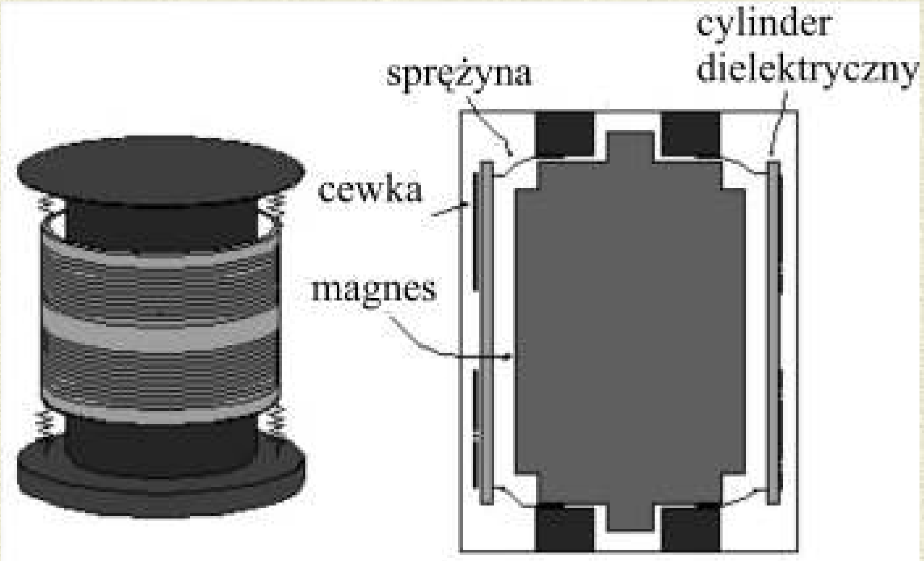
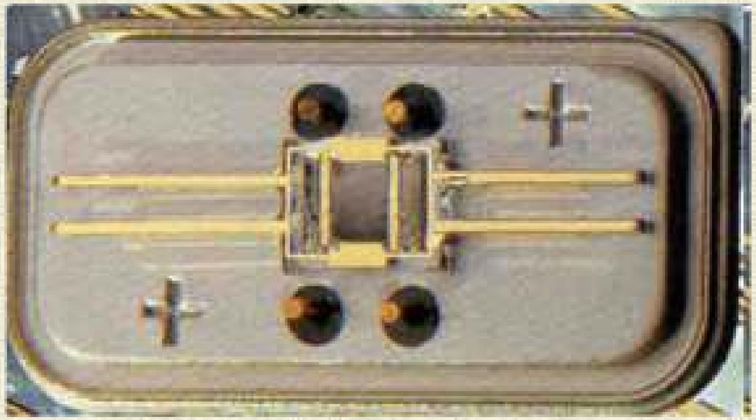
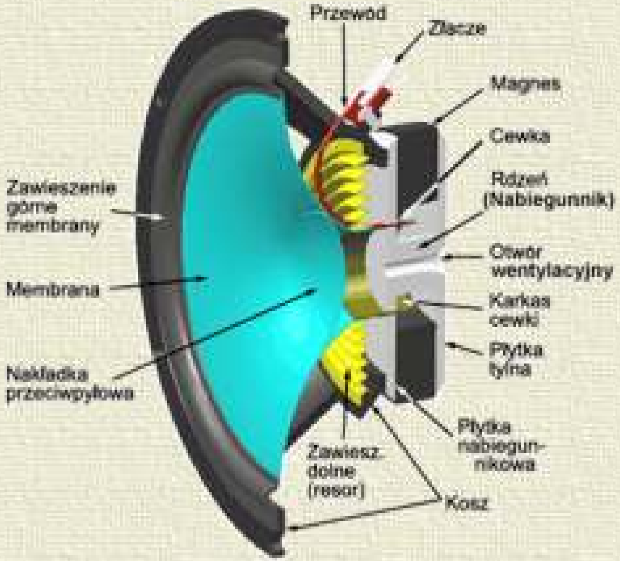
Wzbudzanie i detekcja fal akustycznych

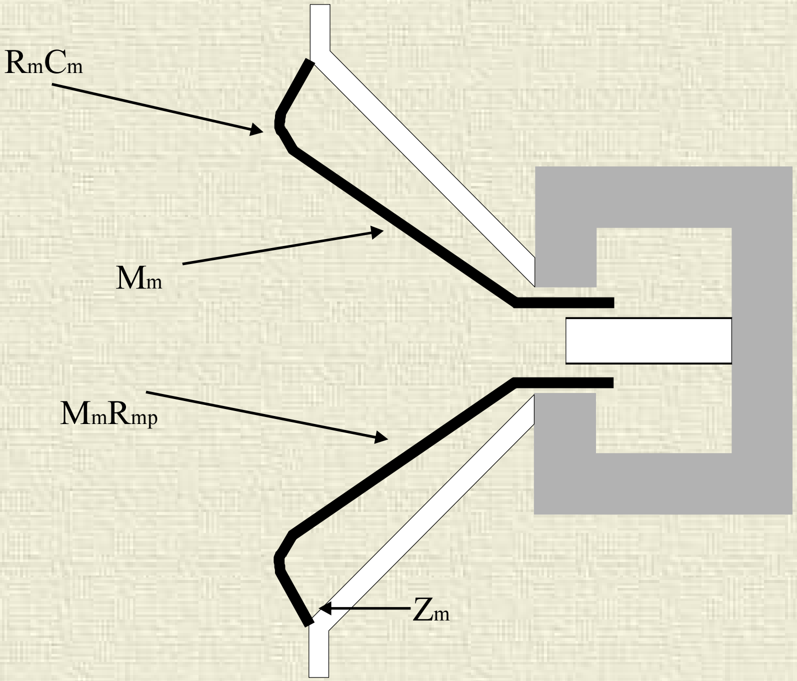
Detekcja infradźwięków

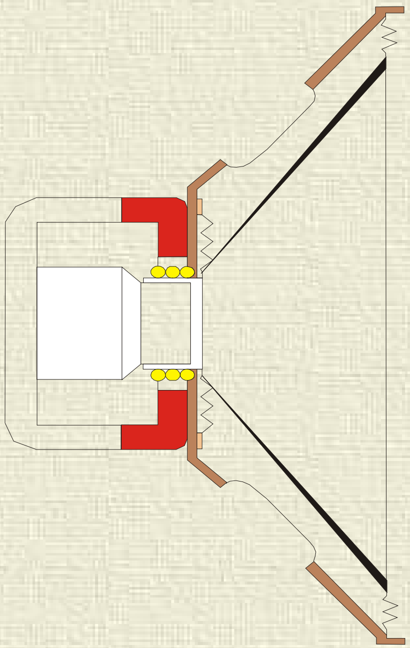




Częstotliwości słyszalne - GŁOŚNIKI

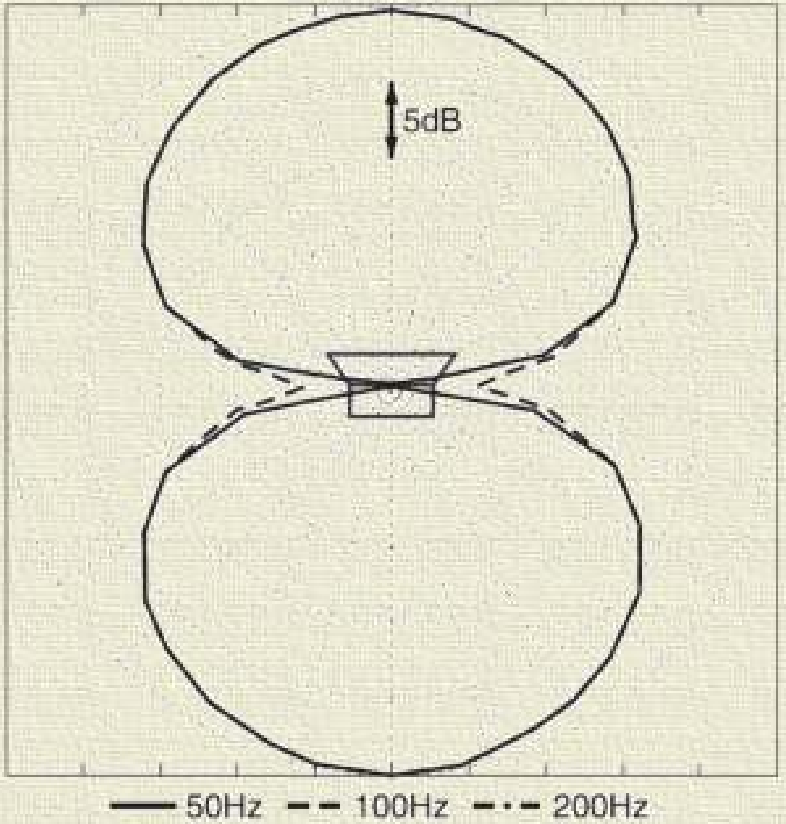






R_m – rezystancja mechaniczna membrany
C_m – podatność mechaniczna membrany
M_m – masa mechaniczna membrany
R_{mp} – rezystancja mechaniczna
Z_m – impedancja mechaniczna
l – głębokość obudowy

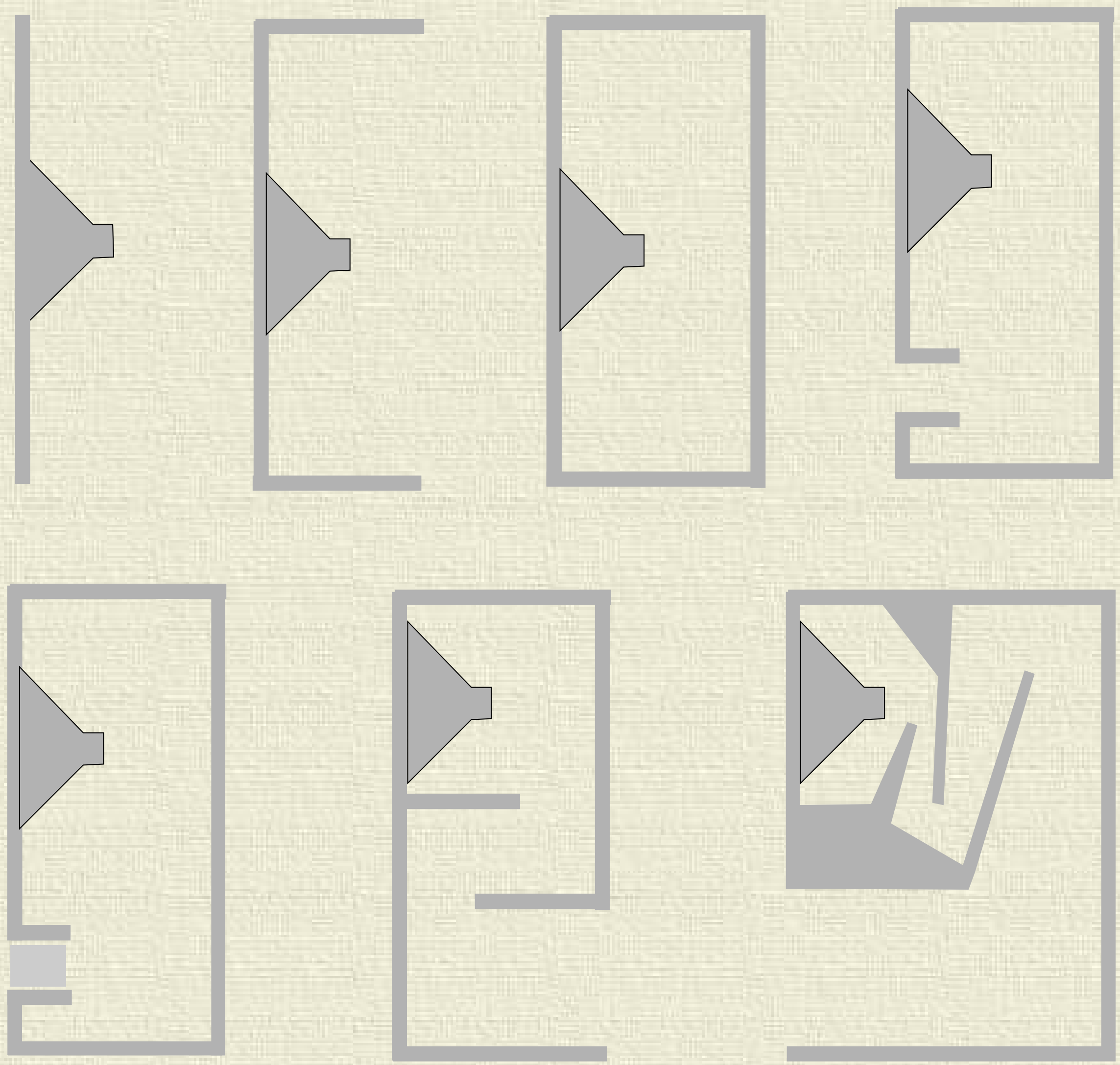
Obudowy i odgrody głośników



Im dłuższa fala tym skuteczniejsza interferencja destruktywna fal pochodzących od przeciwnych ścianek głośnika

stosowane środki zaradcze
- odgrodzenie membran
- odwracanie faz za pomocą prowadnic falowych

Różne typy obudów głośnikowych



Parametry głośnika

F_s- częstotliwość rezonansowa

VAS - objętość ekwiwalentna - objętość zastępcza obliczana na podstawie podatności zawieszenia i powierzchni membrany, dla głośników o średnicy 20 cm VAS = 40 .. 120

Efektywność - miara ciśnienia akustycznego w odległości jednego metra od głośnika

Efektywność mocowa - efektywność dla 1 W mocy dostarczanej do głośnika

Efektywność napięciowa - efektywność dla napięcia 2,83 V doprowadzonego do głośnika

Dla głośnika 8 Ω efektywności napięciowa i mocowa są równe, dla głośnika 4 Ω efektywność napięciowa jest większa o 3dB od efektywności mocowej.

Głośnik o mocy 100 W i efektywności 87 dB wytworzy takie samo natężenie dźwięku jak głośnik o mocy 50 W i efektywności 90 dB.

parametry Thiele'a – Smalla

Q_{ts} - dobroć całkowita

Q_{ms} - dobroć mechaniczna

$$Q_{ts} = \frac{Q_{ms} + Q_{es}}{Q_{ms} Q_{es}}$$

Q_{es} - dobroć elektryczna

S_d - powierzchnia membrany

B_l - siła która działa na cewkę głośnika

B - indukcja magnetyczna w szczelinie

L - indukcyjność cewki głośnika

X_{max} - maksymalne liniowe wychylenie membrany

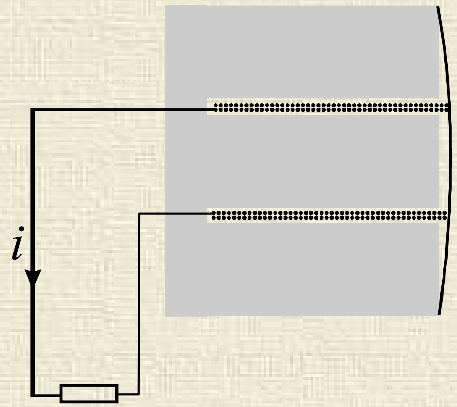
P_e - moc znamionowa jaką głośnik może odbierać w sposób ciągły
test DIN45-573 włączany na 1 min, wyłączany na okres 2 min test IEC 268-5 sygnał 100 godz.
moc znamionowa zależy od normy, wg której była mierzona

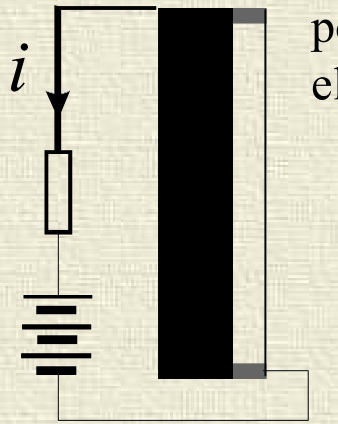
R_e - rezystancja cewki głośnika

M_{ms} - masa całego układu drgającego

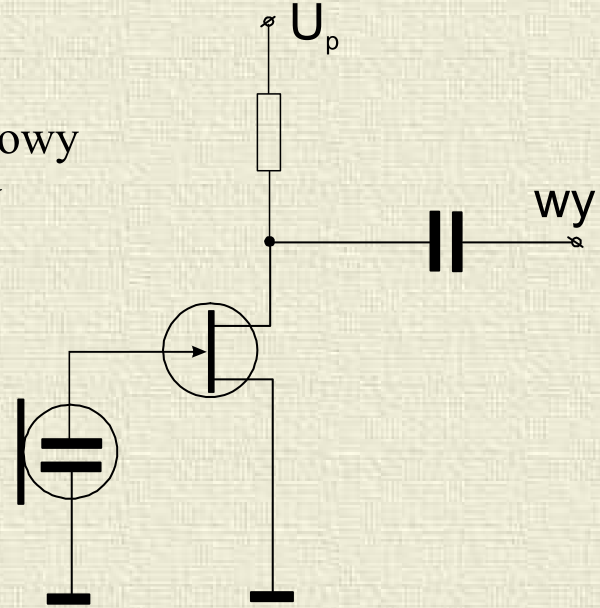
MIKROFONY

magnetoelektryczny

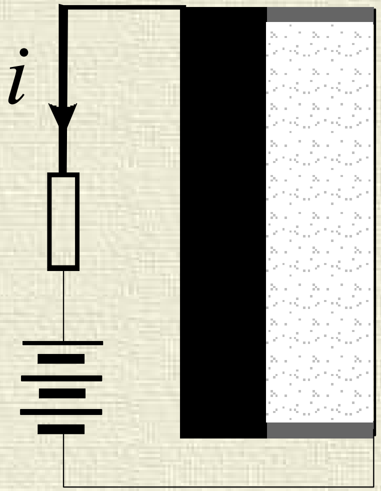




pojemnościowy
elektretowy



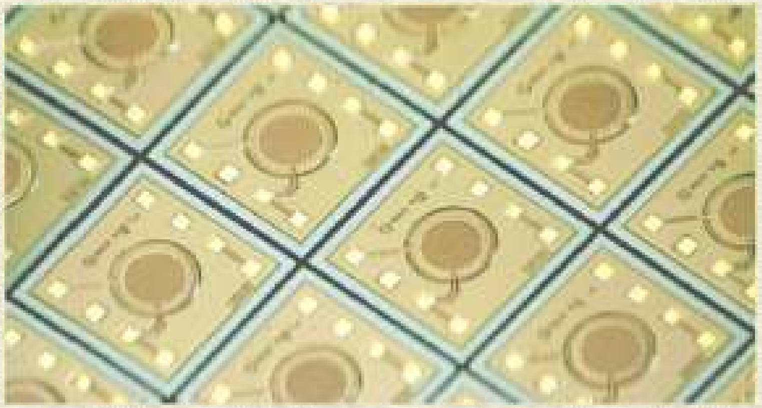
węglowy

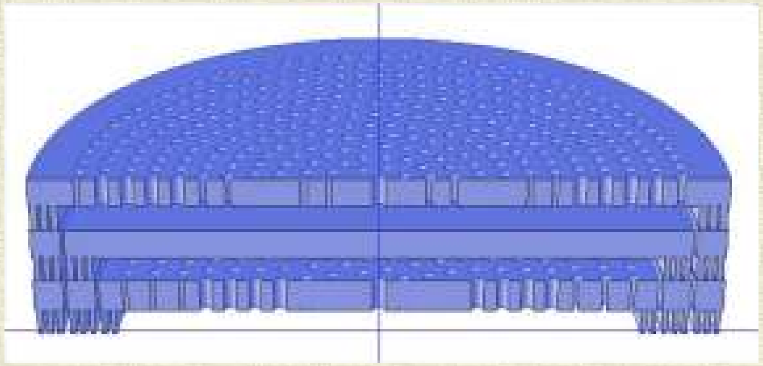


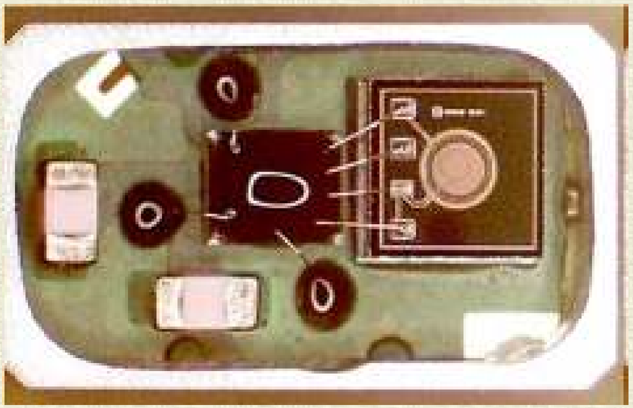
wartości orientacyjne	czułość [mV/μbar]	pasmo [kHz]	impedancja [MΩ]	poziom zniekształceń	równomierność charakterystyki
węglowe	1 –50	0,2 - 3	0,001	wysoki	mała
pojemnościowe	0,5 – 10	0,01 - 20	100	b. Niski	± 3dB
elektretowe	0,5 – 10	0,01 - 20	1000	b. niski	± 3dB
piezoelektryczne	0,2 – 2	> 20	1000	niski	duża
magnetoelektryczne	0,05 – 1	0,03 - 15	0,0001	niski	do 20 dB

typ	KEC-1042PBL elektretowy
kierunkowość	kwazi-izotropowy
czułość	-42 ±3 dBA przy f=1kHz, 1Pa, 0 dBA=1V/Pa
redukcja czułości	-3 dBA przy spadku napięcia zasilania o 0.5V
S/N	58 dBA przy f=1KHz, 1Pa
pasmo	20 Hz – 20 KHz
impedancja wyjściowa	2.2 kΩ
napięcie zasilania	2-10 V
pobór prądu	0.5 mA przy 2 V i R_L=2.2 kΩ
zakres temperatur pracy	-20 - +70 ºC
średnica	6 mm
wysokość (bez wyprowadzeń)	1 mm
masa	0,3 g
obudowa	Al

MEMS







dwukierunkowy (kwazi-dookólny)

temp. pracy -40°C +100°C

prąd zasilania 0,5 mA przy napięciu 2V

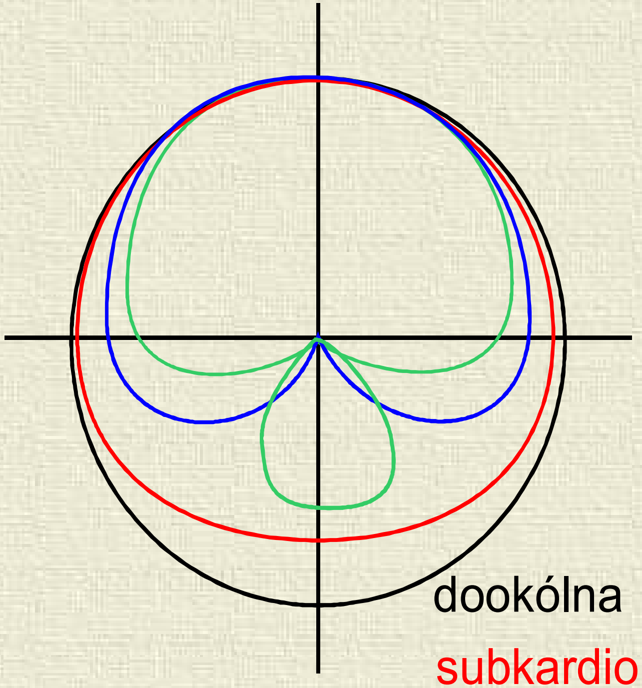
pasmo 100Hz - 10 kHz

poziom szumów 35 dB

czułość -42 dBA

zakres napięć zailania 1,5 – 5,5 V

Podstawowe rodzaje charakterystyk

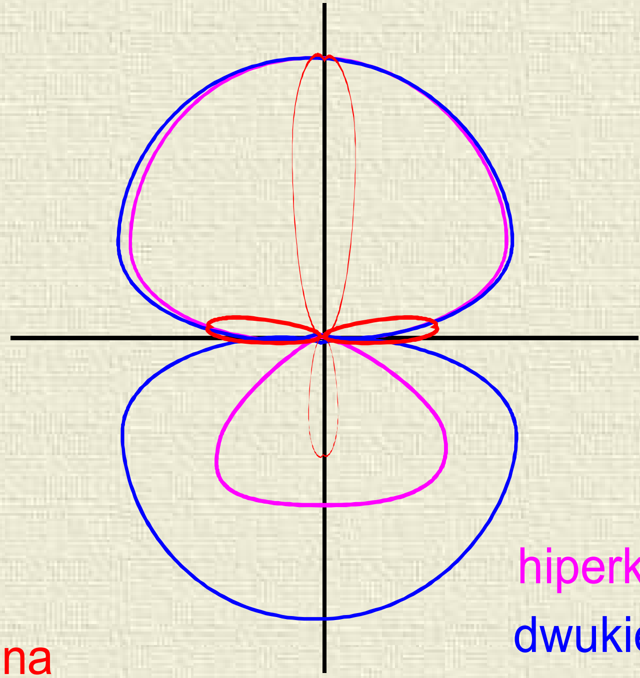


dookólna

subkardioidalna

kardioidalna

superkardioidalna

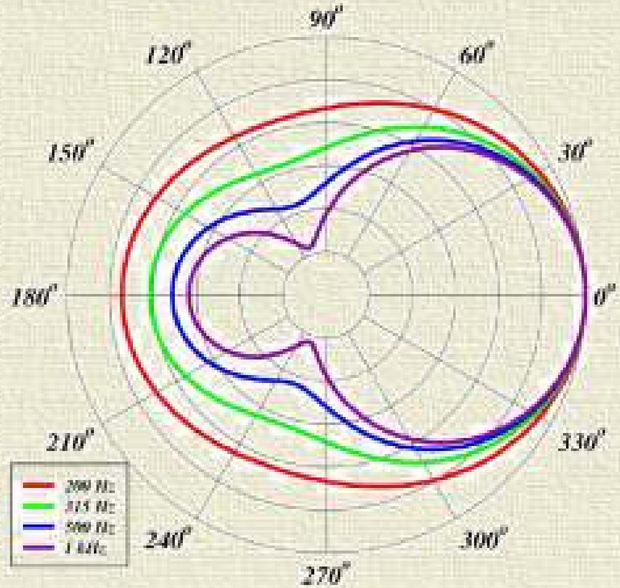


hiperkardioidalna

dwukierunkowa

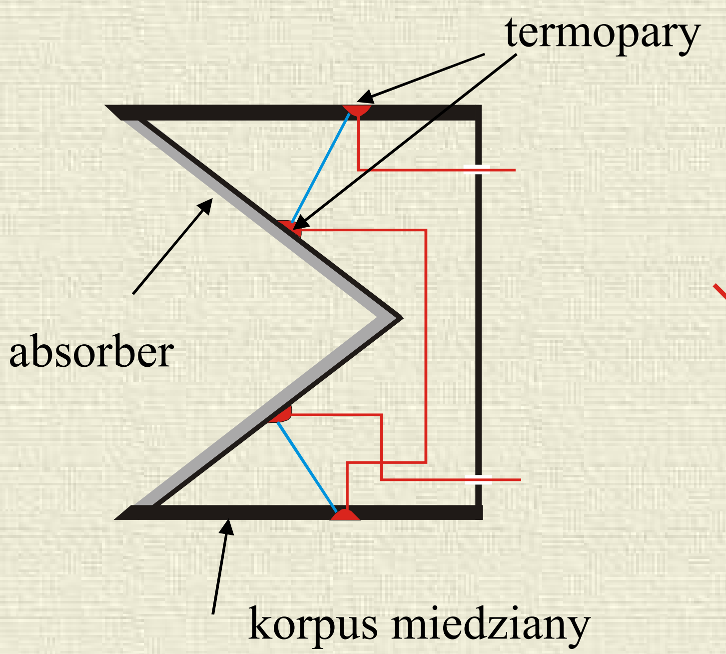
kierunkowa

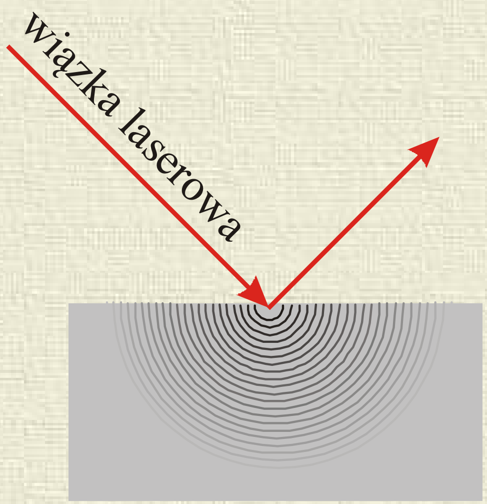
Zależność charakterystyki od częstotliwości



Metody generacji i detekcji ultradźwięków

nieodwracalne
- termiczne
- optyczne





odwracalne
- elektrostatyczne
pojemnościowe
piezoelektryczne
elektrostrykcyjne

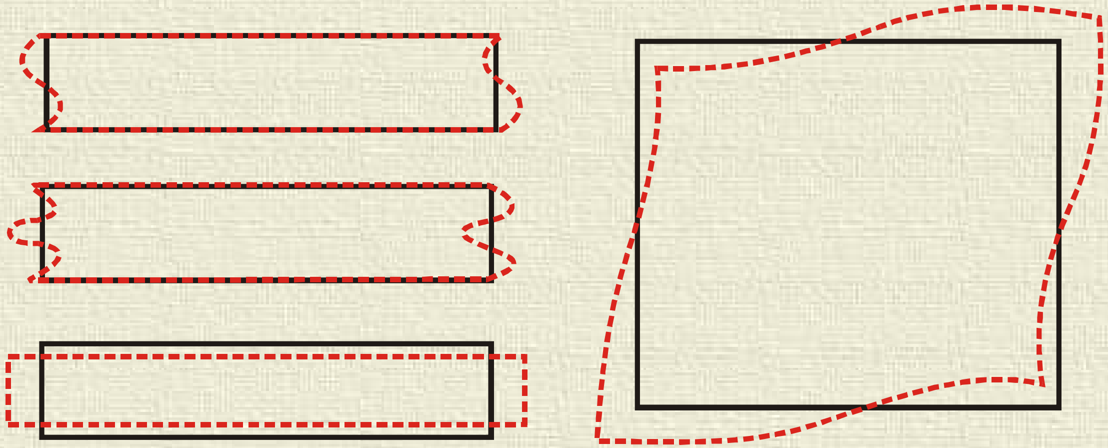
- elektromagnetyczne

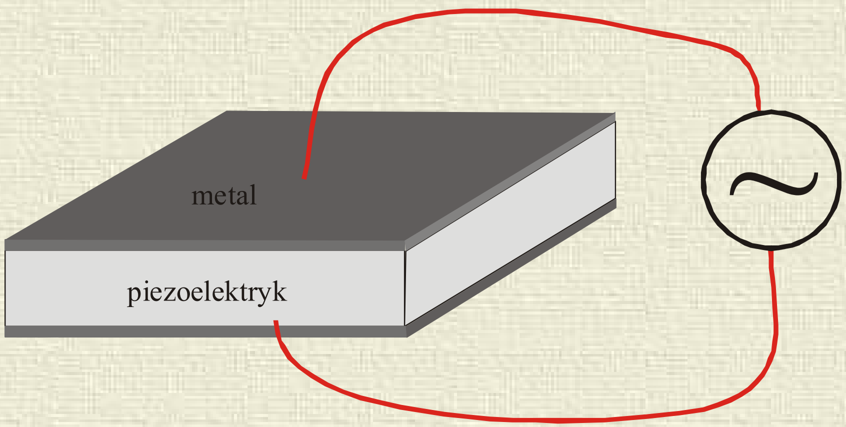
- magnetoelektryczne

- magnetyczne
piezomagnetyczne
magnetostrykcyjne
z indukcją prądów wirowych

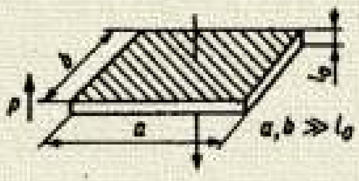
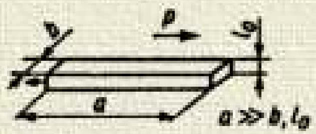
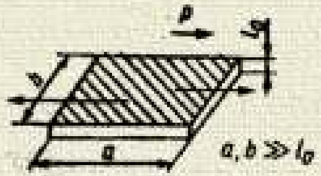
Przetworniki piezoelektryczne i magnetostrykcyjne

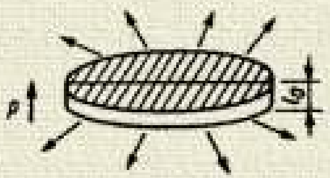
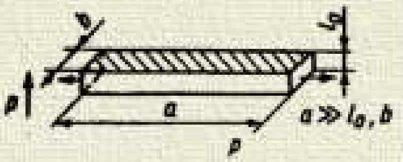
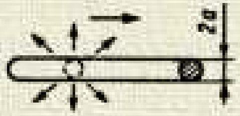
Płytka piezoelektryczna pod wpływem pola elektrycznego ulega deformacji





podstawowe sposoby drgań płytek piezoelektrycznych (Kazis)

	Kształt elementu piezoelektrycznego	Sposób drgań	Częstotliwości rezonansowe	Współczynnik sprzężenia elektromech.	Prędkość fazowa fal ultradźw. c
Piezoelektrycznie „usztywnione" sposoby drgań		podłużny grubościowy	$\frac{1}{2l_0}\sqrt{\frac{c_{33}^D}{\varrho}}\,x'_n$, gdzie $n = 1, 3, 5, \ldots$, x'_n pierwiastki równ.: $k_t^2 \operatorname{tg}\frac{\pi}{2}x = \frac{\pi}{2}x$	$k_t = \frac{e_{33}}{\sqrt{\varepsilon_{33}^S c_{33}^D}}$	$\sqrt{\frac{c_{33}^D}{\varrho}}$
		podłużny długościowy z elektrodami na końcach	$\frac{1}{2l_0\sqrt{s_{33}^D\varrho}}\,x'_n$, gdzie $n = 1, 3, 5, \ldots$, x'_n pierwiastki równ.: $k_{33}^2 \operatorname{tg}\frac{\pi}{2}x = \frac{\pi}{2}x$	$k_{33} = \frac{d_{33}}{\sqrt{\varepsilon_{33}^T s_{33}^E}}$	$\frac{1}{\sqrt{s_{33}^D\varrho}}$
		ścinający	$\frac{1}{2l_0}\sqrt{\frac{c_{44}^D}{\varrho}}\,x'_n$, gdzie $n = 1, 3, 5, \ldots$, x_n pierwiastki równ.: $k_{15}^2 \operatorname{tg}\frac{\pi}{2}x = \frac{\pi}{2}x$	$k_{15} = \frac{e_{15}}{\sqrt{\varepsilon_{11}^S c_{44}^D}}$	$\sqrt{\frac{c_{44}^D}{\varrho}}$

Piezoelektryczne „swobodne" sposoby drgań		radialny	$\frac{\xi_k}{2\pi a}\frac{1}{\sqrt{\varrho s_{11}^E(1-\sigma_p^E)}}$	$k_p = \frac{d_{21}\sqrt{2}}{\sqrt{\varepsilon_{33}^T(s_{11}^E+s_{12}^E)}}$	$\frac{1}{\sqrt{\varrho s_{11}^E[1-(\sigma_p^E)^2]}}$
		podłużny długościowy z elektrodami bocznymi	$\frac{n}{2a}\frac{1}{\sqrt{\varrho s_{11}^2}}$ gdzie $n = 1, 3, 5\ldots$	$k_{31} = \frac{d_{31}}{\sqrt{\varepsilon_{33}^T s_{11}^E}}$	$\frac{1}{\sqrt{\varrho s_{11}^E}}$
		radialny walcowy	$\frac{\xi_l}{2\pi a}v_s$ gdzie $\xi_1 = 2{,}19$ przy $\sigma' = 0{,}544$; $\sigma' = \frac{\sigma+B^2}{1-B^2}$ $B = s_{13}/\sqrt{s_{11}s_{33}}$	$\frac{k_p - Ak_{33}}{\sqrt{1-A^2}\sqrt{1-k_{33}^2}}$ $A = \sqrt{2}s_{13}^E/\sqrt{s_{33}^E(s_{11}^E+s_{12}^E)}$	$\sqrt{\frac{1-B^2}{\varrho s_{11}^E(1-\sigma_p^2)(1-A^2)}}$

równanie ruchu dla płytki z cienkimi elektrodami ma postać:

$$\frac{m}{\alpha^2}\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{r}{\alpha^2}\frac{di}{dt} + \frac{k}{\alpha^2} i = U_0 \omega \cos \omega t$$

$i = \dfrac{dq}{dt}$ prąd płynący przez płytkę

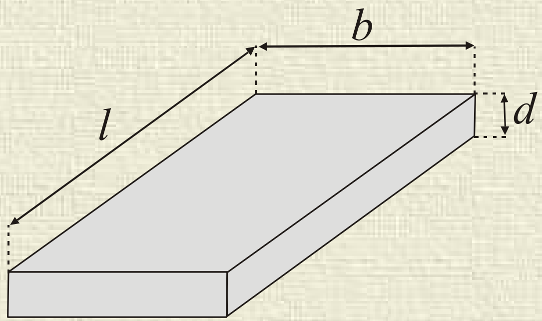
$q = \underbrace{\alpha d_{11}}_{\text{odkształcenie}} U$ generowany ładunek , d_{ii} moduł piezoelektryczny

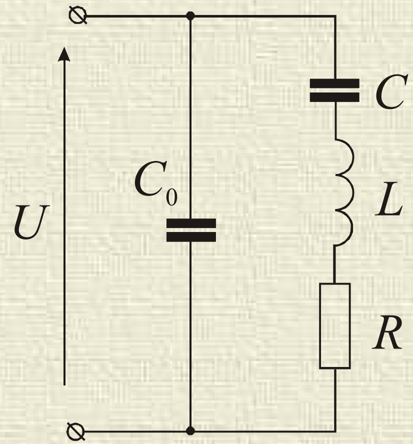
$U = U_0 \sin \omega t$

$\alpha = \dfrac{F}{U}$ współczynnik przekształcenia elektromechanicznego (transdukcji)

m, *r*, *k* - parametry płytki związane z masą, tłumieniem drgań oraz pojemnością elektryczną

Dla płytki piezoelektrycznej z cienkimi elektrodami metalowymi można podać następujący elektryczny schemat zastępczy:





$$\alpha \sim \frac{bl}{dd_{11}}$$

$$L = \frac{m}{\alpha^2} \qquad R = \frac{r}{\alpha^2} \qquad C = \frac{\alpha^2}{k}$$

Ilościową miarą skuteczności przetwornika jest współczynnik sprzężenia elektromechanicznego

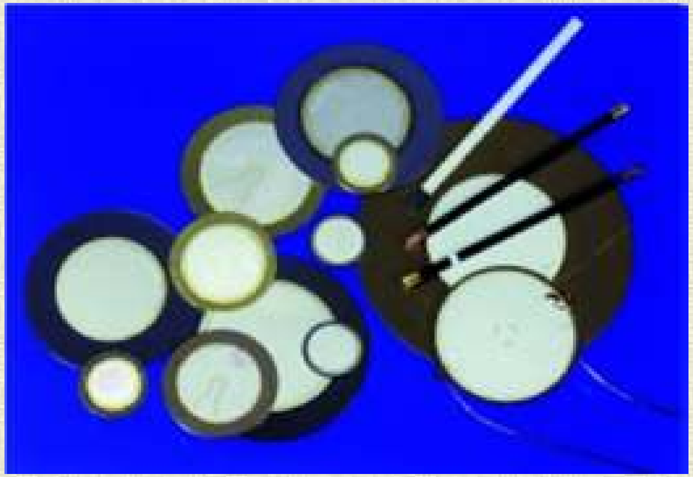
$$K = \frac{energia\ mechaniczna}{energia\ elektryczna}$$

dla fal podłużnych

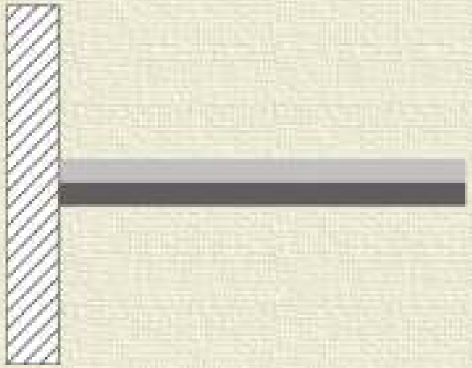
$$K^l = d_{11}\sqrt{\frac{C_{11}}{\varepsilon_0}}$$

ε_0 – przenikalność elektryczna płytki nieruchomej

Przetworniki nie muszą mieć kształtu płytek



Bimorfy



Przemieszczenie końcówki bimorfu opisuje zależność $$\Delta L \approx \frac{3}{4}\left(\frac{l}{g}\right)^2 d_{31}E$$

l – długość bimorfu, g – grubość jednego piezoelektryka, d_{31} – składową tensora podatności piezoelektrycznej (modułem piezoelektrycznym), E amplitudą pola elektrycznego

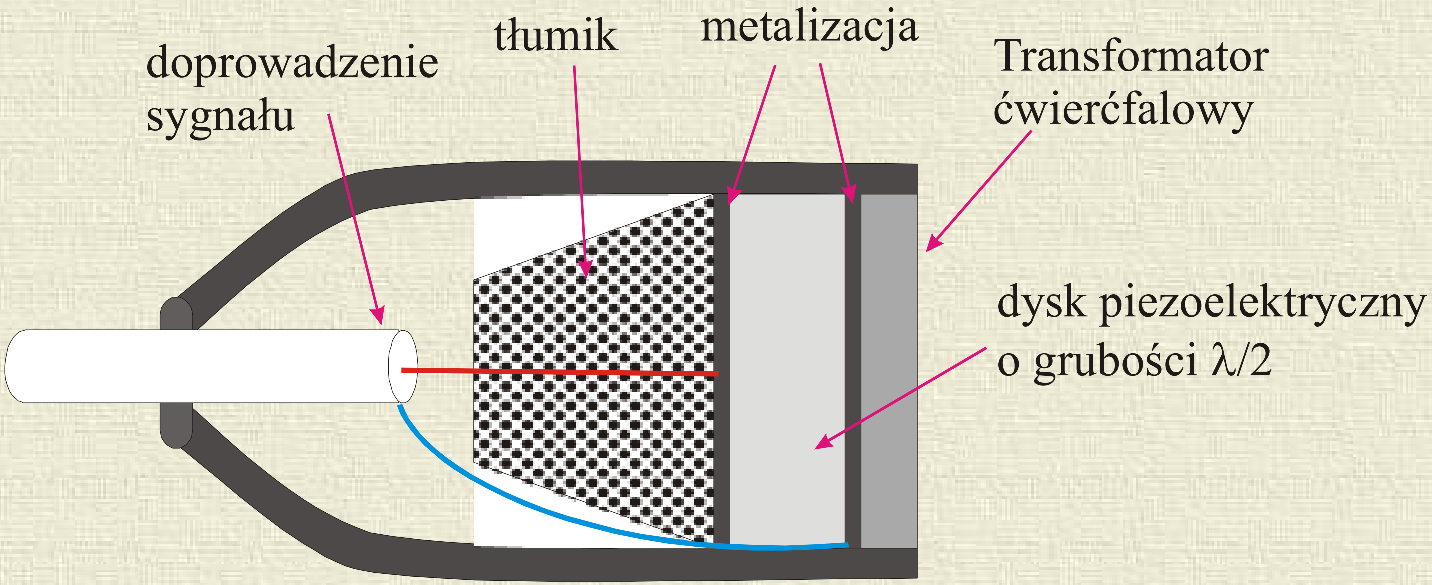
Generowana siła

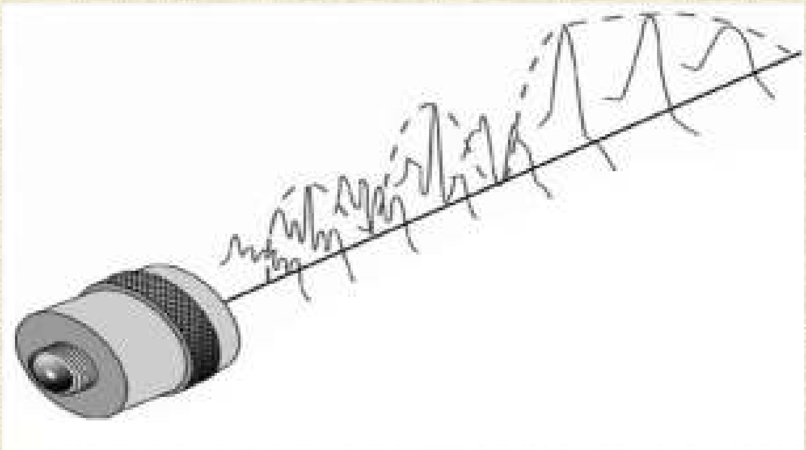
$$F = \frac{2ga}{l}\frac{d_{31}}{\varepsilon_{11}^E}E$$

a – szerokość bimorfu

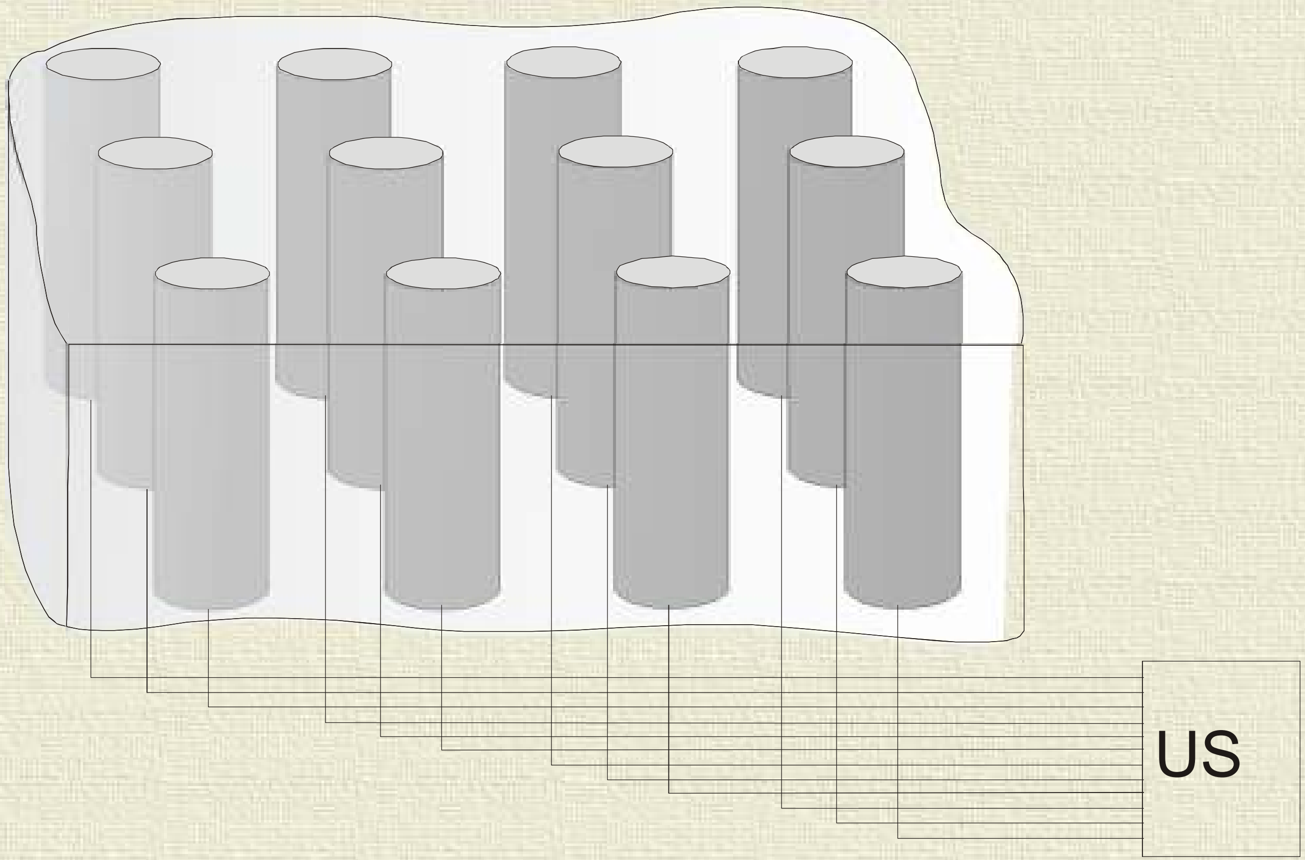
częstotliwość rezonansowa $$f_0 \approx 0{,}161\frac{2g}{l^2}\sqrt{\frac{1}{\rho\varepsilon_{11}^E}}$$

