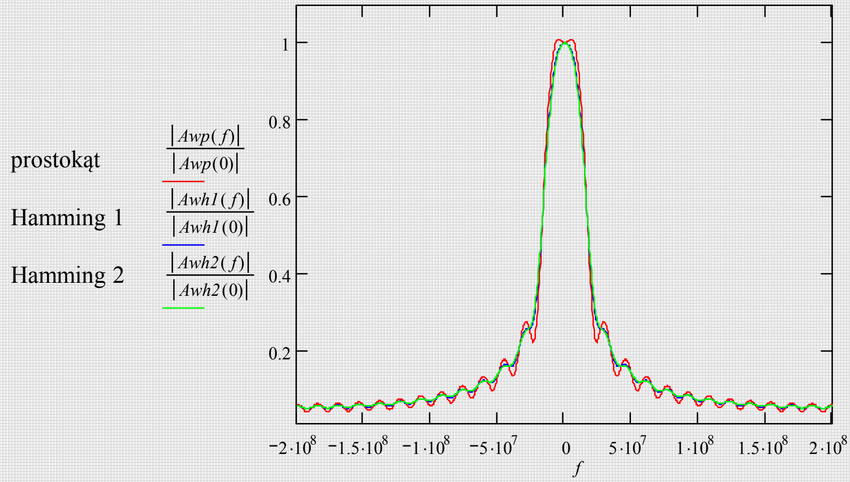


Charakterystyka po ważeniu

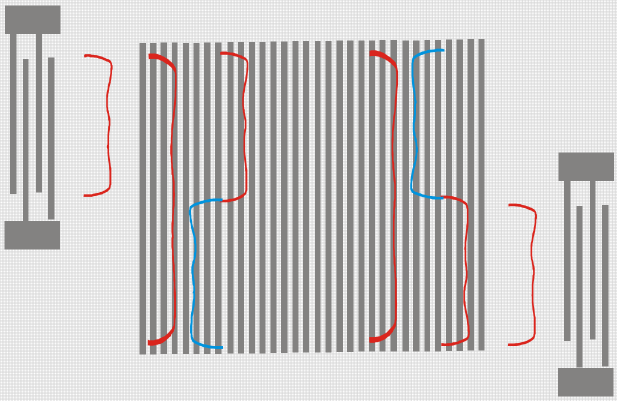
$$Awh1(f) := \sum_{k=1}^{N-1} AP1_k\cdot e^{-i\cdot 2\cdot\pi\cdot f\cdot\frac{X_k}{vp}}$$



Porównanie charakterystyk

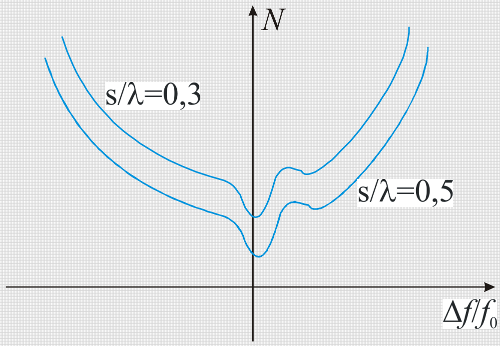


Sprzęgacze fal powierzchniowych MSC



$$\phi = (k_0 - k_\infty) N\lambda$$

$$N = \pi\lambda(k_0 - k_\infty)$$

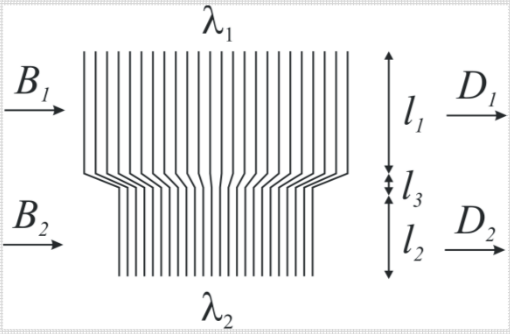


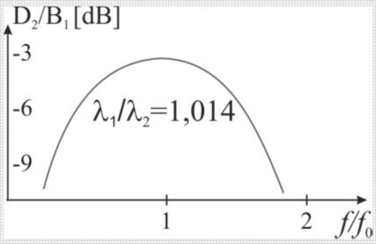
Amplitudy w kanałach

$$a_I = a\sqrt{1-\left(sin\left(k_0 - k_\infty\right)n\lambda\right)^2} e^{jk_0 n\lambda}$$

$$a_{II} = ja\,sin\left(k_0 - k_\infty\right)n\lambda e^{jk_0 n\lambda}$$

Sprzęgacz 3 dB





Zmienne potencjały na elektrodach muszą być zgodne:

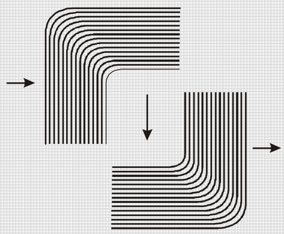
$$V_1 e^{jk_1 n\lambda_1} = V_2 e^{jk_2 n\lambda_2}$$

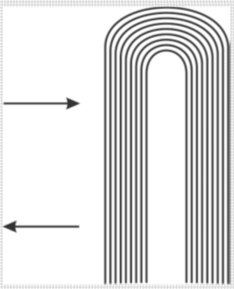
oraz $$l_1 Y_1 + l_2 Y_2 + l_3 Y_3 = 0$$

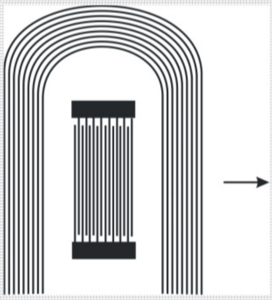
$$D_1 = \frac{B_1 + jB_2}{\sqrt{2}} \qquad D_2 = \frac{jB_1 + B_2}{\sqrt{2}}$$

Zastosowania MSC

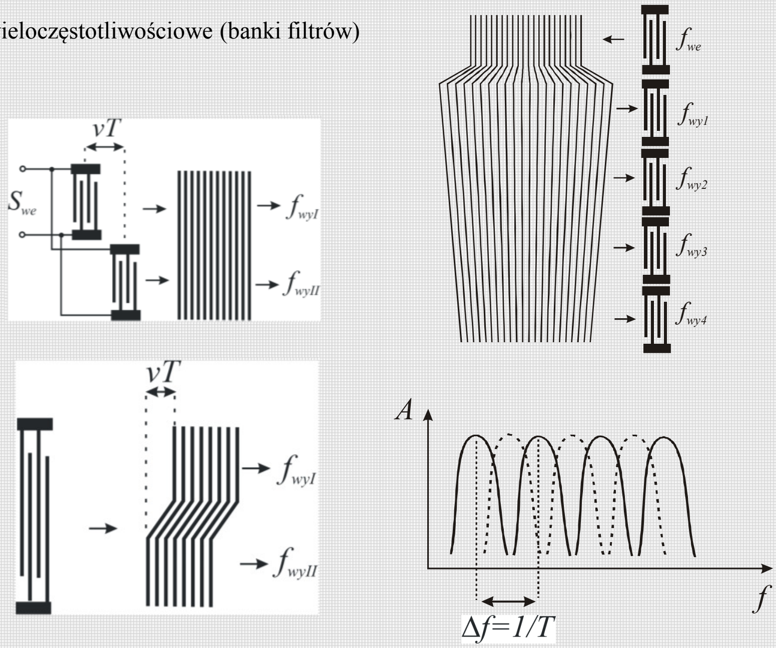
Zamiana kierunku ruchu fali



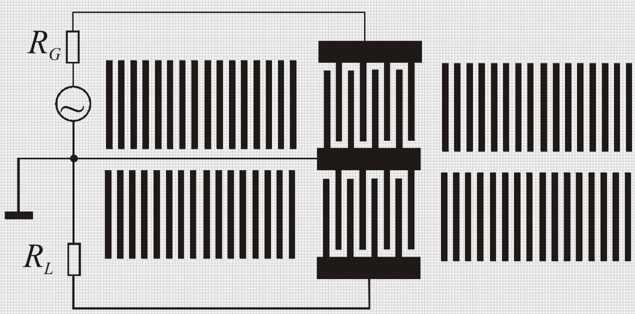


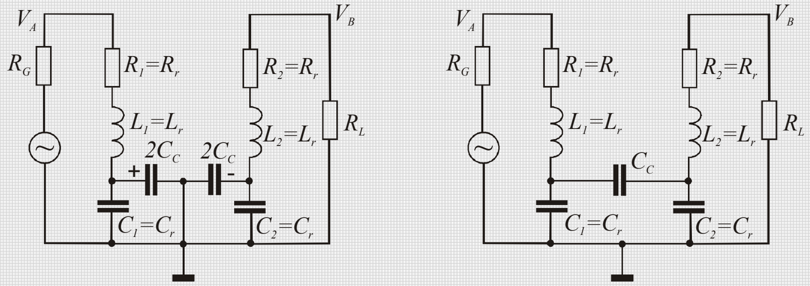


Filtry wieloczęstotliwościowe (banki filtrów)



Filtry sprzężone





symetryczny

$$\omega_{1,2} = \frac{1}{\sqrt{L_{1,2}C_{1,2}}}$$

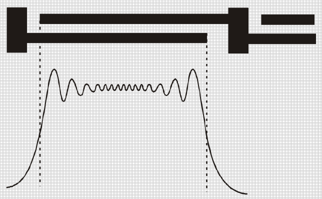
antysymetryczny

parametry sprzężenia

$$\kappa_{21} = \frac{j\omega_1 C_C}{2\sqrt{C_1C_2}} \qquad \kappa_{12} = \frac{j\omega_2 C_C}{2\sqrt{C_1C_2}}$$

$$\omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \qquad \omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_r\left(C_r + 2C_C\right)}}$$

Parametry układu zastępczego



$$A_C \approx \frac{C_G}{C_0}$$

$$C_C = A_C D_C C_r$$

$$D_C = A(x,y) = \left|\left[C(\xi_2) - C(\xi_1)\right] + j\left[S(\xi_2) - S(\xi_1)\right]\right|$$

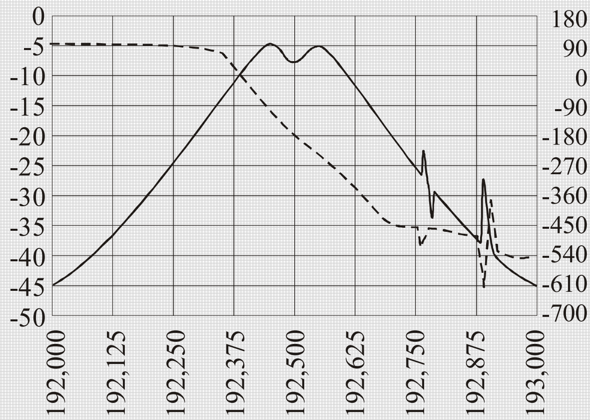
$$C(\xi_{1,2}) = \int_0^{\xi_{1,2}} cos\left(\frac{\pi t^2}{2}\right)dt \qquad S(\xi_{1,2}) = \int_0^{\xi_{1,2}} sin\left(\frac{\pi t^2}{2}\right)dt$$

$$\xi_1 = \left(y + \frac{W}{2}\right)\sqrt{\frac{2}{|b|x}} \qquad \xi_2 = \left(y - \frac{W}{2}\right)\sqrt{\frac{2}{|b|x}}$$

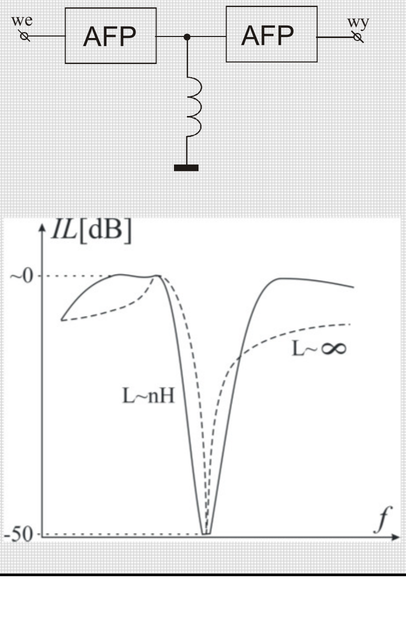
$$R_r = \frac{1\left(1-|\Gamma|\right)}{G_r\left(1+|\Gamma|\right)} \qquad L_r = \frac{N_T G_r}{4 f_s} \qquad C_r = \frac{1}{\omega_S^2 L_r}$$