Kierunkowanie energii

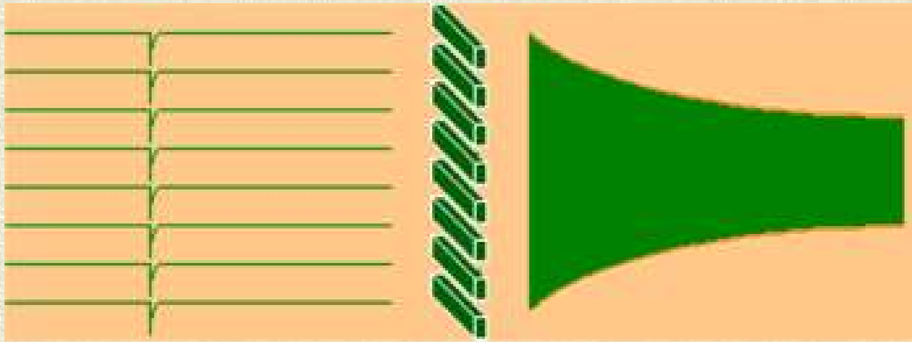


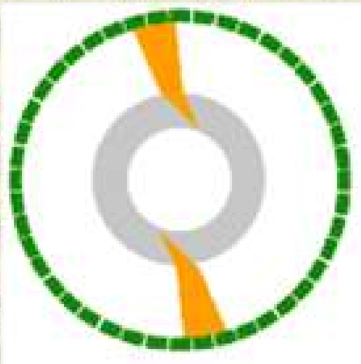


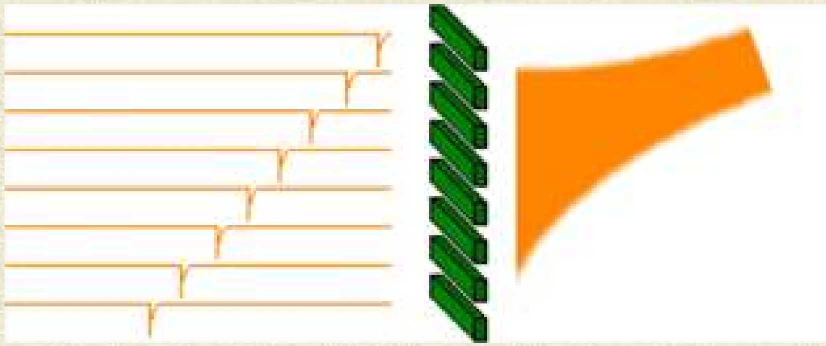
szyki fazowane

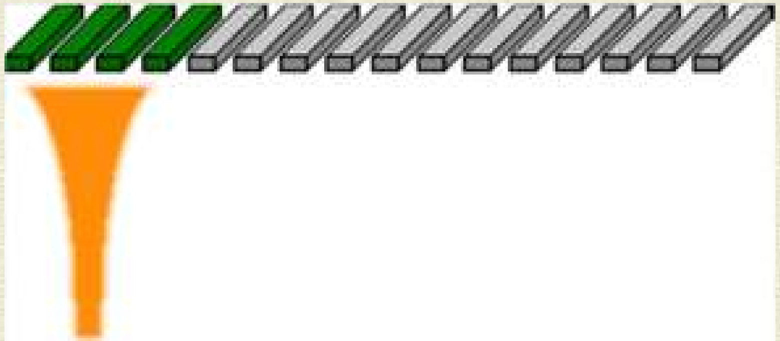


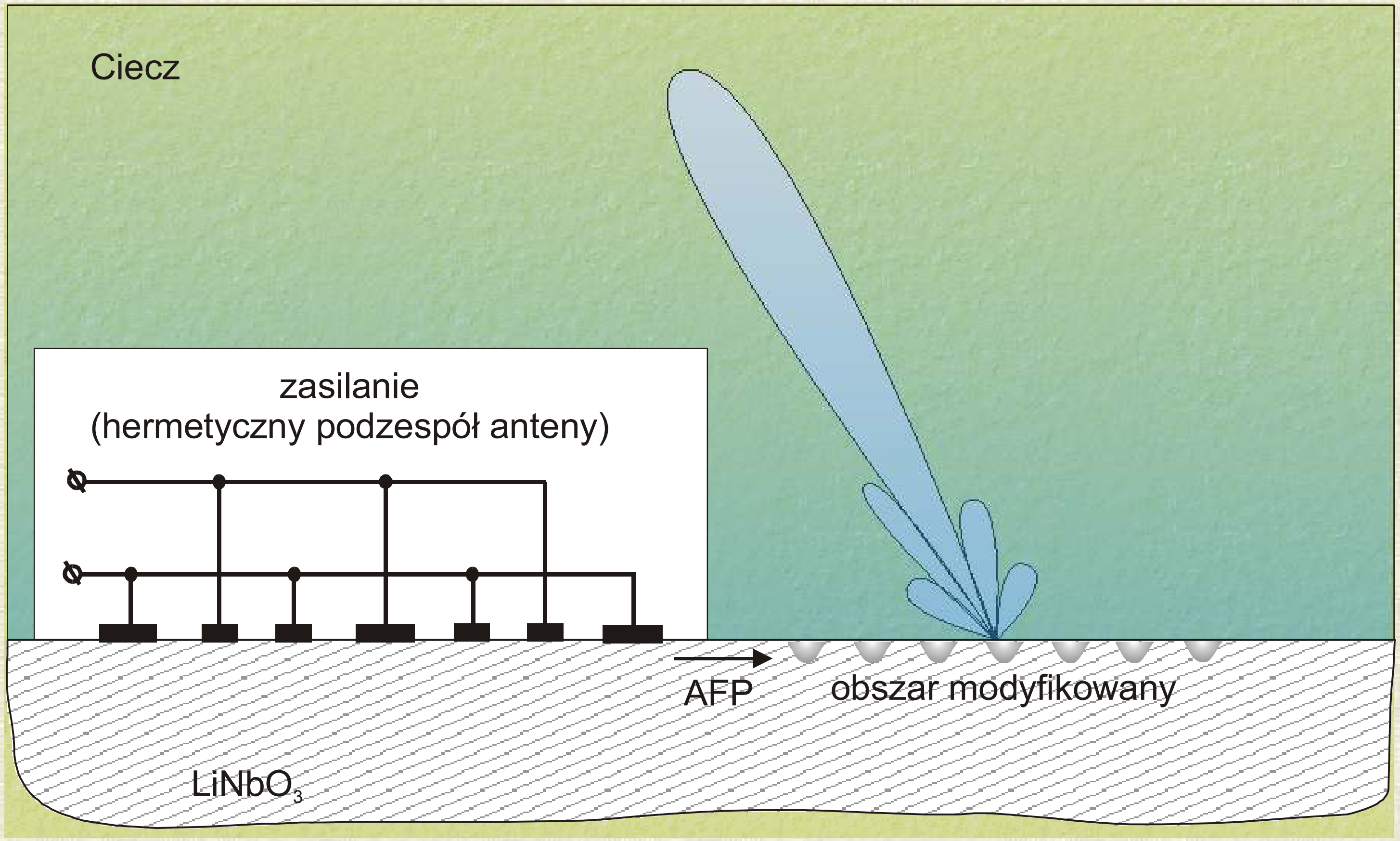
Formowanie wiązki





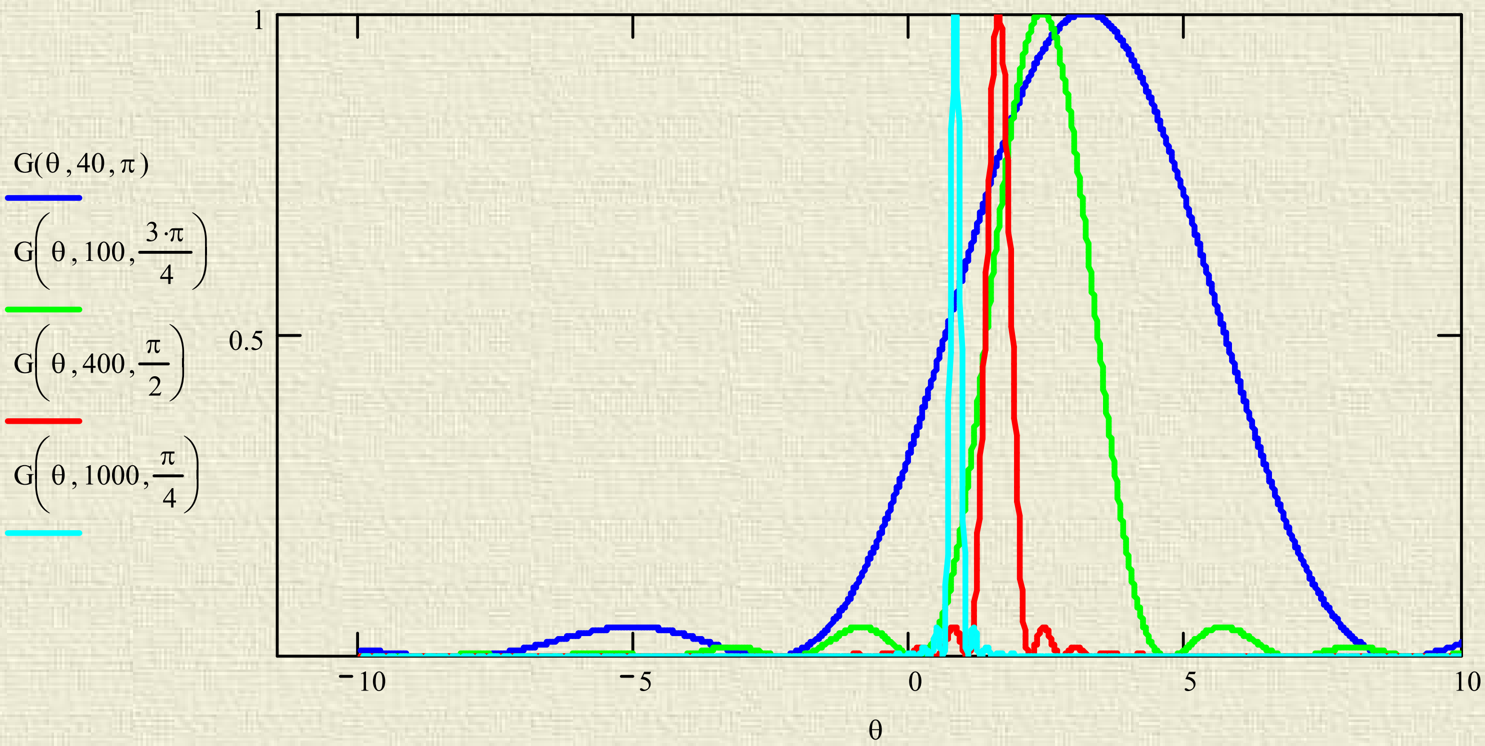


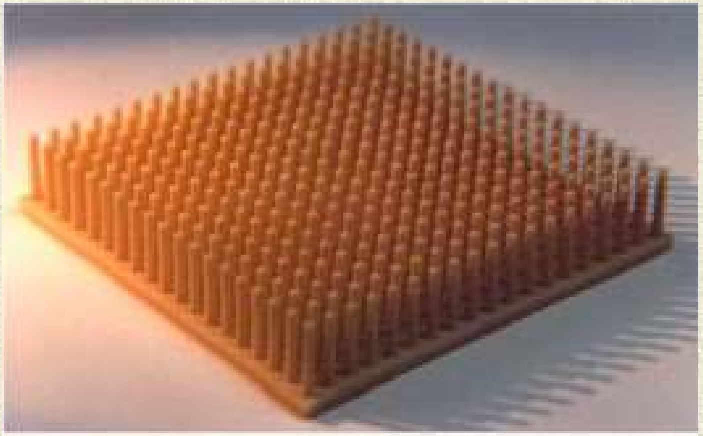



Ciecz
zasilanie
(hermetyczny podzespół anteny)
AFP
obszar modyfikowany
$LiNbO_3$

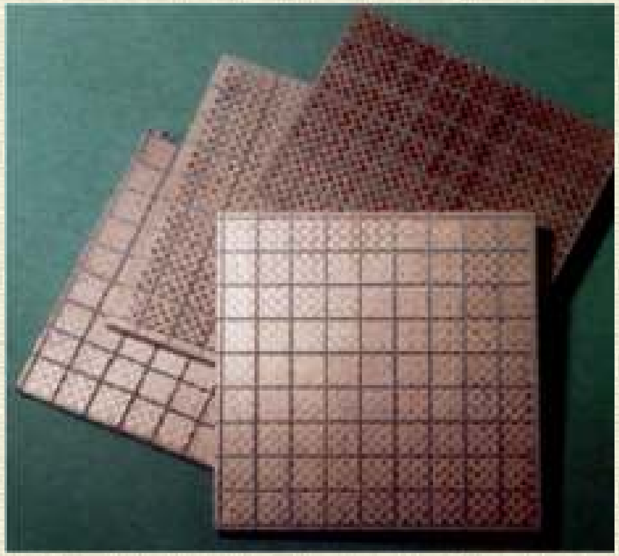

SIEMENS
MI 0.4
Quadrant A
Rotate 270°
Smooth Op
Reset
Format 1:3
16 dB GEN 2D
Page 1 of 2
Smooth 50%
Opacity 50%
Tint
Imaging
2D
3D
4D
Angle 55°
Quality 5
Editing
Protocol
Image
Calcs
Review
Compose
4.9/10.1 cm
3.6vps

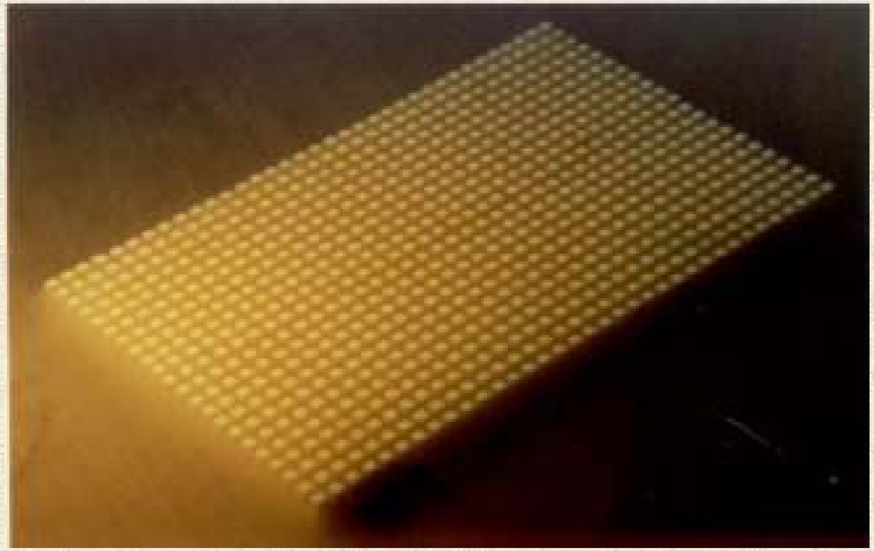
$$G(\theta, N, \theta o) := \frac{\sin\left[N\cdot\pi\cdot\frac{\delta min}{\lambda}\cdot\left(\sin\left(\theta\cdot\frac{\pi}{180}\right)-\sin\left(\theta o\cdot\frac{\pi}{180}\right)\right)\right]^2}{N^2\cdot\sin\left[\pi\cdot\frac{\delta min}{\lambda}\cdot\left(\sin\left(\theta\cdot\frac{\pi}{180}\right)-\sin\left(\theta o\cdot\frac{\pi}{180}\right)\right)\right]^2}$$





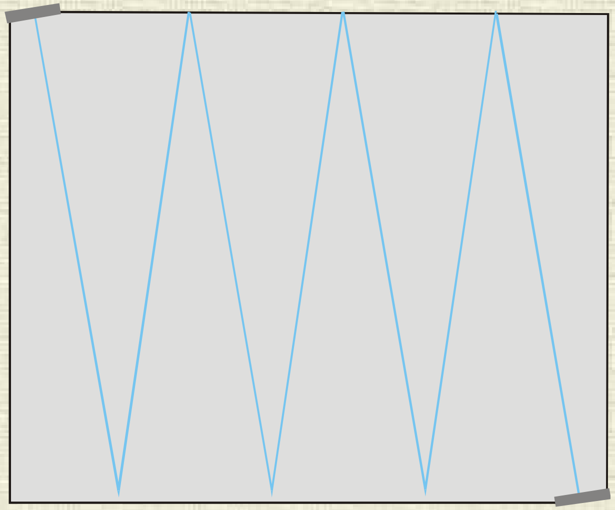
szyki przetworników



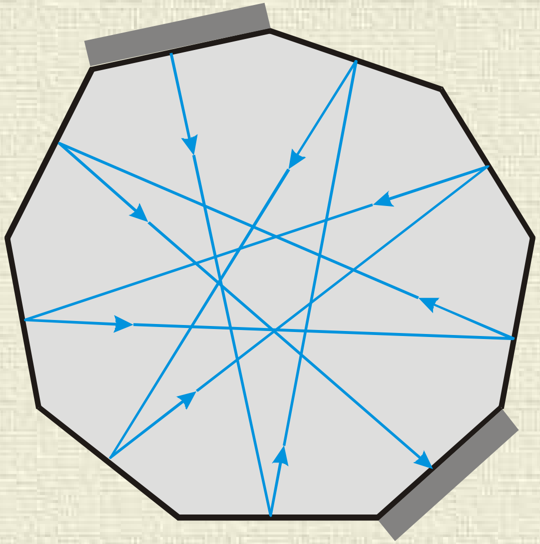


Układy akustoelektroniczne z falą objętościową.

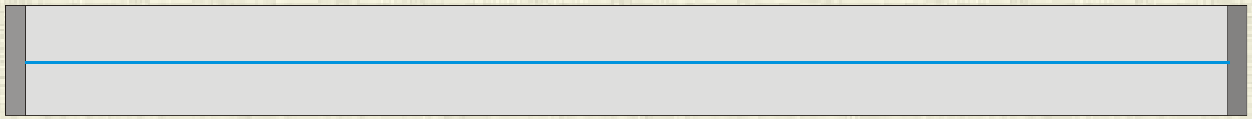
Linie opóźniające



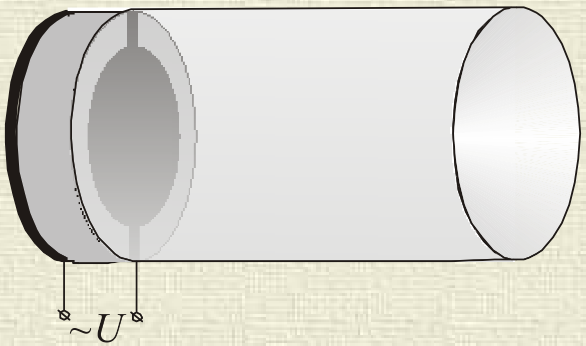
64 µs



120 µs

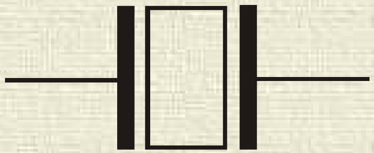


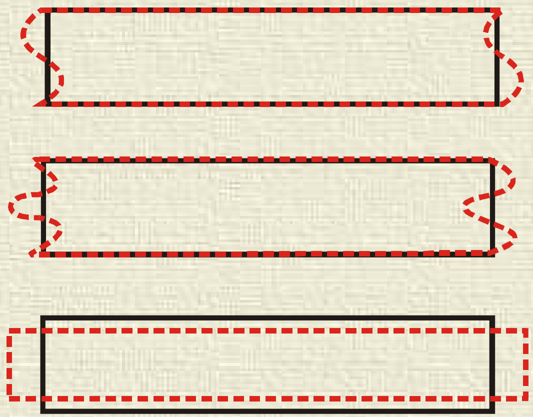
0,7 µs

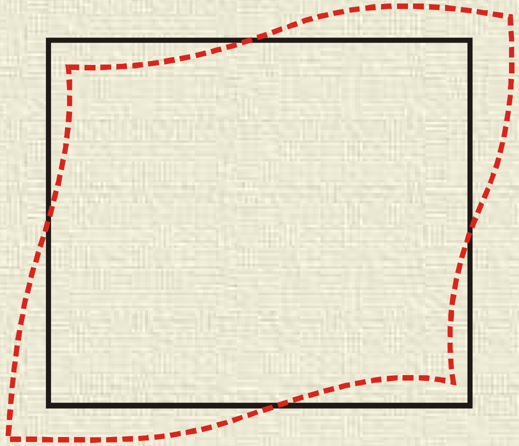


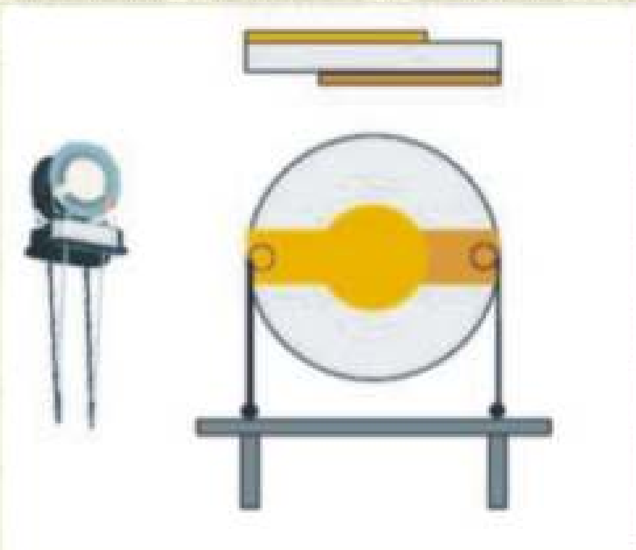
linia pięcioodbiciowa

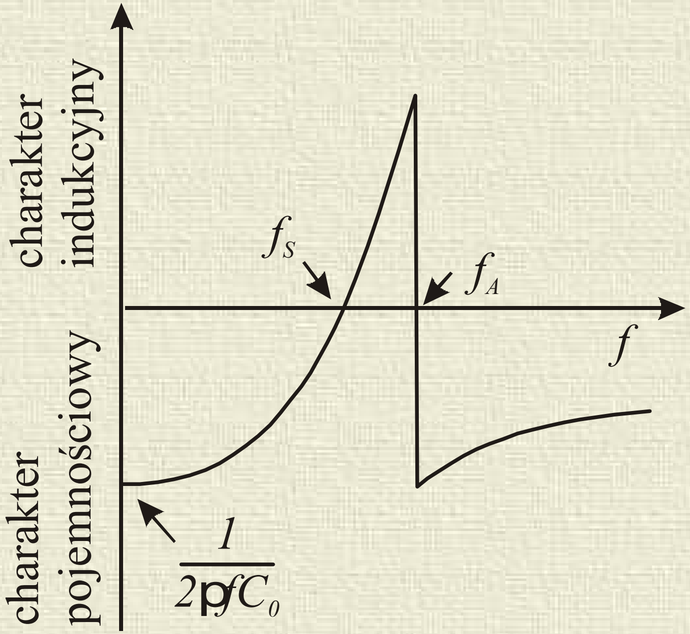
Rezonatory

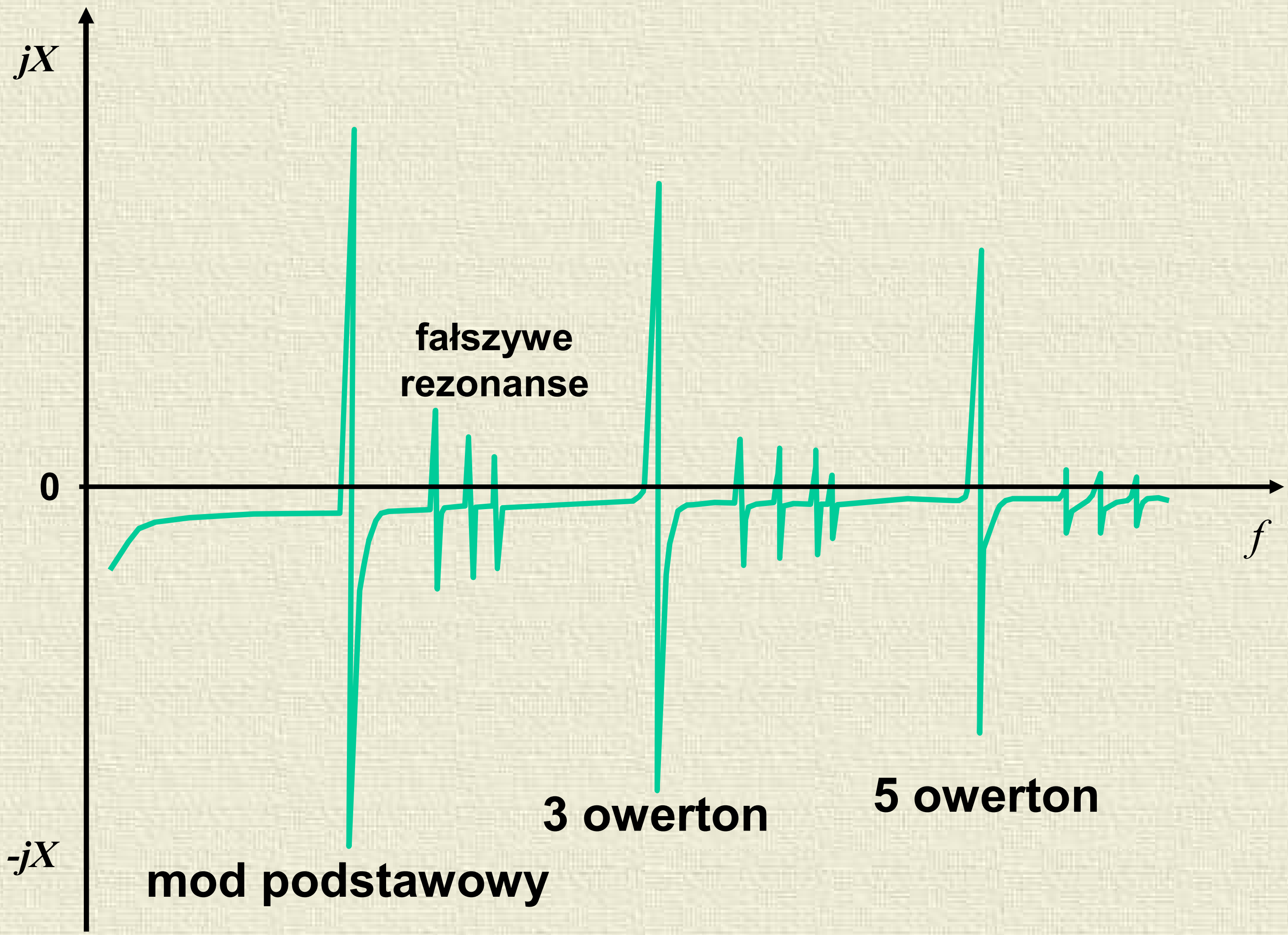


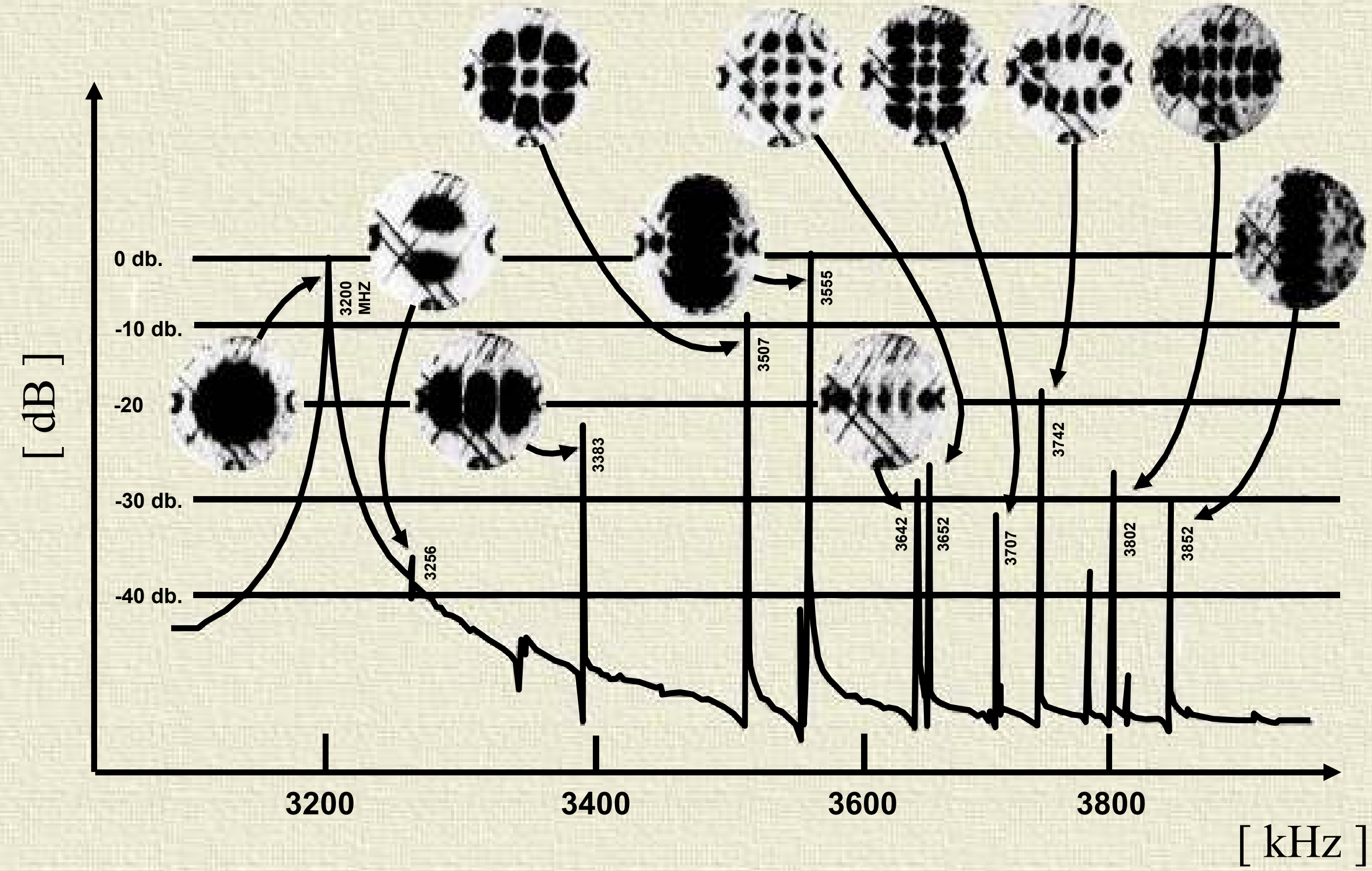


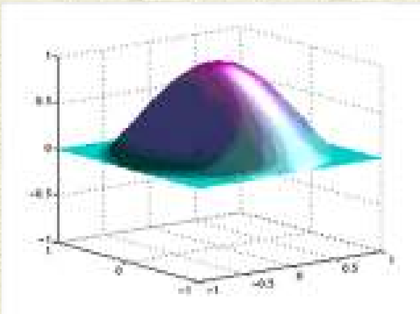


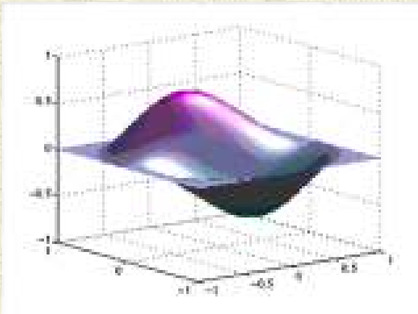


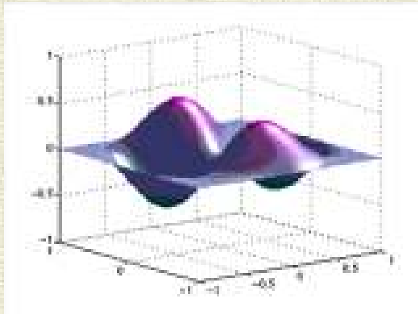

charakter indukcyjny
charakter pojemnościowy
f_S
f_A
f
$\frac{1}{2\pi f C_0}$

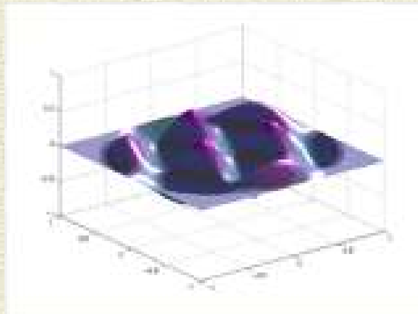

jX
0
-jX
f
fałszywe
rezonanse
mod podstawowy
3 owerton
5 owerton

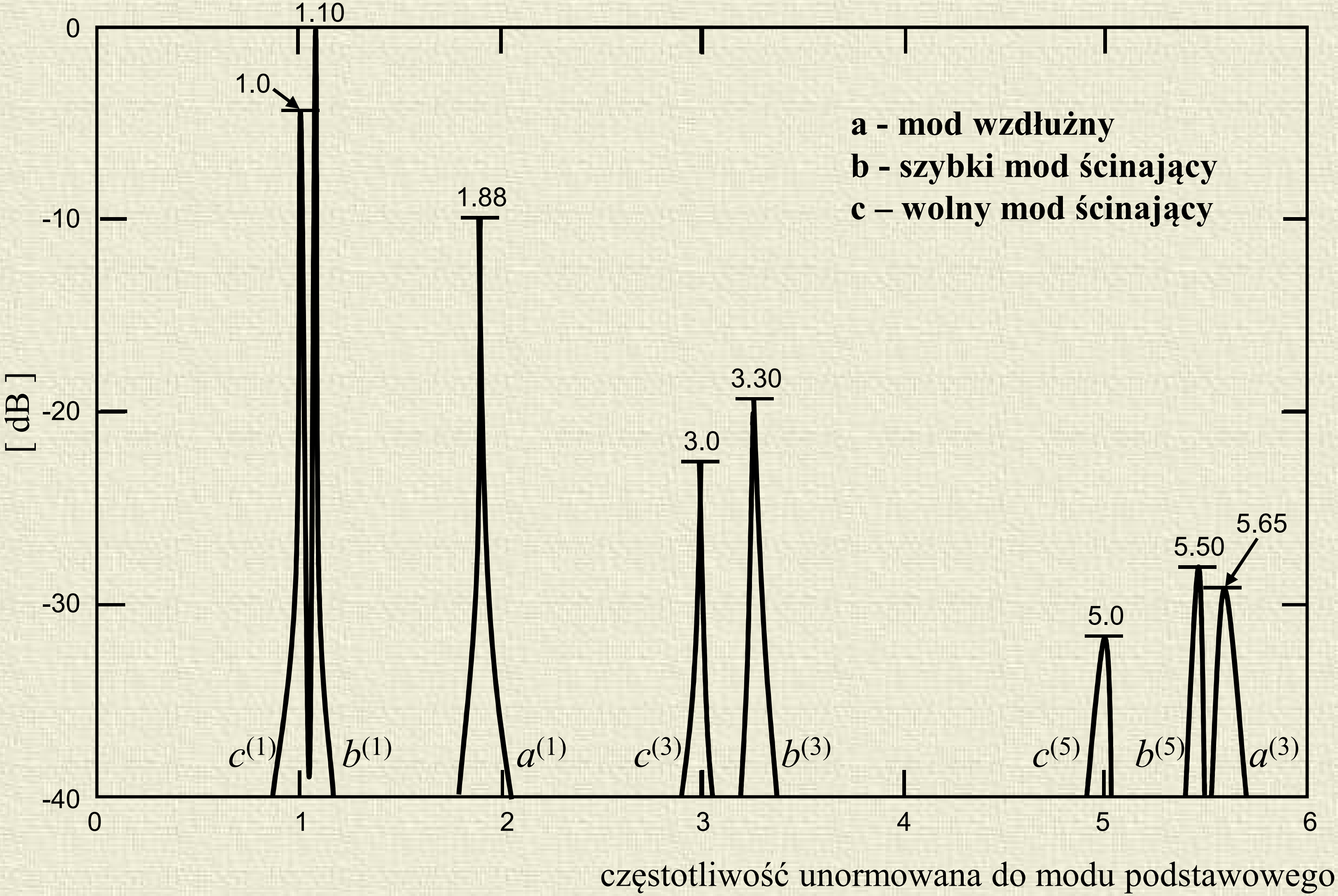

[dB]
0 db.
-10 db.
-20
-30 db.
-40 db.
3200 MHZ
3256
3383
3507
3555
3642
3652
3707
3742
3802
3852
3200
3400
3600
3800
[kHz]











a - mod wzdłużny
b - szybki mod ścinający
c – wolny mod ścinający
1.10
1.0
1.88
3.30
3.0
5.65
5.50
5.0
$c^{(1)}$ $b^{(1)}$ $a^{(1)}$ $c^{(3)}$ $b^{(3)}$ $c^{(5)}$ $b^{(5)}$ $a^{(3)}$
[dB]
0
-10
-20
-30
-40
0 1 2 3 4 5 6
częstotliwość unormowana do modu podstawowego

Cienka płytka – drgania ścinające

Częstotliwość rezonansowa

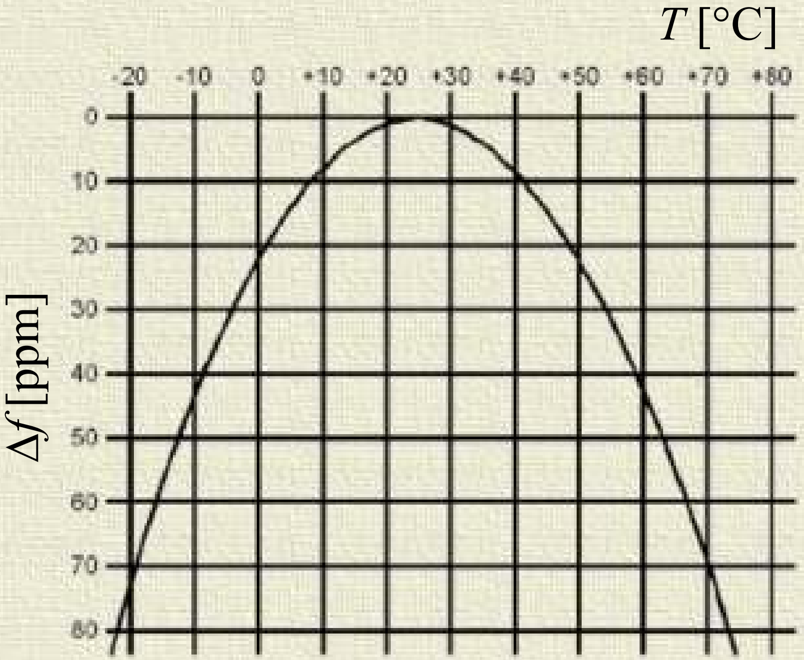
$$f_n = \frac{n}{2h}\sqrt{\frac{C_{ij}}{\rho}}, \quad n = 1, 3, 5...$$

f_n częstotliwość n-tego owertonu
h grubość płytki rezonansowej
ρ gęstość piezoelektryka
C_{ij} tensor stałych sprężystych

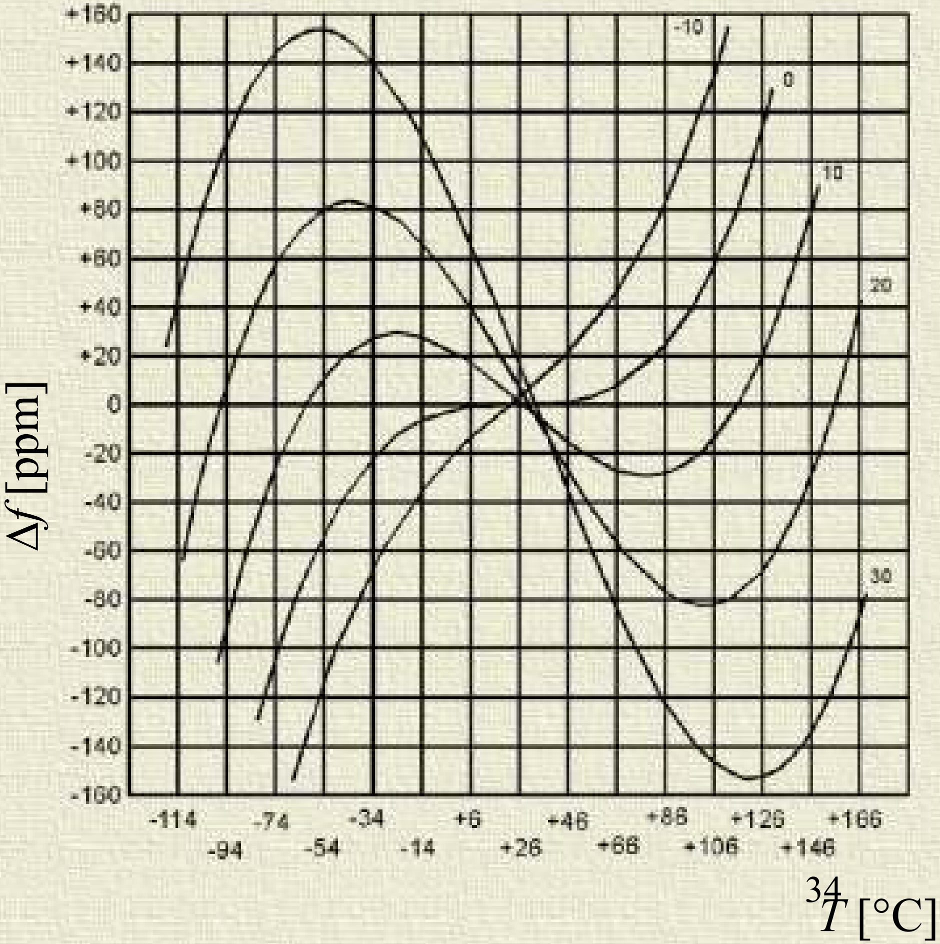
Liniowy współczynnik temperaturowy

$$T_f = \frac{d\left(\log f_n\right)}{dT} = \frac{1}{f_n}\frac{df_n}{dT} = \frac{-1}{h}\frac{dh}{dT} - \frac{1}{2\rho}\frac{d\rho}{dT} + \frac{1}{2c_{ij}}\frac{dc_{ij}}{dT}$$

Zależności temperaturowe

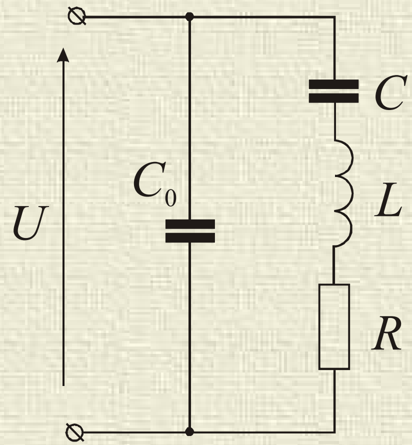


cięcie AT –10° do AT + 30°



materiał	cięcie	kierunek propagacji	prędkość fali Rayleigha [m/s]	współczynnik sprzężenia elektromech. [%]	współczynnik temperaturowy [10^{-6}/K]	względna przenikalność elektryczna
kwarc	42,75° Y (ST)	X	3175	0,16	0	4,5
kwarc	- 75° Y	X	3960	0,11	9	4,5
$LiNbO_3$	Y	Z	3488	4,82	-94	36,7
$LiNbO_3$	128° Y	X	4000	5,56	-74	39,1
$LiNbO_3$	64° Y	X	4742	11,3	-79	37,1
$LiTaO_3$	X	112° Y	3295	0,64	-18	44,0
$LiTaO_3$	36° Y	X	4178	4,8	-33	48,3
$Li_2B_4O_7$	45° X	Z	3401	1,0	0	9,6
polikryst. ZnO na szkle	-	-	2576	1,4	-11	10,8
kryst. ZnO na szafirze	-	-	5500	3,4	-7	10
$Pb(Sn_{1/2}Sb_{1/2})O_3 + PbTiO_3 + PbZrO_3$	-	-	2420	2,4	-38	270
$0{,}1Pb(Mn_{1/3}Nb_{2/3})O_3 + 0{,}9Pb(Zr_{0,74}Ti_{0,26})O_3$	-	-	2430	2,9	-17	460

Schemat zastępczy



$$C_0 \cong \varepsilon \frac{A}{h} \qquad r = \frac{C_0}{C}$$

$$f_S = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC}}$$

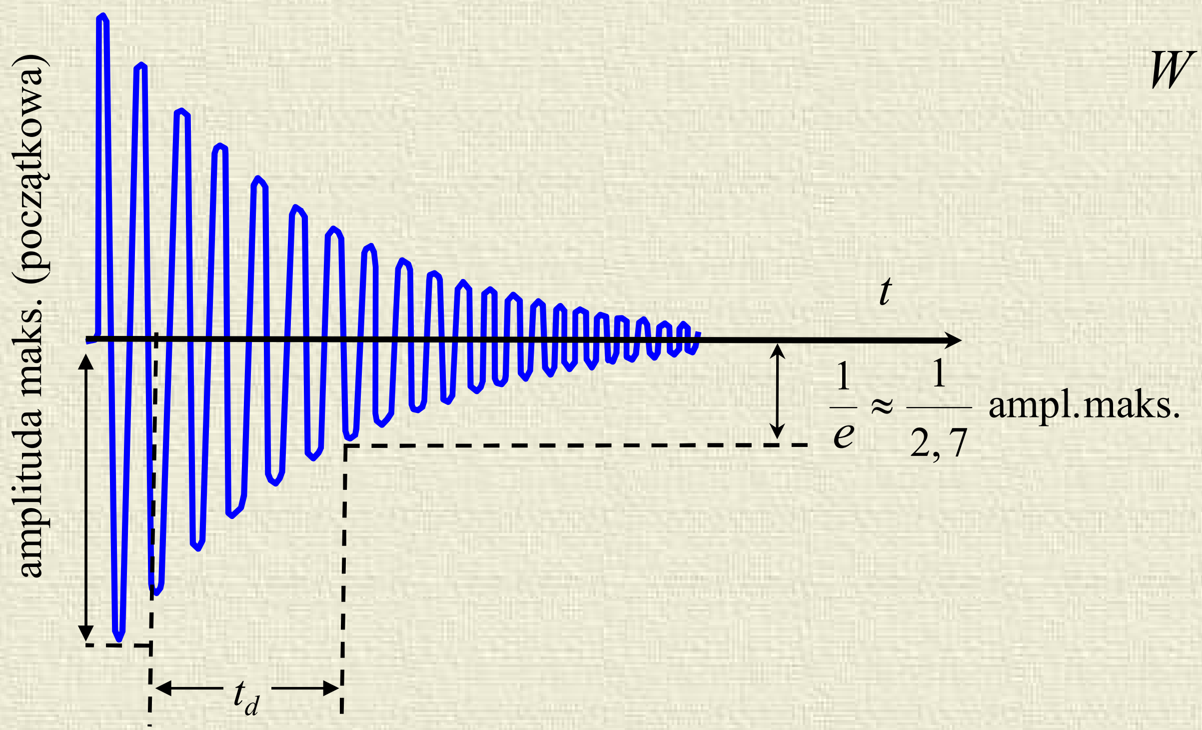
$$f_a - f_s \approx \frac{f_s}{2r} \qquad Q = \frac{1}{2\pi f_s RC}$$

n nr owertonu
C_n C na n-tym owertonie
L_n L na n-tym owertonie
R_n R na n-tym owertonie
ε przenikalność elektryczna
dla kwarcu ≈ 40 pF/m
A powierzchnia elektrod
h grubość płytki
r współczynnik pojemnościowy
f_s częstotliwość rezonansu szeregowego
f_a częstotliwość antyrezonansu
Q dobroć
τ opóźnienie grupowe
φ przesunięcie fazy
K współczynnik sprzężenia elektromech.

$$\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \qquad \tau = RC \approx 10^{-14}\,\mathrm{s} \qquad \frac{d\varphi}{df} \cong \frac{360}{\pi}\frac{Q}{f_s}$$

$$C_n \approx \frac{r' C_{11}}{n^3} \qquad L_n \approx \frac{n^3 L_{11}}{r'^3} \qquad R_n \approx \frac{n^3 R_{11}}{r'} \qquad r' = \frac{f_1}{f_n} \qquad 2r = \left(\frac{\pi n}{2K}\right)^2$$

Dobroć

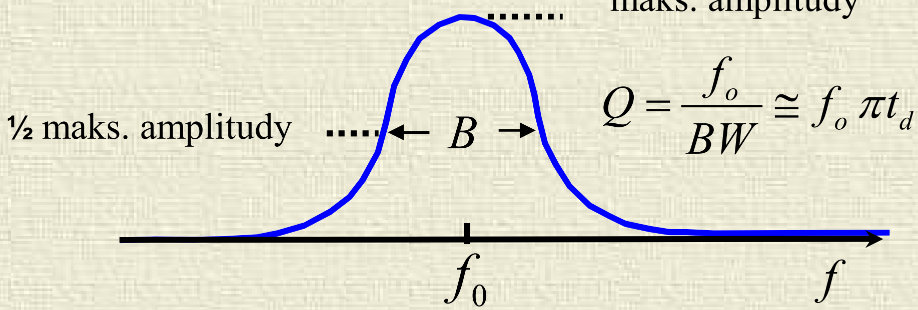


$$W(t) = W_0 \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{Q}\right)$$

moc tracona w jedn. czasu

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

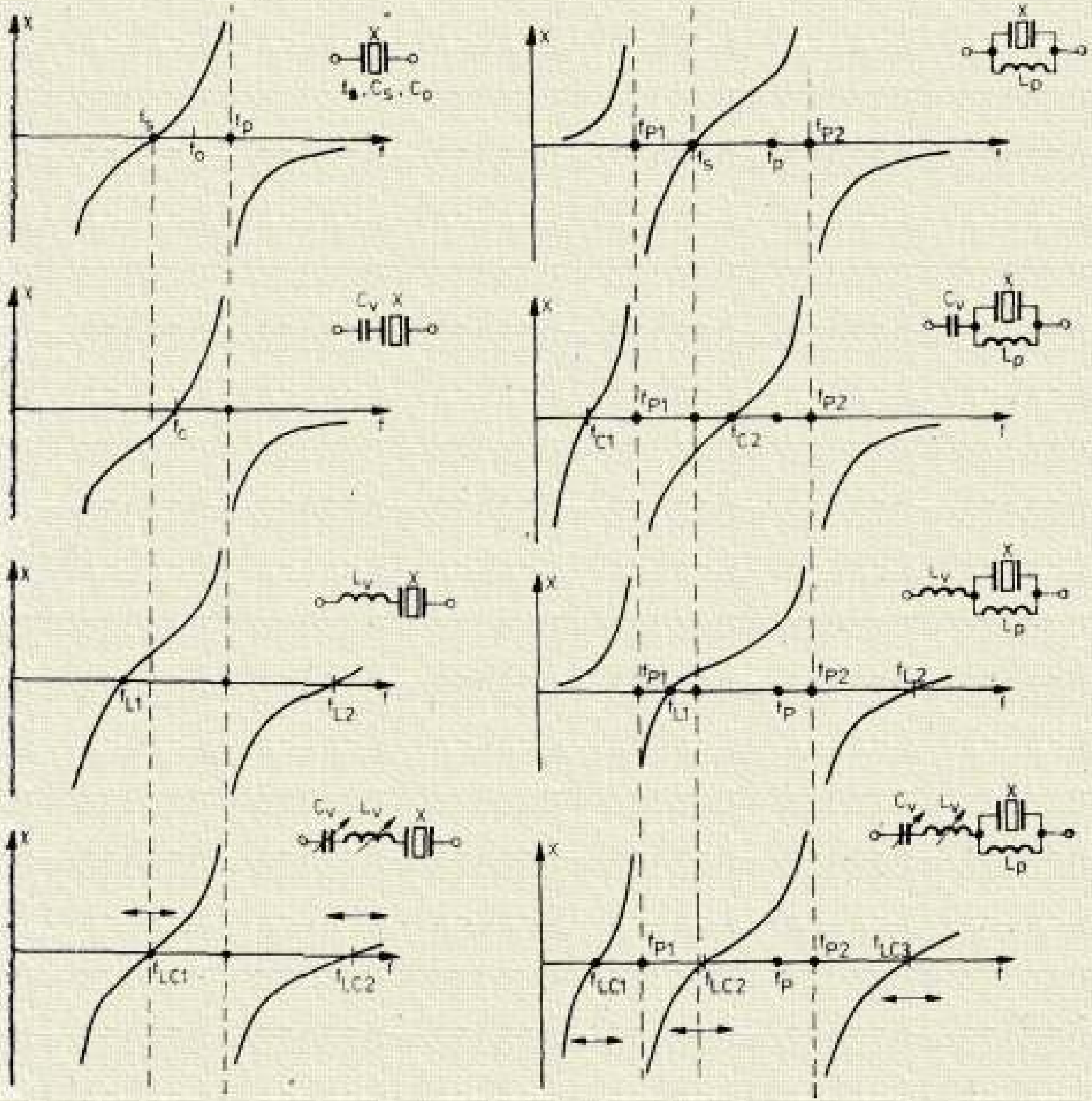
$$Q = \omega_0 \frac{W_0}{P}$$



$$Q = \frac{f_o}{BW} \cong f_o \pi t_d$$

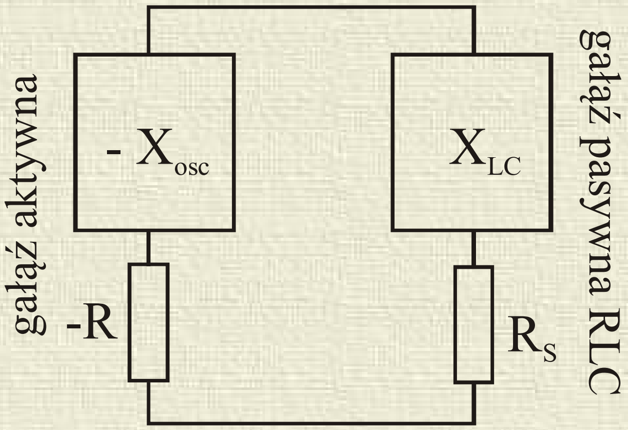
$$B \cong \frac{1}{\pi t_d}$$

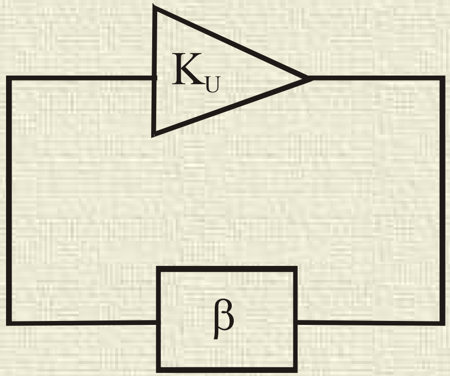
Przeciąganie rezonatorów



Oscylatory stabilizowane kwarcowo

XO - Crystal Oscillator
VCXO - Voltage Controlled Crystal Oscillator
OCXO - Oven Controlled Crystal Oscillator
TCXO - Temperature Compensated Crystal Oscillator
TCVCXO - Temperature Compensated/Voltage Controlled Crystal Oscillator
OCVCXO - Oven Controlled/Voltage Controlled Crystal Oscillator
MCXO - Microcomputer Compensated Crystal Oscillator
RbXO - Rubidium-Crystal Oscillator

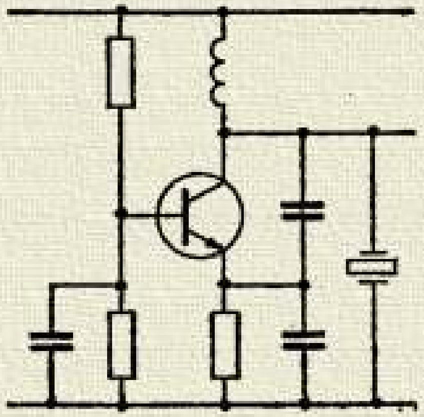


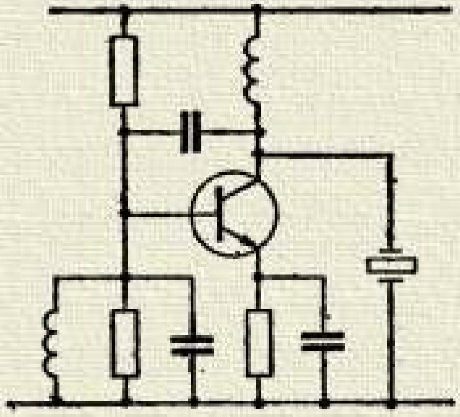


Warunki oscylacji!