Transmitancja

$$H(\omega) = \frac{H_S(\omega_S) - H_A(\omega_A)}{2}$$



Filtry środkowo-zaporowe (notch)



Projekt metodą COM - przykład

Parametry COM

$$\alpha_n = \frac{\alpha\lambda_{0[\mu m]}}{\sqrt{W/\lambda_0}} \qquad \alpha = \frac{\alpha_n}{\lambda_{0[\mu m]}}\sqrt{\frac{W}{\lambda_0}} = \frac{\alpha_n f_{0[MHz]}}{v}\sqrt{\frac{W}{\lambda_0}}$$

$$\kappa_n = \kappa\lambda_{0[\mu m]} \qquad \kappa = \frac{\kappa_n}{\lambda_{0[\mu m]}} = \frac{\kappa_n f_{0[MHz]}}{v}$$

$$\gamma_n = \gamma\lambda_{0[\mu m]} \qquad \gamma = \frac{\gamma_n}{\lambda_{0[\mu m]}} = \frac{\gamma_n f_{0[MHz]}}{v}$$

$$C_n = \frac{C\lambda_{0[\mu m]}}{W}$$

Admitancja dostatecznie długiego przetwornika:

$$Y \approx P_{33}^E = j\left(\omega C_T - \frac{4\alpha^2 N_P \lambda_0}{\delta - \kappa}\right)$$

parametr odstrojenia

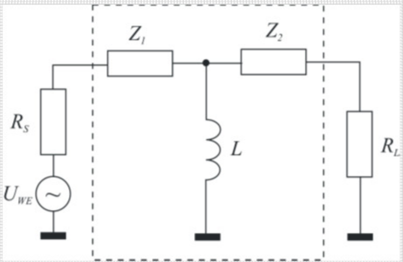
$$\delta = \frac{\Delta\omega}{v} - i\gamma = \frac{\omega}{v} - \frac{\omega_0}{v} - i\gamma = 2\pi\left(\frac{f}{v} - \frac{1}{\lambda_0}\right) - i\gamma$$

Całkowita pojemność przetwornika

$$C_T = C_n \frac{W}{\lambda_{0[\mu m]}} N_P \lambda_0 = C_n \frac{W}{\lambda_0} N_P \lambda_{0[\mu m]} 10^{-6} = C_n \frac{W}{\lambda_0} N_P \frac{v}{f_{0[MHz]}} 10^{-6}$$

Przykład danych do obliczeń dla 42° YX $LiTaO_3$

α_n	$89{,}9 \cdot 10^{-5}\ \Omega^{-1/2}$
κ_n	0,198
γ_n	$3 \cdot 10^{-3}$ Neper/λ_0
v	4053 m/s
C_n	$42{,}3 \cdot 10^{-5}$ F/m



Jeśli R_S=R_L=R_0 to max moc rozpraszana w układzie wynosi

$$P_{max} = \frac{1}{2} I U_{WY} = \frac{1}{8}\frac{U_{WE}}{R_0}$$

ponieważ $I = \dfrac{U_{WE}}{2R_0}$ oraz $U_{WY} = U_{WE} - R_0 I = U_{WE} - R_0 \dfrac{U_{WE}}{2R_0} = \dfrac{U_{WE}}{2}$

Impedancja połączonych elementów L Z_2 i R_L wynosi

$$Z_p = \frac{1}{\dfrac{1}{j\omega L} + \dfrac{1}{Z_2 + R_0}} = \frac{j\omega L\left(Z_2 + R\right)}{j\omega L + Z_2 + R_0}$$

! częstotliwość w [MHz], indukcyjność [mH]

Całkowita impedancja $$Z_C = R_S + Z_1 + Z_p = R_0 + Z_1 + Z_p$$

Prąd w obwodzie wejściowym $$I = \frac{U_{WE}}{Z_C}$$

Napięcie w obwodzie wejściowym

$$U_p = U_{WE} - \left(R_0 + Z_1\right) I = U_{WE} - \left(R_0 + Z_1\right)\frac{U_{WE}}{Z_C} = \frac{Z_p}{Z_C} U_{WE}$$

Prąd w obwodzie wyjściowym (w obciążeniu)

$$I_L = \frac{U_p}{R_0 + Z_2} = \frac{Z_p}{Z_C\left(R_0 + Z_2\right)} U_{WE}$$

Napięcie na obciążeniu

$$U_{WY} = U_p - Z_2 I_L = \ldots = \frac{R_0 Z_p}{Z_C\left(R_0 + Z_2\right)} U_{WE}$$

Moc rozpraszana na obciążeniu

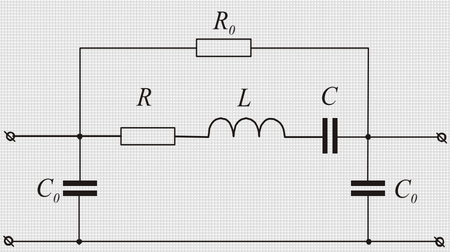
$$P_L = \frac{1}{2} I_L U_{WY} = \ldots = \frac{1}{2} \frac{Z_p^2 R_0}{Z_C^2\left(R_0 + Z_2\right)^2} U_{WE}^2$$

Straty wnoszone przez filtr (insertion loss)

$$IL = \frac{P_L}{P_{max}} = S_{21}^2 = \left[\frac{2R_0 Z_p}{Z_C\left(R_0 + Z_2\right)}\right]^2$$

$$IL_{[\mathrm{dB}]} = 10\, log\, IL = 20\, log\, \frac{2R_0 Z_p}{Z_C\left(R_0 + Z_2\right)}$$

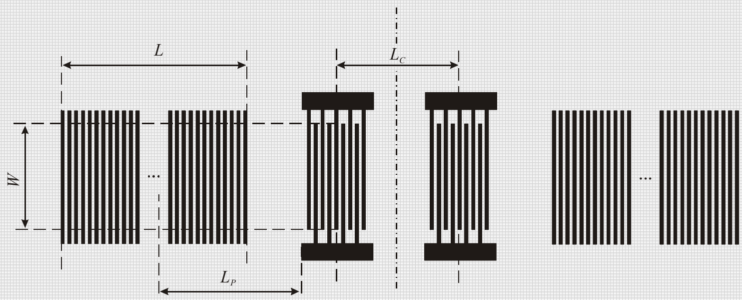
Podstawy projektowania dwuportowych rezonatorów z AFP



Parametry obwodu zastępczego dają się wyznaczyć z zależności:

$$R_0 = \frac{1}{8 \cdot k \cdot \varepsilon \cdot W_{ap} \cdot f_0 \cdot N^2} \qquad R = \frac{1-|\Gamma(f_0)|}{2 \cdot |\Gamma(f_0)|} \cdot R_0 \qquad \varepsilon = \varepsilon_0 \cdot (1+\varepsilon_r) \qquad \varepsilon_r = \sqrt{\varepsilon_{11}\varepsilon_{33} + \varepsilon_{13}^2}$$

$$L = \frac{L_{ef} \cdot R_0}{4 \cdot |\Gamma(f_0)| \cdot f_0} \cdot \frac{L_{ef}}{\lambda_0} \qquad C = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L} \qquad C_0 = \frac{2}{\pi} \cdot \varepsilon \cdot W_{ap} + C$$



współczynnik odbicia AFP od ekwiwalentnego lustra ma postać

$$\Gamma(f) = \frac{j\chi \sinh(\sigma(f)L)}{\sigma(f)\cosh(\sigma(f)L) + j\delta(f)\sinh(\sigma(f)L)} \qquad \sigma(f) = \sqrt{\chi^2 - \left(2\pi \frac{f-f_0}{v_0}\right)^2}$$

χ współczynnik odbicia przypadający na jeden element struktury - dla rowka $\chi = \frac{h}{3\lambda_0^2}$

dla rowków $L_p \approx \frac{\lambda}{4\chi\pi}$

$$\Delta f \approx \frac{v}{2(L_{ef})} \qquad L_{ef} = L_C + 2L_P$$

Charakterystyka rezonansowa

$$H(f) = S_{13}(f)^2 e^{-jk_w L_t} \frac{\left(1 + S_{12}(f)\Gamma(f)e^{-j2k_w L_s}\right)^2}{1 - \Gamma(f)^2 e^{-j2k_w L_{ef}}}$$

$$S_{12}(f) = \frac{ZG_a(f)}{1 + ZY(f_0)} \qquad S_{13}(f) = j\frac{\sqrt{2ZG_a(f)}}{1 + ZY(f_0)}$$

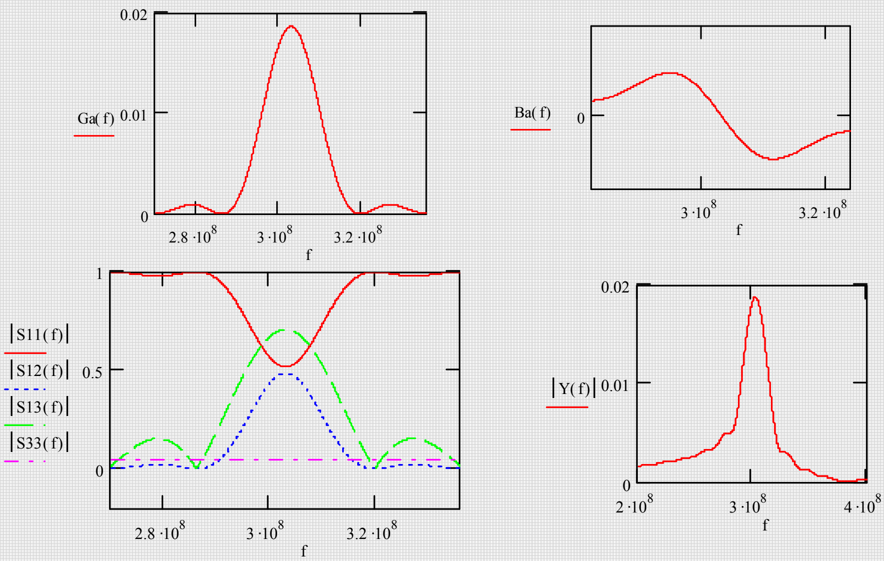
powierzchnia elektrycznie zwarta

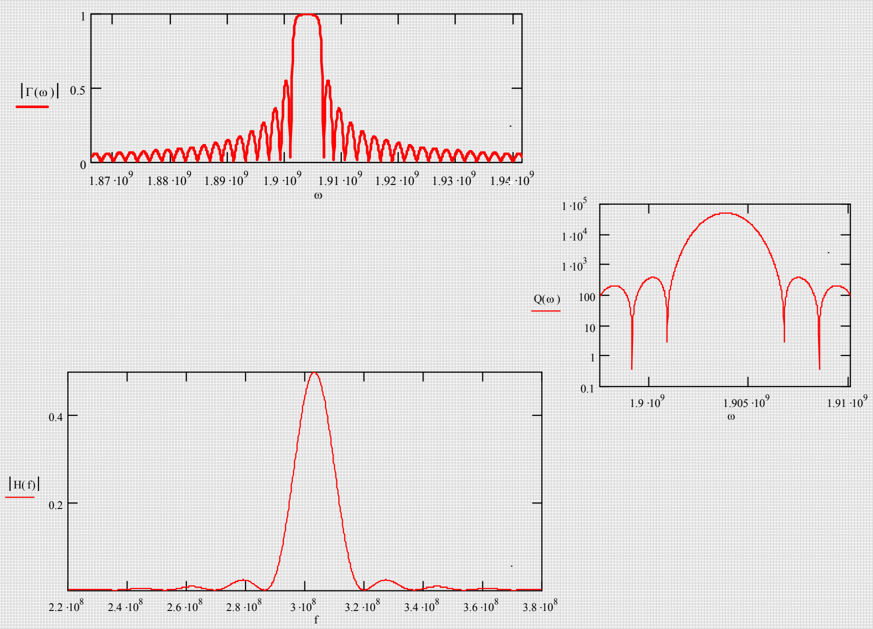
powierzchnia elektrycznie rozwarta

$$k_w = \frac{k_0 + \varepsilon_r k_\infty}{1 + \varepsilon_r}$$

dobroć wewnętrzna wynosi

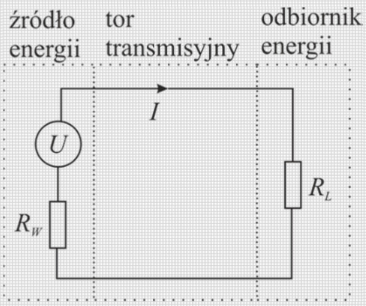
$$Q(f) = \frac{2\pi|\Gamma(f)|L_{ef}}{\lambda_0\left[1 - |\Gamma(f)|^2\right]}$$