Układy podstawowe

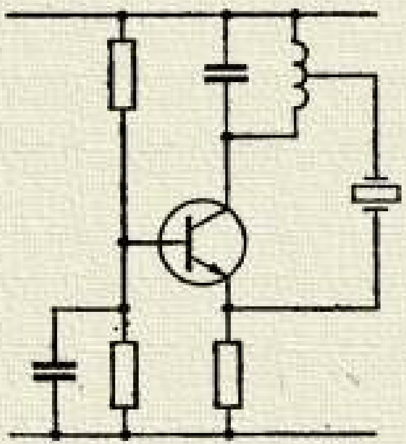
Colpittsa

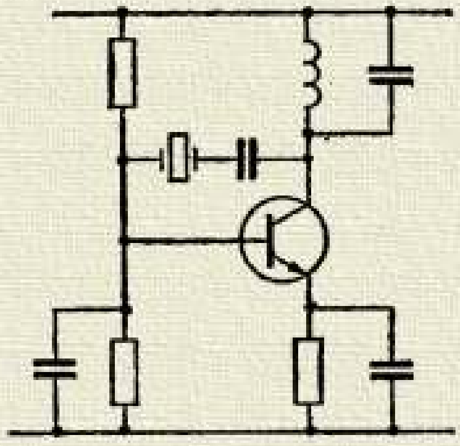




rezonansowy

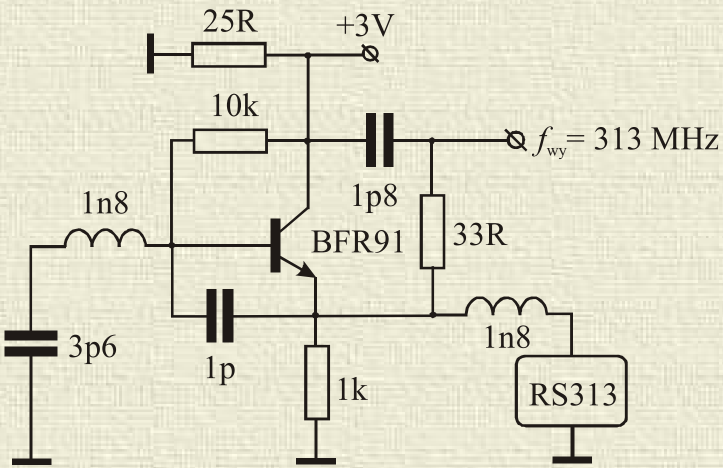
Hartleya

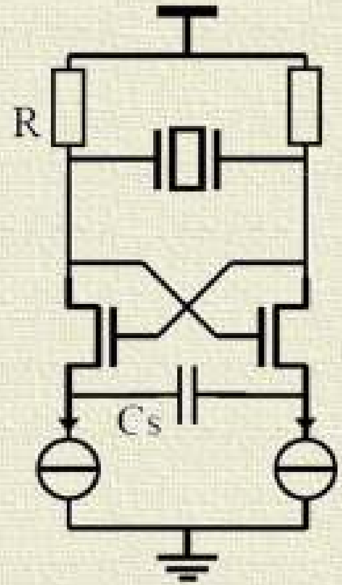




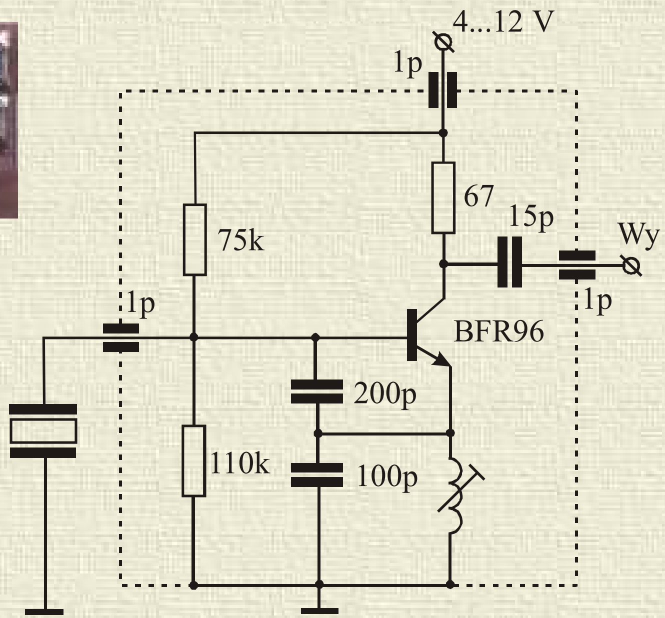
Pierce'a

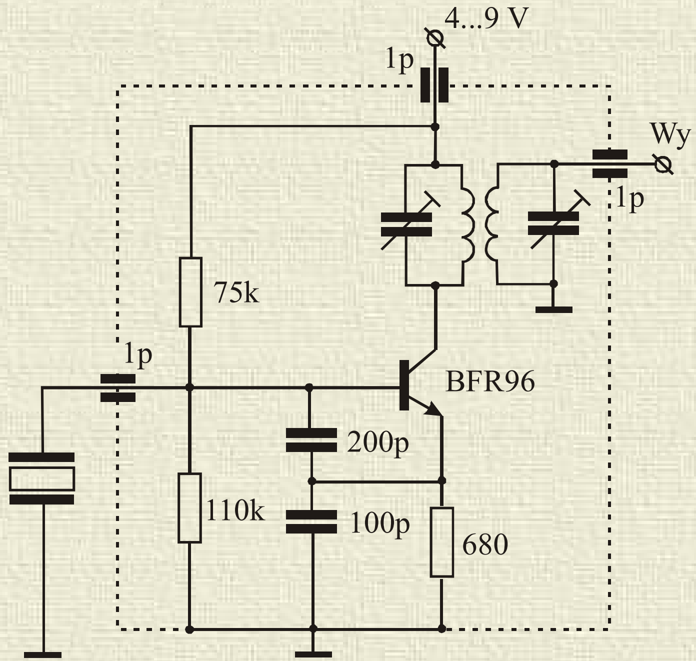
Układy pomysłowe





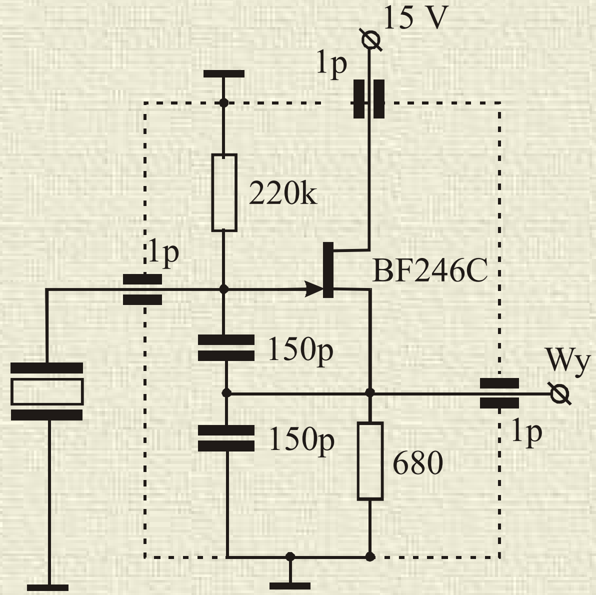
układ dla FPGA



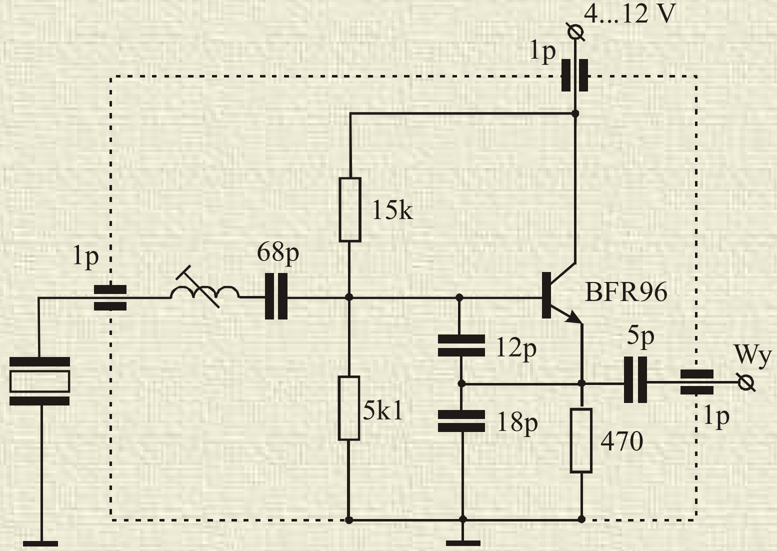


układ dla rezonatorów trudnowzbudnych

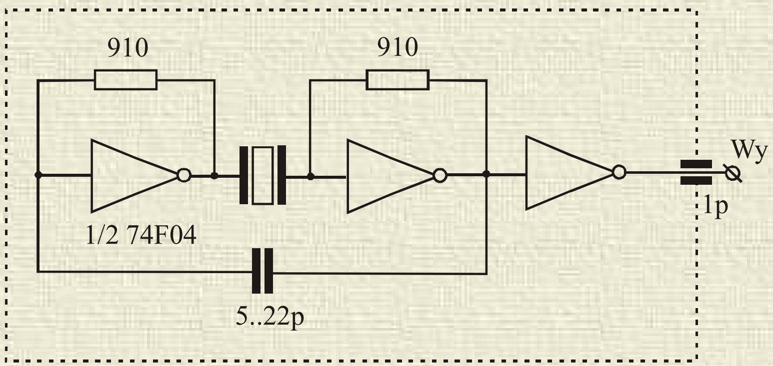
układ z powielaniem częstotliwości

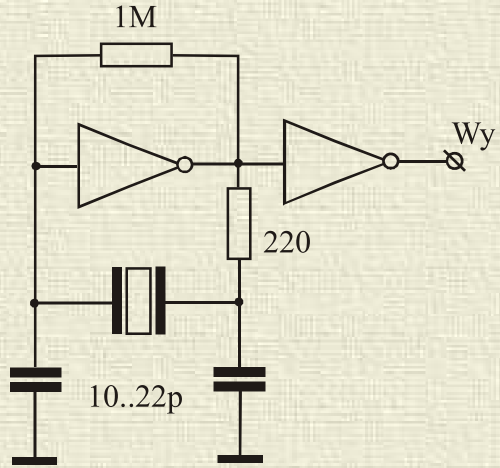


układ z tranzystorem polowym



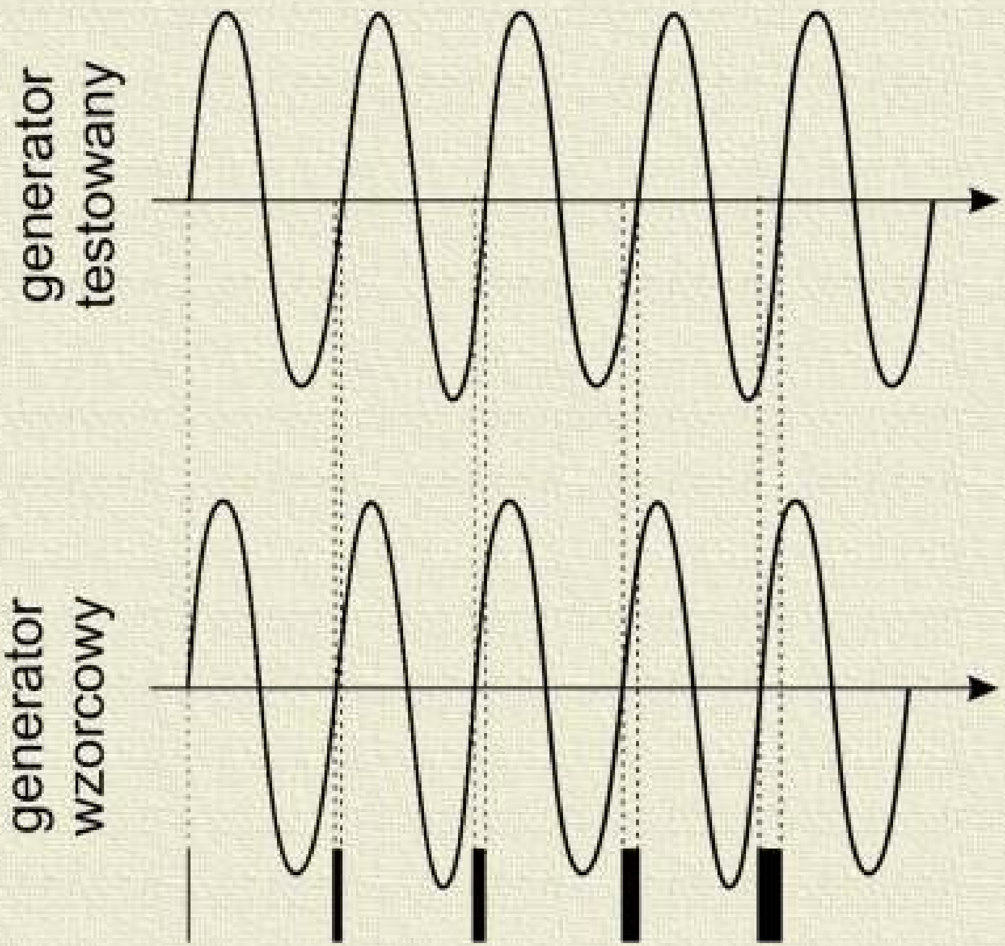
układ owertonowy



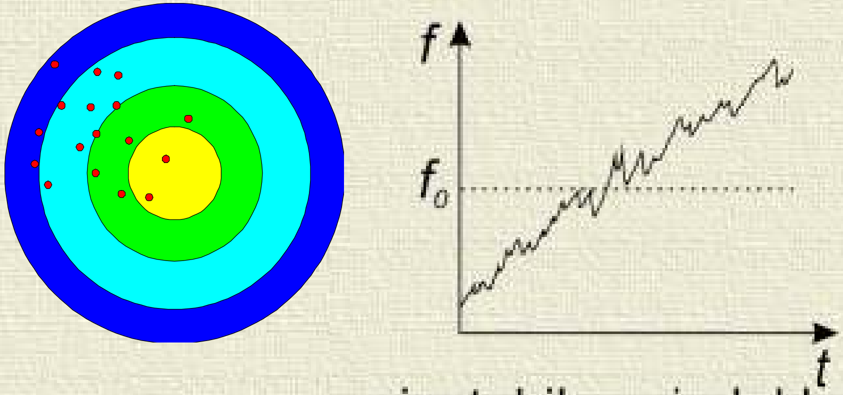


układy na bramkach logicznych

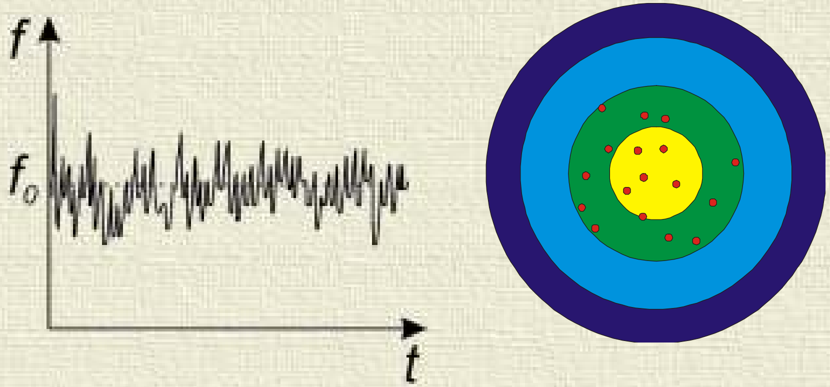
Stabilność częstotliwościowa oscylatorów



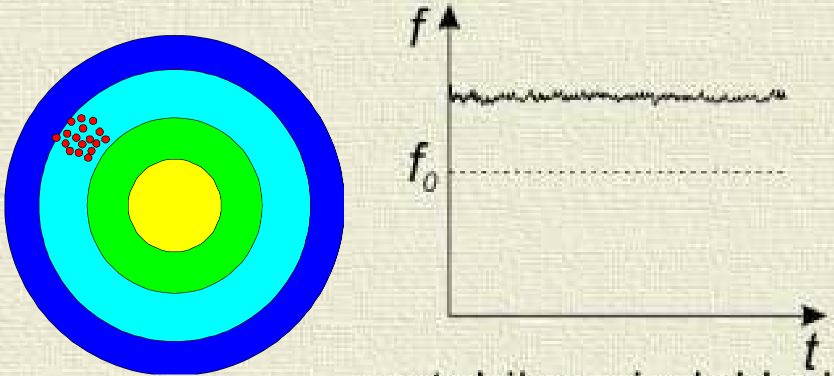
Typy oscylatorów



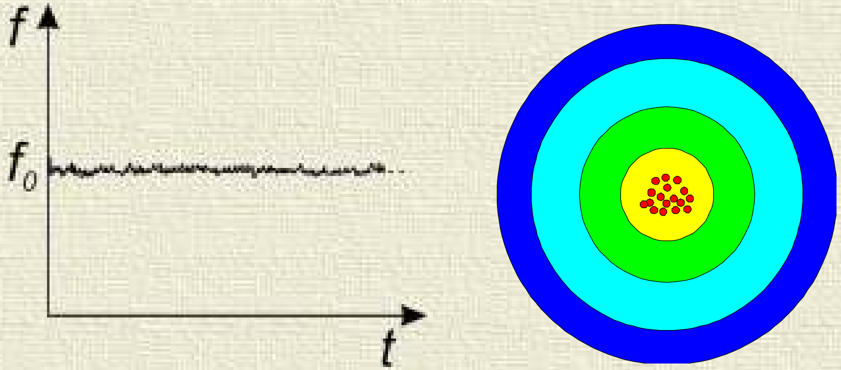
niestabilny niedokładny



niestabilny dokładny

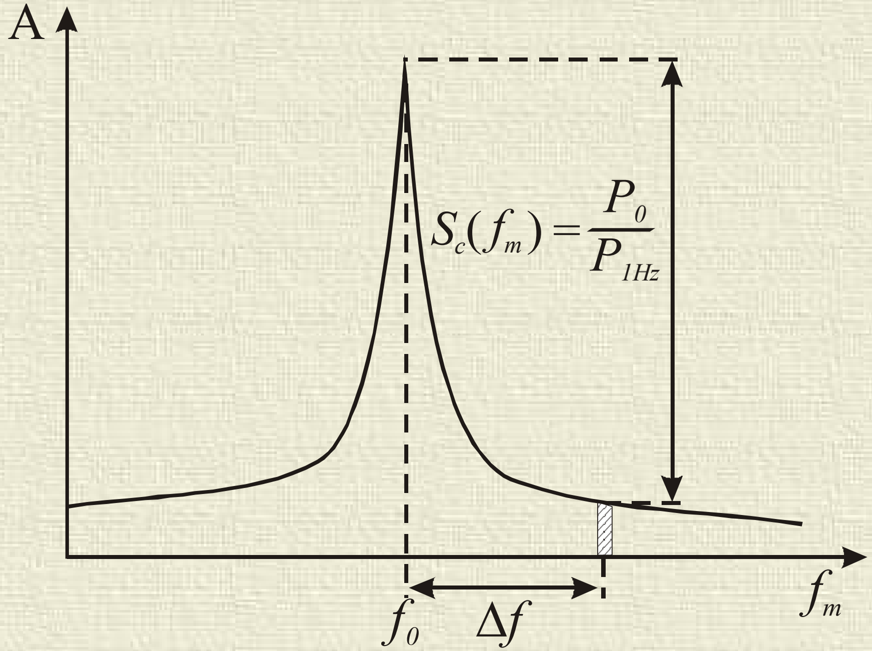


stabilny niedokładny



stabilny dokładny

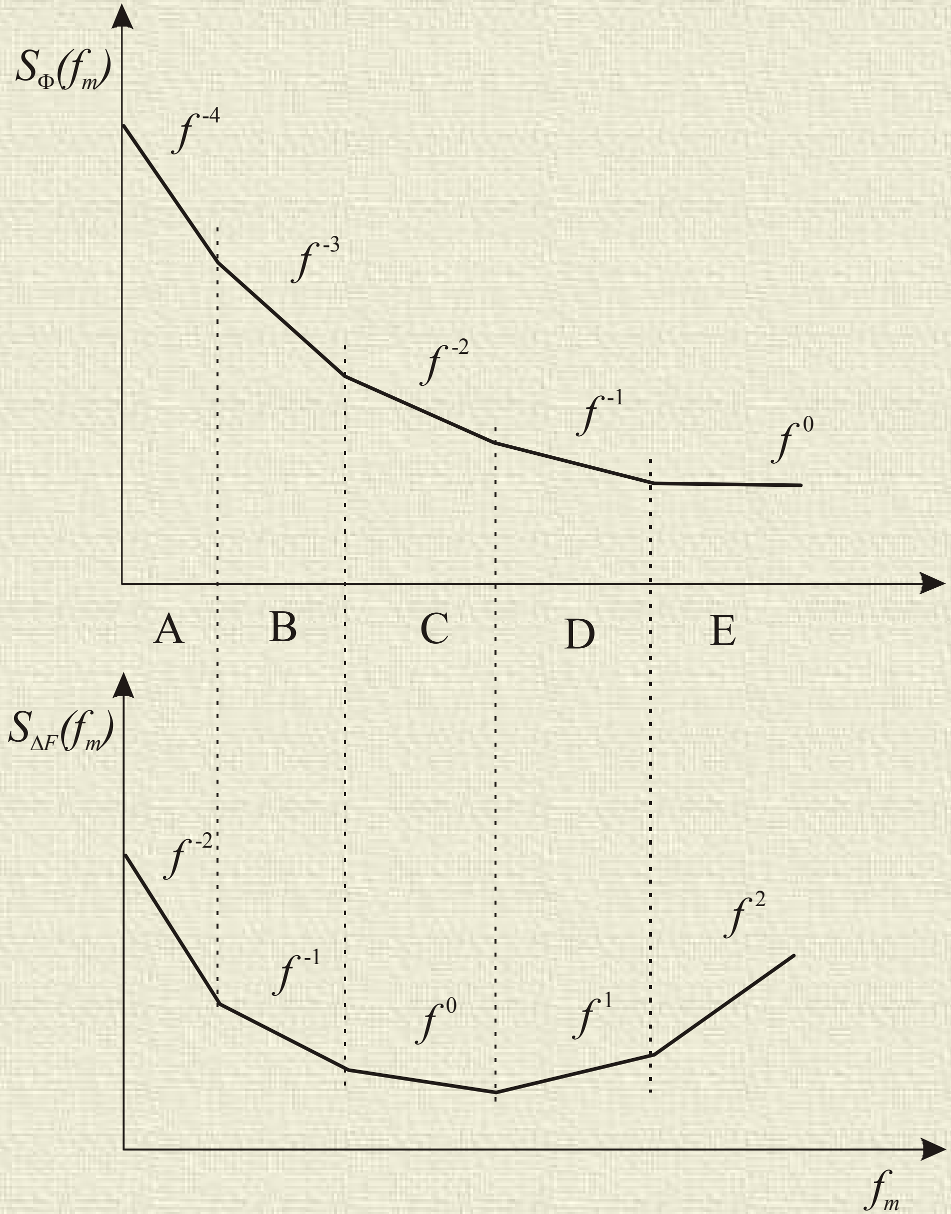
Zgodnie ze standardem przyjętym przez amerykański Krajowy Instytut Normalizacji i Techniki (National Institute of Standards and Technology) jednostronny szum fazowy jest definiowany poprzez stosunek całkowitej gęstości mocy sygnału P_0 do gęstości mocy przypadającej na 1 Hz połowy pasma z dala od nośnej P_{1Hz}.



$$S_c\left(f_m\right) = \left(\frac{\Delta f}{2 f_m}\right)^2 = \frac{1}{2} S_\Phi\left(f_m\right) \simeq \frac{S_{\Delta F}\left(f\right)}{2 f_m^2}$$

Tak zdefiniowany szum można wyrazić też poprzez dewiację częstotliwości oraz

częstotliwościową $S_{\Delta F}\left(f_m\right)$ i fazową $S_\Phi\left(f_m\right)$ gęstość spektralną



A – szum swobodnego błądzenia
(random walk frequency)
powodowany czynnikami zewnętrznymi takimi jak zmiany temperatury, wibracje, zmiany wilgotności itp.

B – szum migotania częstotliwości,
(flicker frequency)
pochodzący od rezonatora lub wzmacniacza

C – szerokopasmowy częstotliwościowy szum biały
(white frequency)
zależny od dobroci rezonatora

D – szum migotania fazy
(flicker phase)
pochodzący od wzmacniacza i elementów pętli sprzężenia

E – szerokopasmowy szum biały
(white phase)
generowany w zasadzie przez wszystkie elementy układu.

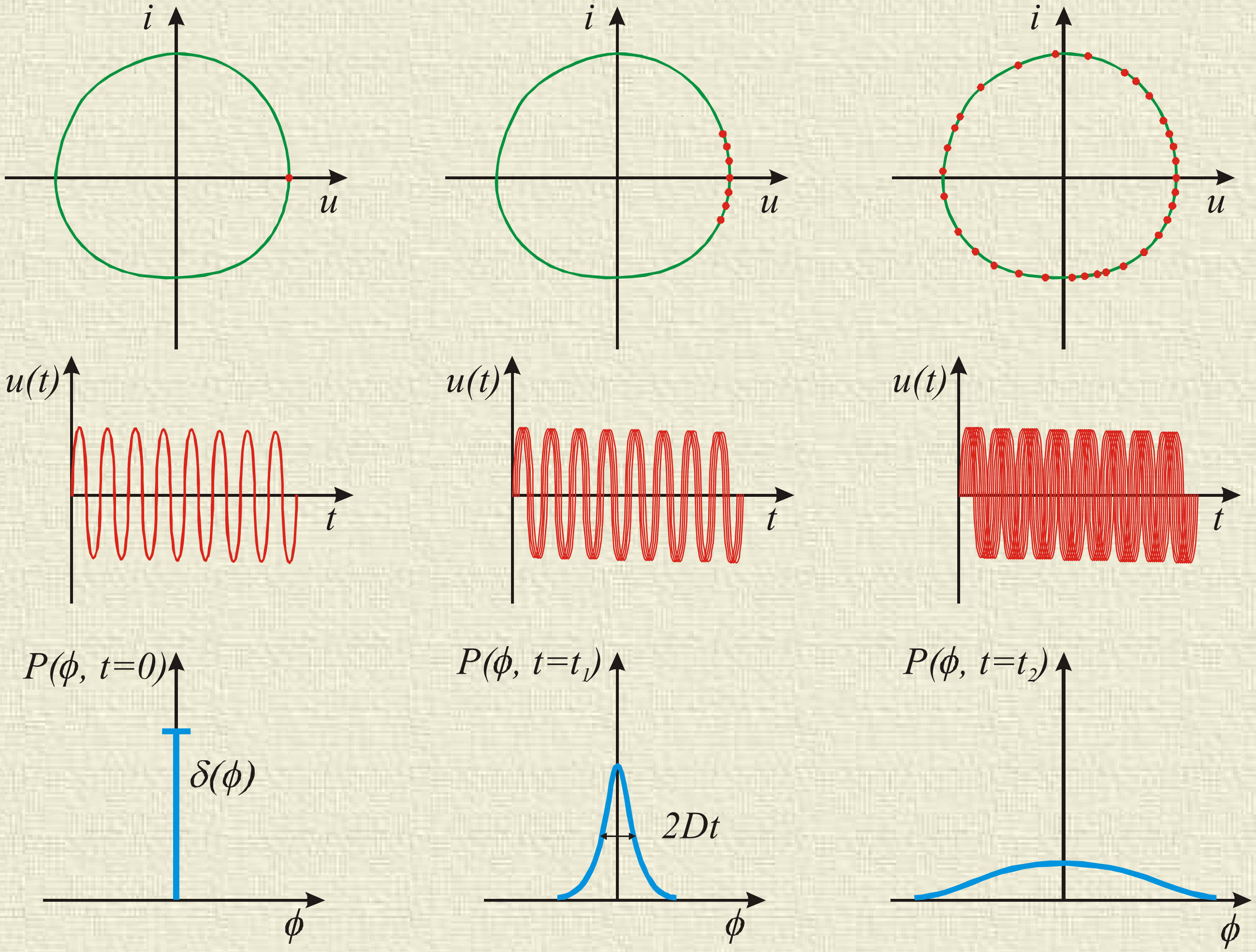
Prawa strona łamanej $S_{\Phi}(f_m)$ opisywana jest często modelem Leesona

$$L(f_m) = 10\log\left(S_{\Phi}(f_m)/2\right)$$

$$L(f_m) = 10\log\left\{\frac{FkTB}{2P}\left[\frac{1}{f_m^3}\frac{f_0^2 f_{1/f}}{4Q_L^2} + \frac{1}{f_m^2}\frac{f_0^2}{Q_L^2} + \frac{f_{1/f}}{f_m} + 1\right]\right\}$$

F - współczynnik szumów elementu aktywnego
k - stała Boltzmanna
T - temperatura bezwzględna
B - pasmo rezonatora
P - średnia moc gromadzona w rezonatorze
f_0 - częstotliwość rezonansowa
f_{m} - dewiacja częstotliwości rezonansowej
$f_{1/f}$ - dewiacja częstotliwości rozgraniczającą odcinki B i C krzywej $S_{\Phi}(f_m)$
Q_L – całkowita dobroć rezonatora

Równoważny opis daje także zastosowanie pojęcia dyfuzji fazy w oscylatorze



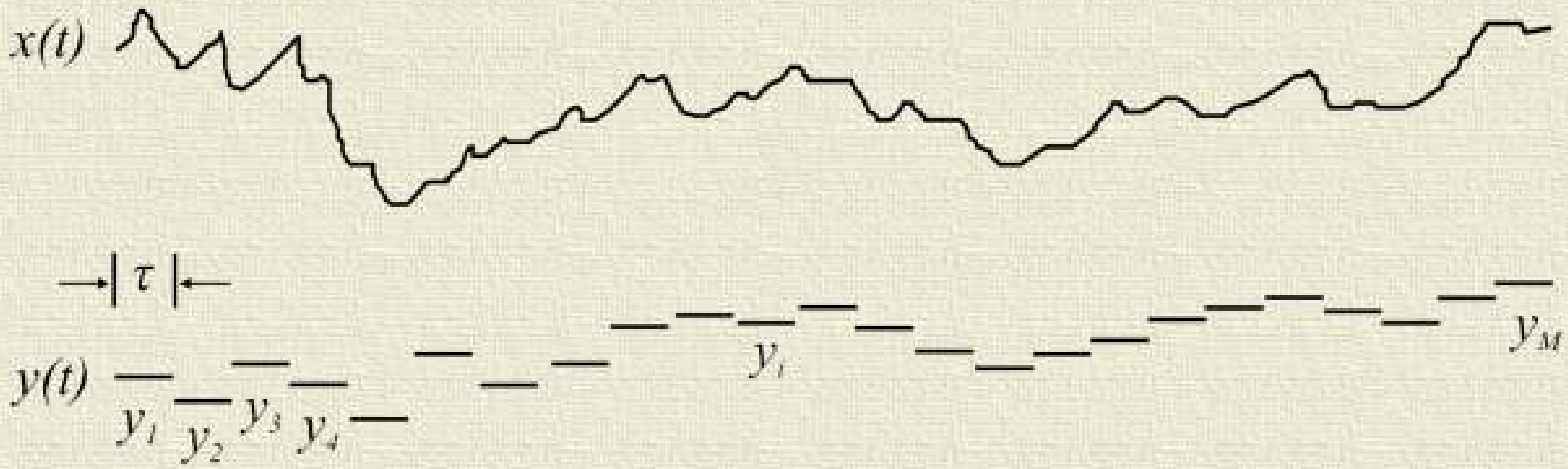
Za pomocą dyfuzji fazy można wyrazić zarówno częstotliwościową jak i fazową gęstość spektralną, a także tzw. łamaną Leesona

$$L(f) = \frac{2D}{\omega^2 + D^2} \qquad \text{dla } \omega \gg D \qquad L(f) = \frac{2D}{\omega^2}$$

Warunek ten dla oscylatorów o dostatecznie wysokiej częstotliwości pracy i małych szumach fazowych jest zawsze spełniony.

Dla oscylatora pracującego z częstotliwością powyżej kilkudziesięciu MHz i charakteryzującego się szumami rzędu -120 dB/Hz dyfuzja fazy nie przekracza 6 Hz.

Pomiar stabilności oscylatorów



$$y_i = \frac{x_{i+1} - x_i}{\tau}$$

odchylenie standardowe

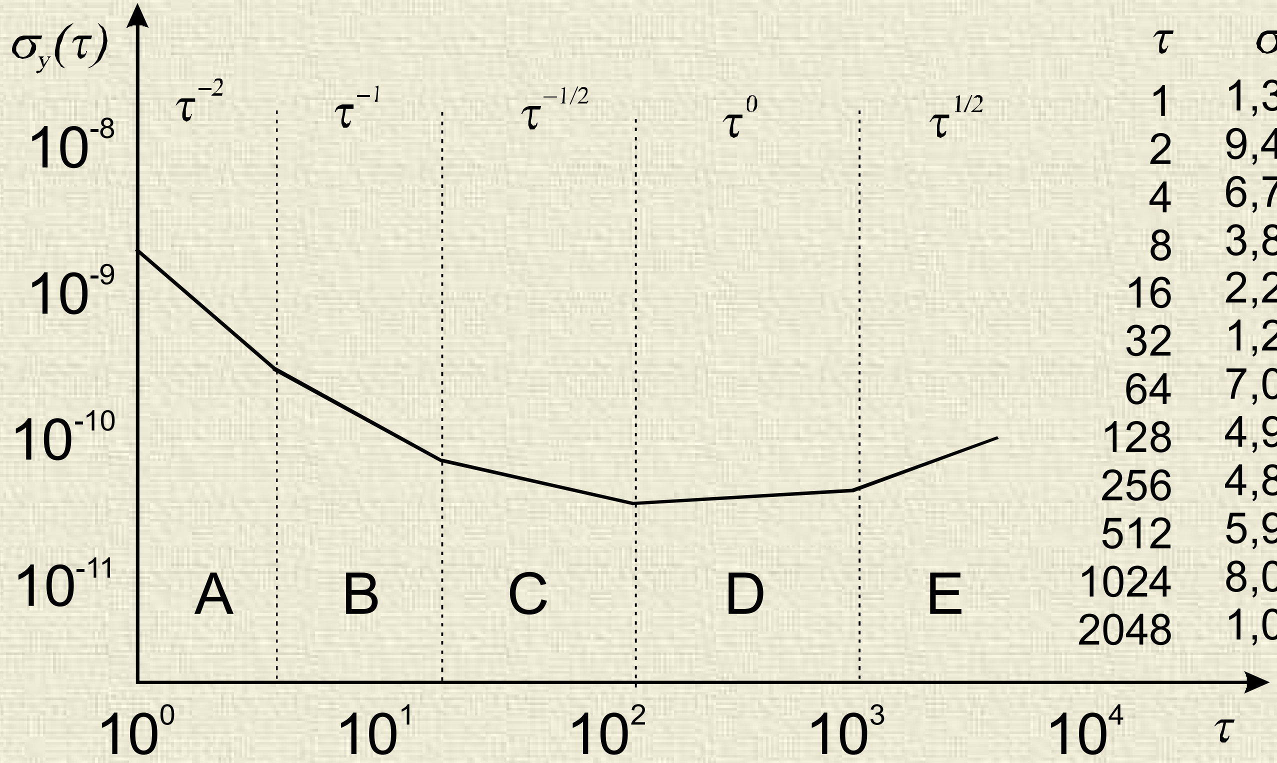
$$\sigma_{OS\,y}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{M-1}\sum_{i=1}^{M}\left(y_i - y\right)^2}$$

dewiacja Allana

$$\sigma_y(1\tau) = \sqrt{\frac{1}{2\left(M-1\right)}\sum_{i=1}^{M-1}\left(y_{i+1} - y_i\right)^2}$$

$$\sigma_y(m\tau) = \sqrt{\frac{1}{2(M-2m)m^2\tau^2}\sum_{i=1}^{M-2m}\left(-x_{i+2m} + 2x_{i+m} - x_i\right)^2}$$

gdzie: $$x_{i+l} = x_i + \tau\sum_{j=i}^{l} y_j$$



τ	$\sigma_y(\tau)$
1	1,39e-09
2	9,41e-10
4	6,76e-10
8	3,82e-10
16	2,27e-10
32	1,20e-10
64	7,06e-11
128	4,94e-11
256	4,87e-11
512	5,90e-11
1024	8,07e-11
2048	1,04e-10

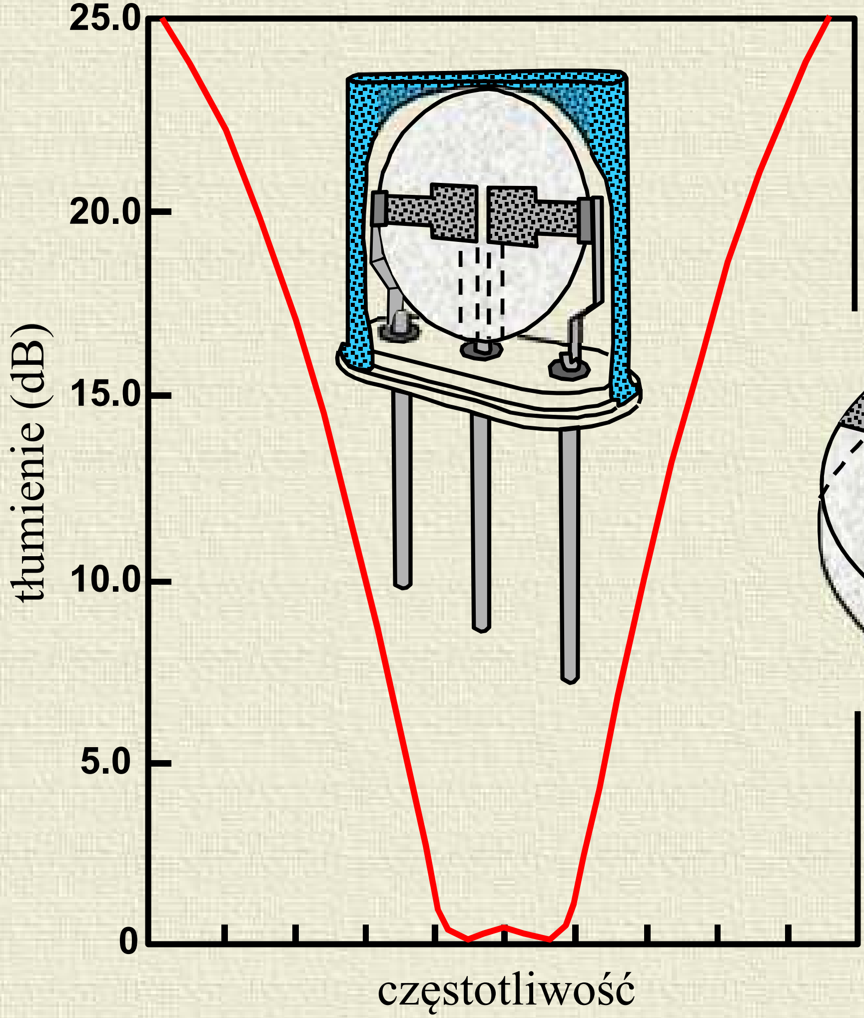
dewiacja Allana

Porównanie wybranych typów oscylatorów kwarcowych ze wzorcem wodorowym

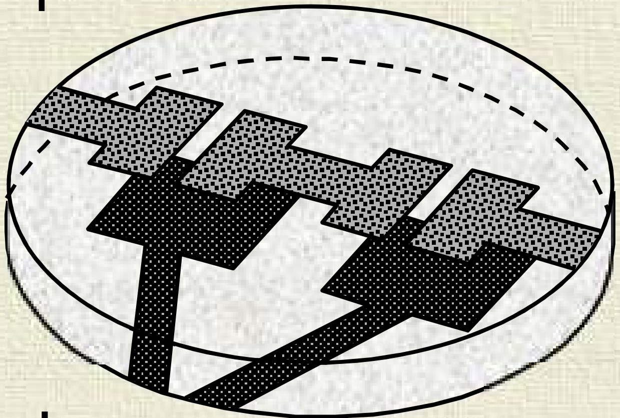
typ oscylatora / parametr	TCXO	OCXO	Wodorowy
$\sigma_y(\tau = 1s)$	10^{-9}	10^{-12}	10^{-12}
$\sigma_y(\tau)_{min}$ *(noise floor)*	10^{-9}	10^{-12}	10^{-15}
Δf po nagrzaniu	10^{-6}	10^{-8}	10^{-12}
starzenie/rok	$5 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-9}$	$1 \cdot 10^{-13}$

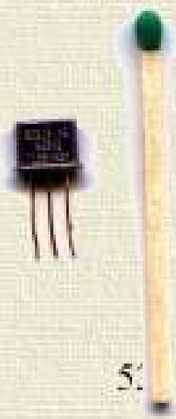
Filtry monolityczne

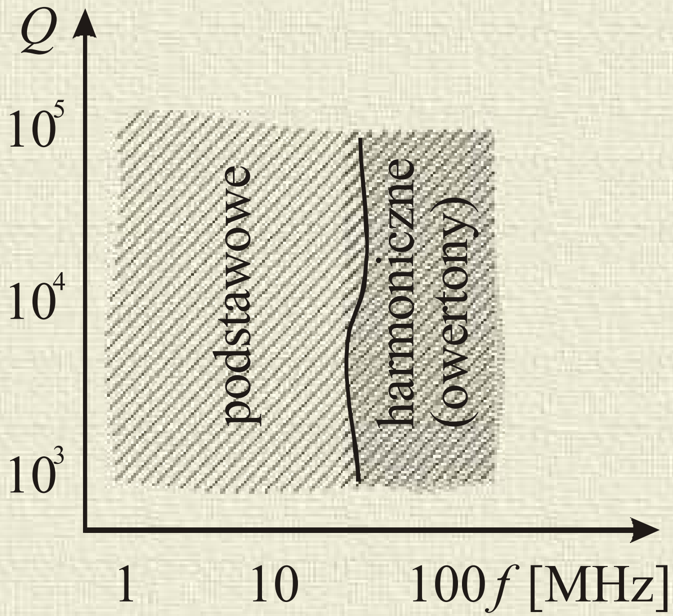
Filtr dwubiegunowy i jego charakterystyka

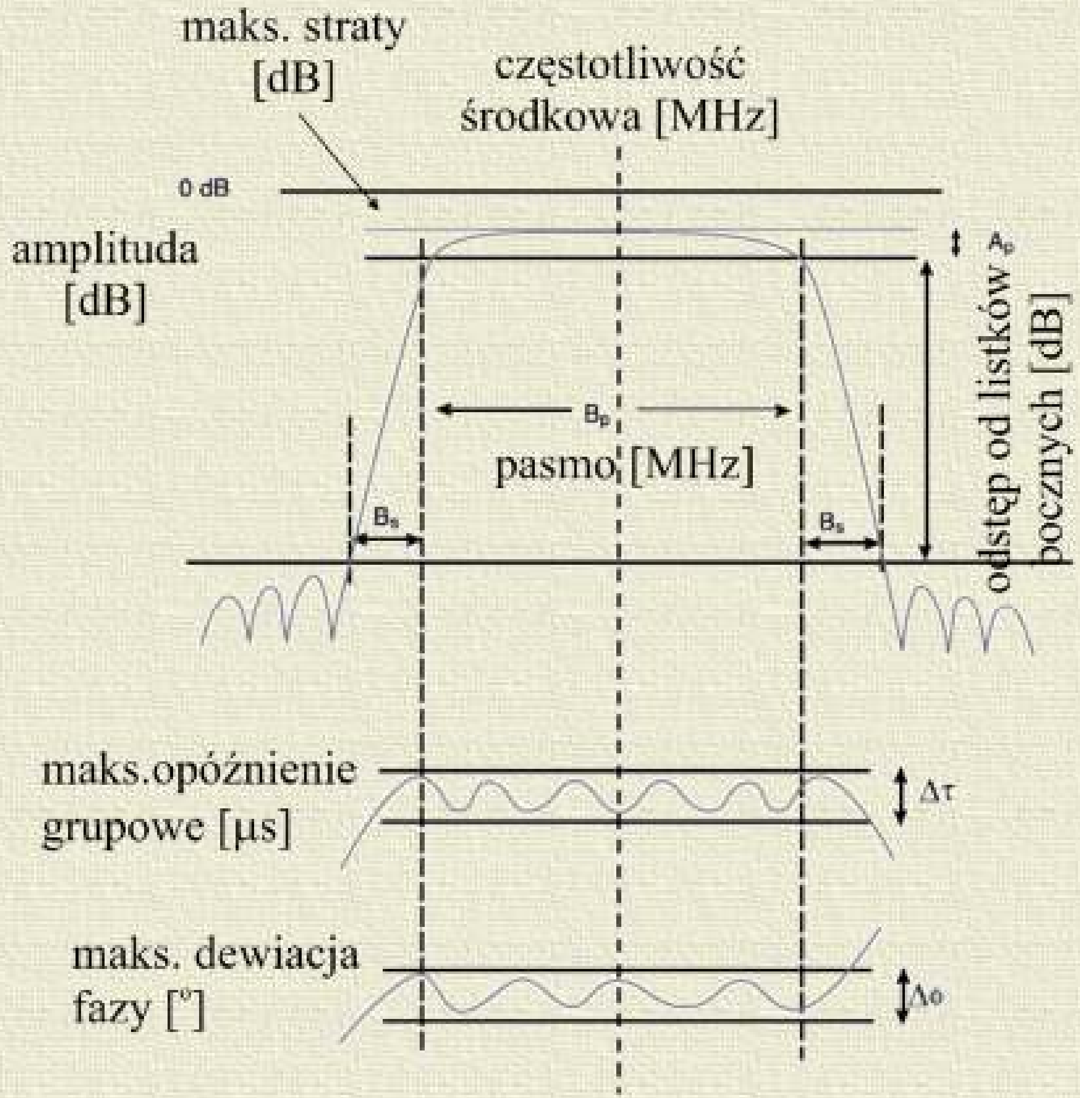


Filtr czterobiegunowy
układ elektrod







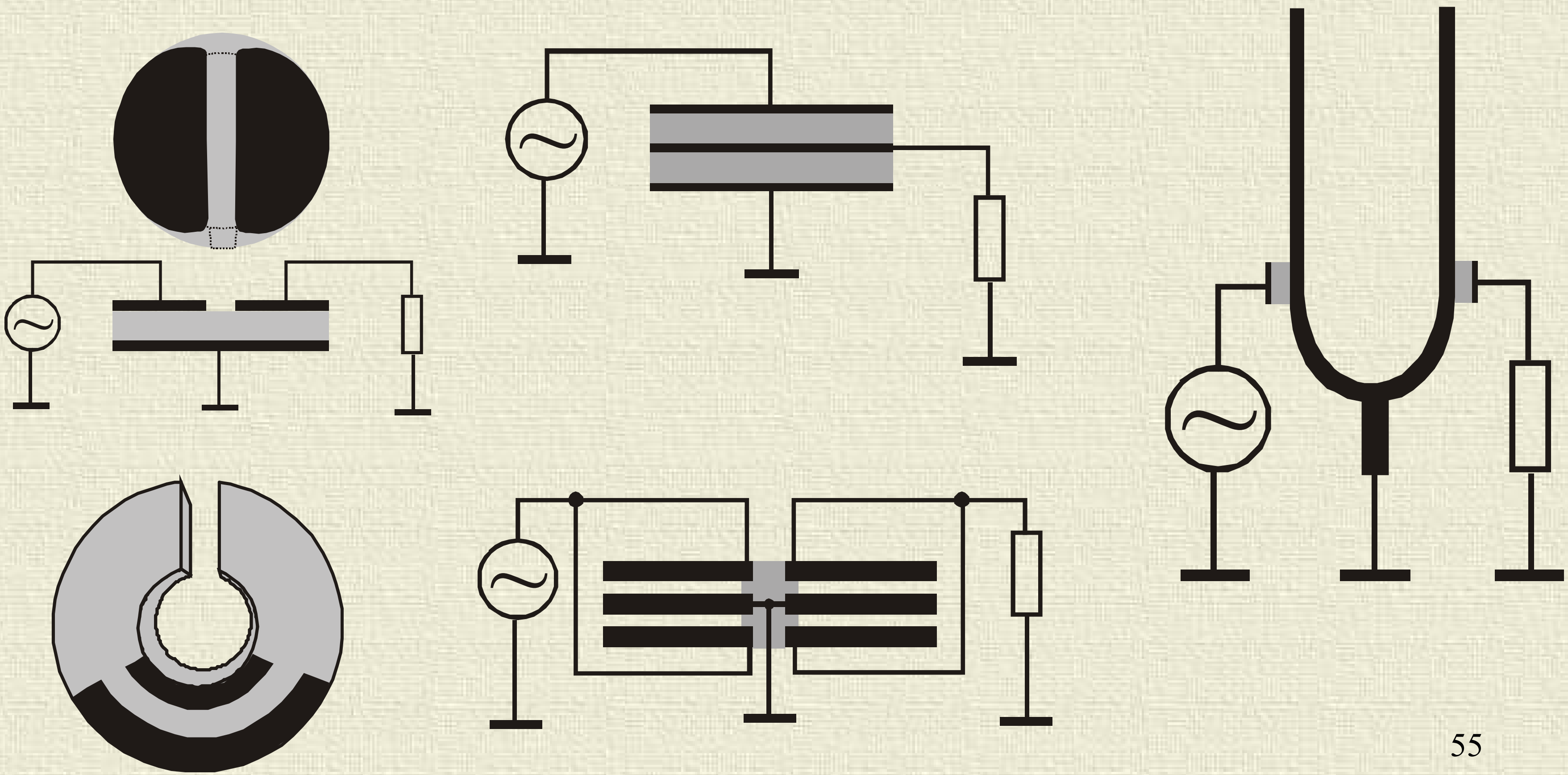


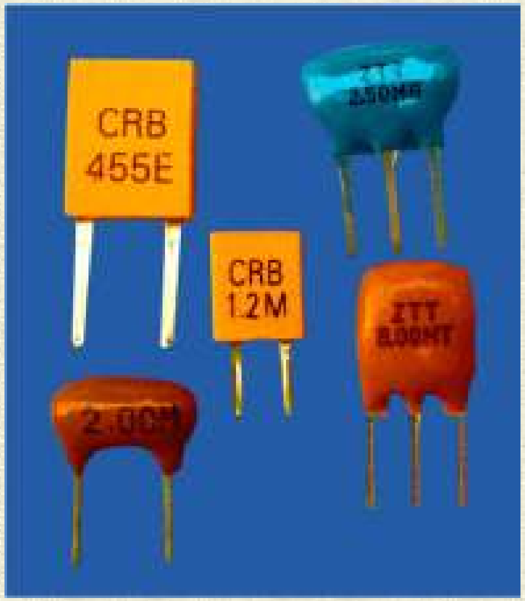
krawędzie pasma 27, 40 MHz
dewiacja amplitudy w paśmie < 1 dB
szerokość pasm prejściowych 3 MHz
lub współczynnik prostokątności 0,8
min. odstęp od listków bocznych 40 dB
lub maks. poziom listków bocznych
maks. wariacja fazy 2° w paśmie
28-38 MHz
maks. opóźnienie grupowe 0,5 µs
straty wtrąceniowe < 10 dB
zakres temp. pracy -20°C +80°C