Współpraca układów akustoelektronicznyc
z obwodami zewnętrznymi

Dopasowanie jest zawsze konieczne - najprostszy przykład



$$I = \frac{U}{R_W + R_L} \quad / \cdot IR_L$$

$$I^2 R_L = \frac{UIR_L}{R_W + R_L} = P_{R_L}$$

P_{R_L} osiąga maksimum gdy $\frac{dP_{R_L}}{dR_L} = 0$

zatem $\frac{U^2}{(R_W + R_L)^2} - 2R_L \frac{U^2}{(R_W + R_L)^3} = 0$

z czego wynika $R_W = R_L$

Identycznie jest w obwodach prądu zmiennego pod warunkiem, że wszystkie reaktancje zostaną skompensowane.
Warunek dopasowania ma zatem postać:

$$R_W + j\sum X_C = R_L - j\sum X_L$$

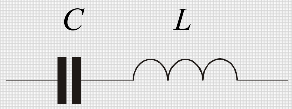
lub krócej

$$Z_{\acute{Z}R} = Z_L^*$$

albo po prostu, jak dla prądu stałego $R_W = R_L$

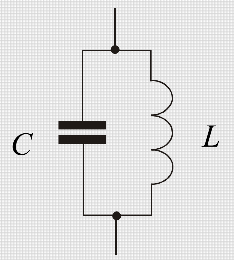
Kompensację reaktancji dla określonej częstotliwości uzyskuje się przez odpowiednie dołączenie reaktancji o charakterze przeciwnym.

kompensacja taka jest możliwa tylko dla określonej częstotliwości



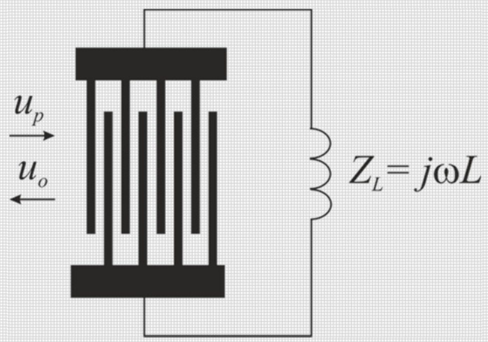
$$\frac{1}{j\omega C} + j\omega L = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



$$\frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \infty$$

Wpływ obciążenia indukcyjnego na pracę IDT



zgodnie z metodą COM

$$u_o = P_{13} V$$

$$I_o = -2P_{13} u_p e^{-j\frac{\Delta\omega}{v}L} + YV_o$$

$$V_o = -I_o Z_L$$

z czego $$I_o = -2P_{13} u_p e^{-j\frac{\Delta\omega}{v}L} - YI_o Z_L = \frac{2P_{13} u_p e^{-j\frac{\Delta\omega}{v}L}}{1 + YZ_L}$$

I_p, V_p oraz u_p analogicznie

Z porównania otrzymuje się

$$u_0 = -\frac{2P_{13}^2 Z_L e^{-j\frac{\Delta\omega}{v}L}}{(1/Z_L)+Y}u_p$$

z czego

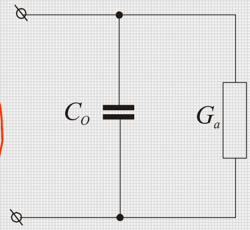
$$\Gamma = \frac{u_0}{u_p} = -\frac{2P_{13}^2 Z_L e^{-j\frac{\Delta\omega}{v}L}}{(1/Z_L)+Y}$$

Dopasowanie jest możliwe tylko przy rzeczywistym mianowniku (skompensowane reaktencje) stąd:

$$\Gamma = -\frac{2P_{13}^2 Z_L e^{-j\frac{\Delta\omega}{v}L}}{\mathrm{Re}\,Y} \qquad \text{zaś} \qquad \left|\Gamma\right| = -\frac{2\left|P_{13}\right|^2}{\mathrm{Re}\,Y} = \frac{\mathrm{Re}\,Y}{\mathrm{Re}\,Y} = 1 \quad !$$

Impedancja IDT na częstotliwości środkowej wynosi:

$$Z_{IDT} = \frac{1}{(1/R_a)+j\omega C_0} = \frac{R_a}{1+(\omega C R_a)^2} - j\frac{\omega C R_a}{1+(\omega C R_a)^2}$$



$$\frac{R_a}{1+(\omega C R_a)^2} = \frac{1}{\frac{1}{R_a}+R_a(\omega C)^2} = \frac{G_a}{G_a^2+(\omega C)^2} = R_{\dot{Z}R}$$

część urojoną można skompensować

$$\frac{G_a}{G_a^2+(\omega C)^2}=R_{\dot{Z}R}$$

dla IDT

$$G_a = 2\pi v(\varepsilon_0+\varepsilon_{ef})\frac{W}{\lambda}\frac{\Delta v}{v}N_p^2\tilde{G}$$

$$C=(\varepsilon_0+\varepsilon_{ef})WN_p$$

po podstawieniu i zredukowaniu

$$\frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{2\pi v(\varepsilon_0+\varepsilon_{ef})\frac{W}{\lambda}}=R_{\dot{Z}R}$$

O dopasowaniu trzeba więc myśleć już na etapie projektowania IDT!