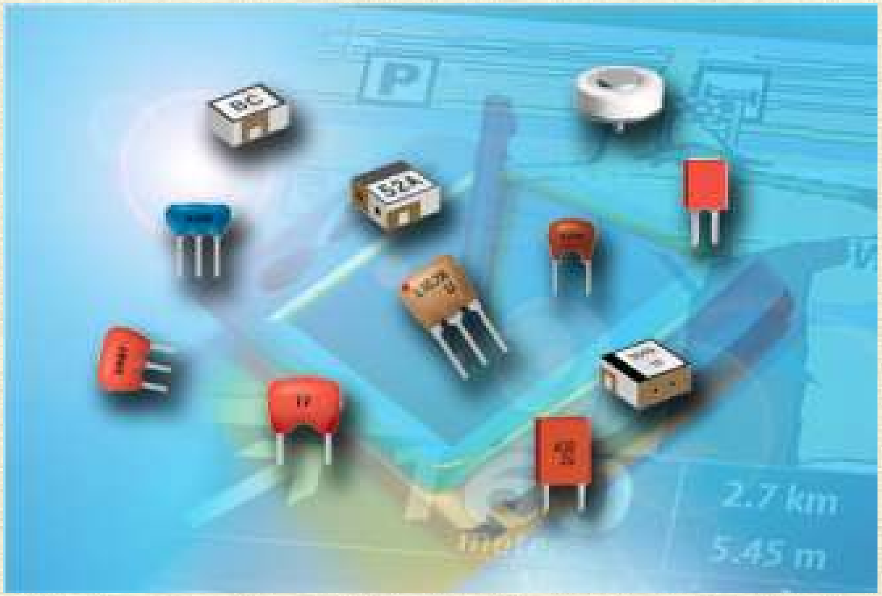
dwubiegunowe wielobiegunowe

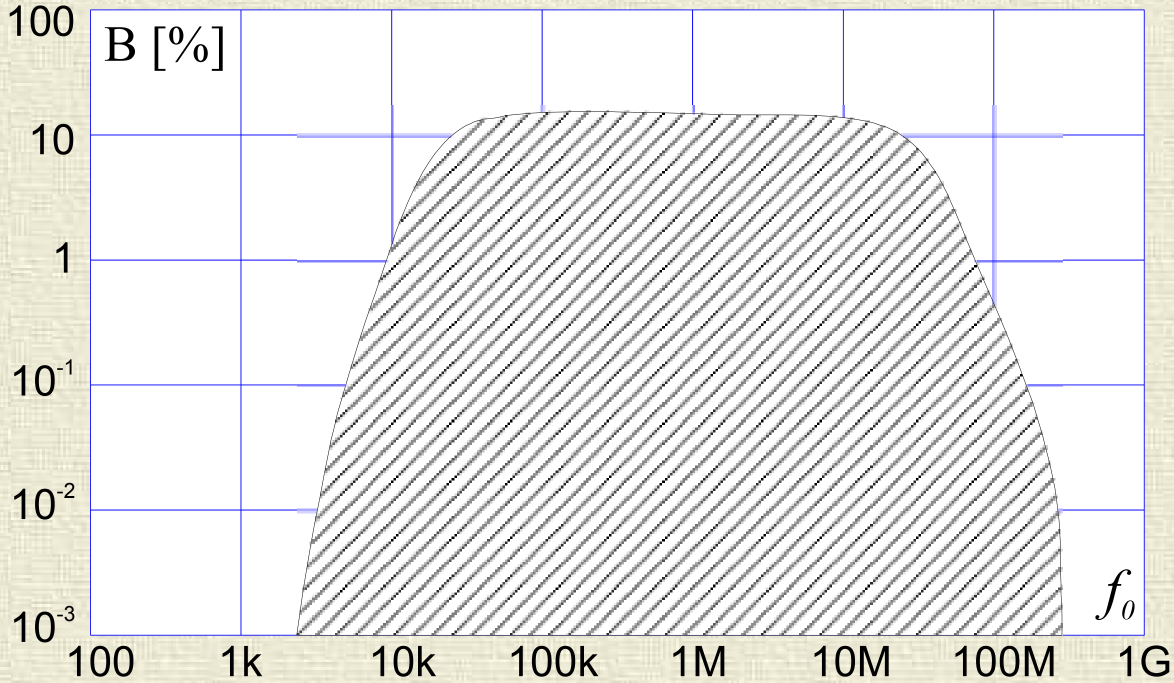
Filtry monolityczne

płytkowe bimorficzne kamertonowe pierścieniowe

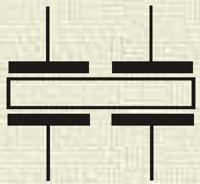



CRB
455E
CRB
1.2M

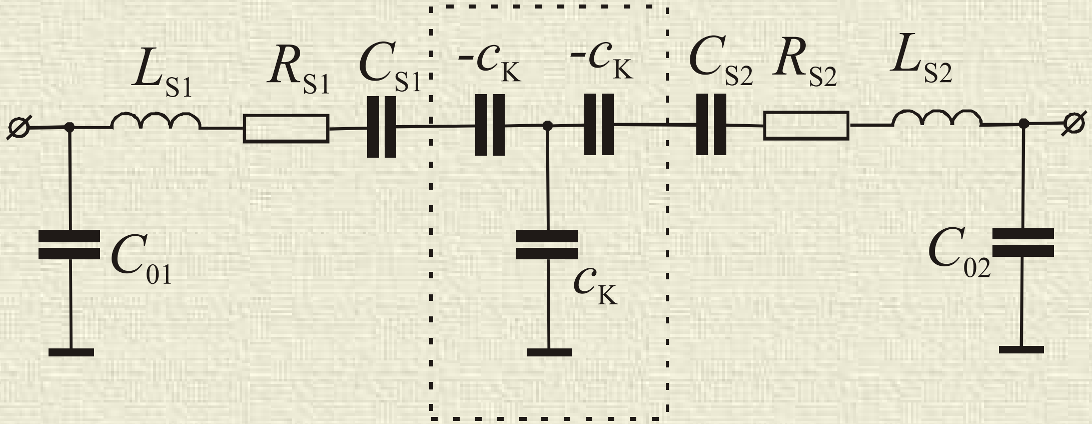

2.7 km
5.45 m


B [%]
100
10
1
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
f_0
100
1k
10k
100k
1M
10M
100M
1G

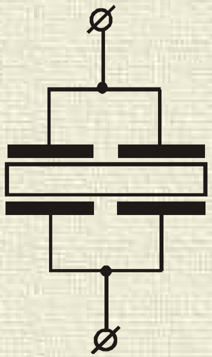
symbol



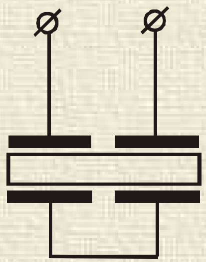
schemat zastępczy



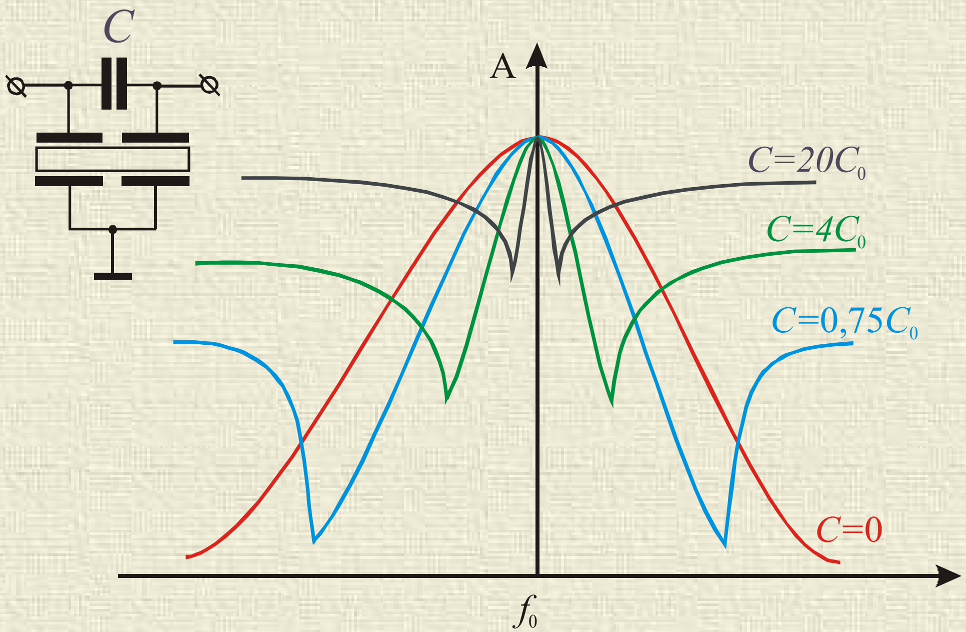
sposoby włączania w obwody



symetryczny



asymetryczny



Najprostszym i najczęściej spotykanym układem jest układ dwubiegunowy. Częstotliwości rezonansowe obydwu rezonatorów są takie same jednak na skutek sprzężenia mechanicznego pojawiają się dwa rezonanse

$$f_{1,2} = f_S \sqrt{1 + \frac{C_S}{2C_0} \pm \sqrt{K^2 + \left(\frac{C_S}{2C_0}\right)^2}}$$

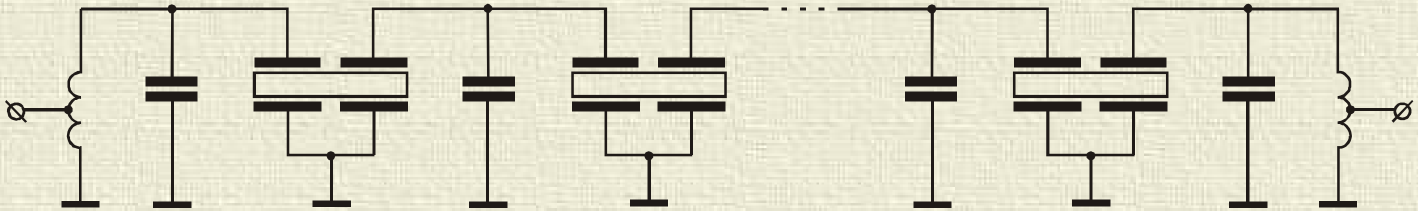
$K = \frac{C_S}{c_K}$ wsp. sprzężenia mechanicznego

przy połączeniu symetrycznym $f_{SYM} = f_S \sqrt{1-K}$ $f_{SYM} < f_S$

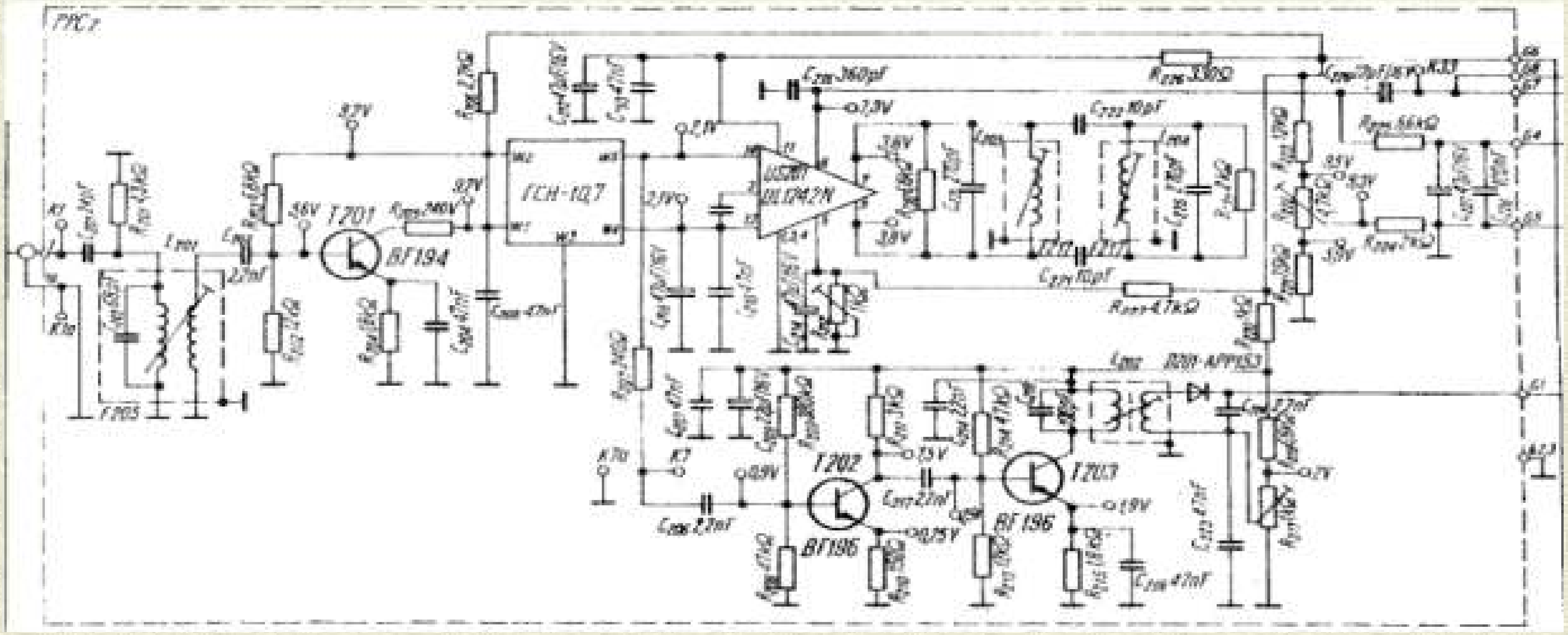
przy połączeniu asymetrycznym $f_{ASYM} = f_S \sqrt{1+K} \cong f_{SYM}(1+K)$ $f_{ASYM} > f_S$

odległość rodzaju pracy – def. $f_{ASYM} - f_{SYM} = f_{SYM} K$

połączenia wieloogniwowe



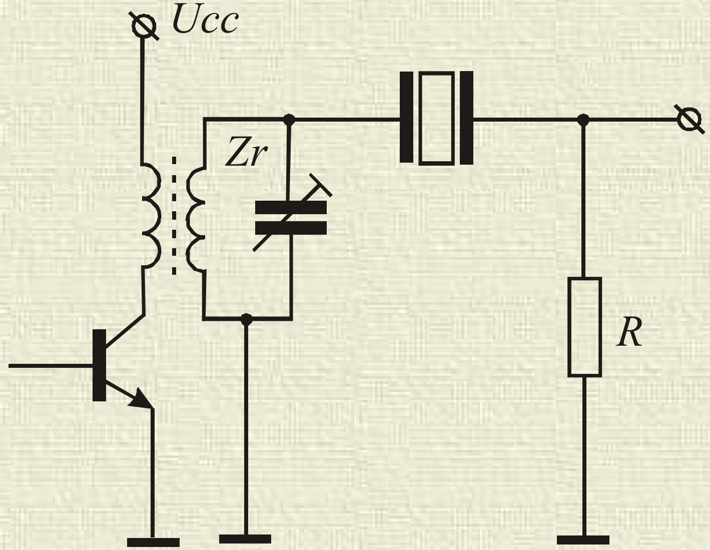
Filtry takie wnoszą do układu tłumienie rzędu 10 dB
– konieczne dodatkowe stopnie wzmocnienia

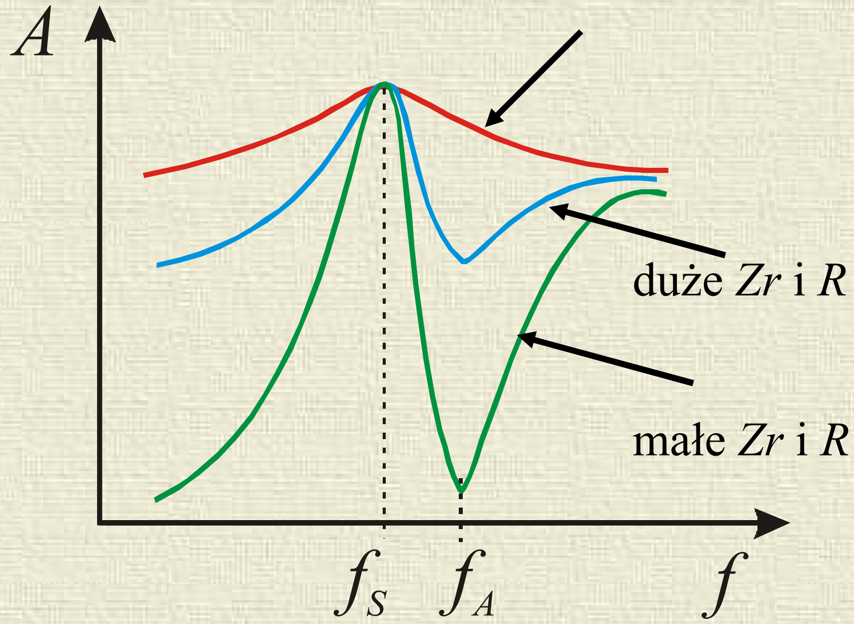


blok p.cz. OR RADMOR 5102

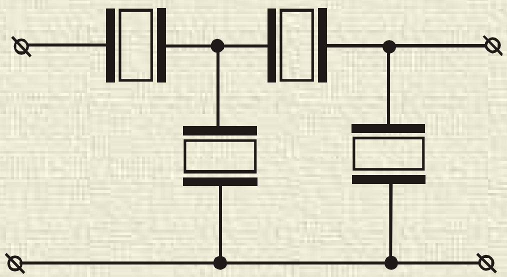
Każdy filtr monolityczny jest pewną kombinacją mechanicznie sprzężonych układów rezonansowych. Jeśli płytki są łączone tylko elektrycznie powstają filtry typu dyskretnego tzw. filtry kwarcowe. Najprostszym ich wariantem jest pojedynczy rezonator.

PRZYKŁAD

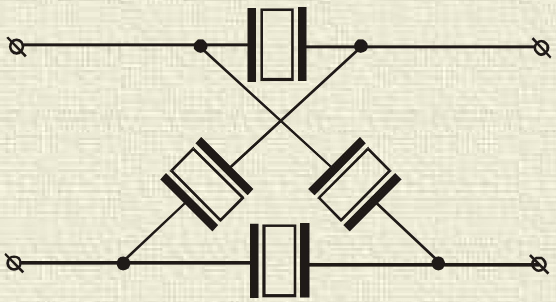


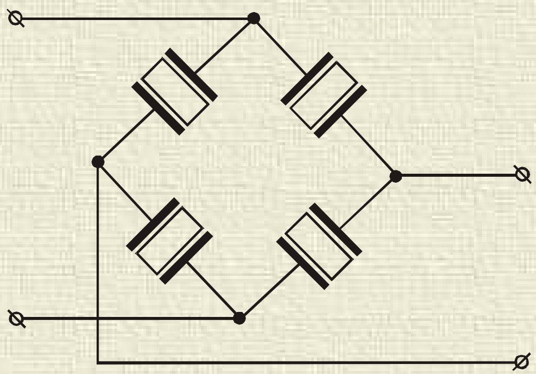


Filtry wieloogniwowe - podstawowe ogniwa

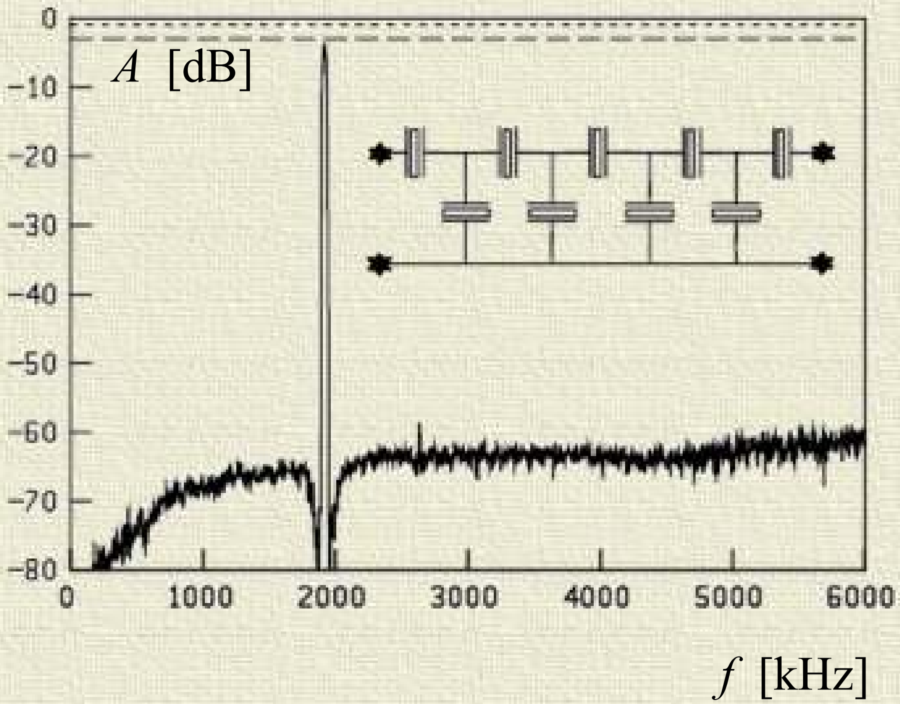


drabinkowy

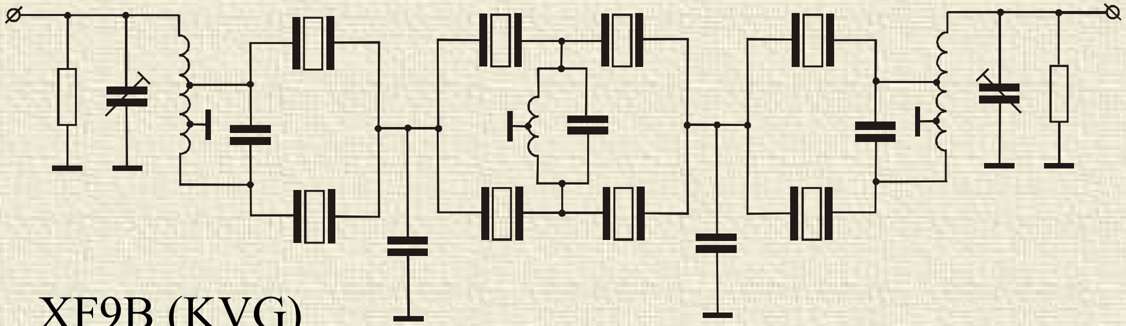




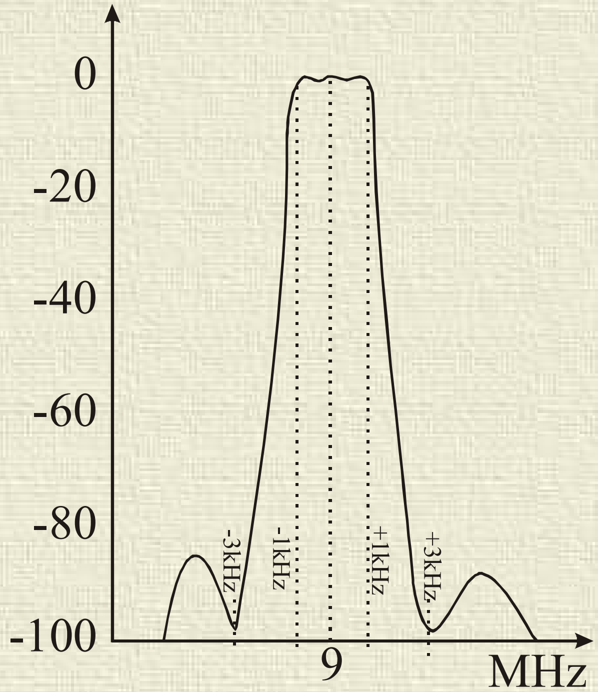
mostkowy

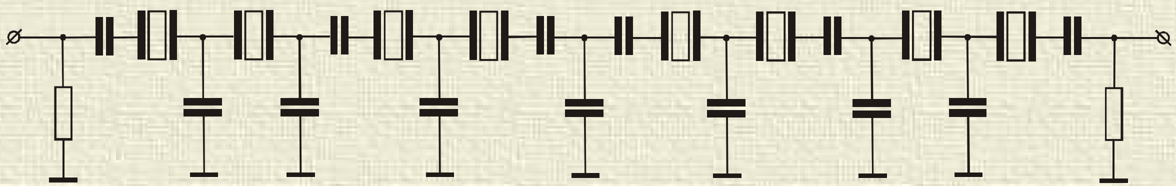


Stosując kombinacje połączeń ogniw i półogniw z reaktancjami (przeciąganie) można tą techniką realizować filtry niemal o dowolnych charakterystykach – jednak zwykle są to filtry środkowoprzepustowe bądź środkowozaporowe choć realizacja filtrów dolno i górno przepustowych jest także możliwa.
Syntezę realizuje się dowolną z metod zwylke przy użyciu schematów zastępczych rezonatorów.

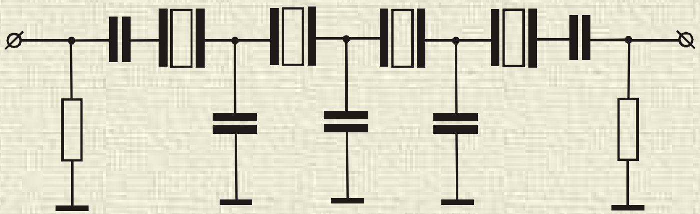


XF9B (KVG)



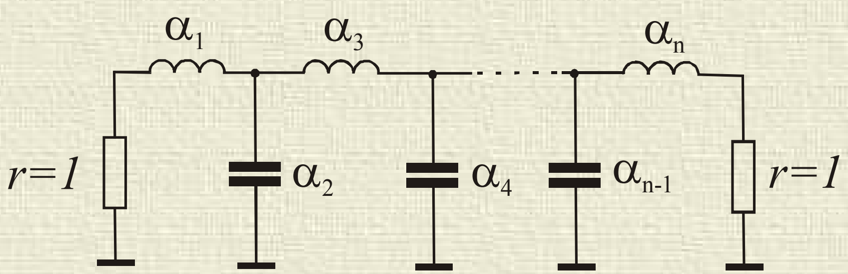


filtr Czybyszewa

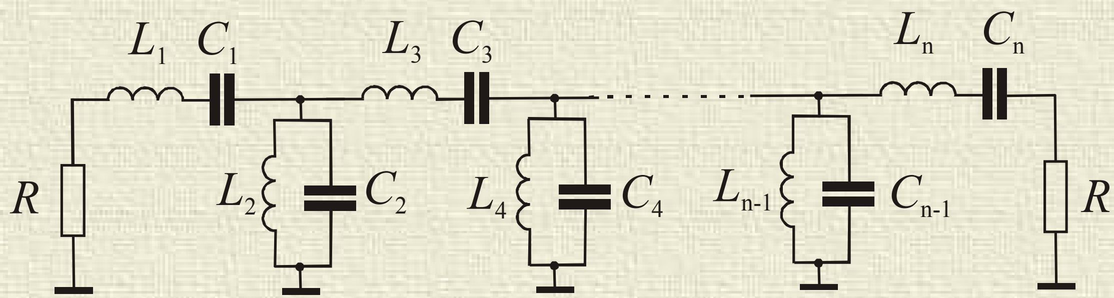


filtr Butterwortha

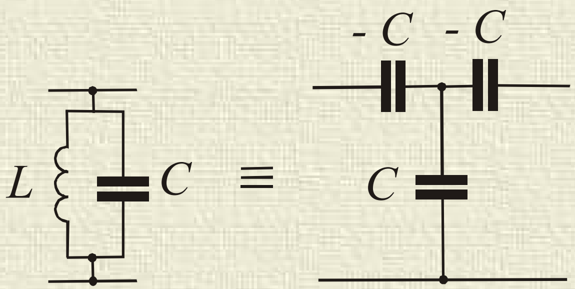
Projektowanie filtrów kwarcowych metodą transformacji prototypowego filtru dolnoprzepustowego

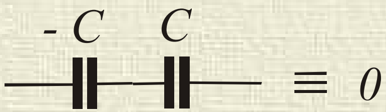


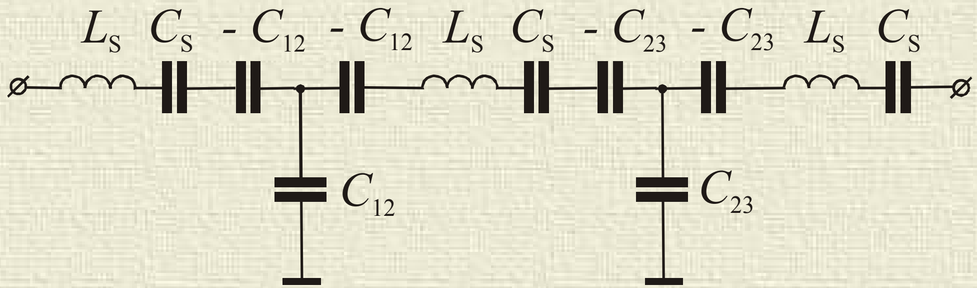
prototyp

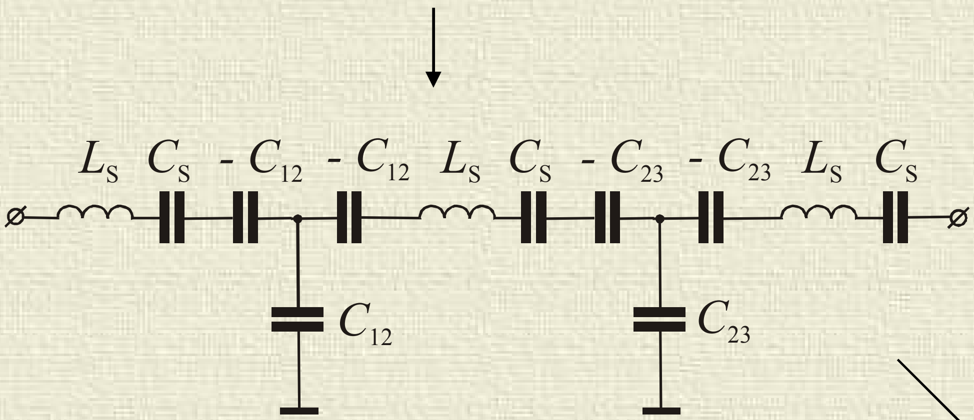


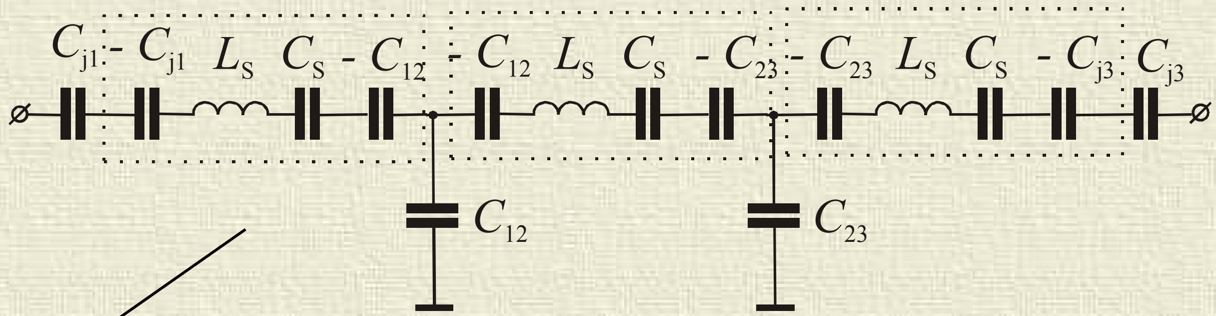
filtr środkowoprzepustowy

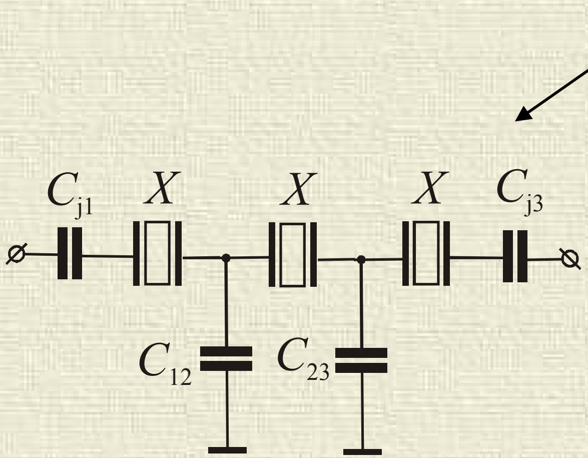












dla gałęzi poprzecznej

$$C_i = \frac{\alpha_i}{BR} \qquad L_i = \frac{1}{\omega_0^2 C_i}$$

dla gałęzi podłużnej

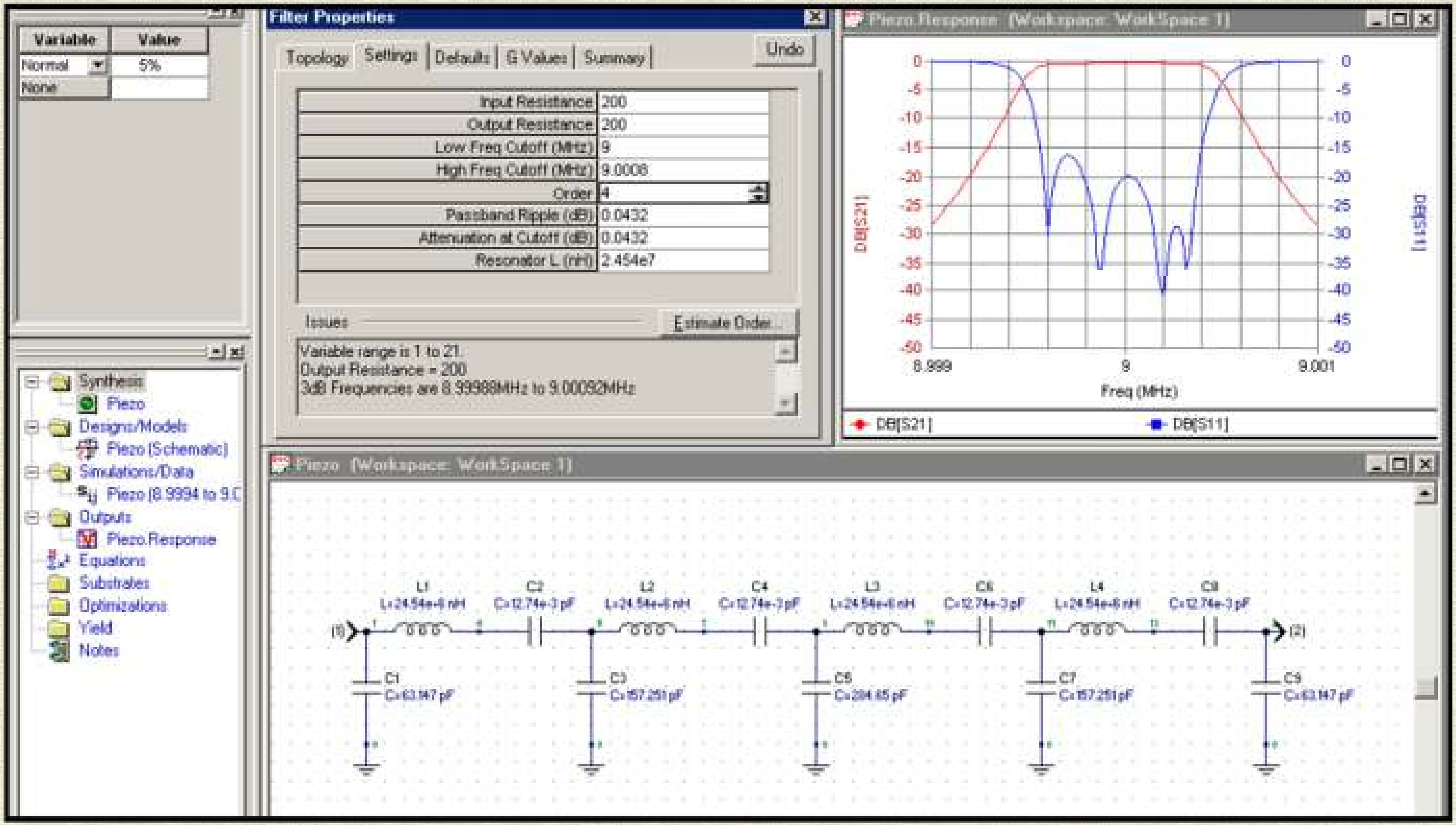
$$C_j = \frac{1}{\omega_0^2 L_j} \qquad L_j = \frac{\alpha_j R}{B}$$

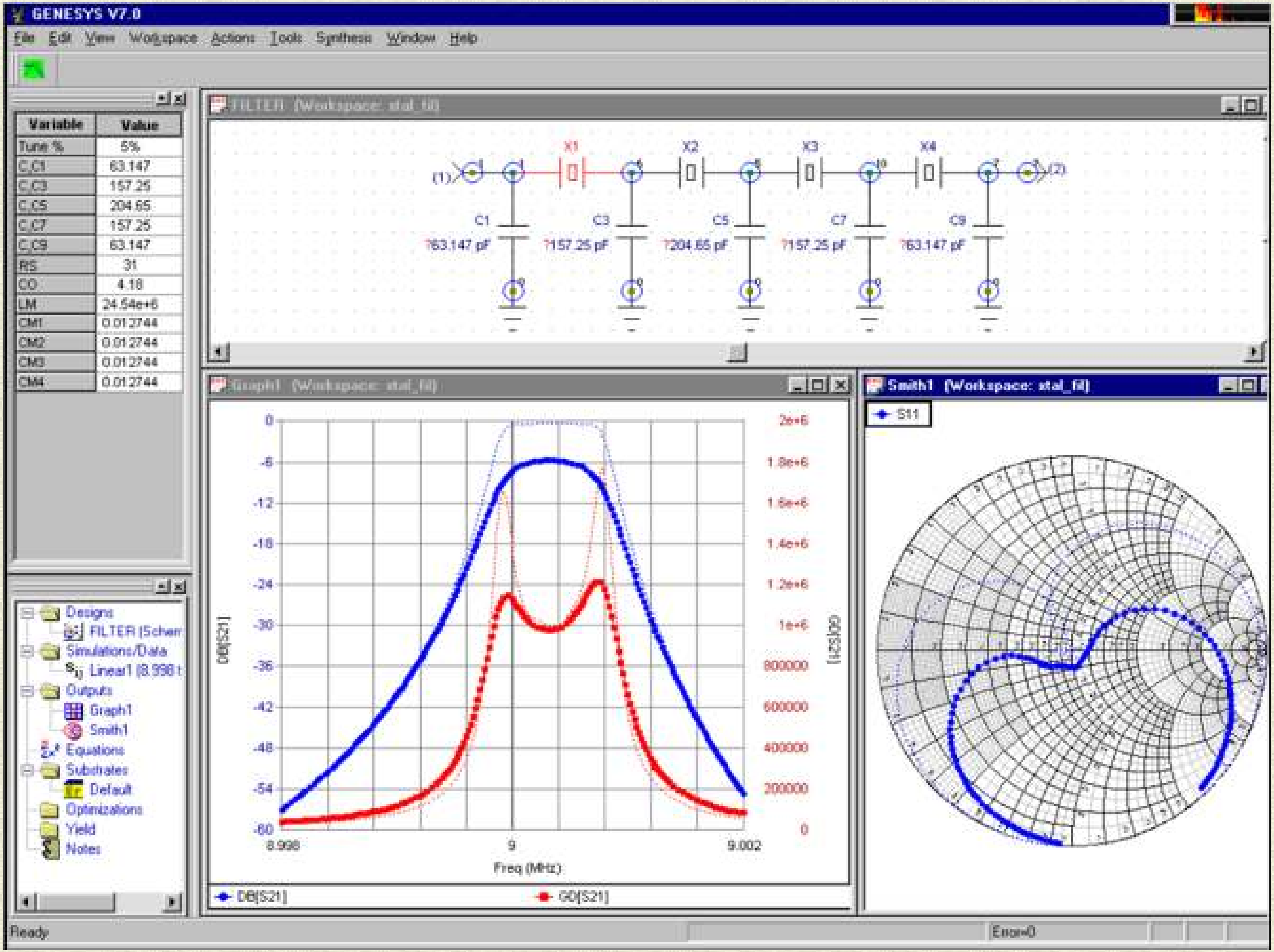
Czybyszewa

n	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
3	1,3451	1,1412	1,3451	—	—	—	—	—	—
4	1,146	1,513	1,513	1,146	—	—	—	—	—
5	1,456	1,307	2,283	1,307	1,456	—	—	—	—
6	1,277	1,528	1,878	1,878	1,528	1,277	—	—	—
7	1,488	1,343	2,388	1,451	2,388	1,343	1,488	—	—
8	1,340	1,508	2,019	1,844	1,844	2,019	1,508	1,340	—
9	1,502	1,357	2,420	1,481	2,480	1,481	2,420	1,357	1,502

Butterwortha

n	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
2	1,414	1,414	—	—	—	—	—	—	—
3	1,000	2,000	1,000	—	—	—	—	—	—
4	0,7654	1,848	1,848	0,7654	—	—	—	—	—
5	0,6180	1,618	2,000	1,618	0,6180	—	—	—	—
6	0,5176	1,414	1,932	1,932	1,414	0,5176	—	—	—
7	0,4450	1,247	1,802	2,000	1,802	1,247	0,4450	—	—
8	0,3902	1,111	1,663	1,962	1,962	1,663	1,111	0,3902	—
9	0,3473	1,000	1,532	1,879	2,000	1,879	1,532	1,000	0,3473


Variable
Value
Normal
5%
None
Filter Properties
Topology
Settings
Defaults
G Values
Summary
Undo
Input Resistance 200
Output Resistance 200
Low Freq Cutoff (MHz) 9
High Freq Cutoff (MHz) 9.0008
Order 4
Passband Ripple (dB) 0.0432
Attenuation at Cutoff (dB) 0.0432
Resonator L (nH) 2.454e7
Issues
Estimate Order...
Variable range is 1 to 21.
Output Resistance = 200
3dB Frequencies are 8.99988MHz to 9.00092MHz
Synthesis
Piezo
Designs/Models
Piezo (Schematic)
Simulations/Data
Outputs
Piezo.Response
Equations
Substrates
Optimizations
Yield
Notes
Piezo.Response (Workspace: WorkSpace 1)
DB[S21]
DB[S11]
Freq (MHz)
8.999
9
9.001
Piezo (Workspace: WorkSpace 1)



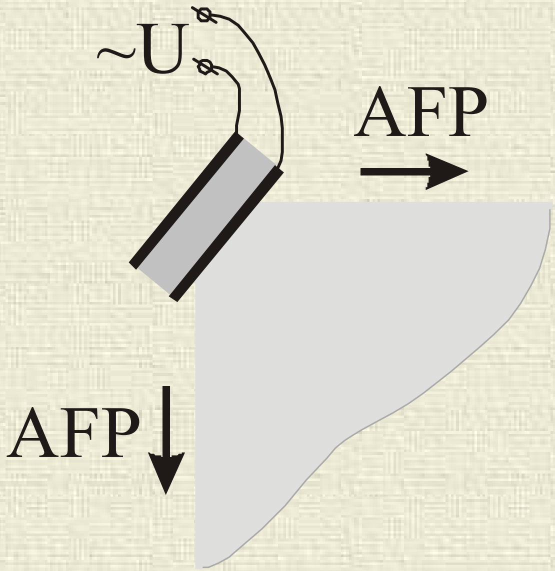
GENESYS V7.0
File Edit View Workspace Actions Tools Synthesis Window Help
Variable Value
Tune % 5%
C,C1 63.147
C,C3 157.25
C,C5 204.65
C,C7 157.25
C,C9 63.147
RS 31
CO 4.18
LM 24.54e+6
CM1 0.012744
CM2 0.012744
CM3 0.012744
CM4 0.012744
FILTER (Workspace: xtal_fil)
X1 X2 X3 X4
C1 C3 C5 C7 C9
?63.147 pF ?157.25 pF ?204.65 pF ?157.25 pF ?63.147 pF
Designs
FILTER (Schem
Simulations/Data
Linear1 (8.998 t
Outputs
Graph1
Smith1
Equations
Substrates
Default
Optimizations
Yield
Notes
Graph1 (Workspace: xtal_fil)
DB[S21]
GD[S21]
Freq (MHz)
8.998
9
9.002
Smith1 (Workspace: xtal_fil)
S11
Ready
Error=0

Wzbudzanie i detekcja akustycznych fal powierzchniowych

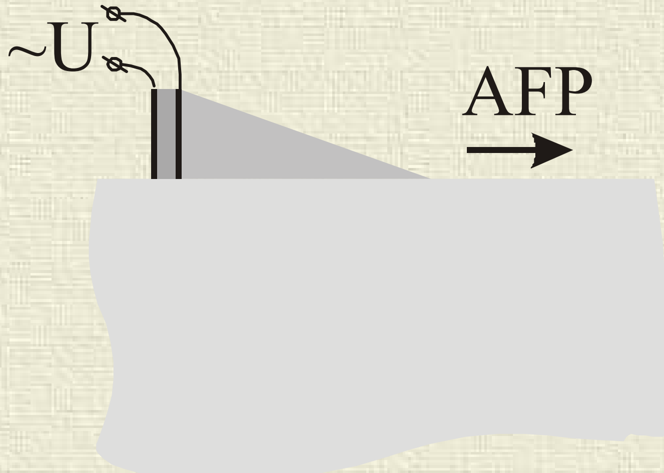
Historia

Pierre Curie, Jacques Curie	wyjaśnienie piezoelektryczności prostej	1880
Gabriel Jonas Lippmann	odkrycie piezoelektryczności odwrotnej	1881
Lord Rayleigh (John Strutt)	fale powierzchniowe	1885
Woldemar Voigt	"Lernbuch der Kristallphysik"	1910
Augustus Edward Hough Love	poprzeczne fale powierzchniowe	1911
Paul Langevin i wsp.	znakomity mozaikowy detektor łodzi podwodnych [50 kHz]	1917
Paul Langevin	pierwszy rezonator kwarcowy	1918
W. S. Mortley	przetworniki fal powierzchniowych - patent brytyjski	1963
J. H. Rowen	przetworniki fal powierzchniowych - patent amerykański	1963
R. M. White F. W. Voltmer	IDT	1965