Przykład dla przetwornika z elektrodami prostymi $\left(\tilde{G}=2,87\right)$ na podłożu 36° YX $LiTaO_3$ dla źródła o rezystancji 50Ω

v = 4109 [m/s]
$\Delta v/v$ = 2,8 [%]
$\varepsilon_{11} = 40,90\varepsilon_0$
$\varepsilon_{33} = 41,45\varepsilon_0$
$\varepsilon_{13} = 0$
$\varepsilon_0 = 8,854\cdot 10^{-12}$

$$\frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{2\pi v(\varepsilon_0+\varepsilon_{ef})\frac{W}{\lambda}}=R_{\dot{Z}R}$$

$$\frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{R_{\dot{Z}R}2\pi v(\varepsilon_0+\varepsilon_{ef})}=\frac{W}{\lambda}$$

$$\varepsilon_{ef}=\sqrt{\varepsilon_{11}\varepsilon_{33}-\varepsilon_{13}^2}=41,18\varepsilon_0$$

$$\frac{W}{\lambda}=\frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{R_{\dot{Z}R}2\pi v(\varepsilon_0+\varepsilon_{ef})}=\frac{0.028\cdot 2,87}{50\cdot 2\pi\cdot 4109\cdot\left(1+41,48\right)\cdot 8,854\cdot 10^{-12}}\approx 167$$

Impedancja przetwornika krótkiego

$$Z_{IDT} = \frac{G_a}{G_a^2 + (\omega C)^2} = \frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{2\pi v(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef})\frac{W}{\lambda}\left[\left(\frac{\Delta v}{v}N_p\tilde{G}\right)^2 + 1\right]}$$

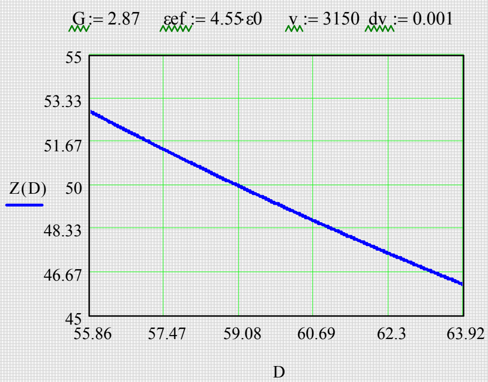
silny piezoelektryk

słaby piezoelektryk

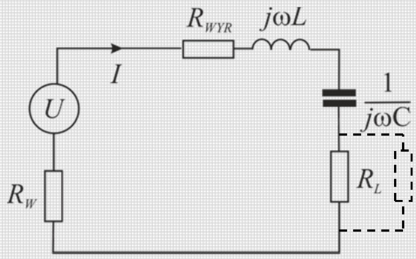
$$Z_{krótkiegoIDT} = \frac{\frac{\Delta v}{v}\tilde{G}}{2\pi v(\varepsilon_0 + \varepsilon_{ef})\frac{W}{\lambda}}$$

Dla kwarcu ST

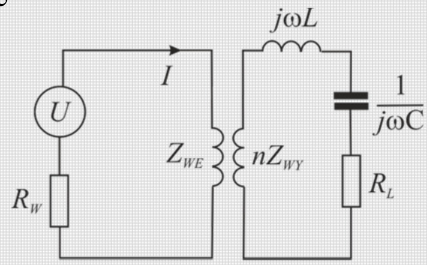
$$D \equiv \frac{W}{\lambda}$$



Trudniej (bez zbędnych strat) jest wyrównać różnice rezystancji



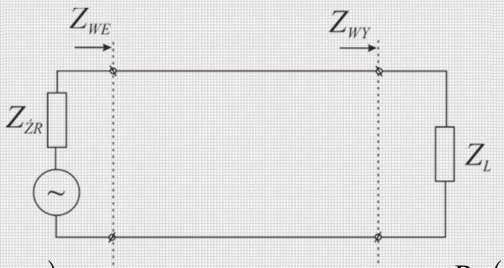
Żaden z tych pomysłów nie jest całkowicie skuteczny



Często zdarza się, że Re($Z_{ŻR}$)$\neq$Re (Z_L)

Na dostatecznie wysokich częstotliwościach ($2\pi\, l/\lambda >> 0$) można wykorzystać własności transformacyjne linii długich

$Z_{ŻR} = Z_{WE}^*$ $\qquad$ $Z_{WY} = Z_L^*$



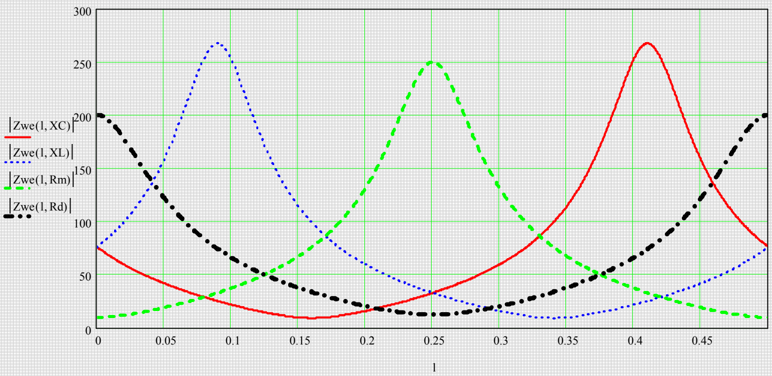
$\mathrm{Re}\left(Z_{ŻR}\right) = \mathrm{Re}\left(Z_{WE}\right)$ $\qquad$ $\mathrm{Re}\left(Z_{WY}\right) = \mathrm{Re}\left(Z_L\right)$

$$Z_{WE}(l) = Z_0 \frac{Z_{WY} + Z_0 tgh\left(\gamma l\right)}{Z_0 + Z_{WY} tgh\left(\gamma l\right)} \longrightarrow Z_{WE}(l) = Z_0 \frac{Z_{WY} + jZ_0 tg\left(\beta l\right)}{Z_0 + jZ_{WY} tg\left(\beta l\right)}$$