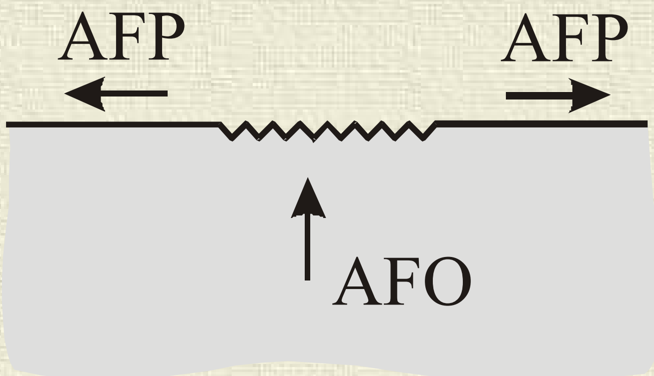
Metody wzbudzania AFP



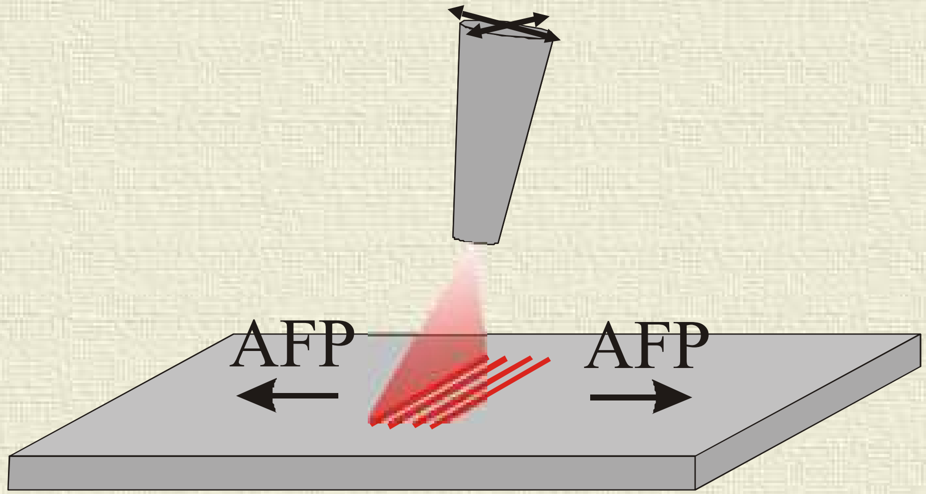
przetwornik krawędziowy



przetwornik klinowy

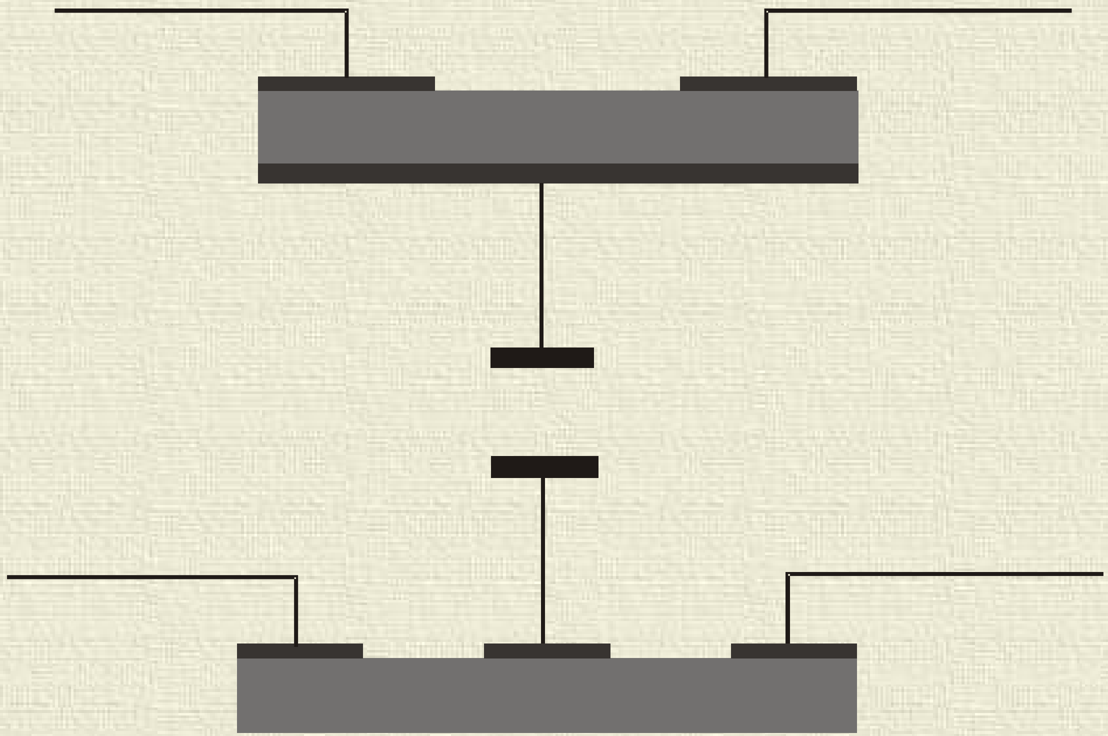


przetwornik rowkowy



wzbudzanie AFP laserem

PRZETWORNIKI MIĘDZYPALCZASTE
(IDT – ang. interdigital transducers)

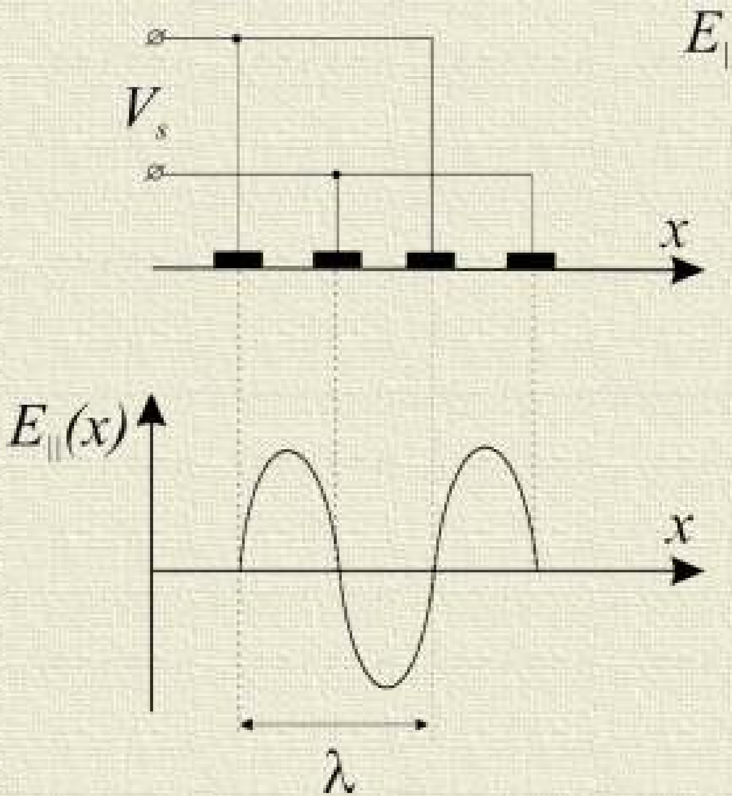


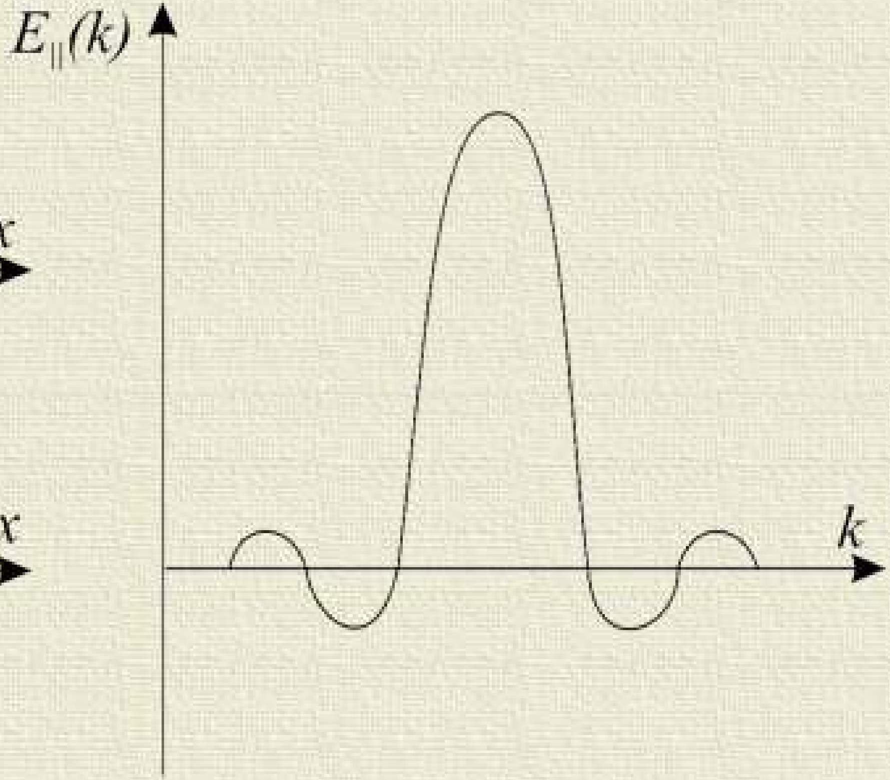
Ewolucja – przetwornik fal objętościowych => przetwornik fal powierzchniowych (IDT)

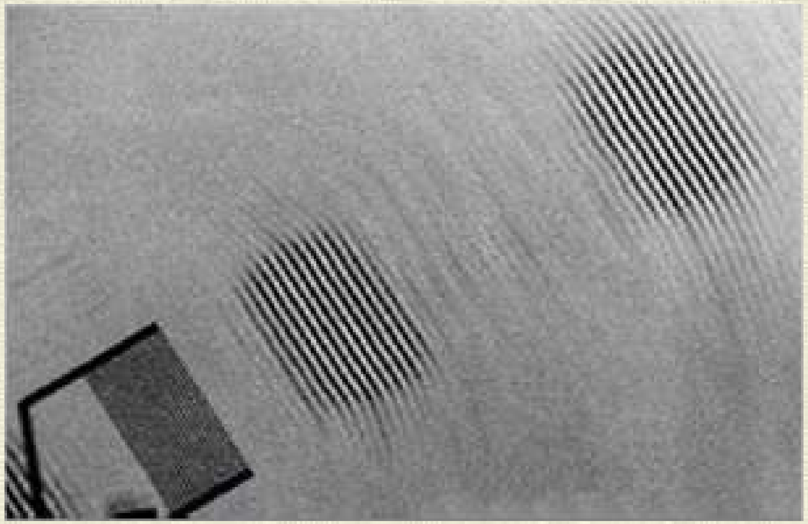
$V=\delta$ - Diraca

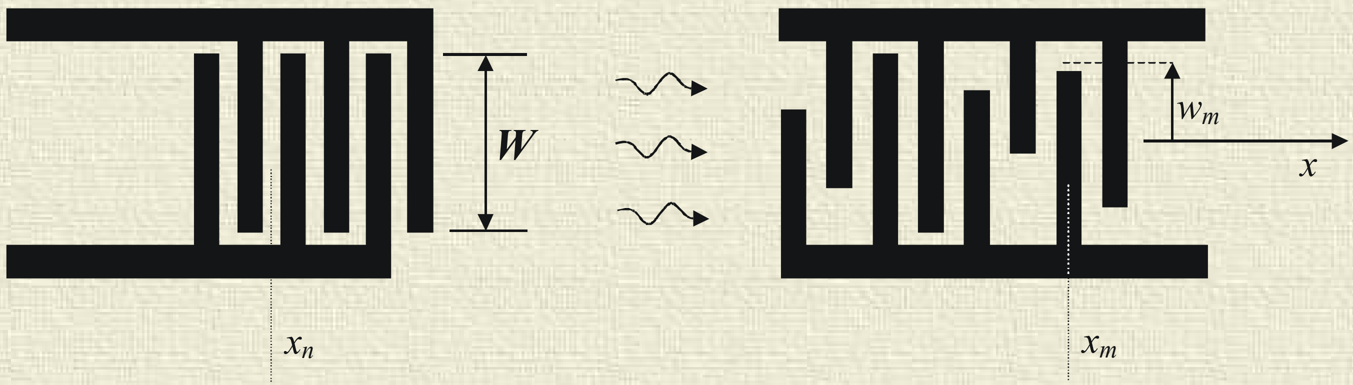
$$A(\omega) \approx \sum E_n e^{-j\omega x_n / v}$$

E_n amplitudy impulsów przyłożonych między elektrodami w miejscach x_n


V_s
x
$E_{||}(x)$
x
λ

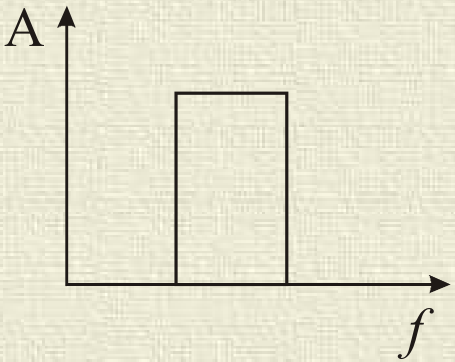

$E_{||}(k)$
k

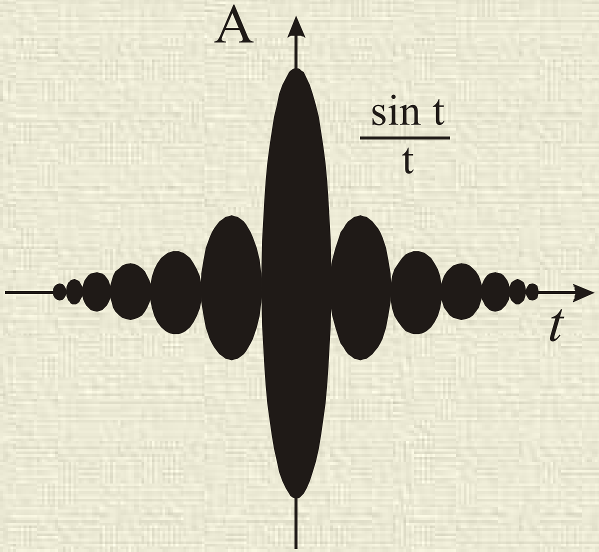


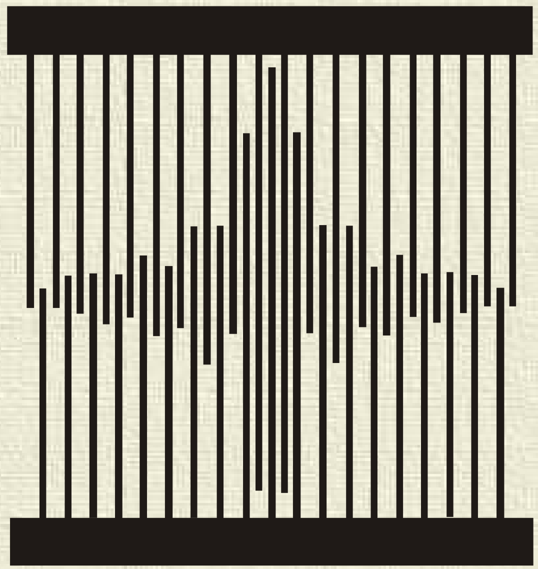


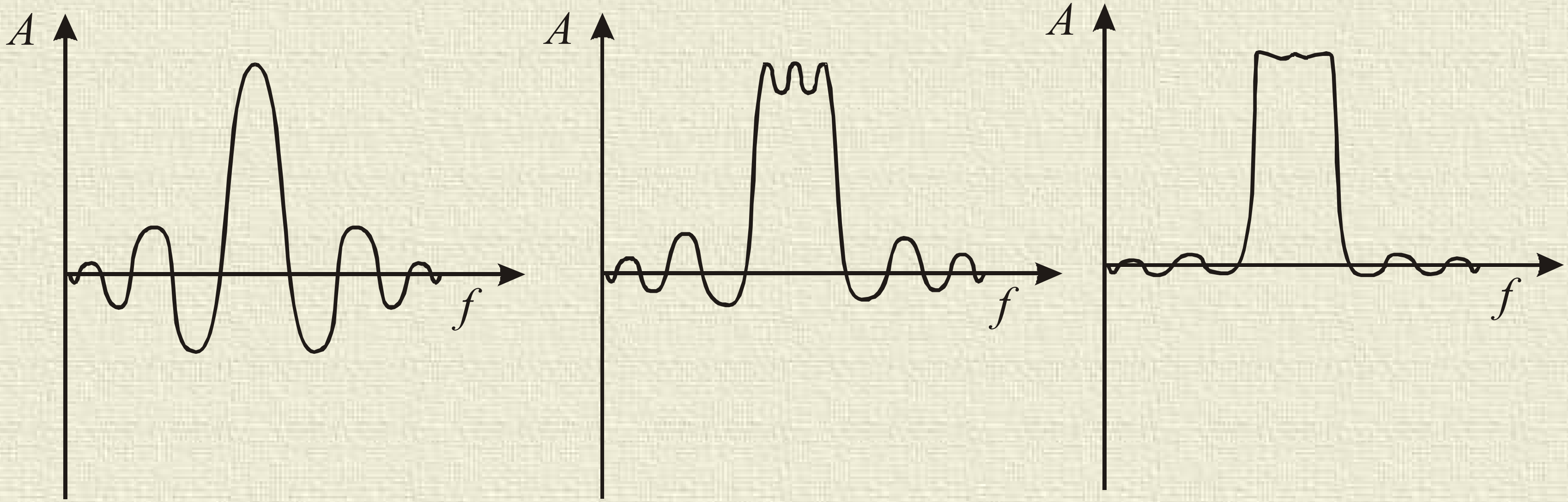
$$S(\tau) = s_1(\tau) * s_2(\tau) \qquad H(\omega) = H_1(\omega) H_2(\omega)$$

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

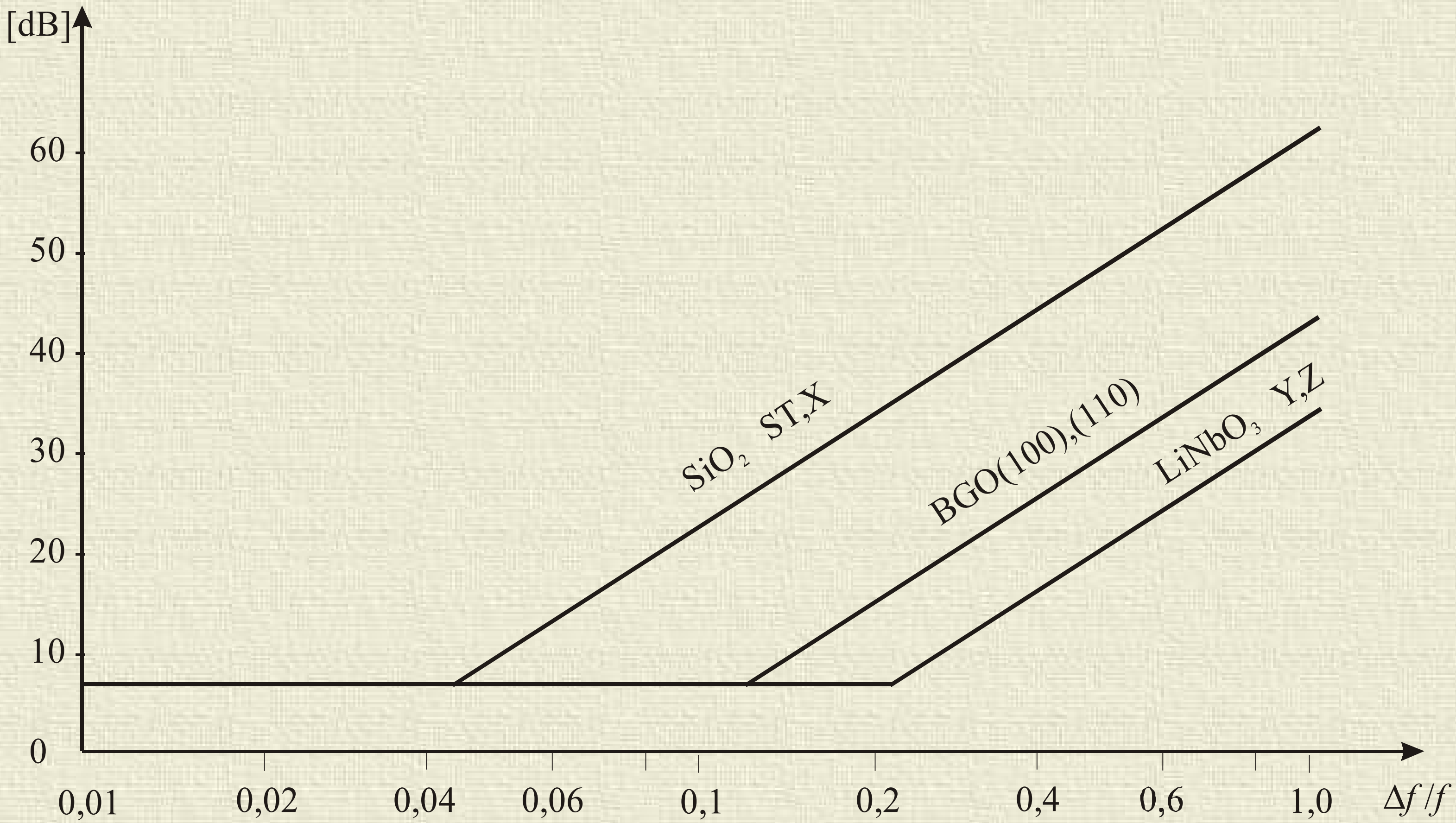

A
f


A
sin t / t
t

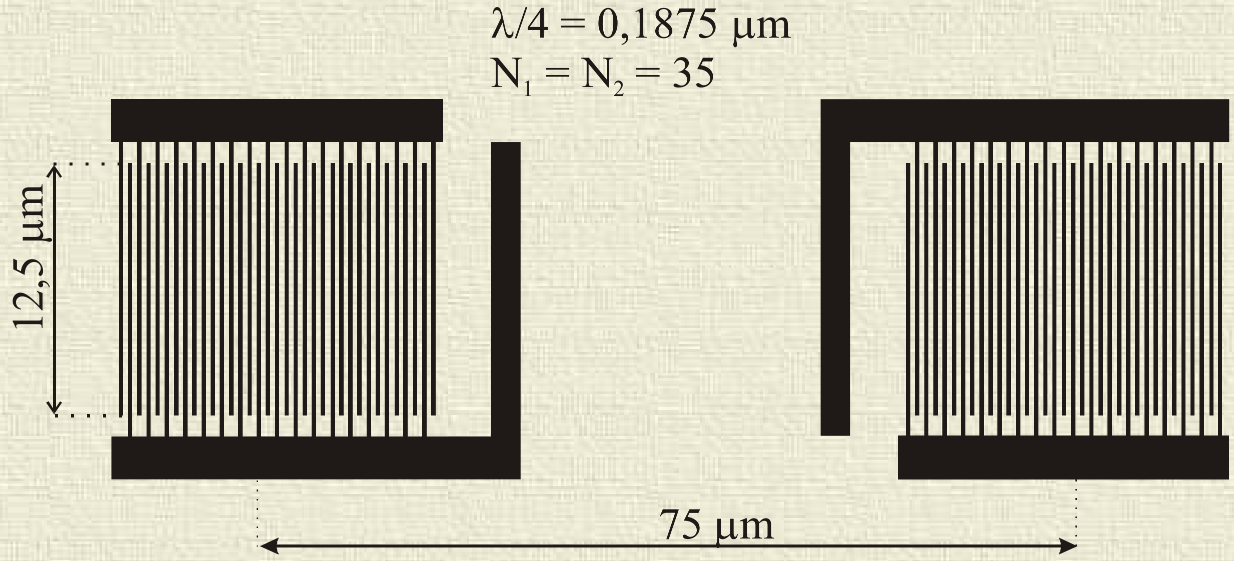




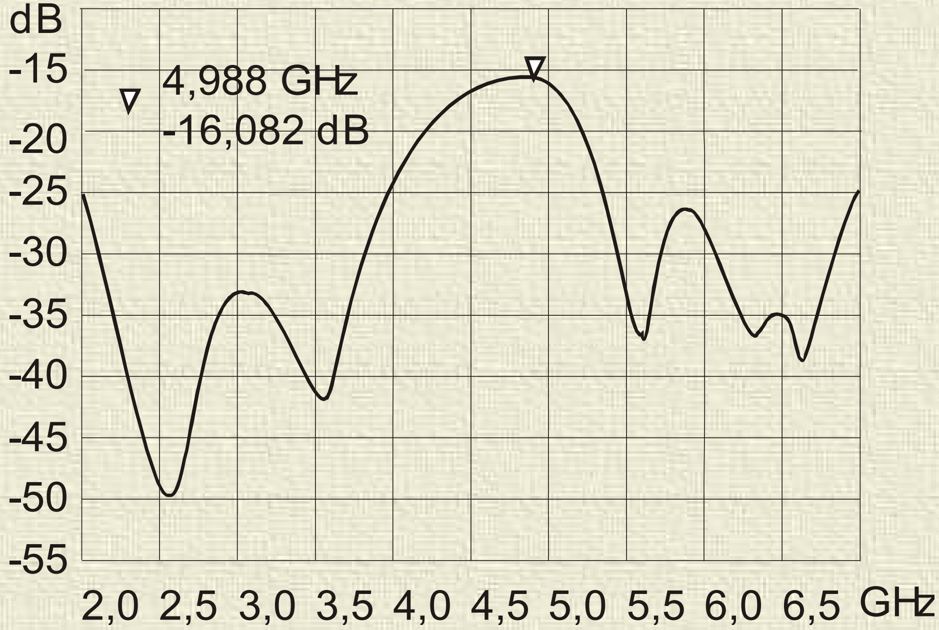
$W = const$ $\quad$ $W = Sinc\left(x\right)F_{OP}$ $\quad$ $W = Sinc\left(x\right)F_{OP}F_w$



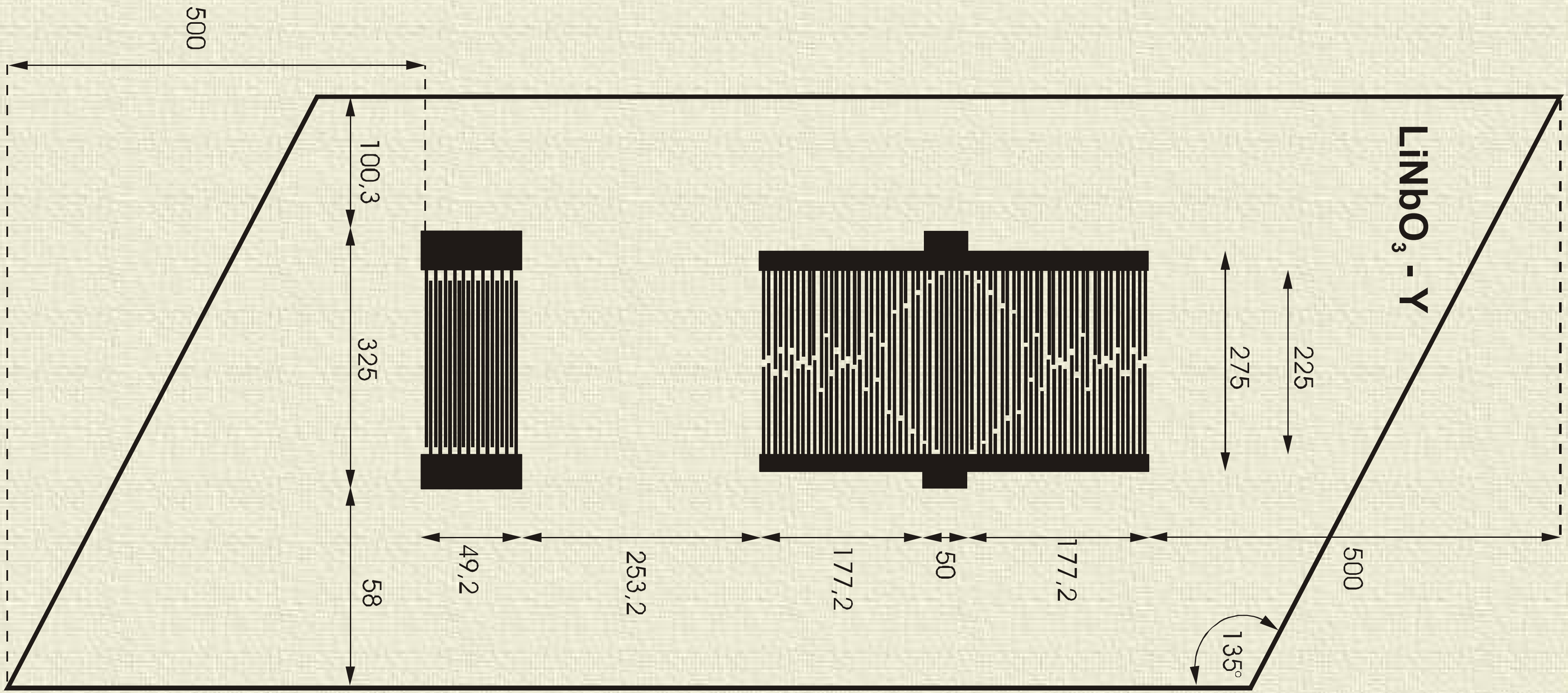
Minimalne straty wnoszone w zależności od pasma względnego przetworników dopasowanych szeregową indukcyjnością do rezystancji 50 Ω dla trzech podłoży.

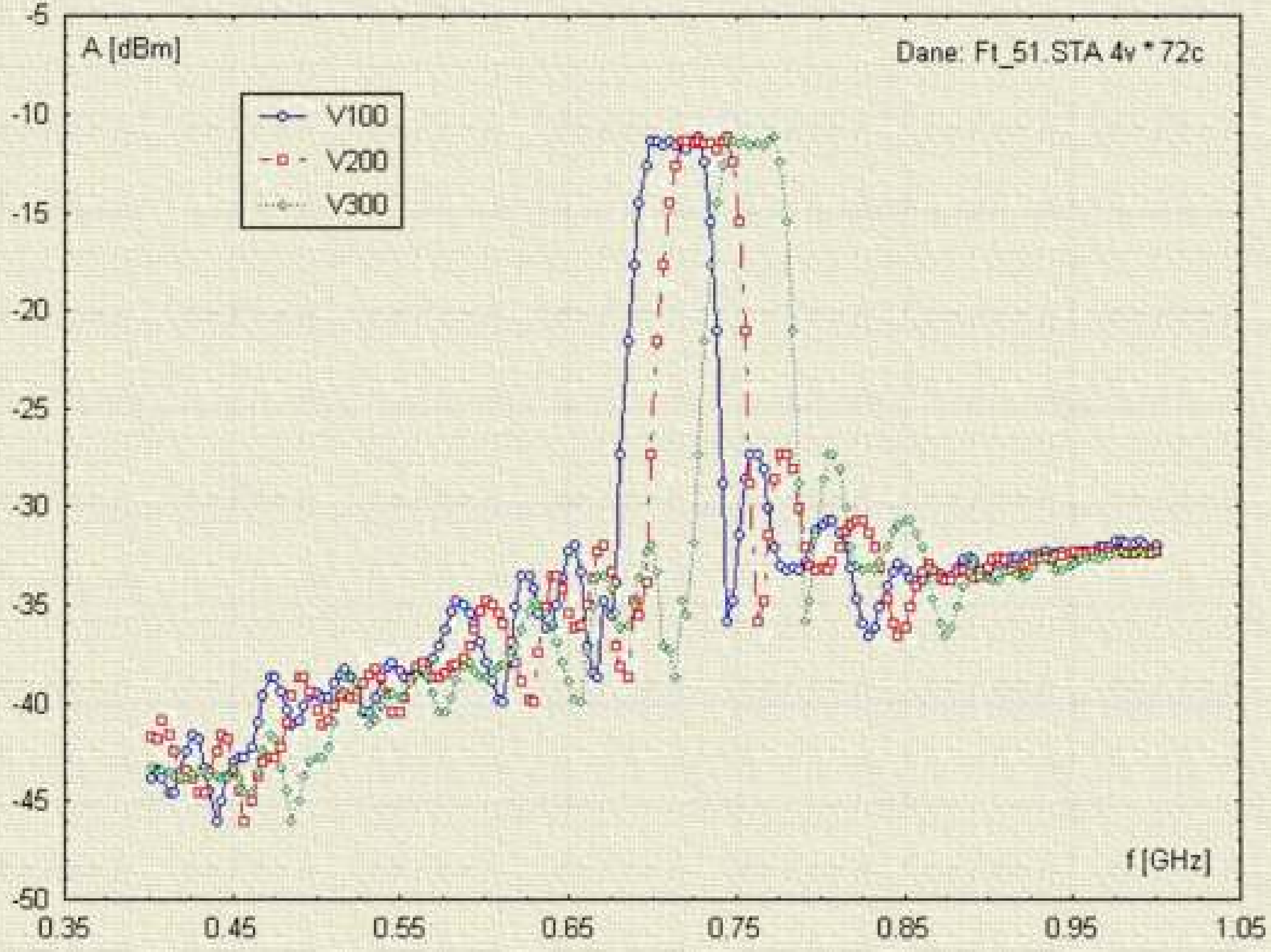


$\lambda/4 = 0{,}1875\ \mu m$
$N_1 = N_2 = 35$
12,5 µm
75 µm



dB
4,988 GHz
-16,082 dB
-15
-20
-25
-30
-35
-40
-45
-50
-55
2,0 2,5 3,0 3,5 4,0 4,5 5,0 5,5 6,0 6,5 GHz

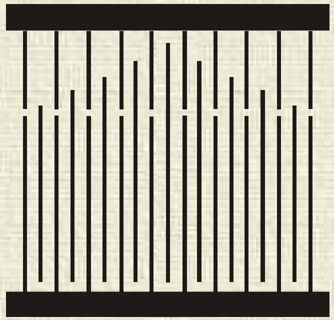

LiNbO3 - Y
500
100,3
325
58
49,2
253,2
177,2
50
177,2
500
275
225
135°


A [dBm]
Dane: Ft_51.STA 4v * 72c
V100
V200
V300
f [GHz]
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-40
-45
-50
0.35
0.45
0.55
0.65
0.75
0.85
0.95
1.05

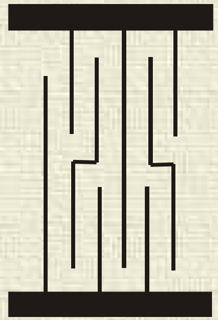
W celu poprawy parametrów stosuje się m. in.

- Specjalne ważenie
- Specjalne typy przetworników
- Ślepe elektrody
- Dzielenie elektrod
- Precyzyjne modelowanie i technologia
- Stosowanie niekonwencjonalnych podłoży
- Tłumienie szkodliwych odbić
- Stosowanie różnych typów AFP
- Sprzęgacze kierunkowe
- Ekranowanie przejścia bezpośredniego

Spotykane metody ważenia

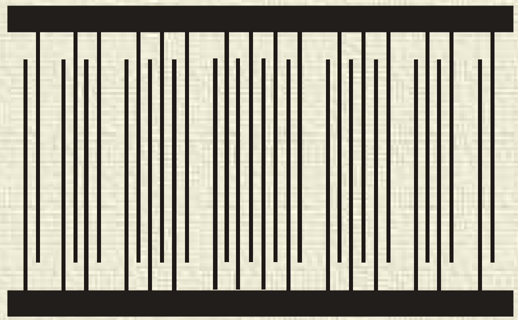


ważenie pojemnościowe



łamanie elektrod

pochylanie elektrod

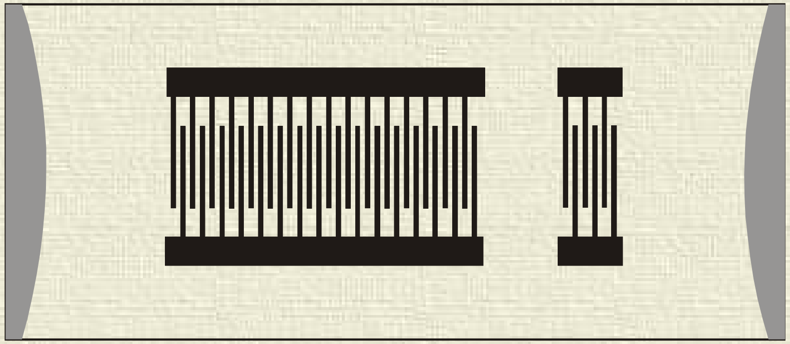


wycinanie elektrod elektrod

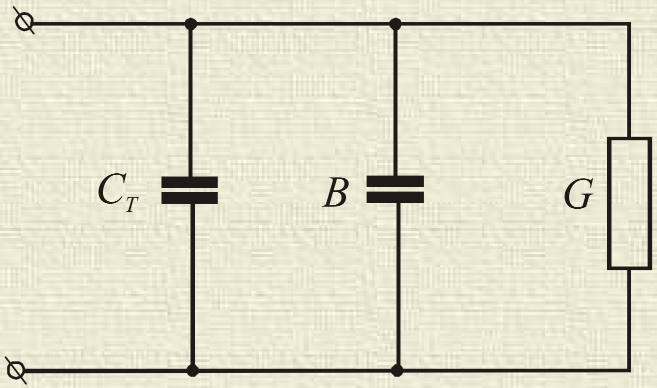
Metodą tą otrzymuje się filtry **środkowoprzepustowe** czarakteryzujące się

- tłumieniem poza pasmem nawet poniżej 80 dB
- kilkudecybelowym – kilkudziesięciu dB tłumieniem w paśmie
- minimalnych zafalowaniach grzbietu impulsu ~0.1%
- precyzją charakterystyki o współczynnikach prostokątności bliskich 1
- niewielkimi rozmiarami – malejącymi wraz z częstotliwością
- wysoką powtarzalnością parametrów
- prostotą technologii

Dwa współpracujące IDT są w istocie filtrem. Zwykle tylko jeden z przetworników jest długi (wąskopasmowy) i decyduje o charakterystyce przenoszenia całości.



Admitancyjne własności jednego przetwornika można rozpatrzyć stosując przedstawiony już Schemat zastępczy



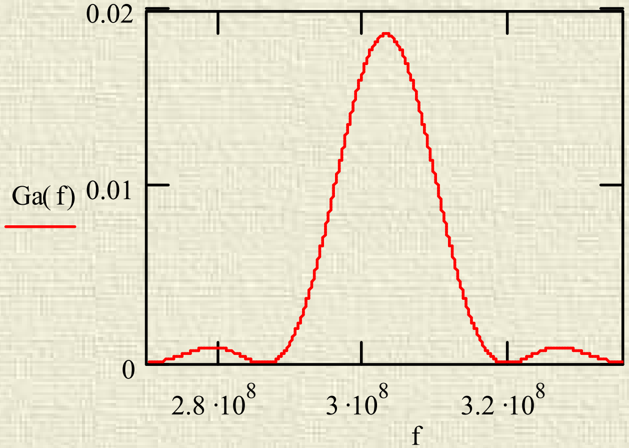
O parametrach C_T, B_i i G_i decyduje rodzaj podłoża, liczba par elektrod N oraz apertura W. (obliczenia inżynierskie)

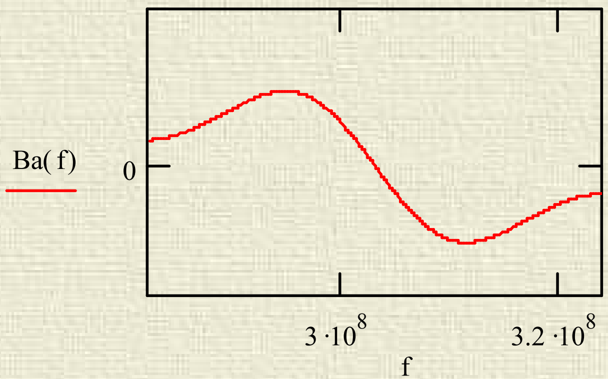
$$C_T = WC_0N$$

$$G(f) = G_0 \frac{\sin(x(f))^2}{x(f)^2} \qquad G_0 = 8K^2C_T f_0 N^2 \qquad x(f) = \pi \frac{f - f_0}{f_0} N$$

$$B(f) = G_0 \frac{\sin\left(2x(f)\right) - 2x(f)}{2x(f)^2}$$

Przykładowe przebiegi dla C_T=0,5 pF, W=100λ, N=18, f_0=303 MHz

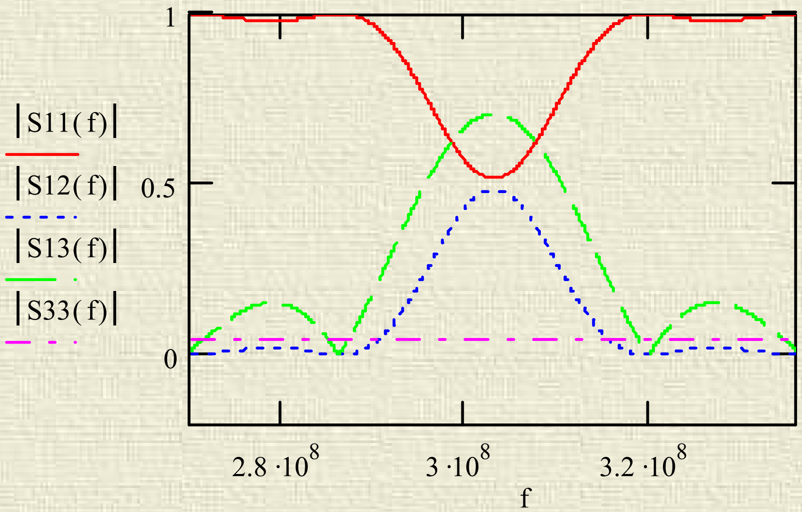


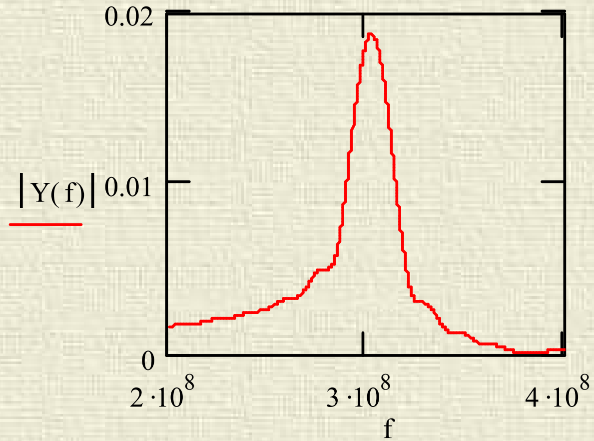


$$Y(f) = i\omega C + G(f) + iB(f)$$

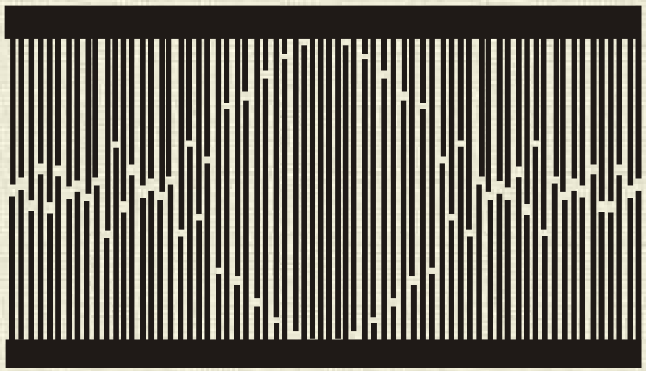
$$S_{11}(f) = 1 - \frac{Z(f_0)G(f)}{1 + Z(f_0)Y(f_0)} \qquad S_{12}(f) = \frac{Z(f_0)G(f)}{1 + Z(f_0)Y(f_0)}$$

$$S_{31}(f) = i\frac{\sqrt{2Z(f_0)G(f)}}{1 + Z(f_0)Y(f_0)} \qquad S_{33}(f) = \frac{1 - Z(f_0)Y(f_0)}{1 + Z(f_0)Y(f_0)}$$

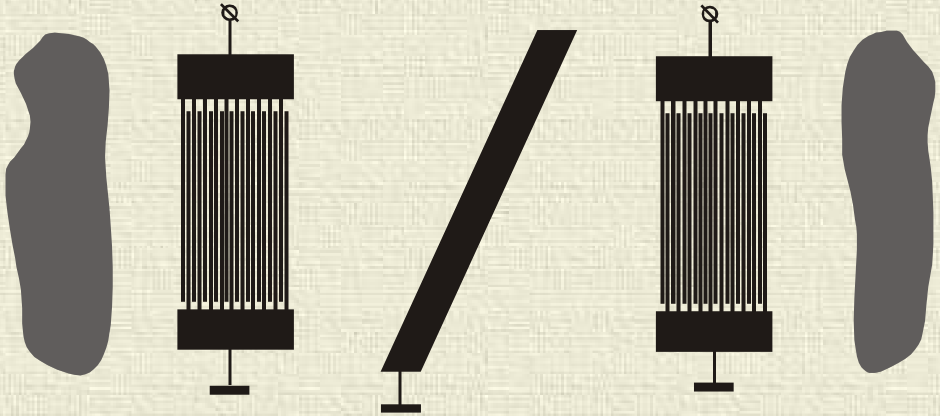




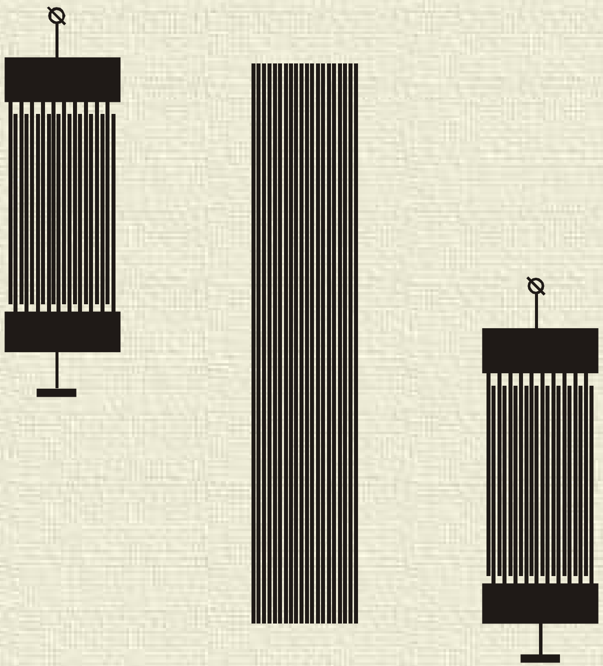
Metody poprawy parametrów



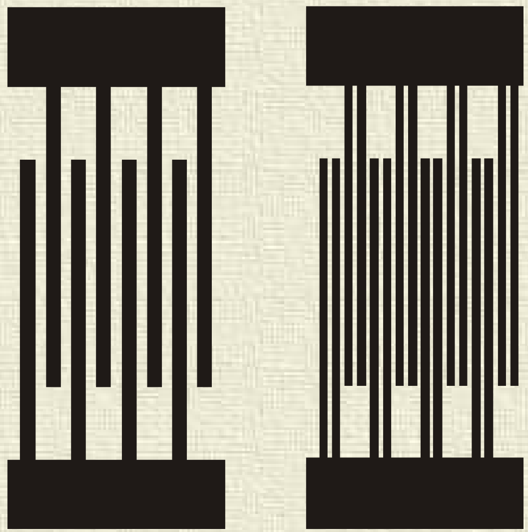
wstawianie elektrod ślepych (dummy)



ekranowanie przejścia bezpośredniego
i tłumienie szkodliwych odbić

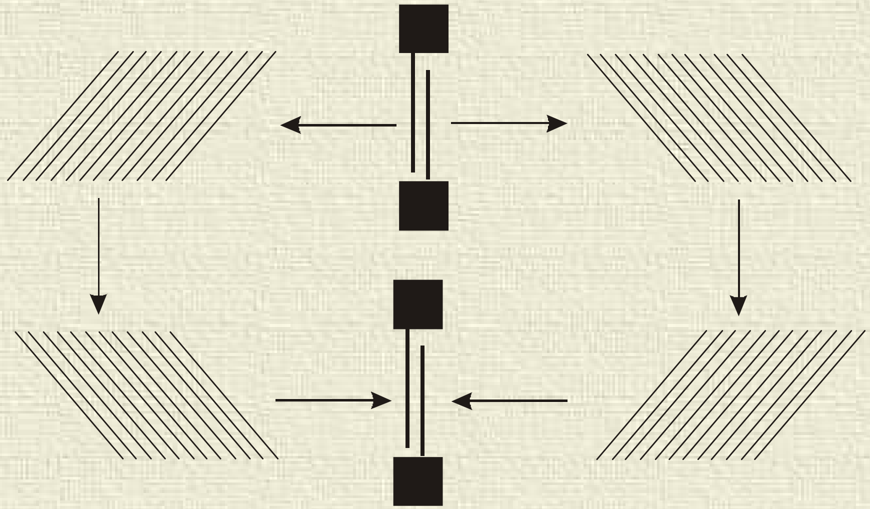


stosowanie sprzęgaczy kierunkowych



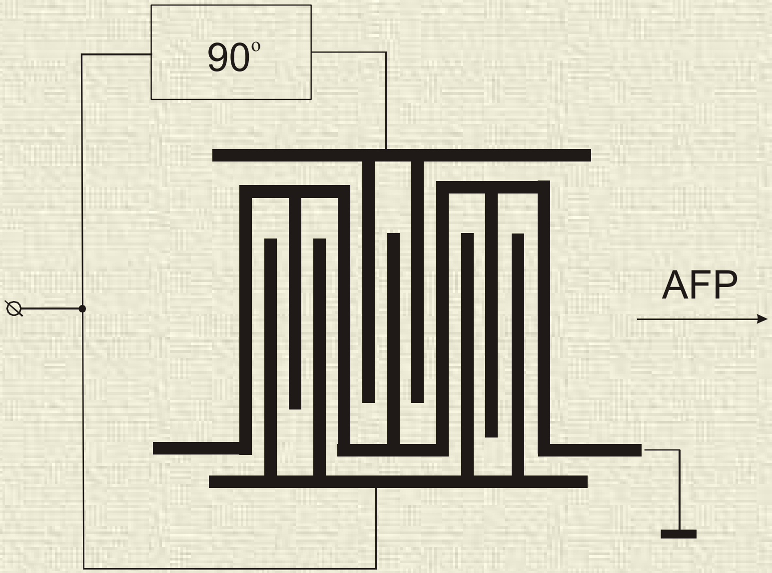
dzielenie elektrod

Eliminacja dwukierunkowości

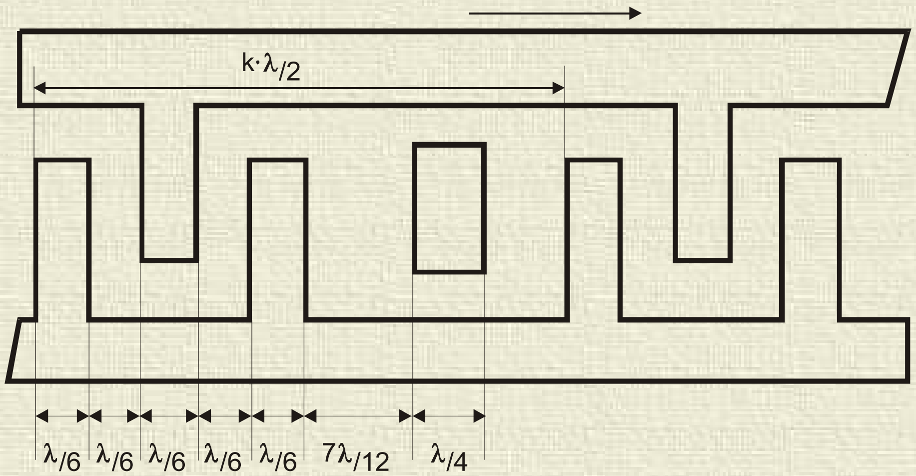


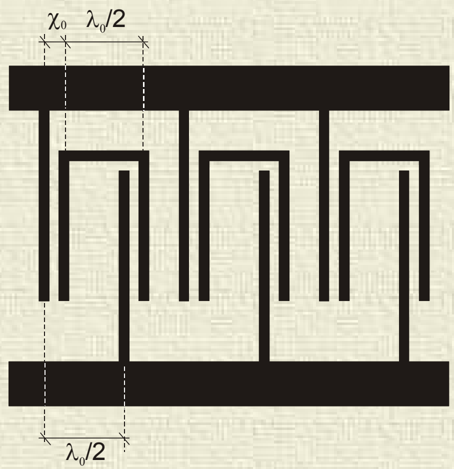
zastosowanie reflektorów

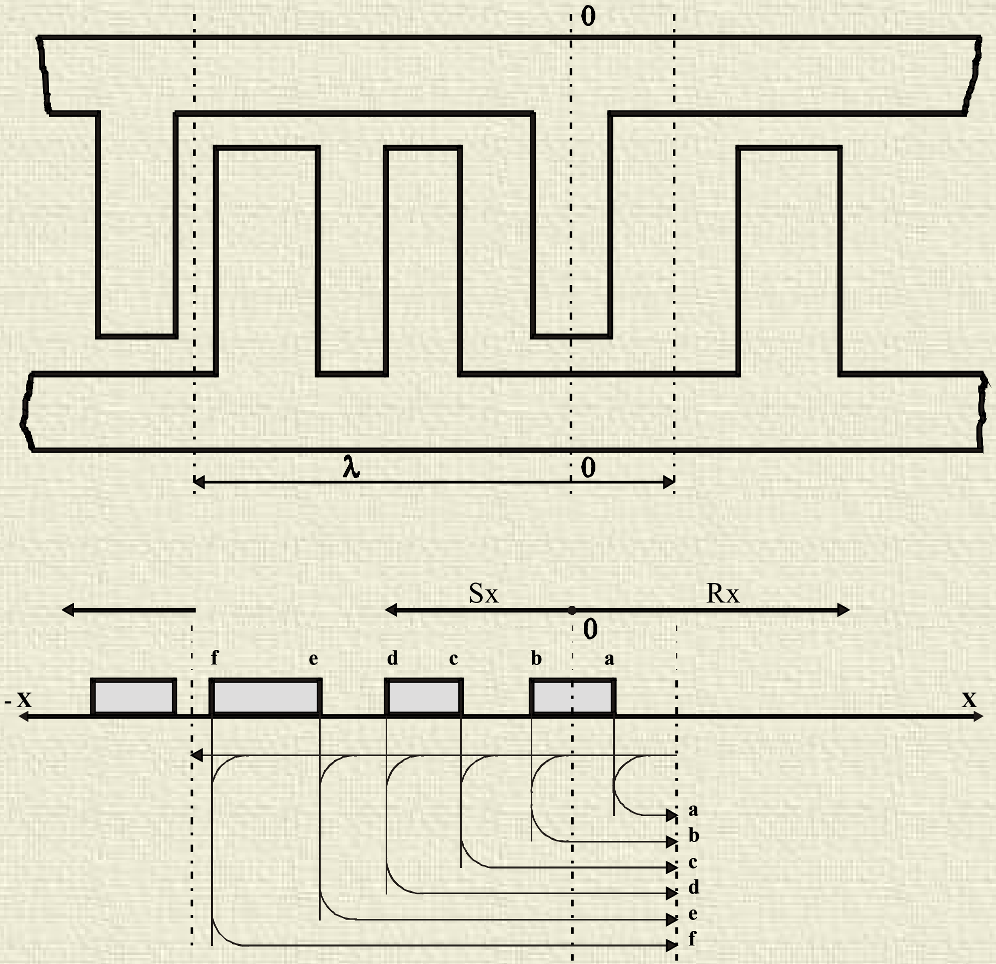
przetwornik dwufazowy



Przetworniki jednokierunkowe jednofazowe (SPUDT)







amplituda fali postępującej

$R_x = E[(1\text{-}r)\text{-}j\ 0{,}73\ r].$

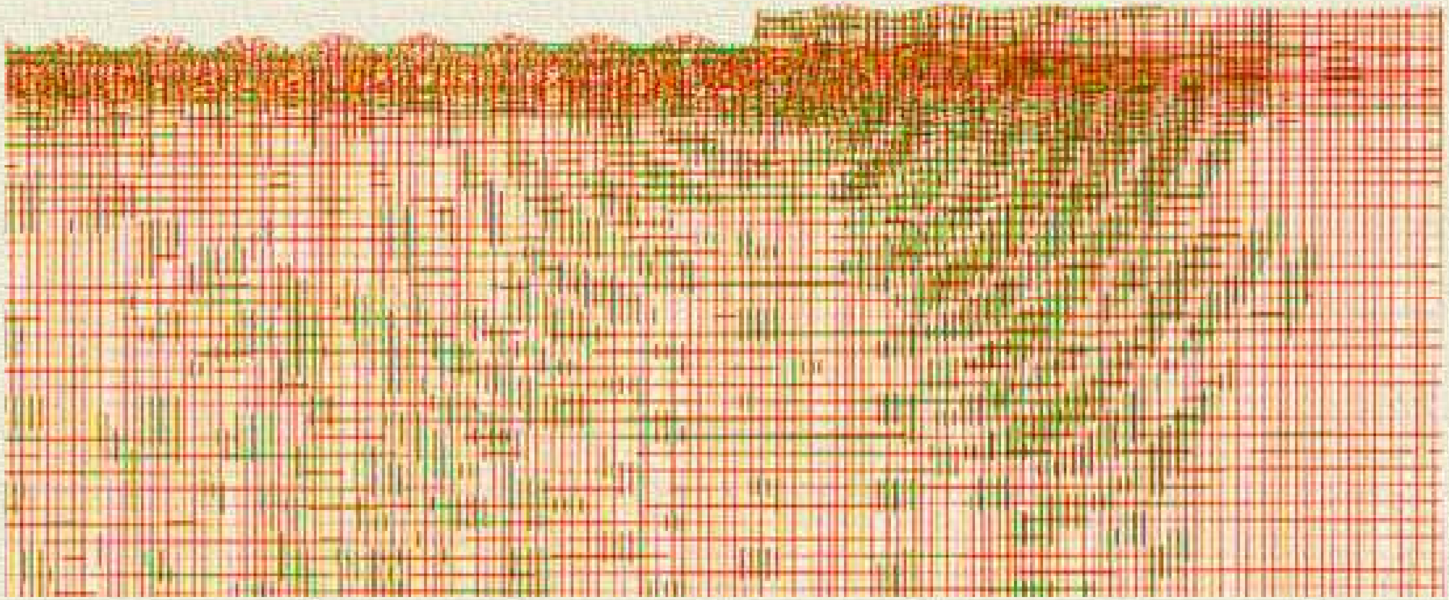
amplituda fali wstecznej

$S_x = E[(1+r)\text{-}j\ 0{,}73\ r],$

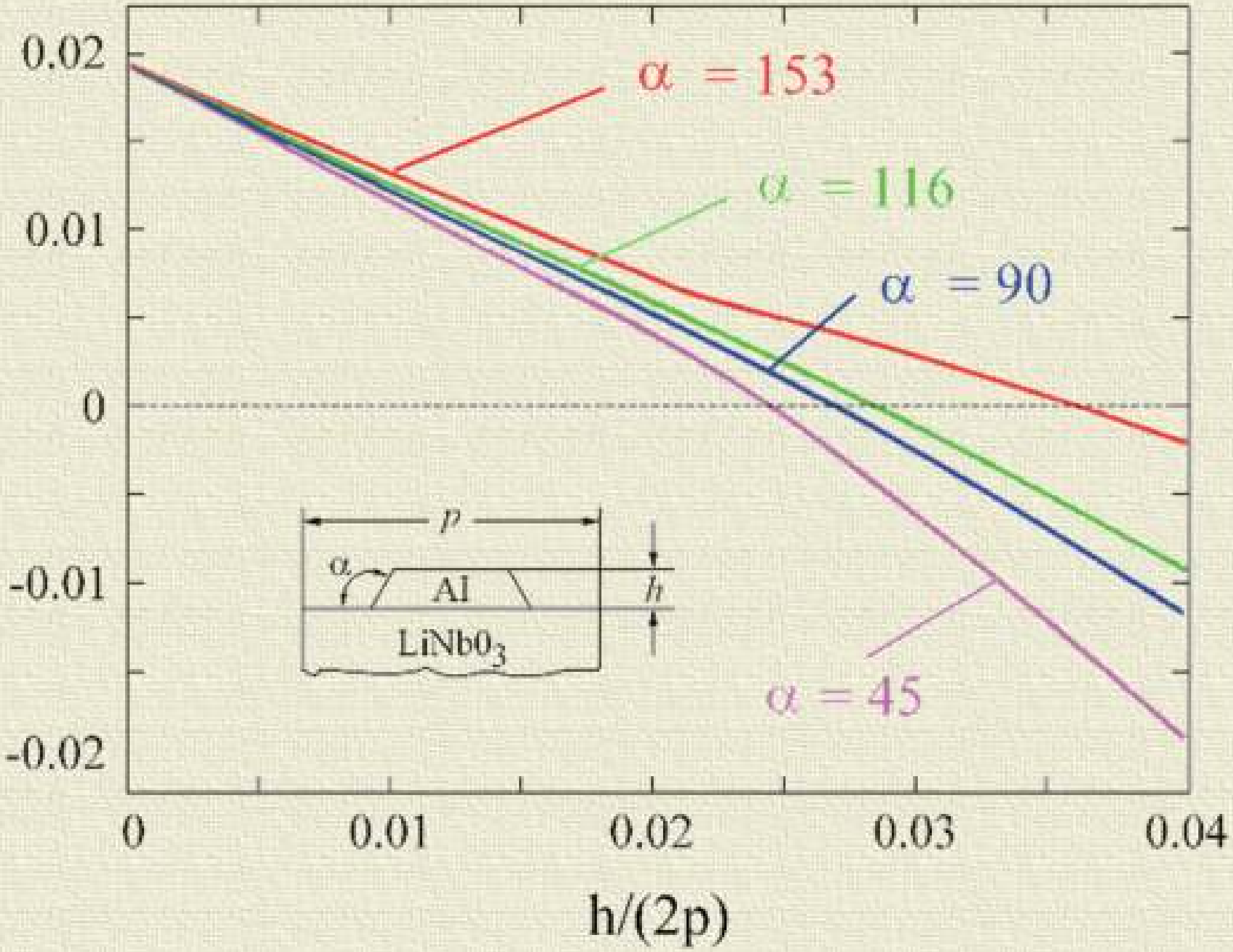
E – amplituda pola elektr.
r – wsp. odbicia od krawędzi elektrody

Metoda ta zapewnia niemal zerowe tłumienie w paśmie przepustowym ale stosunkowo niewielkie w paśmie zaporowym.

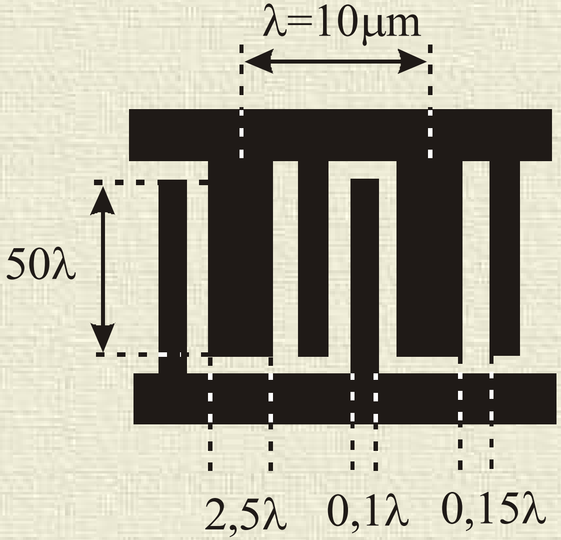
Symulacja odbicia fali na elektrodzie

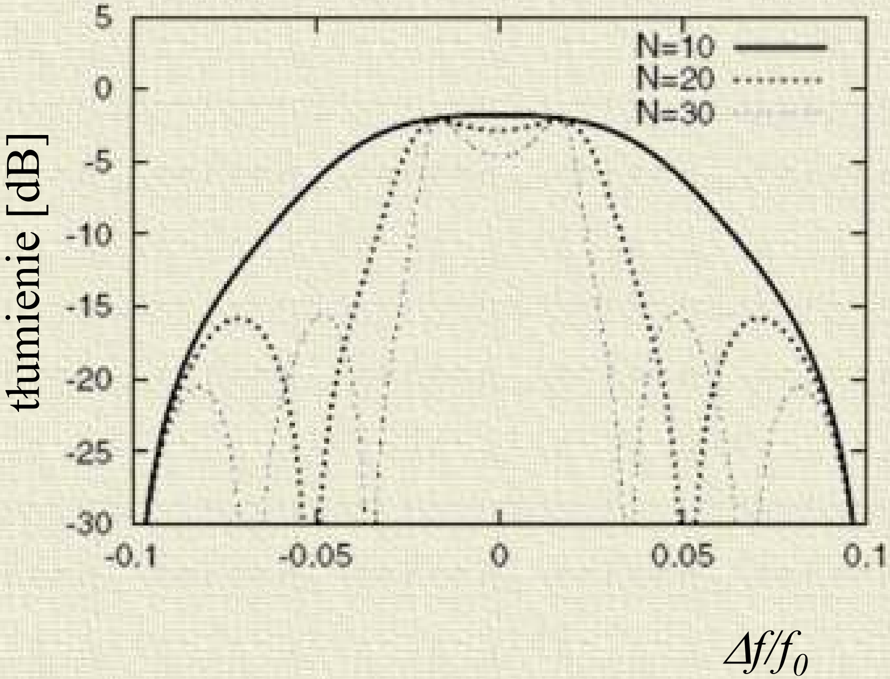


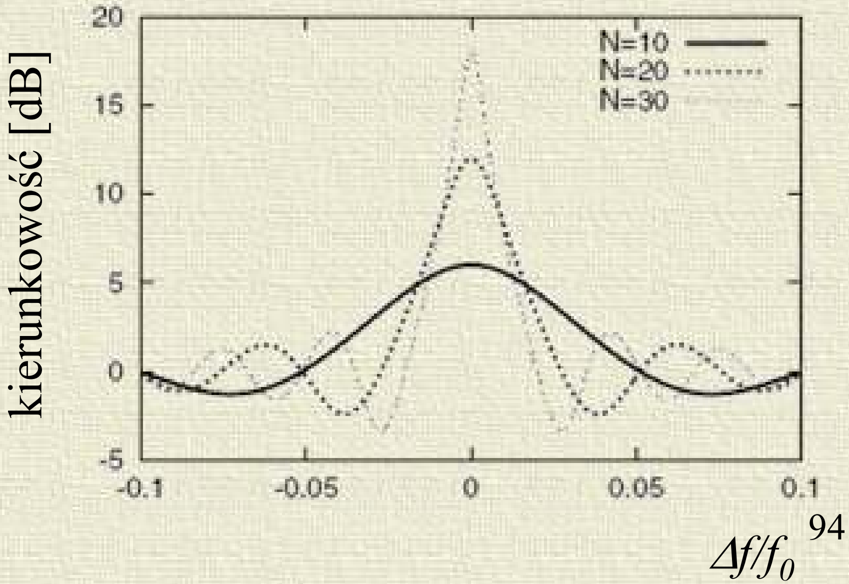
moduł współczynnika odbicia



Jedna sekcja SPUDT



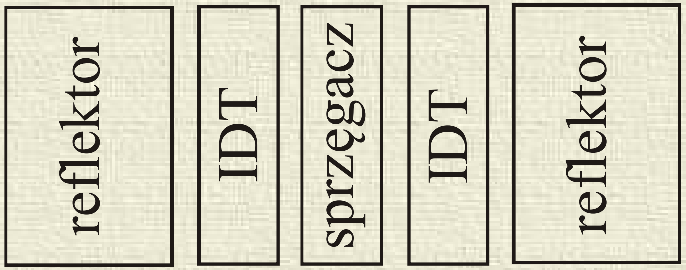




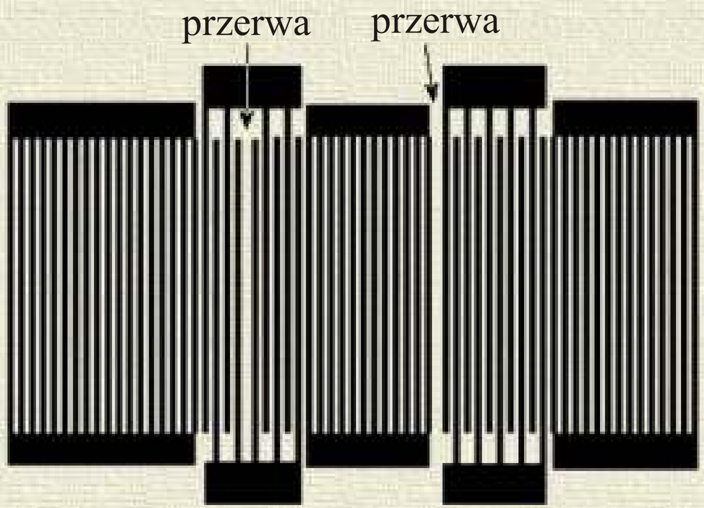
350 MHz

128° XY $LiNbO_3$

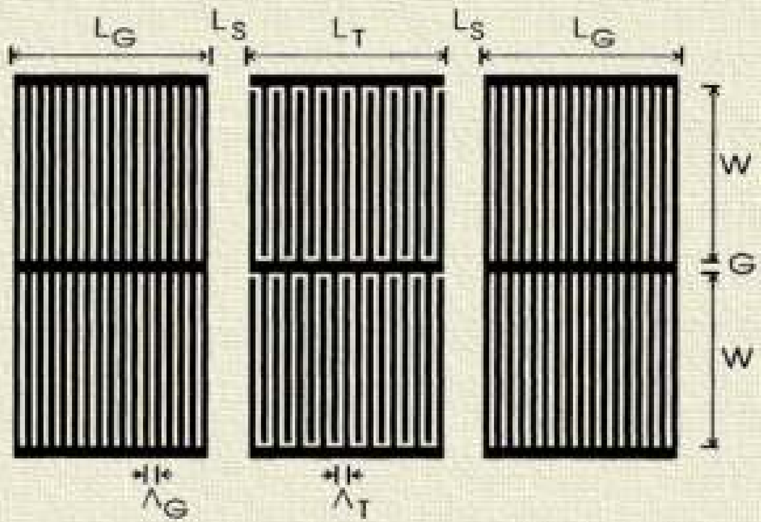
Filtry rezonansowe

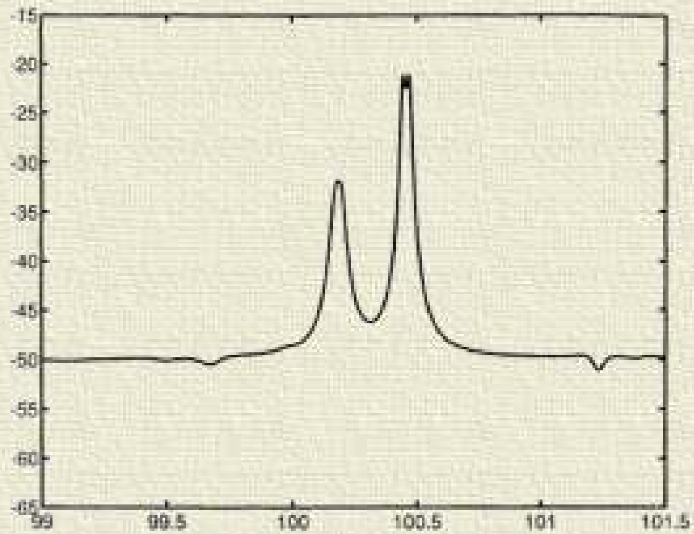


koncepcja bazowa



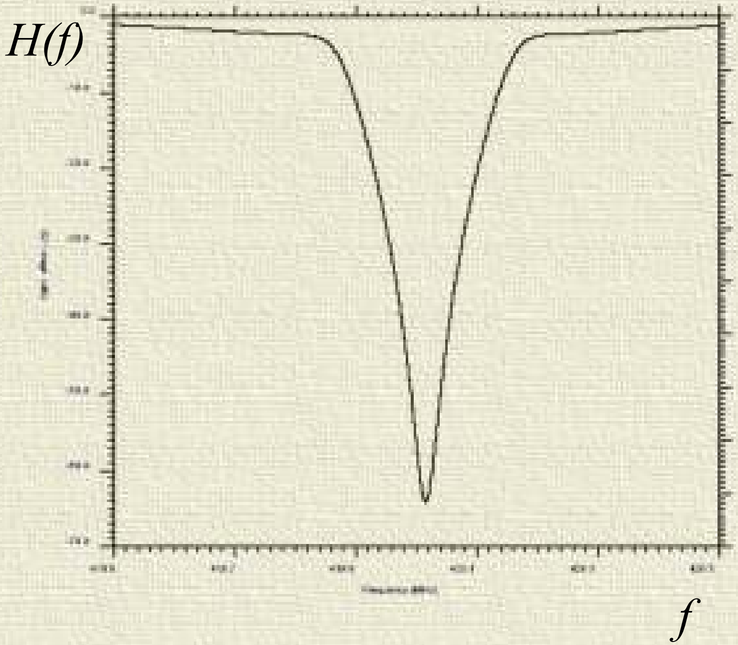
przykład realizacji

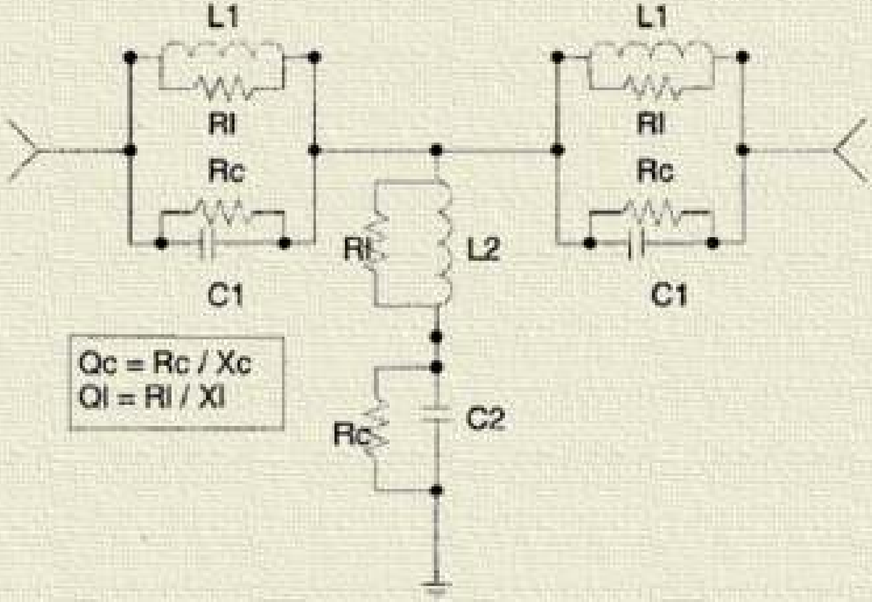


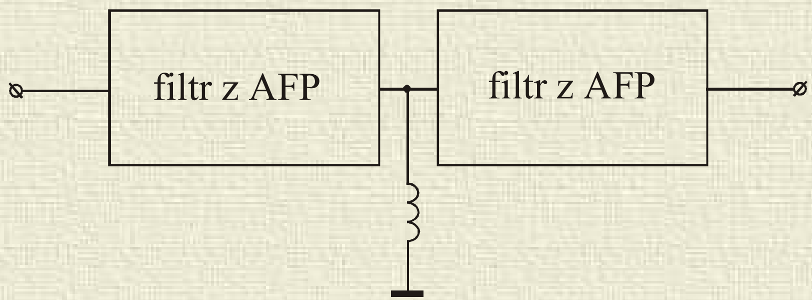


filtr sprzężony poprzecznie

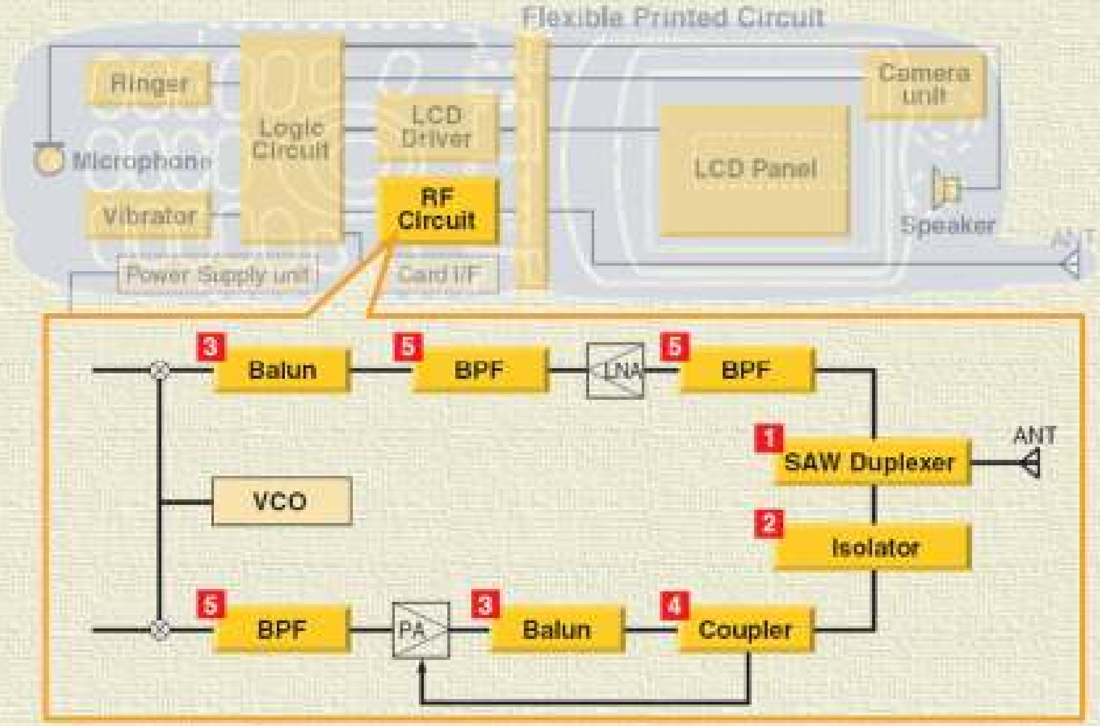
Filtry „notch”

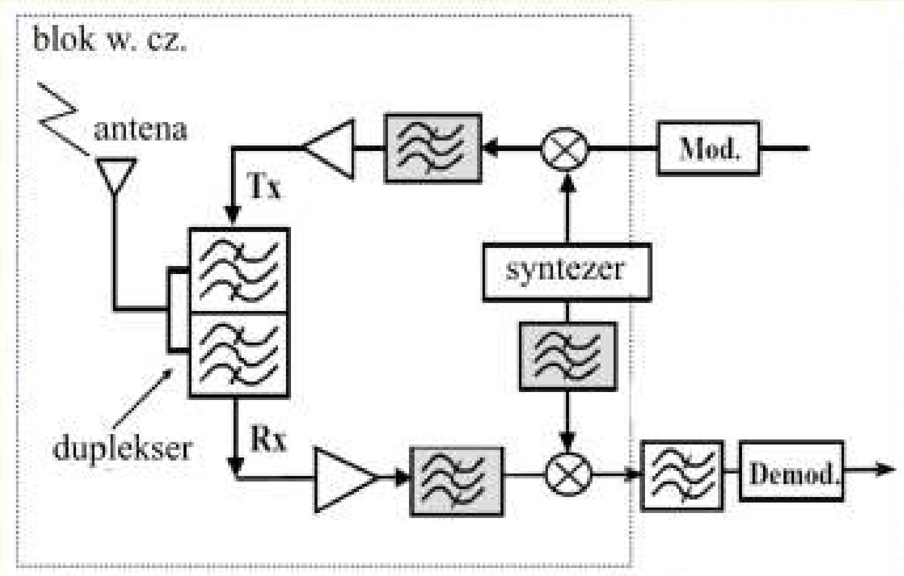


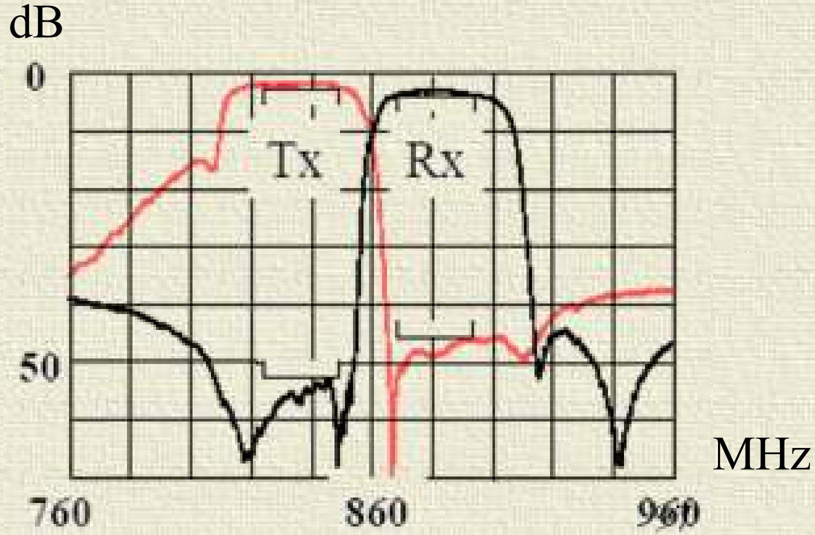




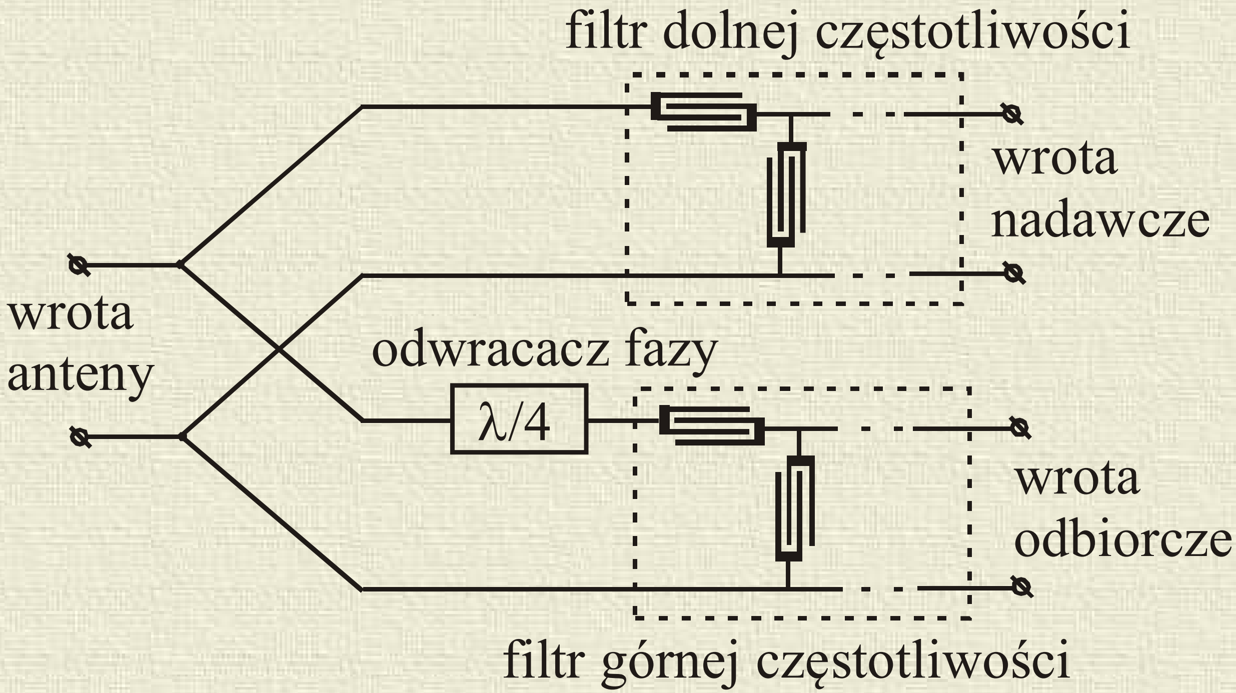
Dupleksery antenowe

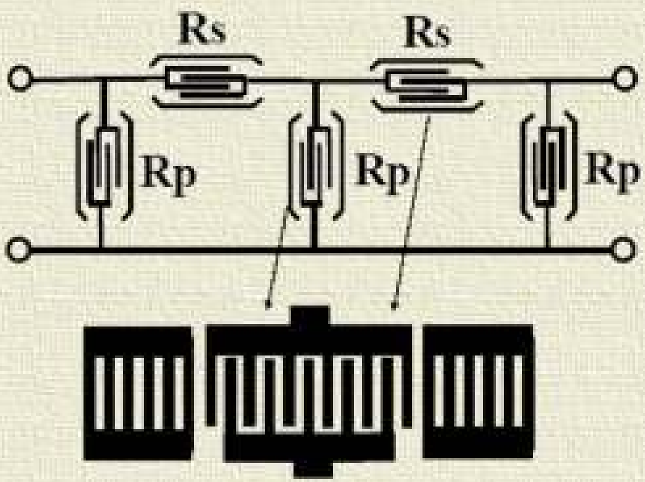


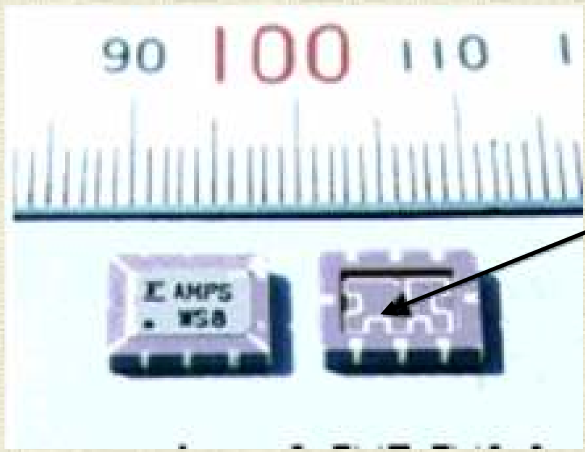




typowe parametry
tłumienie w paśmie
Tx 1,2 dB
Rx 1,8 dB
poza pasmem
Tx 53 dB
Rx 45 dB
WFS
Tx 1,6
Rx 1,7

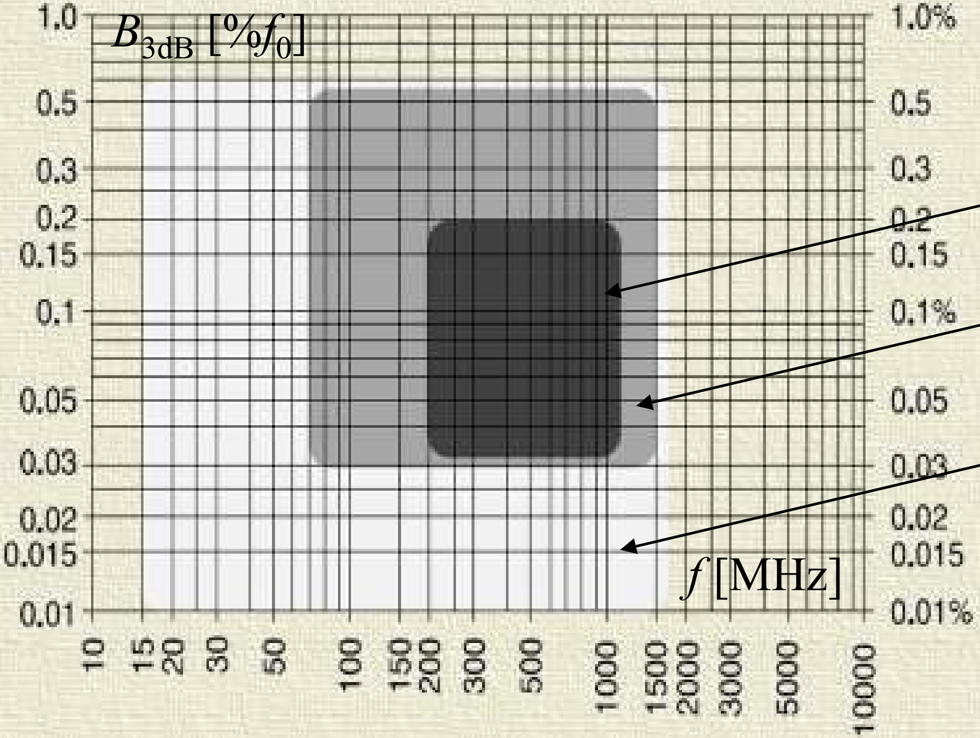






mikropaskowa
linia λ/4

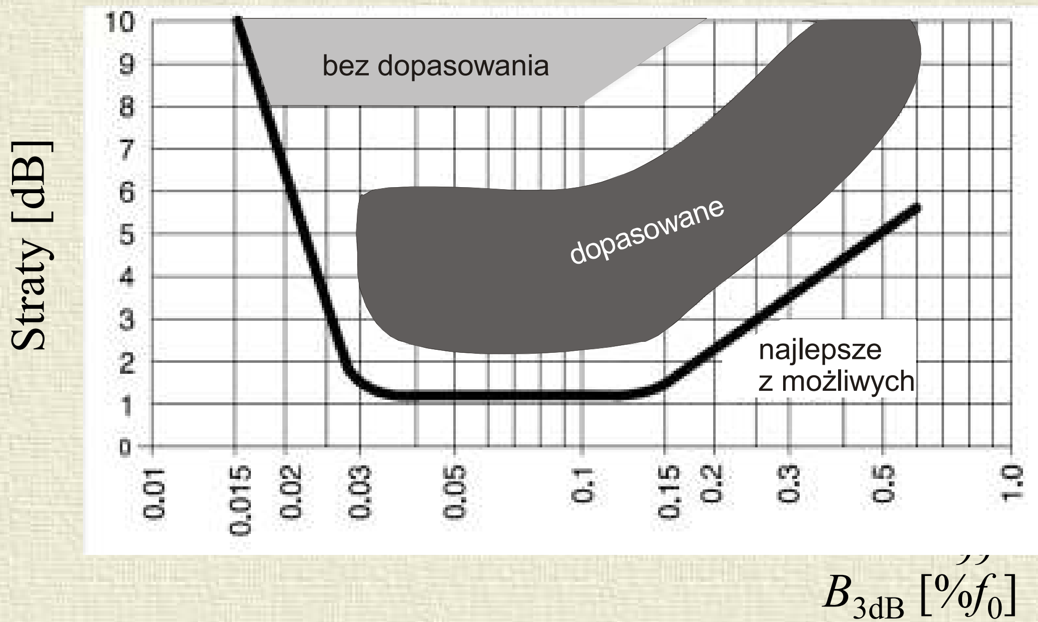
Osiągalne parametry filtrów



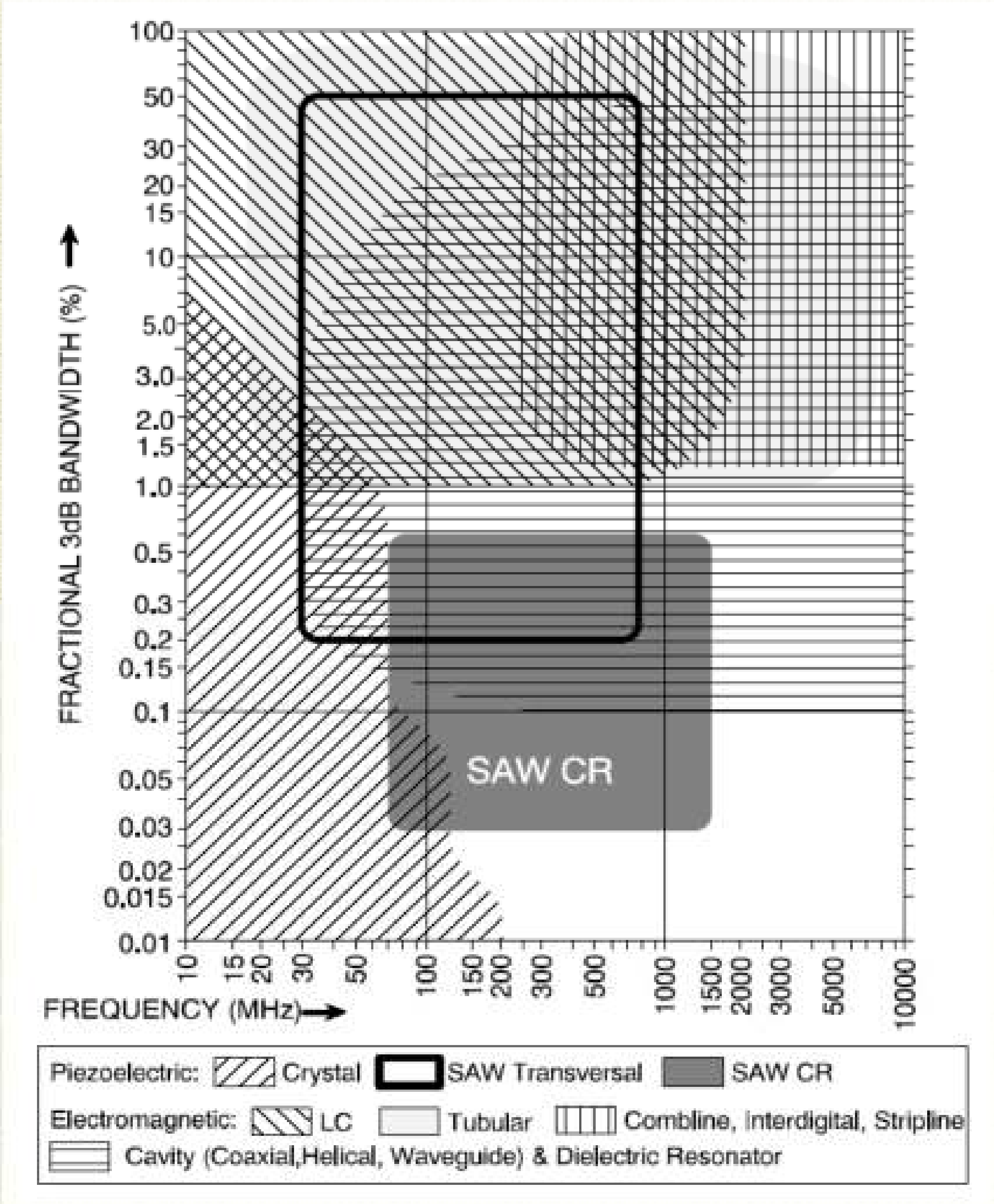
optimum rozmiar/cena

realizowane w praktyce

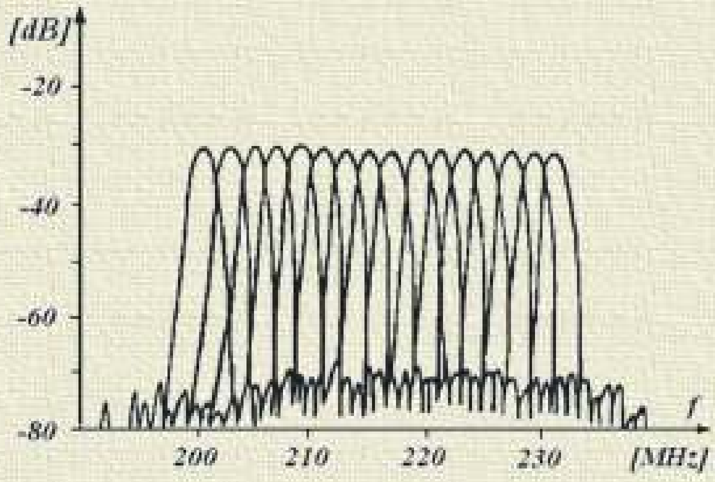
teoretycznie możliwe

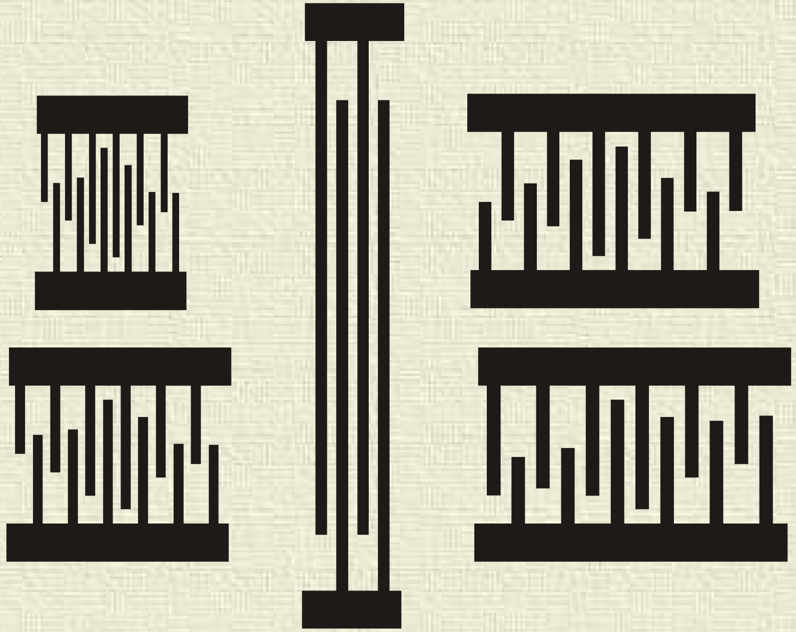


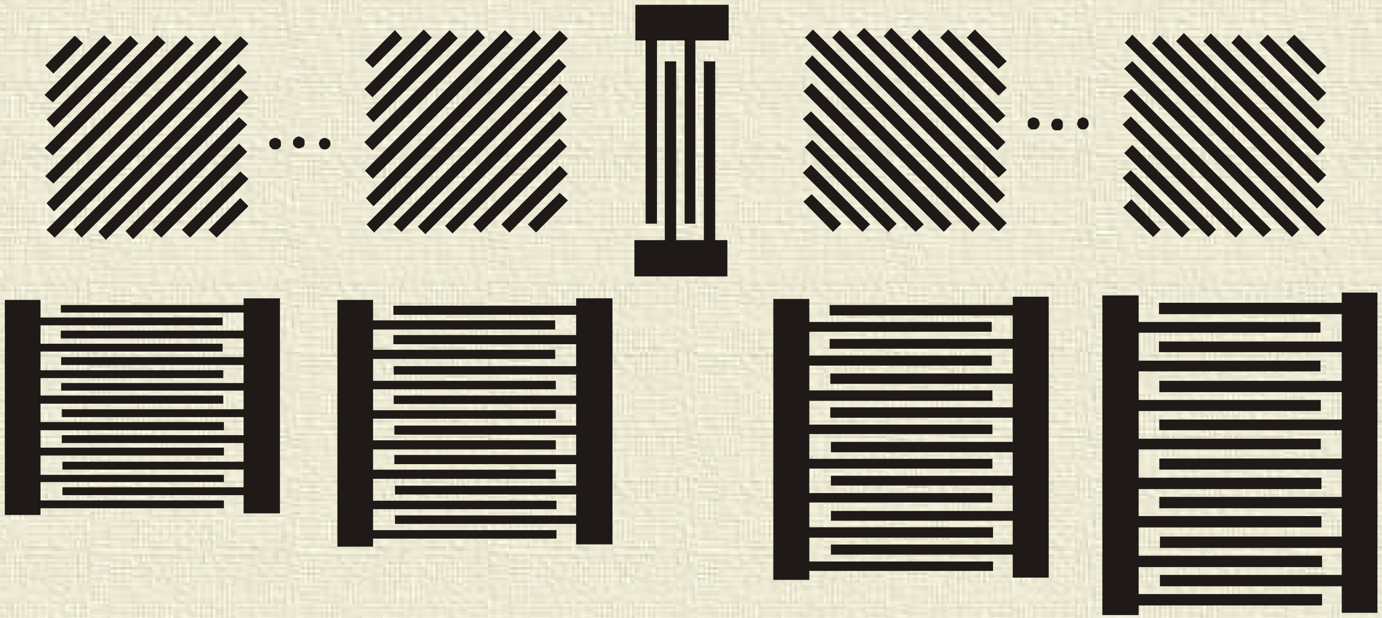
Porównanie różnych filtrów

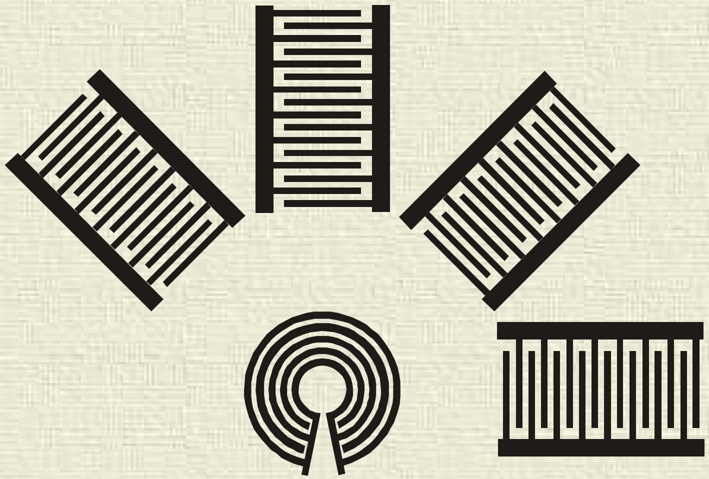


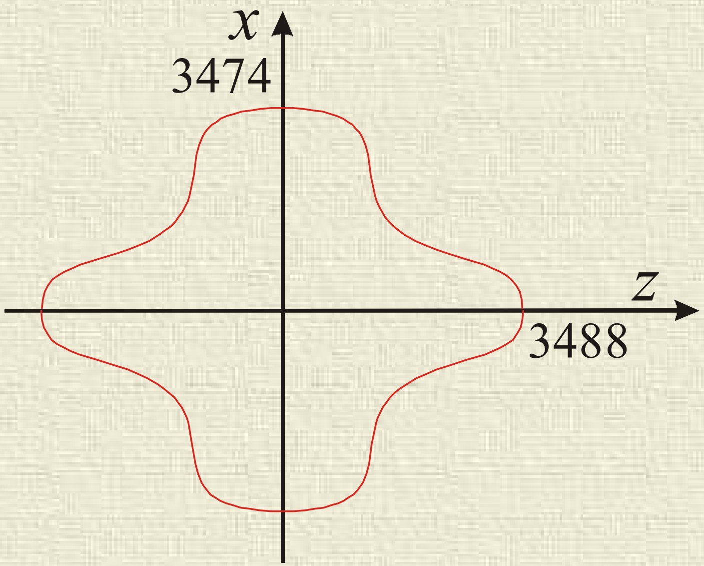
Banki filtrów

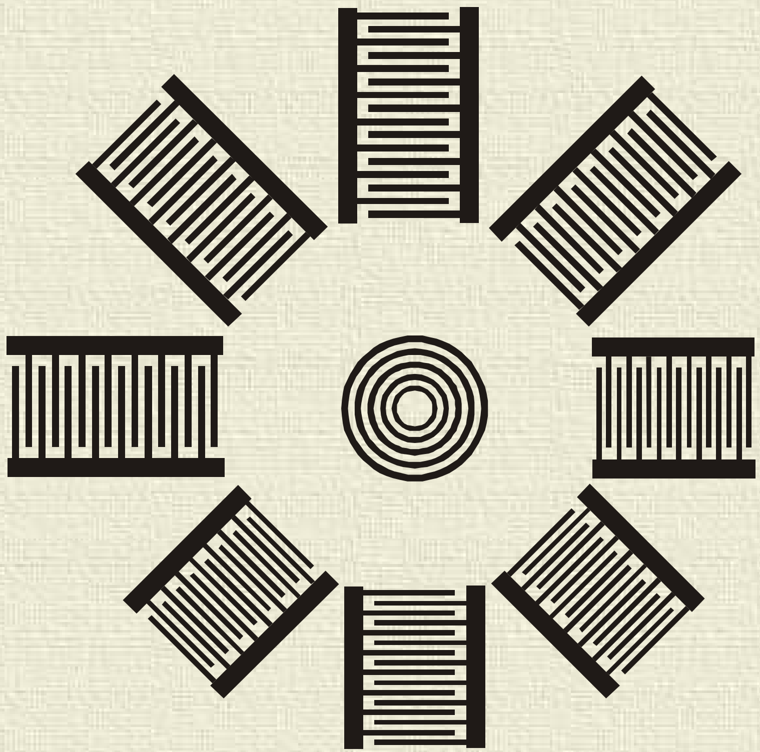









x
3474
z
3488



Zalety filtrów z AFP

- wysokie częstotliwości pracy (GHz)
- małe rozmiary – malejące z częstotliwością
- możliwość niemal dowolnego kształtowania charakterystyk
- możliwość przenoszenia stosunkowo dużych mocy
- łatwość dopasowania do układu
- możliwość scalania
- duża swoboda konfiguracyjna – banki filtrów
- prostota i wysoka powtarzalność technologii
- niska cena

Rezonatory

Budowa klasycznych rezonatorów opiera się na wykorzystaniu pełnego odbicia fali objętościowej od płaszczyzn ograniczających płytkę rezonansową. W przypadku fal powierzchniowych analogiczne odbicie od krawędzi podłoża prowadzi do znacznych strat wynikających z rozpraszania AFP do fal objętościowych.