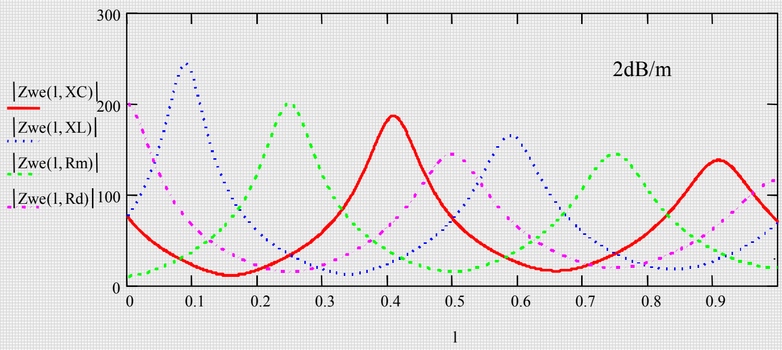
Przykłady dla czterech typów obciążeń

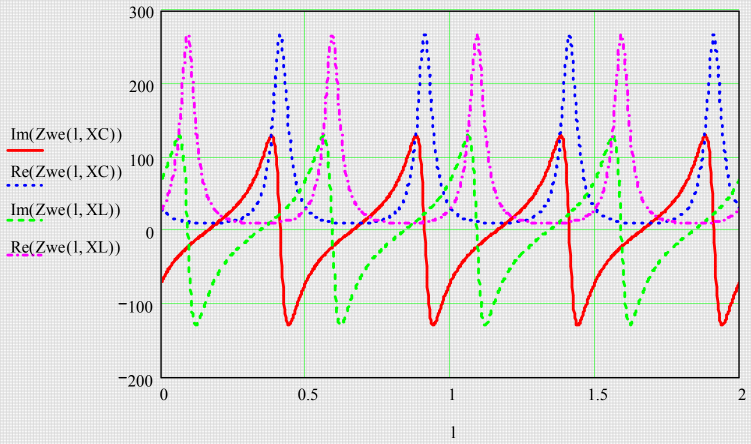
$XC := 30 - j\cdot 70$ $\quad Rm := 10$

$XL := 30 + j\cdot 70$ $\quad Rd := 200$ $\quad [\Omega]$

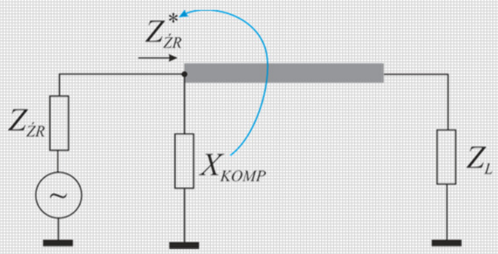


Jeśli linia wnosi straty



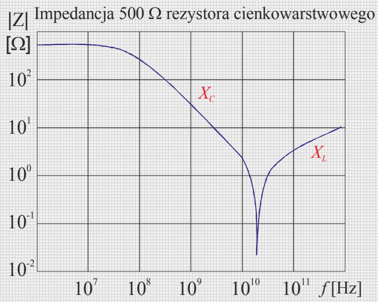


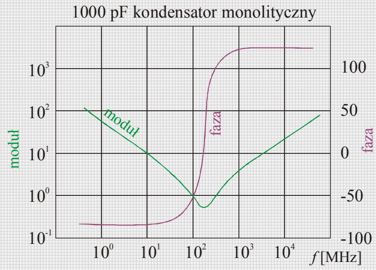
Im(Zwe(l, XC))
Re(Zwe(l, XC))
Im(Zwe(l, XL))
Re(Zwe(l, XL))
300
200
100
0
−100
−200
0
0.5
1
1.5
2
l

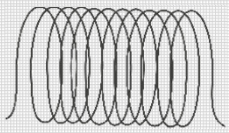


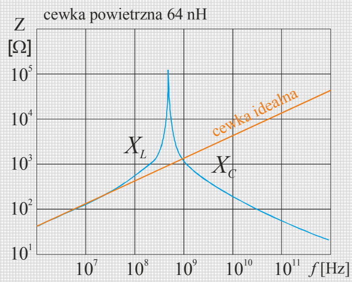
$Z^*_{\dot{Z}R}$
$Z_{\dot{Z}R}$
X_{KOMP}
Z_L

Realizacja X_{KOMP} na wysokich częstotliwościach

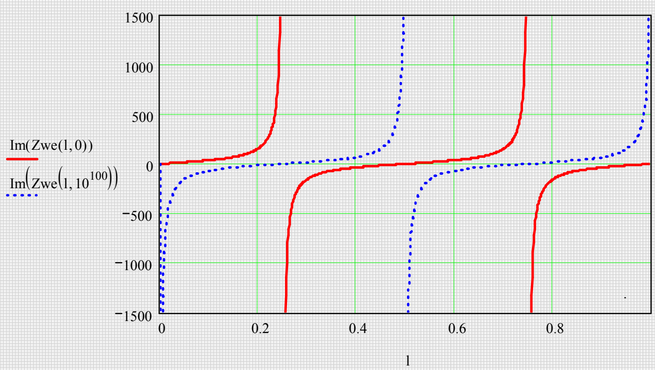




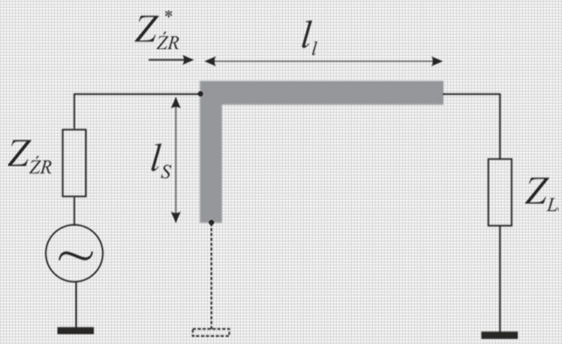




Linia zwarta i rozwarta na końcu

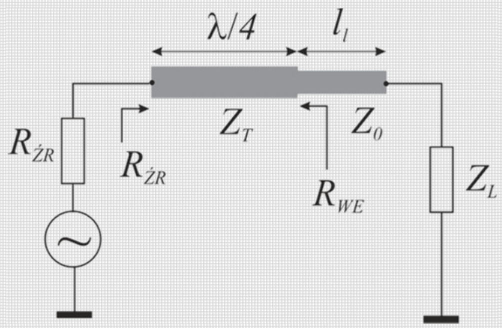


Jeśli źródło jest zespolone

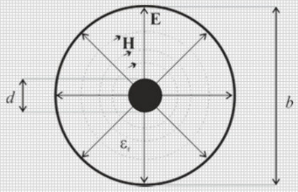


Stroik może też spełniać rolę filtru!