Niemal pełne odbicie można uzyskać przez wykorzystanie efektu sprzężenia fali postępującej i wstecznej, propagujących się pod periodycznie nałożonymi elektrodami. Zjawisko to jest szkodliwe w przypadku przetworników międzypalczastych. Analogiczne odbicie fali otrzymuje się też przy propagacji AFP pod periodycznie zaburzoną powierzchnią.

Istnieje kilka metod realizacji periodycznych zaburzeń powierzchni:

- wykorzystaniu niejednorodności elektrycznej wprowadzanej przez elektrody,
- zastosowaniu periodycznych rowków na powierzchni podłoża,
- naruszeniu struktury podłoża przez dyfuzję lub implantację jonów,
- nałożeniu na powierzchnię „ciężkich” elektrod.

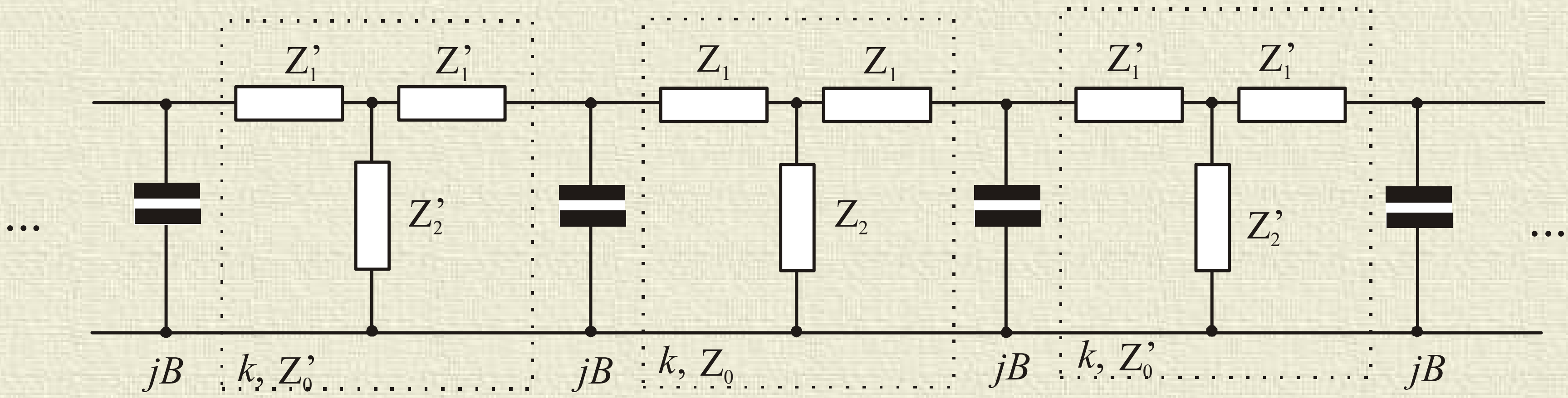
Najczęściej stosowane są struktury rowkowe, wykonywane przez trawienie (np. jonowe). Stosuje się rowki o głębokościach w granicach 0,01÷0,03 długości odbijanej fali powierzchniowej.

Podstawowe konfiguracje

Rezonator jednoportowy

Rezonator dwuportowy

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



Schemat zastępczy struktury rowkowej

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

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

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

Empiryczne parametry układu zastępczego można zapisać w postaci zależności :

$$\frac{Y_0'}{Y_0} = 1 - 0,67\frac{h}{\lambda} \qquad \text{dla } LiNbO_3(YZ),$$

$$\frac{Y_0'}{Y_0} = 1 - 0,54\frac{h}{\lambda} \qquad \text{dla } SiO_2(ST, X)$$

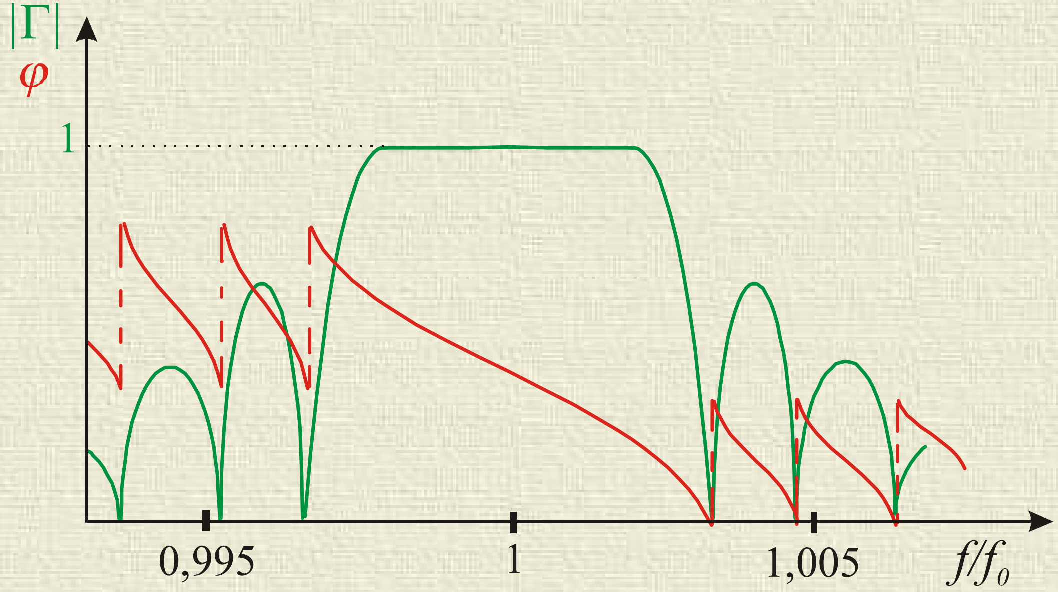
$$\frac{B}{Y_0} = -42\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \qquad \text{dla } LiNbO_3(YZ),$$

$$\frac{B}{Y_0} = -35\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \qquad \text{dla } SiO_2(ST, X)$$

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

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

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



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

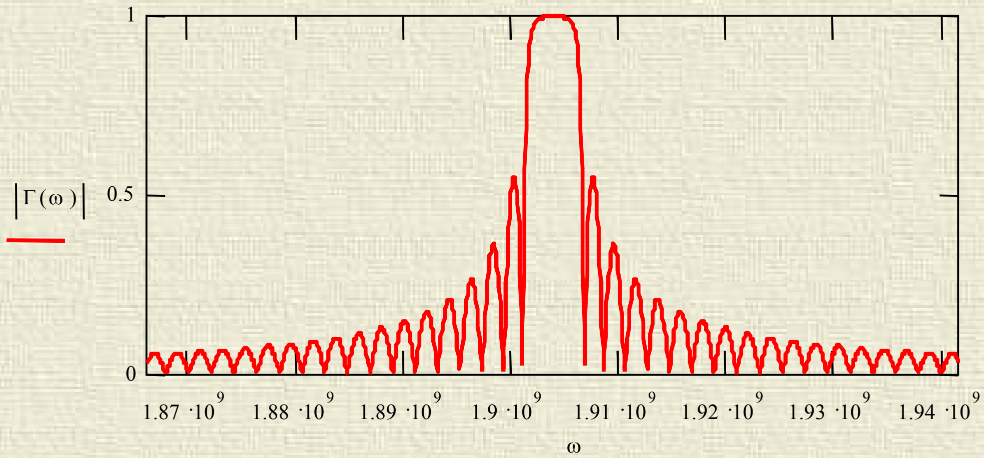
Faza odbicia ma liniowy przebieg w pobliżu częstotliwości środkowej, co pozwala na wprowadzenie pojęcia ekwiwalentnego lustra (w analogii do rezonatora Fabry-Perota), w pewnej odległości od początku struktury.
Odległość ta wynika z warunku na zmianę fazy fali odbitej od „lustra" i wynosi:

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

Współczynnik odbicia można wyrazić zależnością

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

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



Odległość ekwiwalentnego lustra od czoła struktury odbijającej w jawnej postaci wynosi

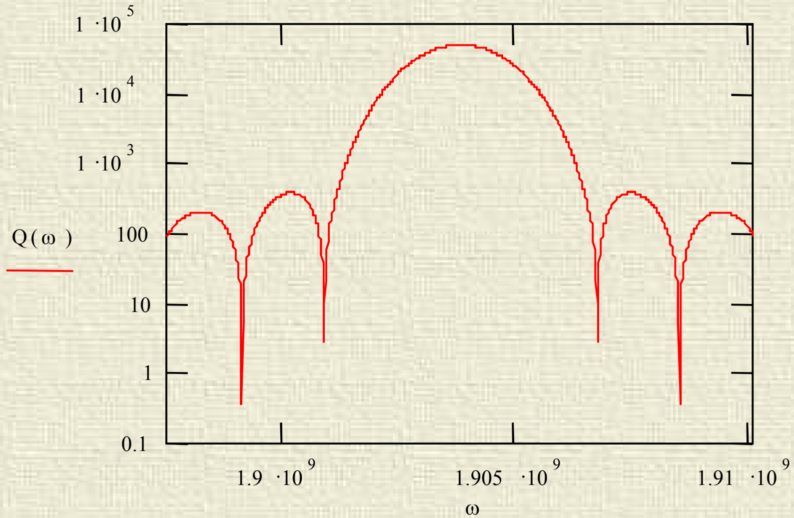
$$L_p = \frac{1}{4\chi\pi}$$

Dobroć wewnętrznarezonatora

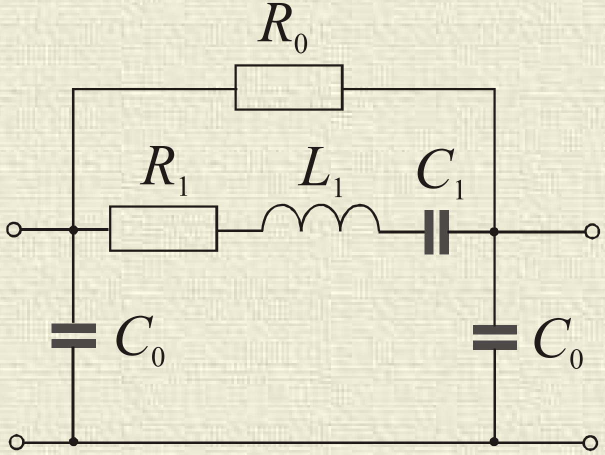
$$Q = \frac{2\pi \left|\Gamma(\omega)\right| L_{ef}}{\lambda_0 \left[1 - \left|\Gamma(\omega)\right|^2\right]}$$

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

L_S odległość ekwiwalentnego lustra od krawędzi IDT
L_T odległość krawędzi reflektora od krawędzi IDT



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

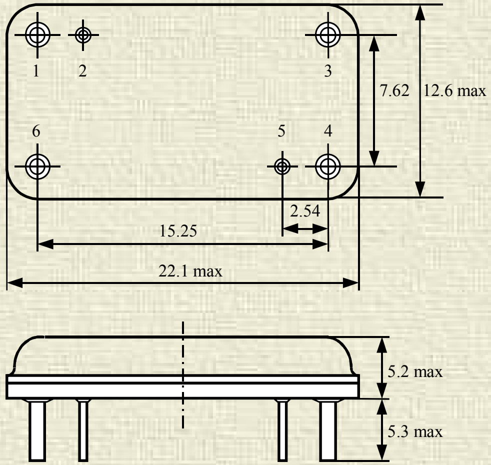


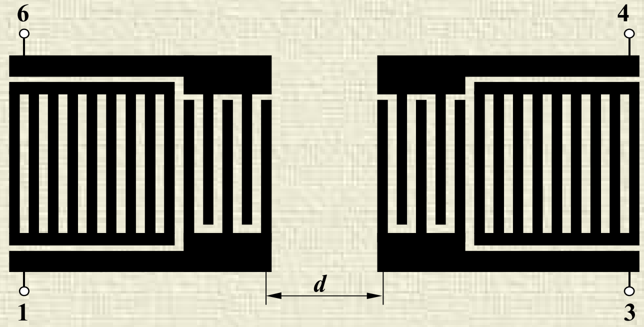
$$R_1 = \frac{1}{8\dfrac{v_0 - v}{v}\varepsilon_r W f_0 N^2} \qquad C_0 = \frac{2}{\pi}\varepsilon_r W + C_1 \qquad C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}$$

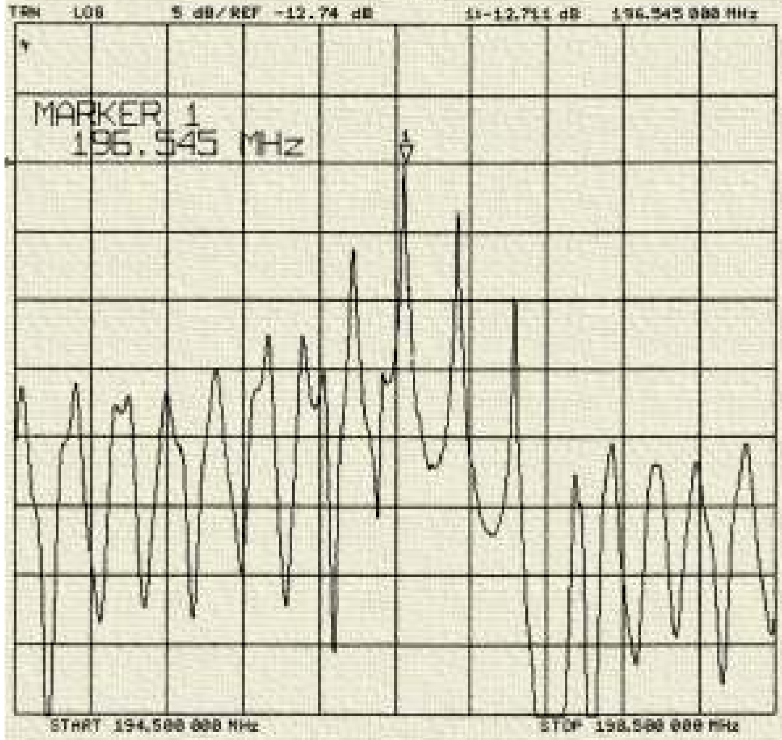
$$L_1 = \frac{L_{ef} R_1}{4\left|\Gamma(f_0)\right| f_0}\frac{L_{ef}}{\lambda_0} \qquad R_0 = \frac{1 - \left|\Gamma(f_0)\right|}{2\left|\Gamma(f_0)\right|} R_1$$

Zalety rezonatorów z AFP

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

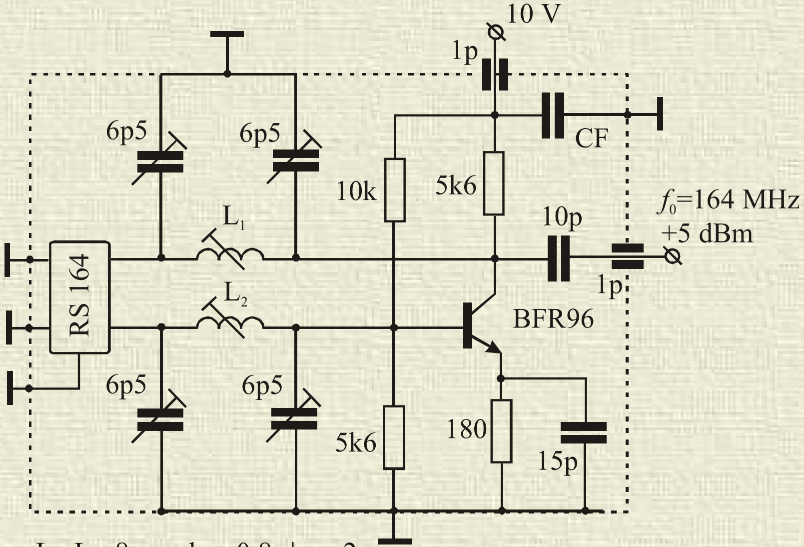




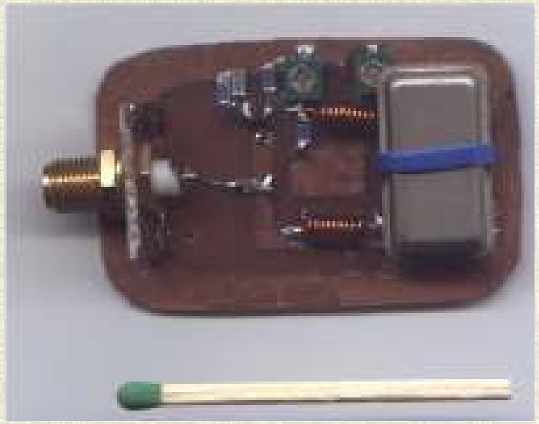


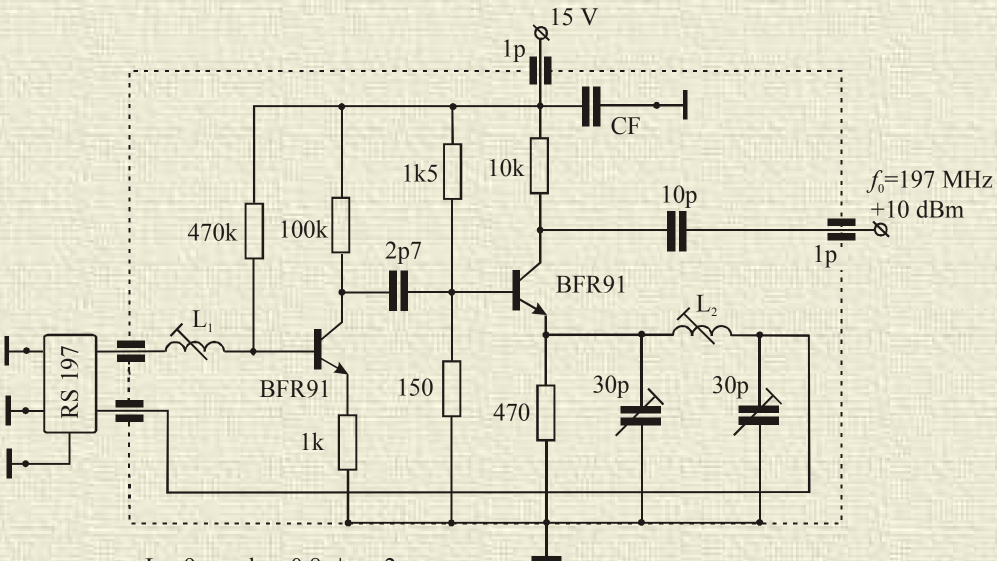
Parametr	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Jedn.
Częstotliwość środkowa	f_0	-	~196,6	-	MHz
Straty wtrąceniowe	A_0	-	12,0	15,0	dB
Dobroć wewnętrzna	Q_U	15 000	20 000	-	-
Dobroć całkowita przy obciążeniu 50 Ω	Q_L	11 000	14 000	-	-
Rezystancja szeregowa	R_1	-	290	-	
Indukcyjność szeregowa	L_1	-	4370	-	H
Pojemność szeregowa	C_1	-	0,15	-	f F
Pojemność równoległa	C_0	-	3,1	3,2	pF
Faza przy f_0		-	180	-	stopnie
Odległość między IDT	d	-	4,0	-	mm
Temperatura pracy	T_0	-	20	-	°C
Częst. Wsp. Temp.	FTC	-	0,032	-	ppm/°C^2
Podłoże			Kwarc STX		

Przykłady aplikacji



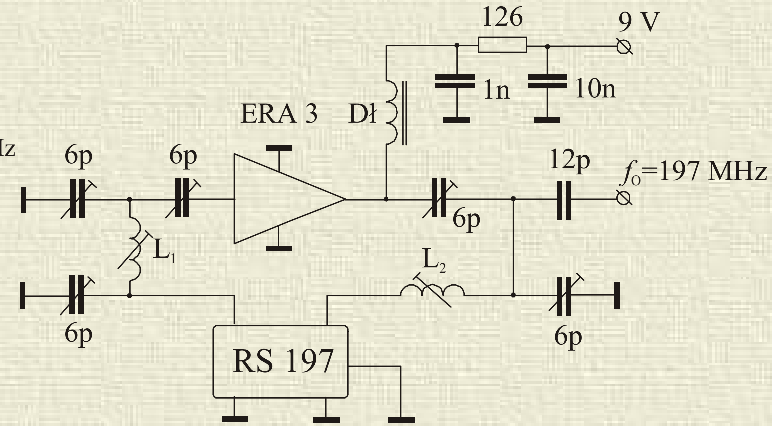
L_1, L_2 - 8 zw. dne. 0,8, ϕ_{wew}=2



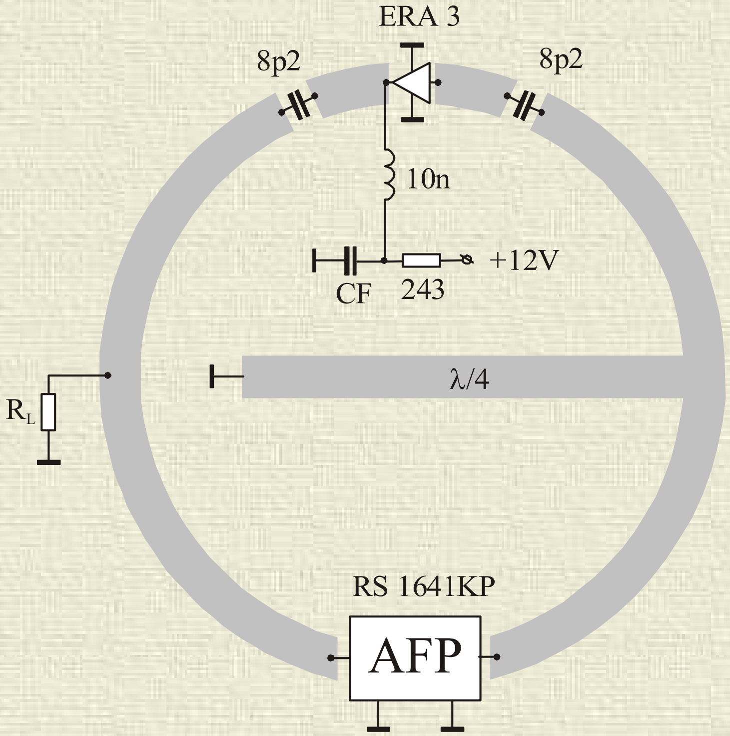


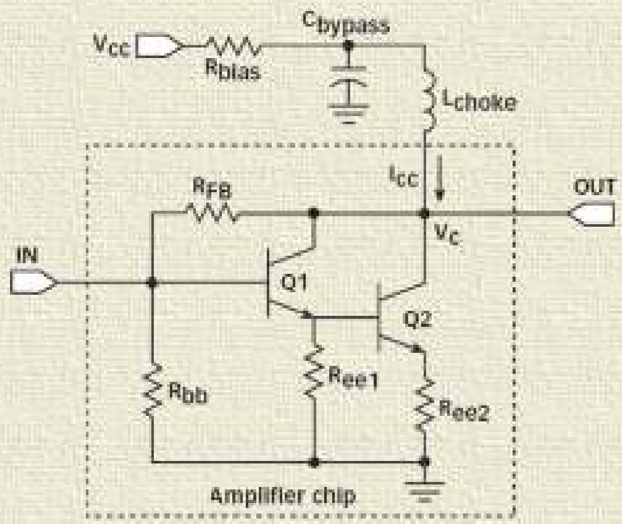
L_1 - 9 zw. dne. 0,8, ϕ_{wew}=2

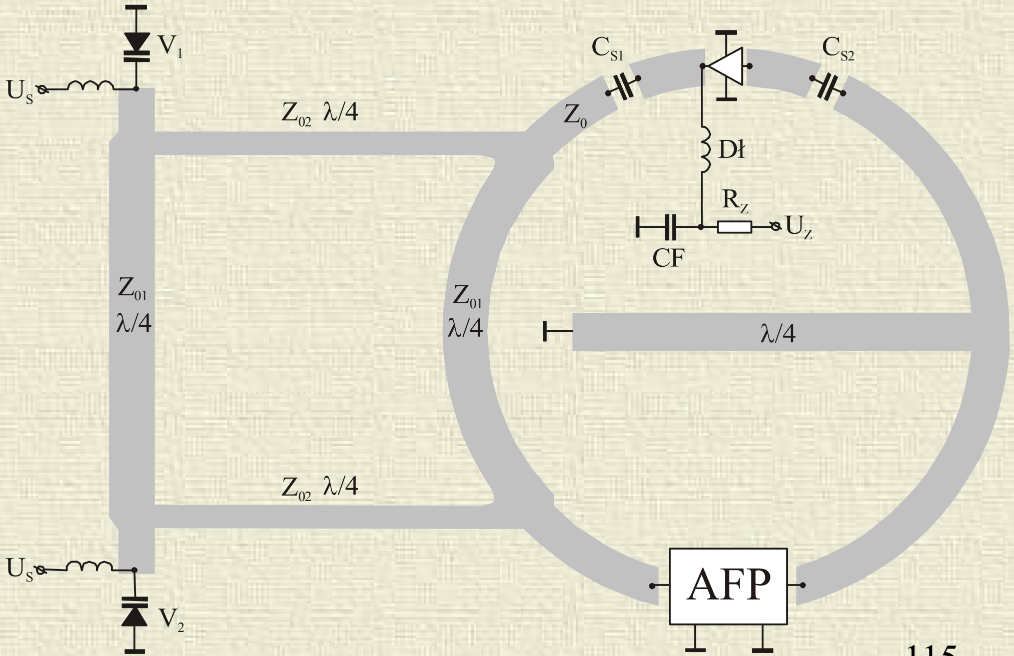
L_2 - 6 zw. dne. 0,8, ϕ_{wew}=2



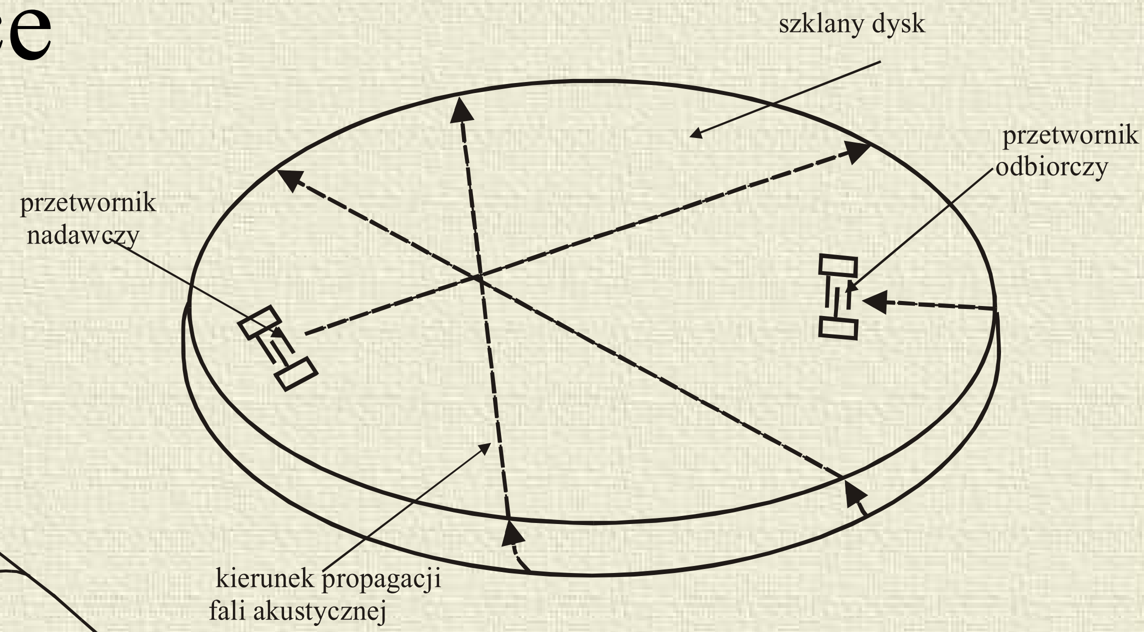
L_1, L_2 - 6 zw. dne. 0,8, ϕ_{wew}=2

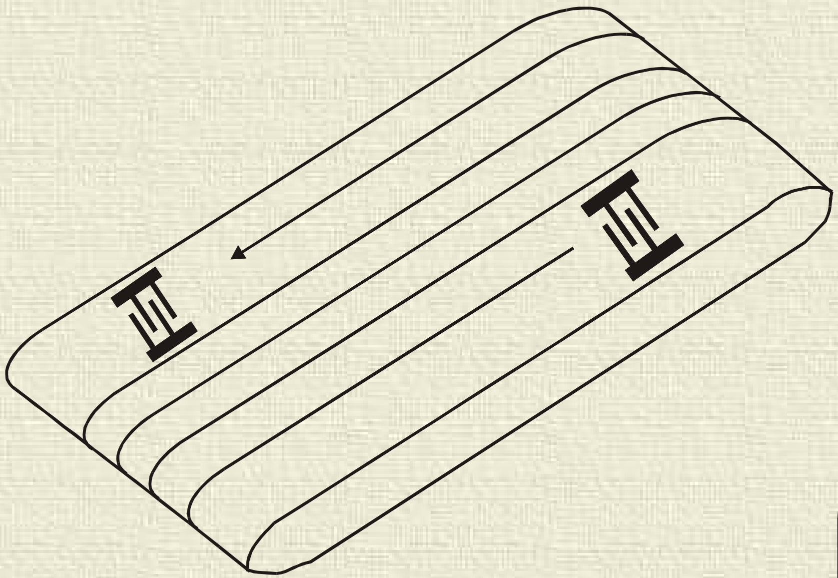

ERA 3
8p2
8p2
10n
CF
243
+12V
R_L
λ/4
RS 1641KP
AFP

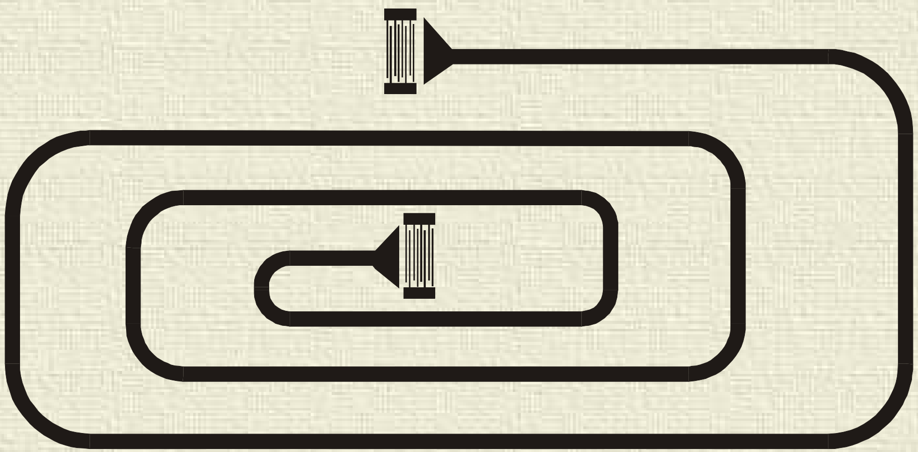

Vcc
Rbias
Cbypass
Lchoke
Icc
RFB
OUT
IN
Vc
Q1
Q2
Ree1
Rbb
Ree2
Amplifier chip


V_1
U_S
Z_{02} λ/4
C_{S1}
C_{S2}
Z_0
Dł
R_Z
U_Z
CF
Z_{01}
λ/4
Z_{01}
λ/4
λ/4
Z_{02} λ/4
U_S
V_2
AFP

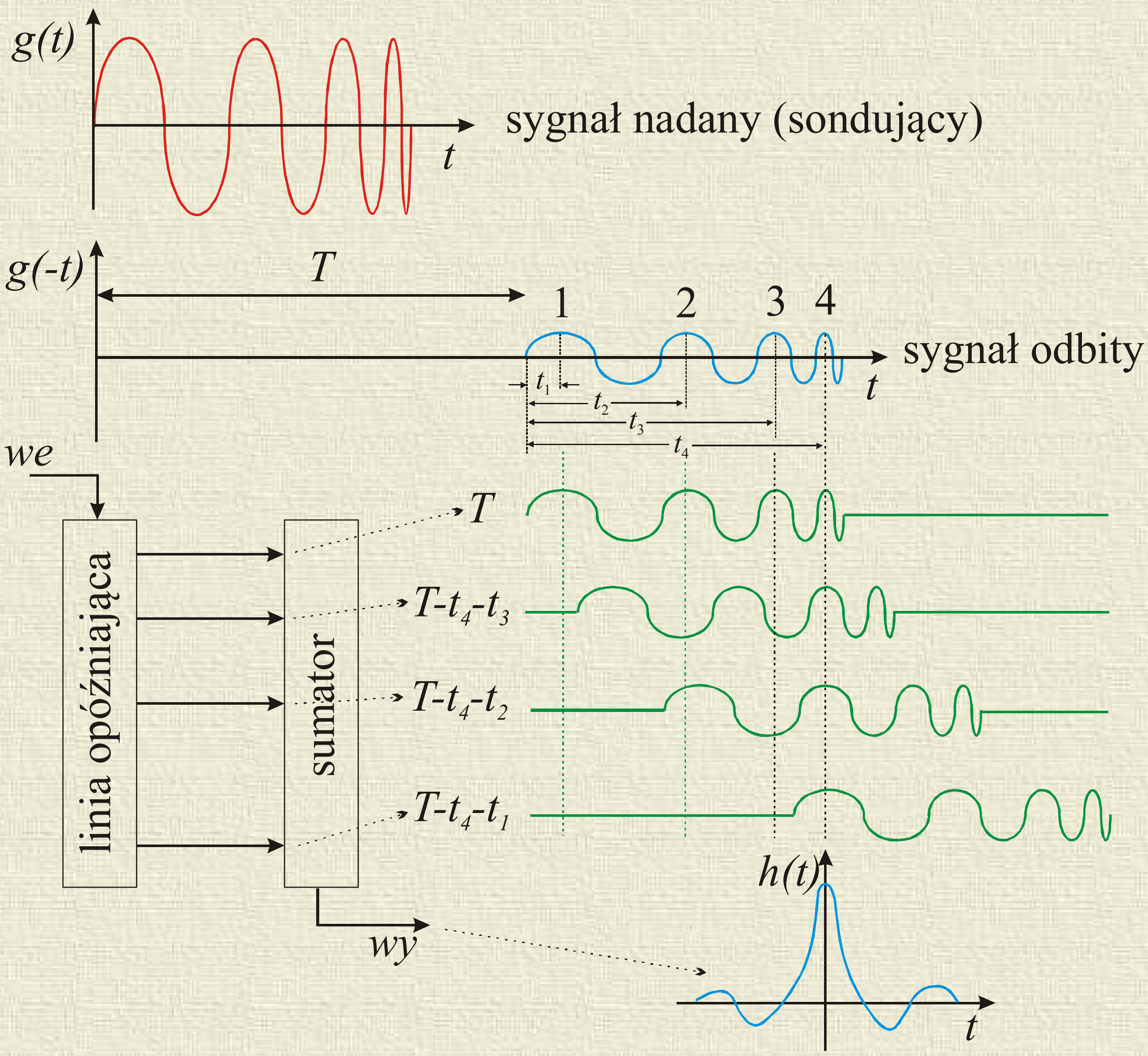
Linie opóźniające



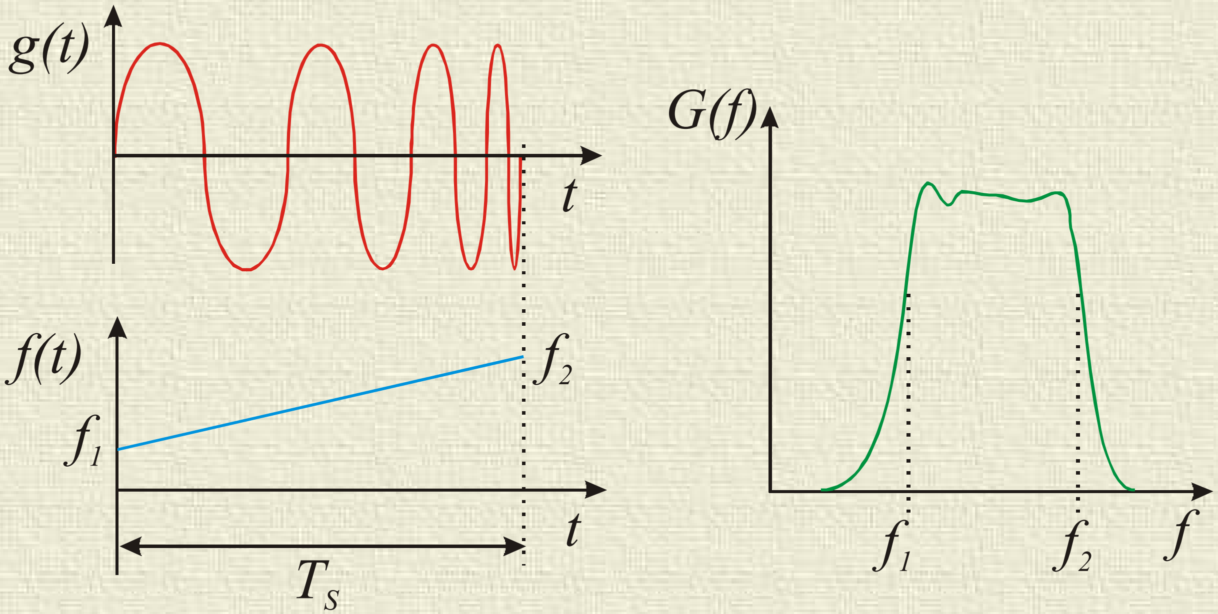




Linie dyspersyjne



Sygnał „chirp” i jego widmo



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

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

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

gęstość widmowa szumu

wartość skuteczna (odchylenie standardowe) szumu na wyjściu

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

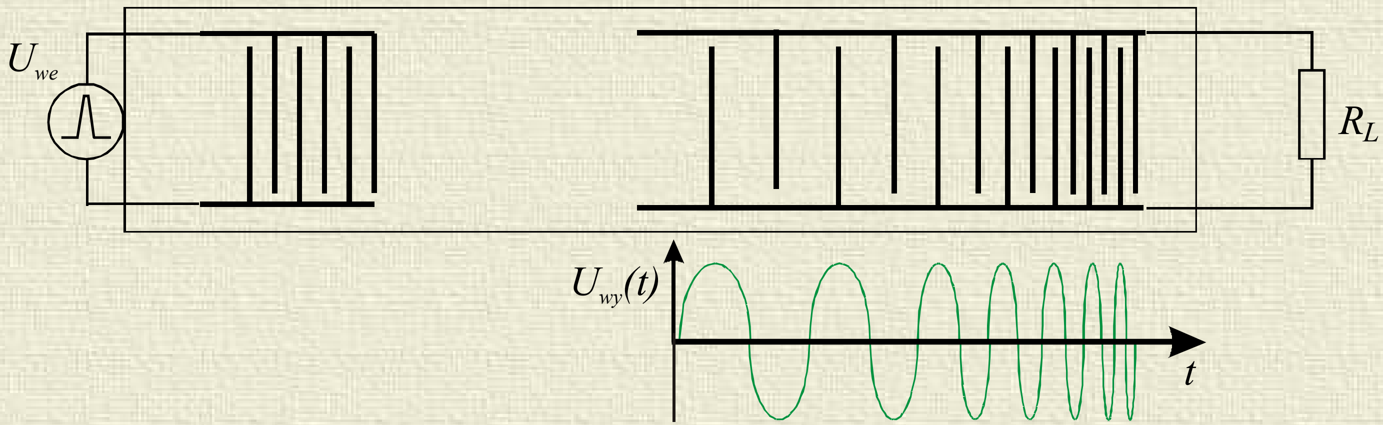
Stosunek mocy sygnału do szumu na wyjściu wyniesie więc

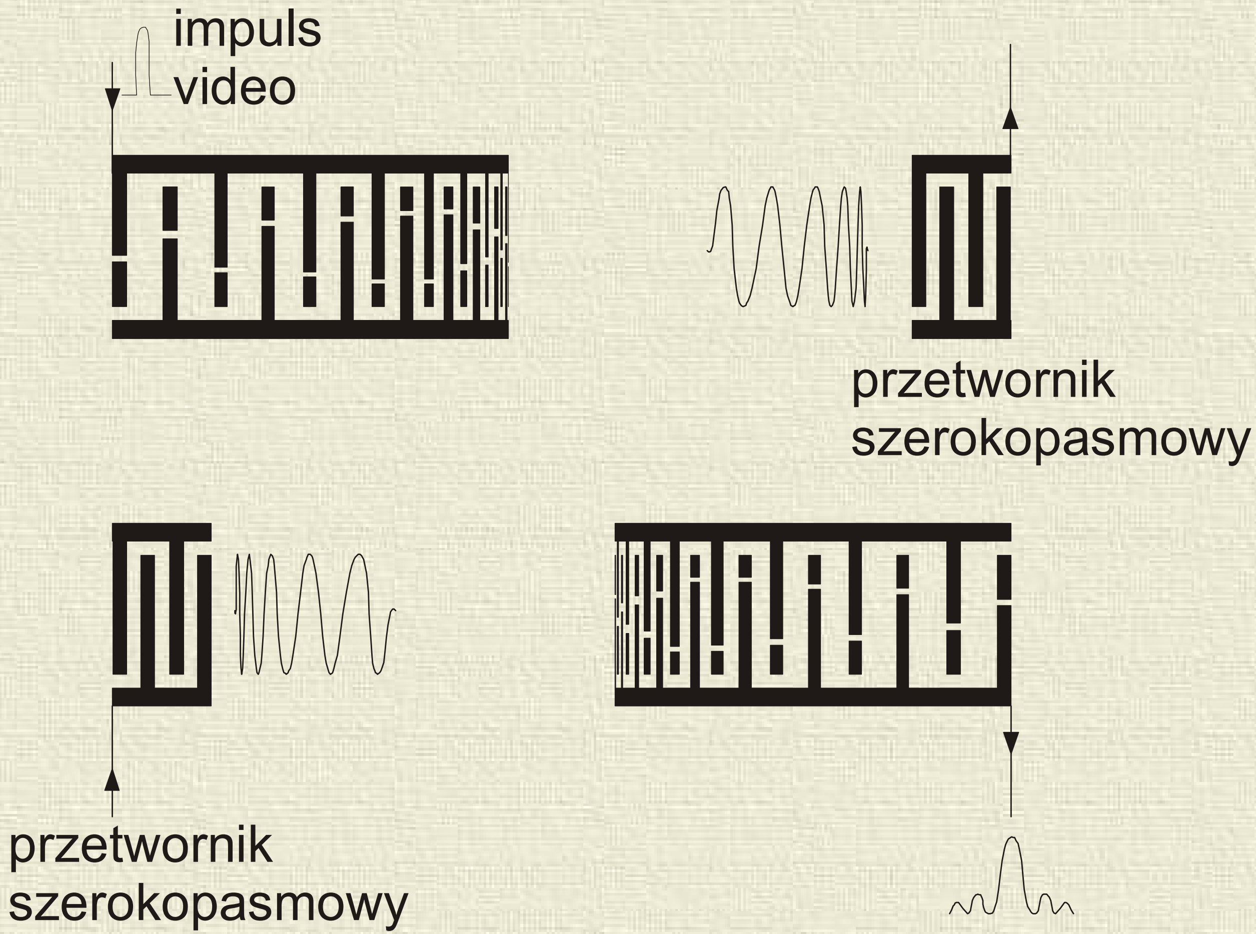
$$SNR_{WY} = \frac{(Ns)^2}{N\sigma_n^2} = \frac{Ns^2}{\sigma_n^2}$$

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

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

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



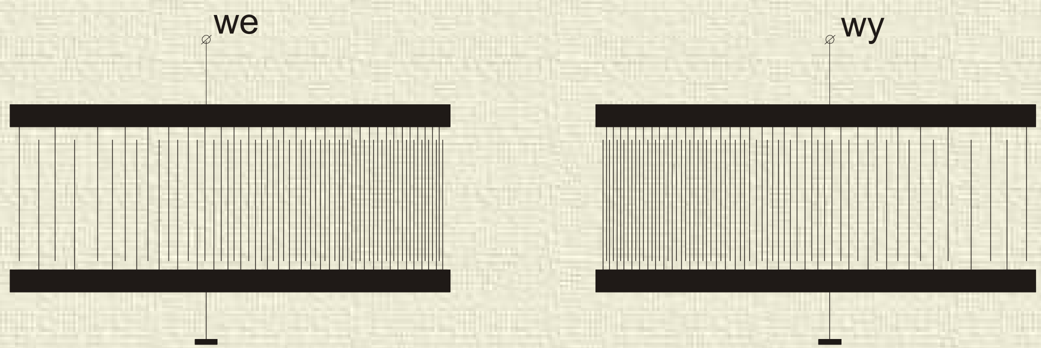

impuls
video
przetwornik
szerokopasmowy
przetwornik
szerokopasmowy

Istnieją dwa warianty konstrukcji takich przetworników odbiorczych.