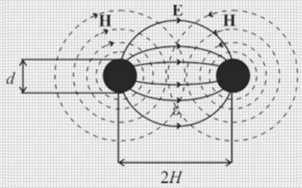
Jeśli źródło jest rzeczywiste



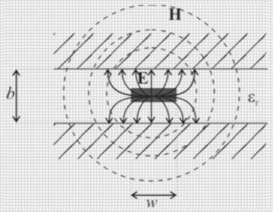
$$Z_T = \sqrt{R_{ŹR} R_{WE}}$$



$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{b}{d}$$

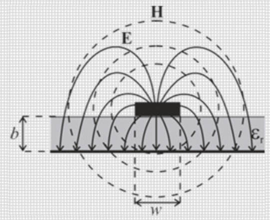


$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{2H}{d} + \sqrt{\left(\frac{2H}{d}\right)^2 - 1}\right)$$

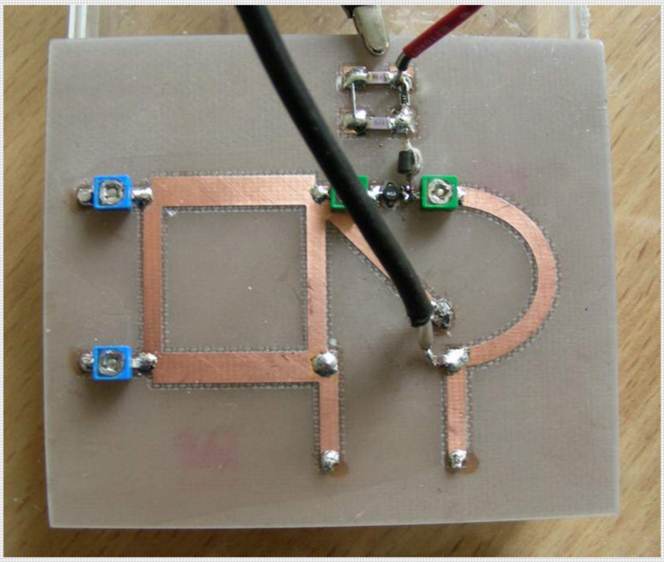


$$Z_0 \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{8b}{\pi w} \qquad dla \ w \langle\langle b$$

$$Z_0 \frac{15\pi^2}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(\frac{\pi w}{2b} + \ln 2\right)^{-1} \qquad dla \ w \rangle\rangle b$$

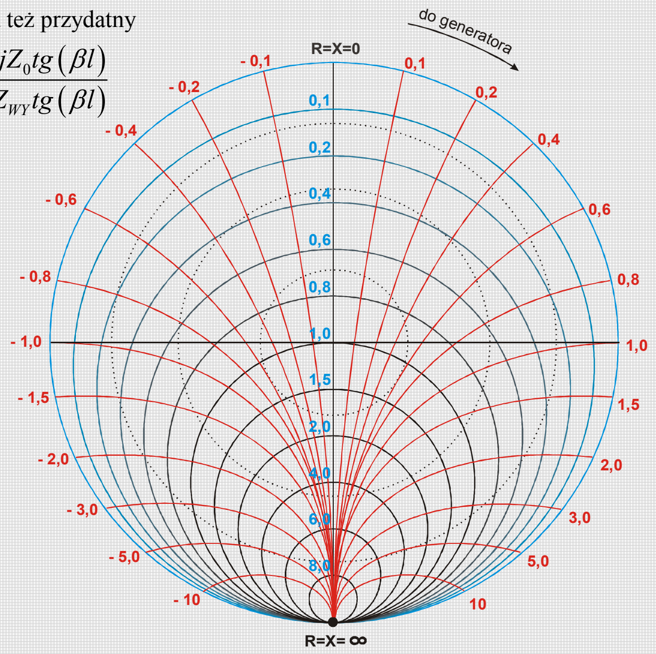


$$Z_0 = 337 \frac{b}{w} \left\{\sqrt{\varepsilon_r}\, w \left[1 + 1{,}735\varepsilon_r^{-0{,}0724} \left(\frac{w}{b}\right)^{-0{,}386}\right]\right\}^{-1}$$



Wykres Smitha – tu też przydatny

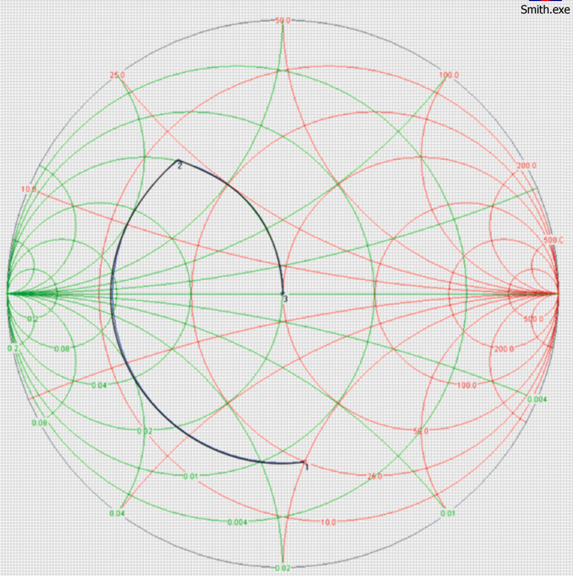
$$Z_{WE}(l) = Z_0 \frac{Z_{WY} + jZ_0 tg(\beta l)}{Z_0 + jZ_{WY} tg(\beta l)}$$



Smith.exe

500 MHz Z_0= 50Ω
0,207λ = 124 mm
10 pF

1 (25.2 - j50.1)Ohm
2 (14.4 + j22.7)Ohm
3 (50.0)+ j0.0)Ohm



90

DZIĘKUJĘ ZA UWAGĘ