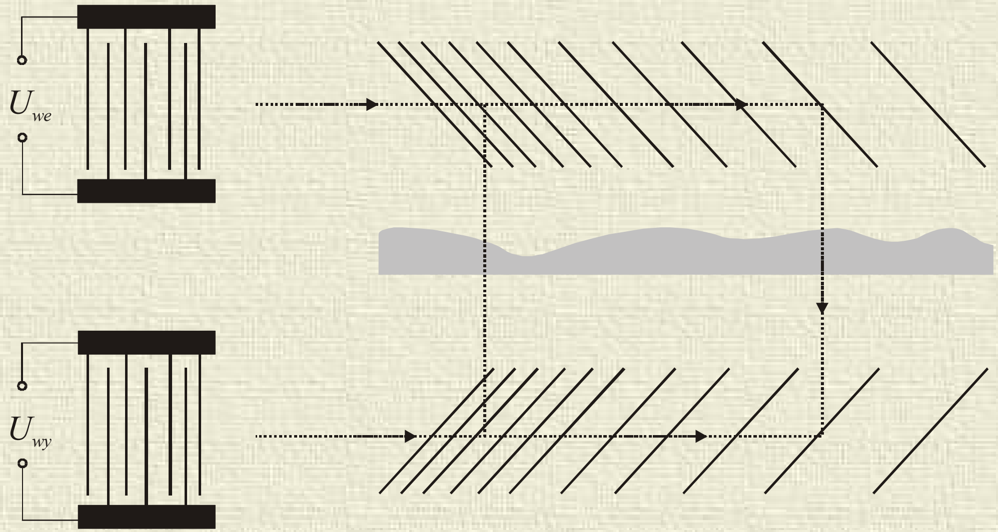
1 elektrody położone są w punktach wzdłuż drogi propagacji akustycznych fal powierzchniowych odpowiadających kolejnym maksimom sygnału „chirp”

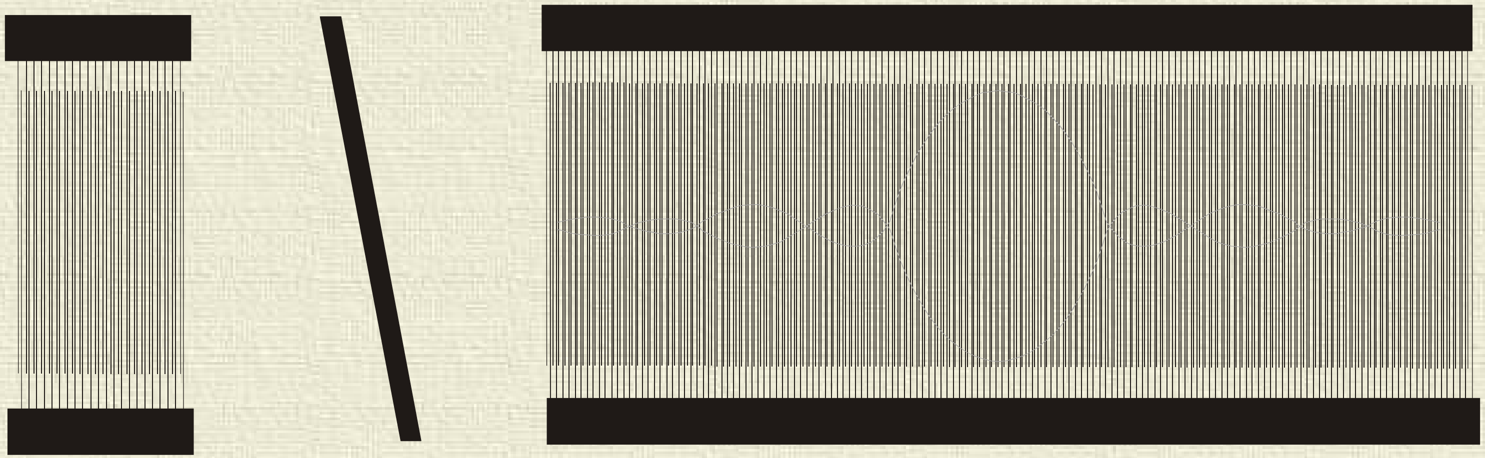
2 elektrody są położone w stałych odstępach, a ich długości dobierane są tak, aby uzyskać założoną odpowiedź impulsową.
Zmiana długości elektrod pozwala na odpowiednie ważenie próbek, o różnych opóźnieniach, odpowiadających położeniu elektrod.

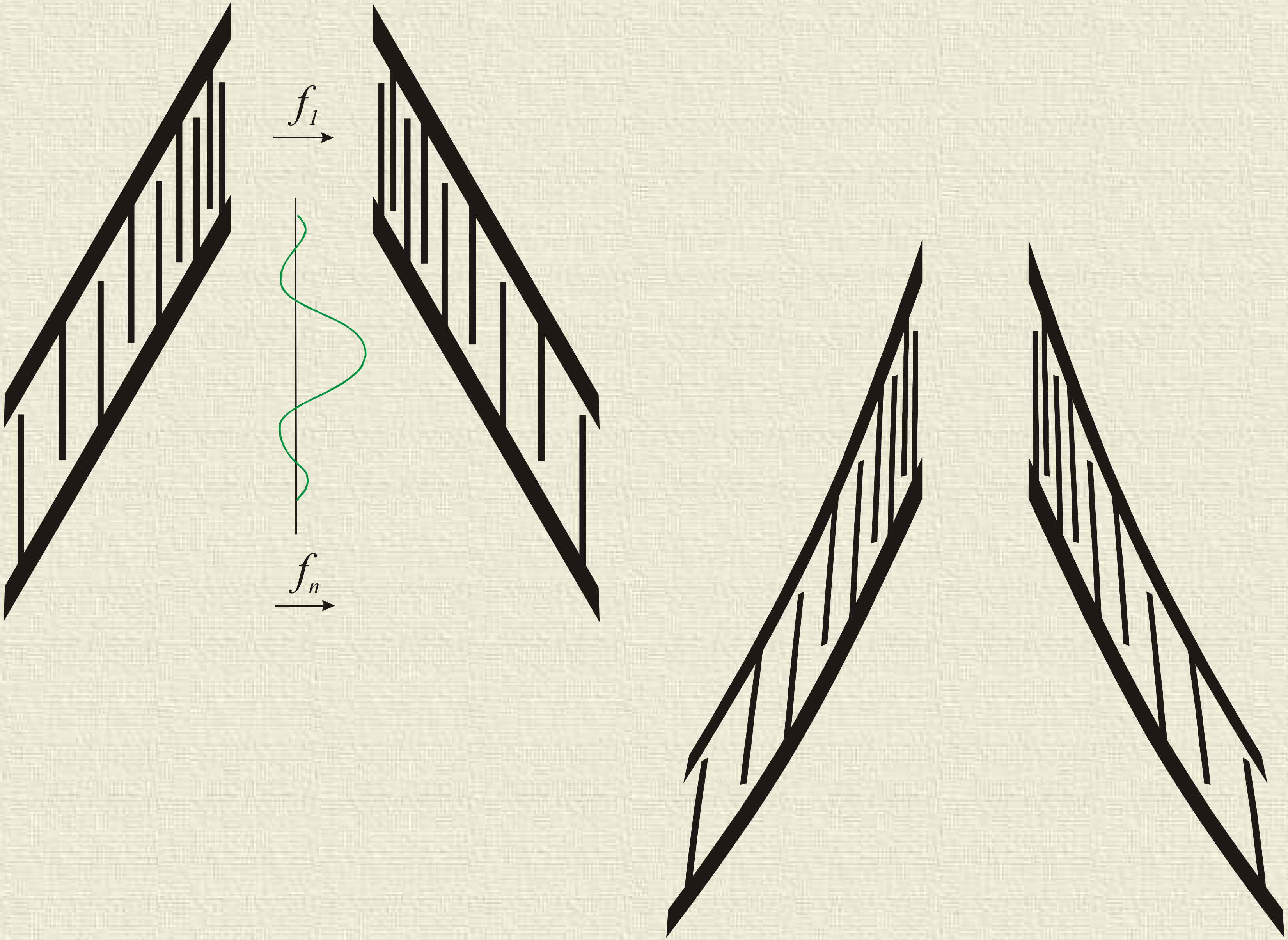
Filtry dyspersyjne stosowane są przede wszystkim w radiolokacji, gdyż pozwalają na rozwiązanie sprzeczności polegającej na tym iż dłuższy sygnał daje lepszą wykrywalność, a krótszy lepszą rozróżnialność. Sygnał „chirp” jest w stanie pogodzić te przeciwstawne wymagania. Realizując filtrację optymalną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



Inne warianty

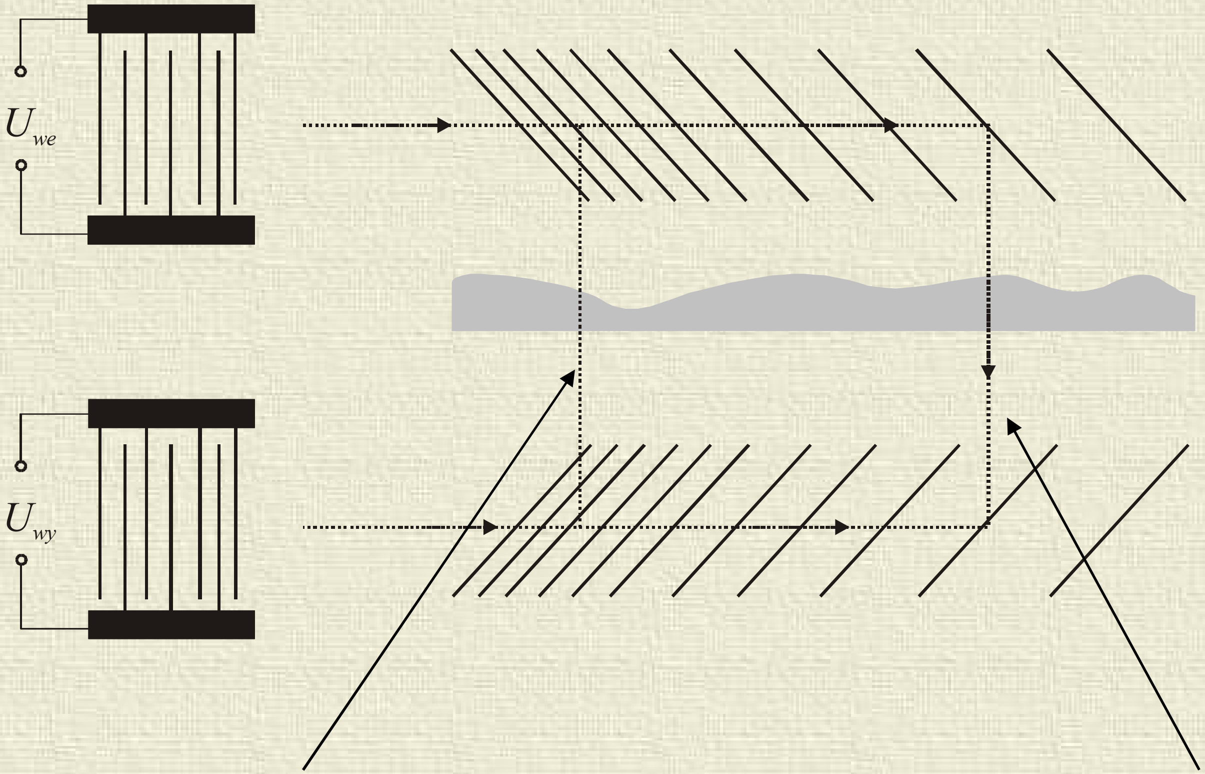






f_1
f_n

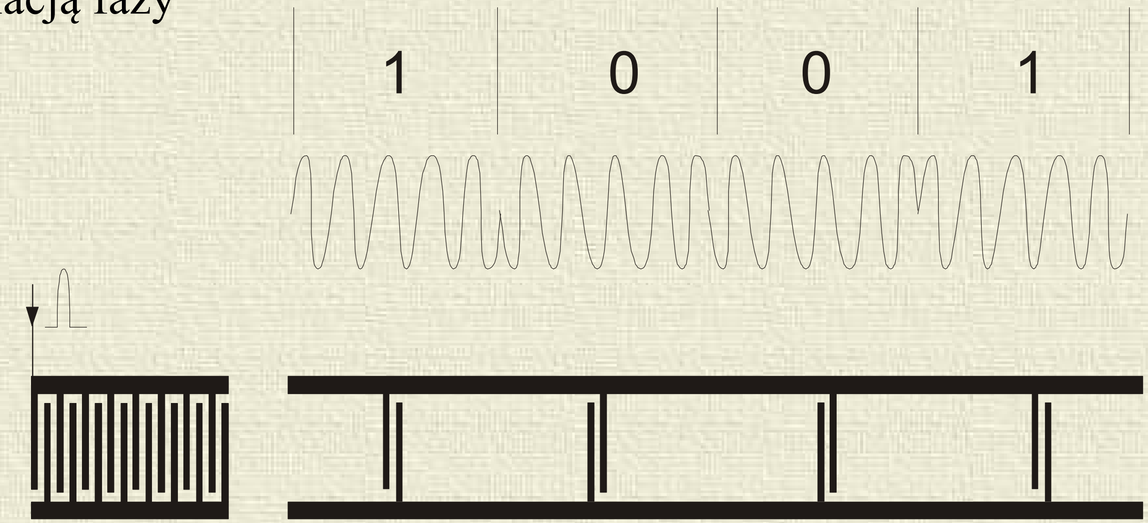
Analizator widma



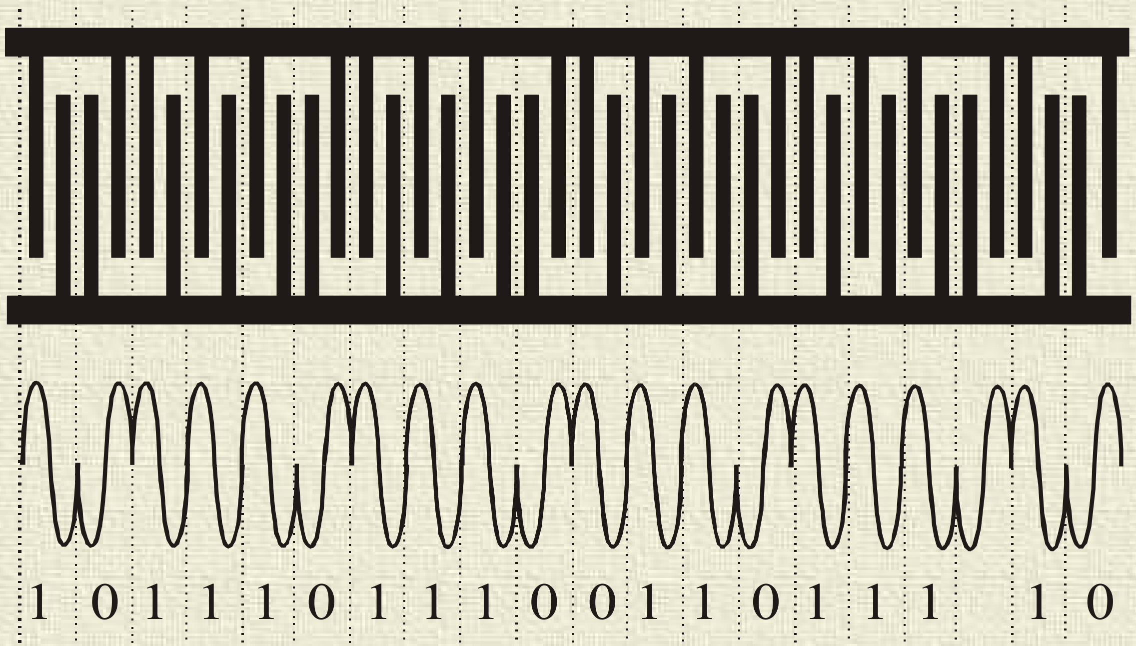
tor (opóźnienie) częstotliwości wysokich tor (opóźnienie) częstotliwości niskich

Każda częstotliwość ma inny czas opóźnienia

Sygnały z manipulacją fazy



Kod PSK o długości 6 cykli z sekwencją 1001



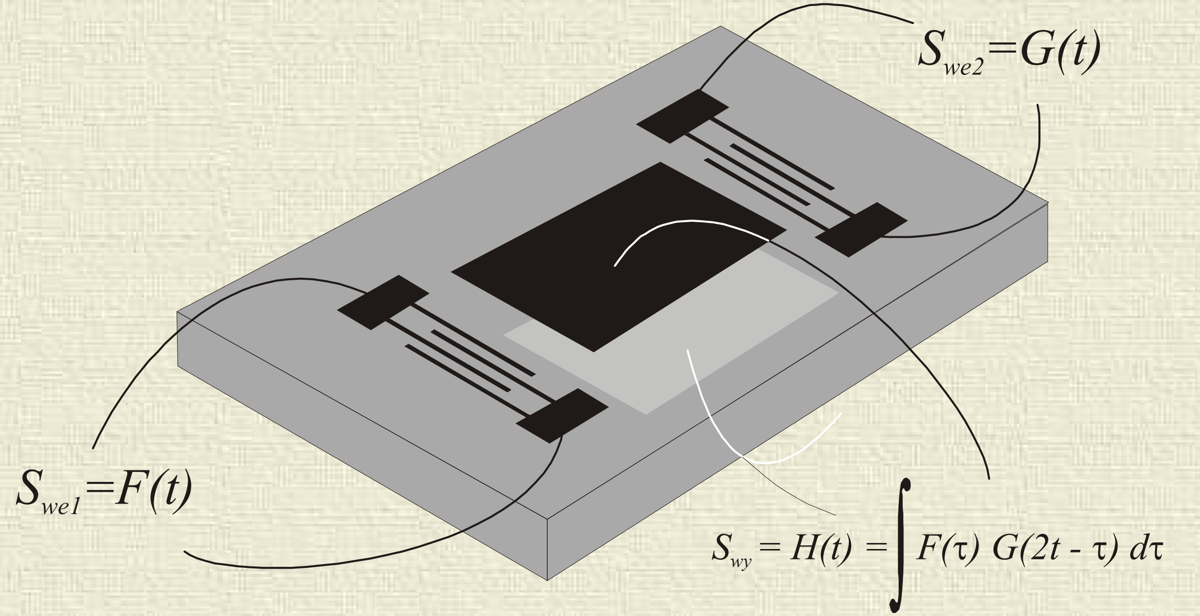
Konwolutory – układy realizujące splot analogowy

W filtrach z AFP sygnał wyjściowy jest splotem sygnału wejściowego i odpowiedzi impulsowej współpracujących IDT.
W przypadku filtrów odpowiedź ta jest stała – zależnie od geometrii.
Konwolutory realizują taką samą funkcję, ale sygnał wyjściowy nie zależy tak silnie od geometrii, a zależy od sygnału odniesienia.

Konwolutory są podzespołami realizującymi analogowe obliczanie całki splotowej. Na wejście takiego układu podawane są dwa sygnały, które w postaci fali przemieszczają się przeciwbieżne i mieszają. Ich mnożenie zachodzi na słabych nieliniowościach podłoża, a całkowanie na długości, na której sygnały się pokrywają.

Można wyróżnić dwie płaszczyzny zastosowań konwolutorów:

- ✓ ultra szybkie przetwarzanie informacji - szerokopasmowość oznacza tu dużą szybkość,
- ✓ detekcja i dekodowanie sygnałów w systemach szerokopasmowych. Szerokie pasma są wykorzystywane do poprawy poziomu ochrony informacji oraz zwiększenia ogólnego zysku przetwarzania. Konwolutor pełni w takim przypadku rolę programowalnego korelatora o mikrosekundowych czasach odpowiedzi.



tzw. splot zdegenerowany

fala biegnąca od pierwszego przetwornika $A_1\left(t-\frac{x}{v}\right)\exp\left[i\omega_1\left(t-\frac{x}{v}\right)\right]$

fala biegnąca od drugiego przetwornika $A_2\left(t+\frac{x-L}{v}\right)\exp\left[i\omega_2\left(t-\frac{x-L}{v}\right)\right]$

Wytworzone pole elektryczne od wzajemnie oddziaływających fal wyniesie:

$$E = cA_1\left(t-\frac{x}{v}\right)A_2\left(t-\frac{x-L}{v}\right)\exp\left\{i(\omega_1+\omega_2)t-(\omega_1-\omega_2)\frac{x}{v}\right\}$$

Daje ono wyjściowe napięcie

$$U(t) = c\exp(2i\omega t)\int_0^L A_1\left(t - \frac{x}{v}\right)A_2\left(t + \frac{x-L}{v}\right)dx$$

stała *c* charakteryzuje oddziaływania nieliniowe w podłożu.

Stosując podstawienie $\tau = t - x/v$ i przechodząc z granicami całkowania do nieskończoności uzyskuje się postać zdegenerowanej całki splotowej:

$$V_0(2\omega) = M\exp(2i\omega t)\int_{-\infty}^{\infty} A_1(\tau)A_2(2t-\tau)\,d\tau$$

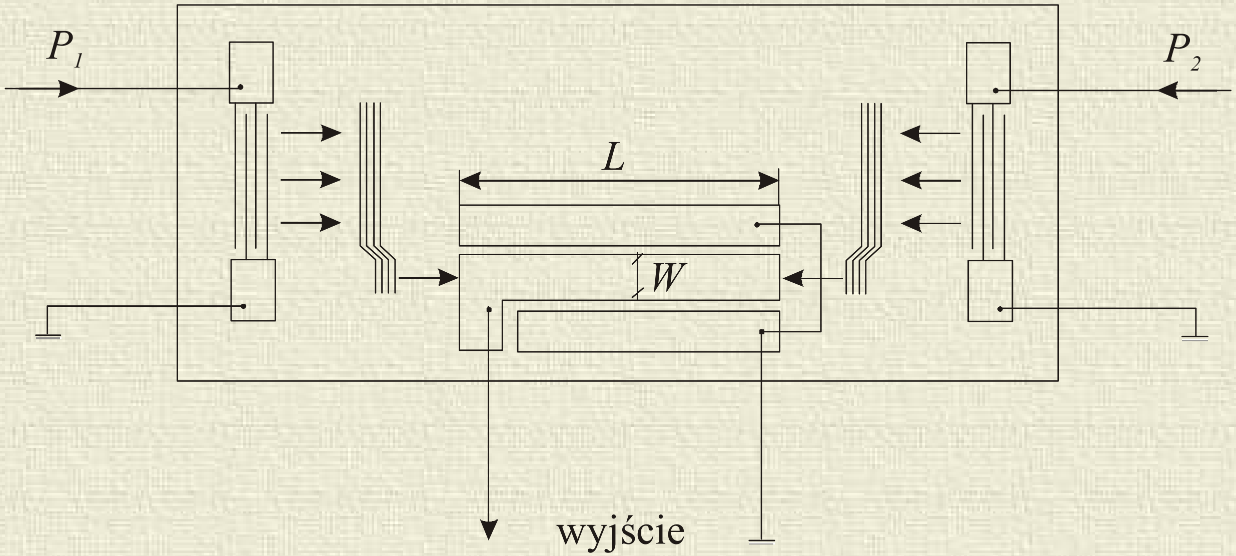
Po scałkowaniu uzyskuje się zależność napięcia na wyjściu konwolutora od gęstości mocy fal akusytcznych w postaci

$$V_0(2\omega) = \frac{M}{W}\sqrt{P_1 P_2}$$

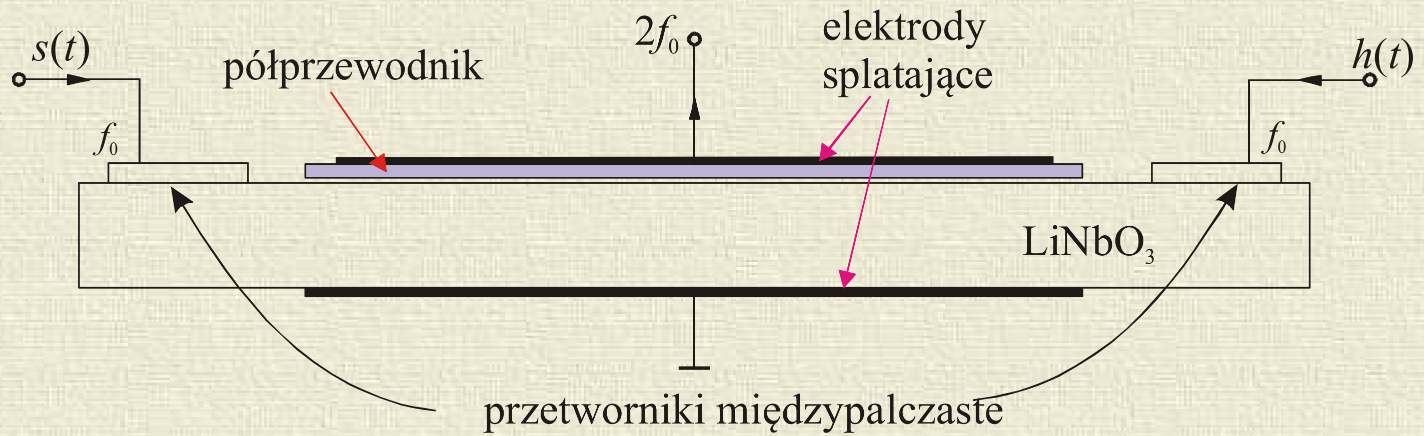
M współczynnik określający siłę oddziaływań nieliniowych materiału

W szerokość elektrody splatającej

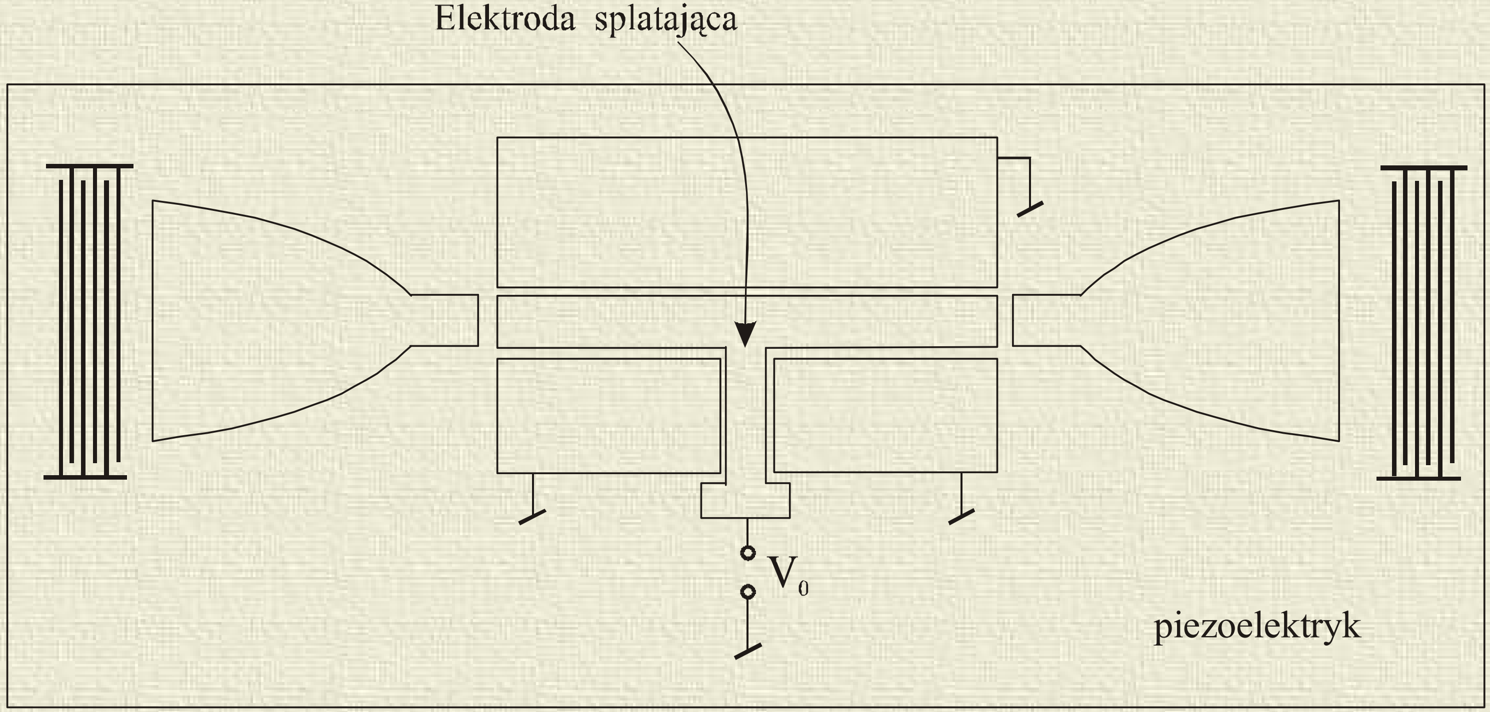
Siłę oddziaływań nieliniowych można zwiększyć stosując rozwiązania specjalne



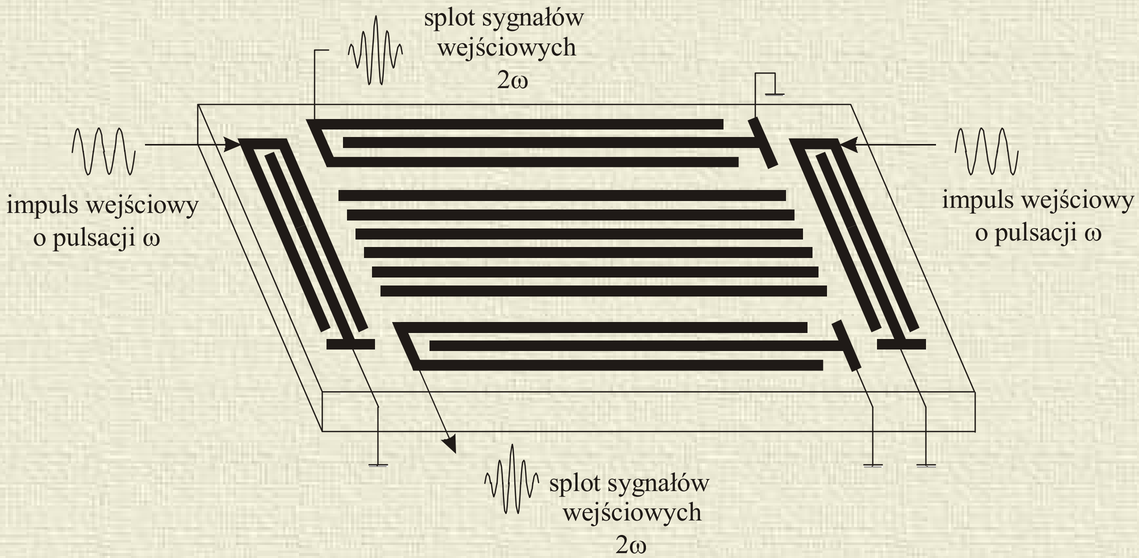
Urządzenie może pracować z sygnałami o BT = 600 (50 MHz pasmo i 12 μs opóźnienie), W =5λ_0= 0,11 mm, f_0=156 MHz. Niesymetryczne sprzęgacze wielopaskowe składają się z 235 pasków i pozwalają na uzyskanie kompresji 15:1 dla pięciopalcowego przetwornika o aperturze 1.65 mm.

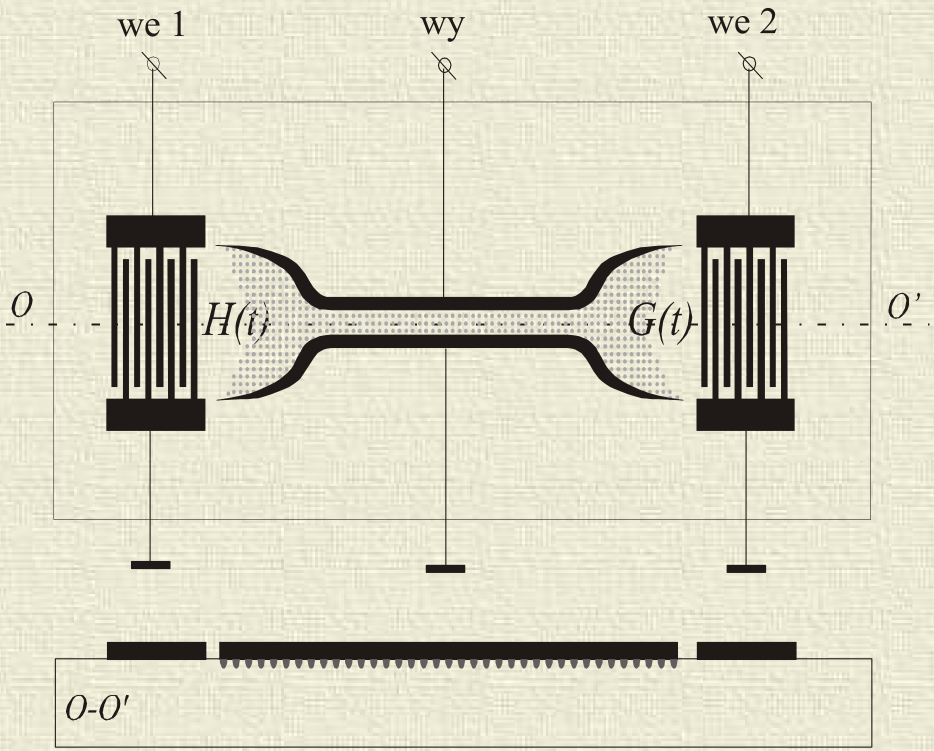


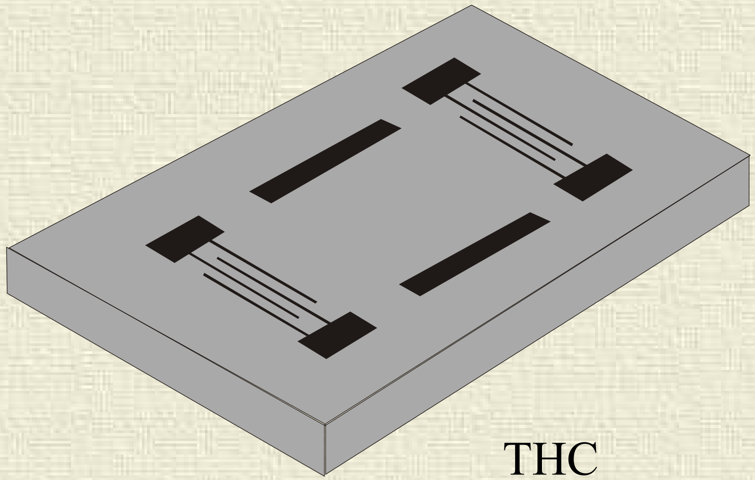
$s(t)$
półprzewodnik
$2f_0$
elektrody splatające
$h(t)$
f_0
f_0
$LiNbO_3$
przetworniki międzypalczaste



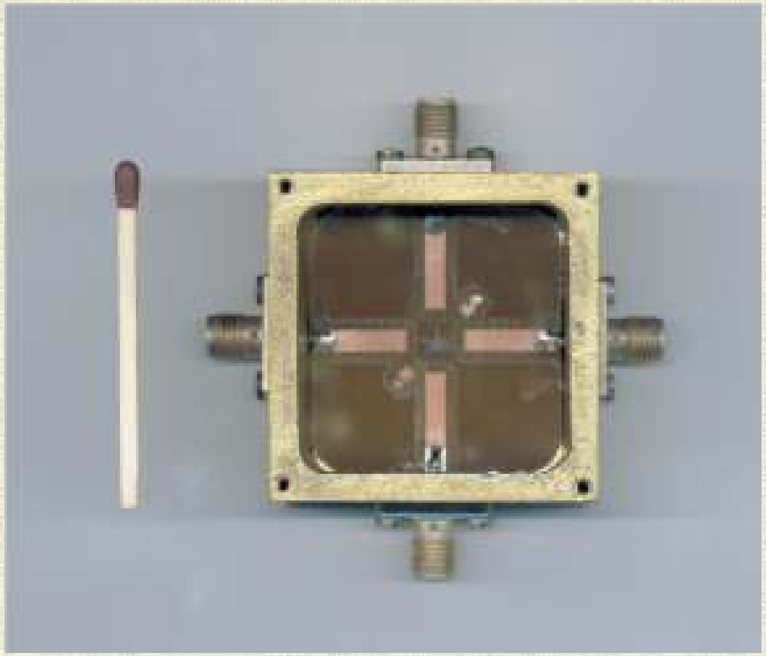
Elektroda splatająca
V_0
piezoelektryk

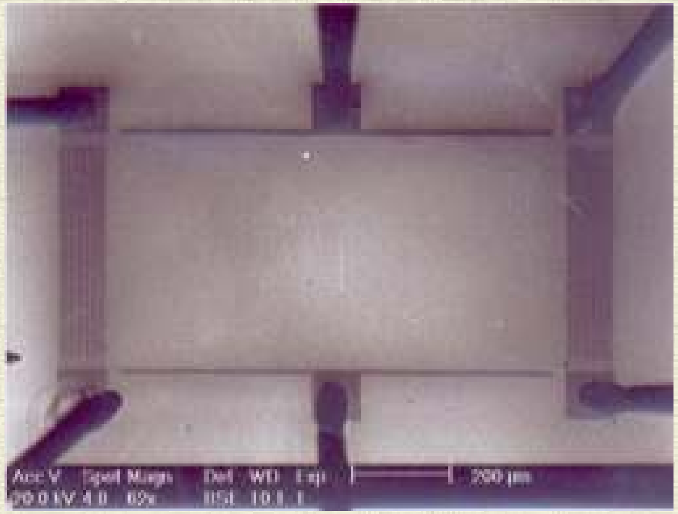

splot sygnałów wejściowych 2ω
impuls wejściowy o pulsacji ω
impuls wejściowy o pulsacji ω
splot sygnałów wejściowych 2ω

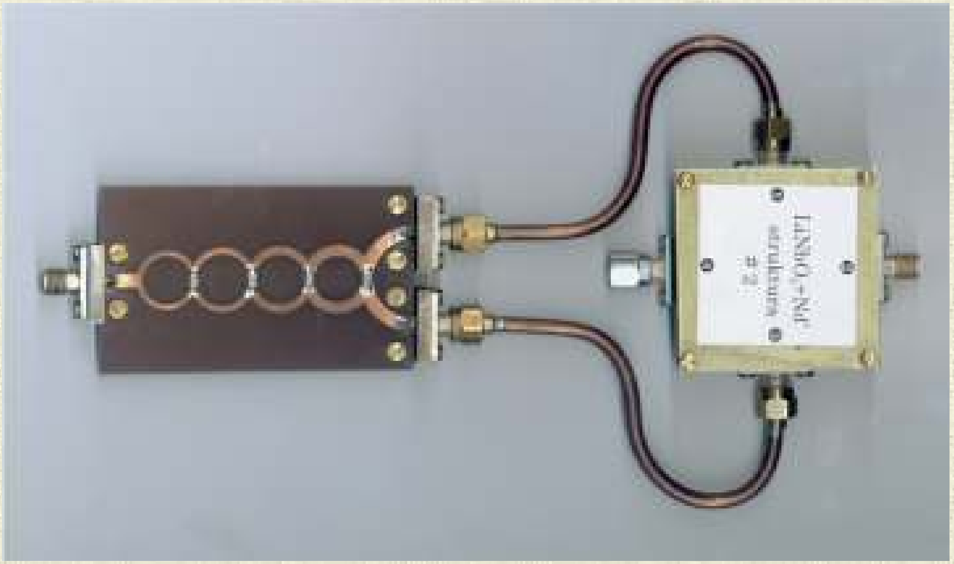

we 1
wy
we 2
O
H(t)
G(t)
O'
O-O'



THC




Acc.V Spot Magn Det WD Exp
200 µm



Procesory Fouriera

Są to układy pracujące w czasie rzeczywistym obliczające w sposób analogowy transformaty Fouriera sygnałów szerokopasmowych. Oferują one liczbę punktów transformacji większą niż 2^{10}. W porównaniu z cyfrowymi procesorami, ich wersje analogowe z AFP pracują w czasie rzeczywistym, z dużo szerszym pasmem, z niższym poborem mocy i z dużo większą niezawodnością. Charakteryzują się miniaturowymi rozmiarami.

Wadą procesorów Fouriera z AFP jest niższa dokładność (~1%) oraz ograniczony szumem zakres dynamiczny (60 – 70 dB).

Z teorii filtrów wiadomo, że odpowiedź impulsowa filtru w dziedzinie czasu odpowiada jego charakterystyce częstotliwościowej:

$$h(t) \Leftrightarrow H(\omega)$$

Jeżeli odpowiedź impulsowa filtru z AFP przyjmie postać:

$$h(t) = e^{j\mu t^2}$$

gdzie $\mu = B/T$ jest nachyleniem charakterystyki fazowej filtru z liniową modulacją częstotliwości (B - pasmo, T - czas trwania odpowiedzi impulsowej), to z twierdzenia o splocie otrzyma się wyrażenie na postać sygnału wyjściowego w postaci:

$$s_{wy}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{we}(\tau) e^{j\mu(t-\tau)^2} d\tau = e^{j\mu t^2} \int_{-\infty}^{\infty} s_{we}(\tau) e^{j\mu\tau^2 - j2\mu t\tau} d\tau$$

Podobieństwo sygnału wyjściowego i transformacji Fouriera sygnału *f(t)*

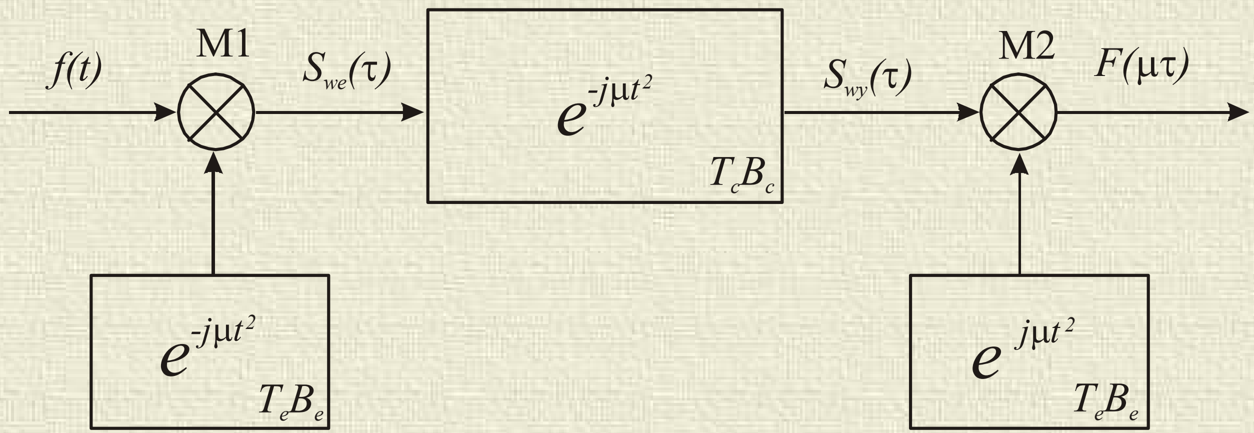
$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

można pokazać przez dokonanie podstawienia i odpowiednie rozpisanie na .

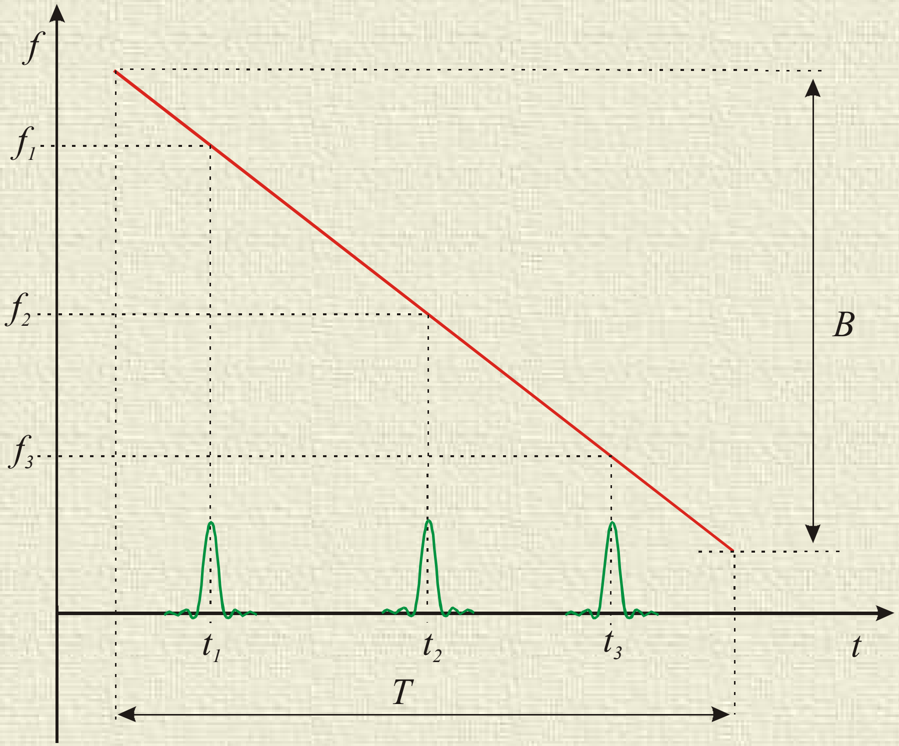
Przy założeniu liniowości relacji czasowo częstotliwościowych można otrzymać:

$$F(\omega) = F(\mu t) = e^{-j\mu t^2} \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{-j\mu\tau^2} e^{j\mu\{t-\tau\}^2} d\tau$$

Sugeruje to, w celu uzyskania transformaty, konieczność wymnożenia wstępnego sygnału wejściowego $f(t)$ z przebiegiem posiadającym LMC, następnie splecenia w filtrze z AFP oraz kolejnego wymnożenia z przebiegiem z LMC.



Procesor Fouriera powinien zawierać przynajmniej trzy podzespoły z AFP kształtujące nieliniową charakterystykę fazową.
Wejściowy sygnał $f(t)$ jest mieszany w mieszaczu M1 z sygnałem z LMC o nachyleniu charakterystyki fazowej $-\mu$. Sygnał $S_{wy}(\tau)$ jest komprymowany w filtrze dyspersyjnym o nachyleniu charakterystyki fazowej μ. Jeżeli sygnał analizowany $f(t)$zawiera składowe częstotliwości f_1, f_2, f_3, ... to sygnał $S_{wy}(\tau)$ będzie zawierał serię sygnałów skomprymowanych typu sinc(x), których amplituda będzie proporcjonalna do transformaty Fouriera sygnału $f(t)$. Sygnały skomprymowane, odpowiadające poszczególnym składowym częstotliwości, będą przesunięte względem siebie w czasie. Sygnał $S_{wy}(\tau)$ można wtedy zaobserwować na oscyloskopie, przy czym skala czasu będzie odpowiadała skali częstotliwości ($\omega = 2\mu$).



Stosowane linie dyspersyjne mają skończony czas trwania odpowiedzi impulsowej T oraz skończoną szerokość pasma B. Z tego powodu rozdzielczość częstotliwościowa takiego procesora będzie miała postać:

$$\Delta f_s = \frac{1}{\min(T_e, T_c)}$$

Optymalnym pasmem pracy układu jest zakres, w którym spełniony jest warunek:

$$T_e = \frac{T_c}{2}$$

zatem:

$$T_e B_e = \frac{T_c B_c}{4}$$

Szerokość pasma procesora wynosi:

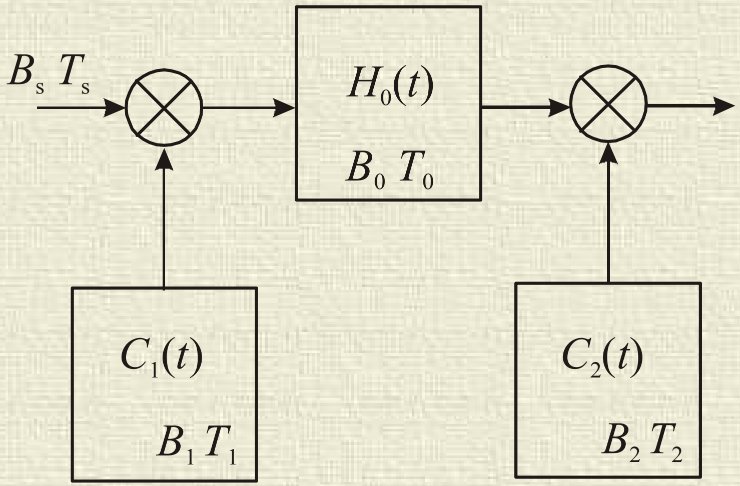
$$BW_s = \mu(T_c - T_e)$$

Dla warunków optymalnych uzyskuje się:

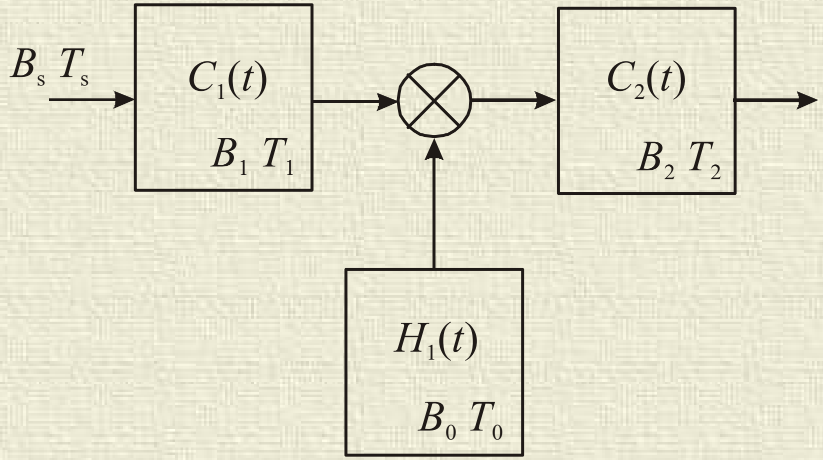
$$BW_s = \frac{B_c}{2}$$

Maksymalna liczba punktów transformacyjnych jest związana z iloczynem czas-pasmo filtru splatającego i jest tym większa im większą wartość ma iloczyn BW_s.

Architektury procesorów Fouriera mogą mieć inne konfiguracje, które na ogół złożone są z podukładów mnożących splatających i generujących sygnały z LMC. W zależności od wzajemnego połączenia tych bloków otrzymuje się następujące dwie architektury podstawowe:



M-C-M - mnożący – splatający – mnożący



C-M-C - splatający – mnożący – splatający

Porównanie architektur

	M-C-M	C-M-C
Maksymalny czas trwania sygnału	T_1	$T_2=T_0-T_1$
Maksymalna szerokość pasma sygnału	$B_2=B_0-B_1$	B_1
Obcięcie pasma transformaty wyjściowej dla	$B_s>B_0-B_1$	$B_s>B_1$
Obcięcie czasu trwania sygnału wejściowego dla	$T_s>T_1$	$T_s>T_0-T_1$

Konfiguracja C–M–C jest optymalnym ze względu na
- rozdzielczość częstotliwościową procesora
- pasmo robocze.

Wymagania stawiane wartościom iloczynu czasowo-częstotliwościowego układów splatających w tej architekturze są mniej ostre niż w architekturze M-C-M przy jednakowych stratach, tym samym stosunku S/N oraz zakresie dynamicznym obu konfiguracji procesora.

Wadą architektury C–M–C jest potrzeba stosowania trzech układów AFP.
(w M-C-M tylko 2)

Za pomocą układów tego typu można realizować transformacje
- Hadamarda,
- Fresnela,
-falkowa
- in.

CZUJNIKI AKUSTYCZNE - KRYTERIA KLASYFIKACJI

ZAKRES CZĘSTOTLIWOŚCI PRACY

- INFRADŹWIĘKOWE PONIŻEJ 20 HZ
- NA ZAKRES SŁYSZALNY OD 20 HZ DO 20 KHZ
- ULTRADŹWIĘKOWE OD 20 KHZ DO 1 GHZ
- HIPERDŹWIĘKOWE POWYŻEJ 1 GHZ

RODZAJ WYKORZYSTYWANEJ FALI AKUSTYCZNEJ

- Z AKUSTYCZNĄ FALĄ OBJĘTOŚCIOWĄ (BAW)
  - POPRZECZNĄ
  - PODŁUŻNĄ
  - LAMBA
  - POSTACIOWE
  - MEMBRANOWE I IN.
- Z AKUSTYCZNĄ FALĄ POWIERZCHNIOWĄ (SAW)
  - PODŁUŻNĄ
  - STONLEYA
  - LOVE'A
  - RAYLEIGHA
  - BLEUSTEINA-GULAYEVA I IN.
- TRANSFORMUJĄCE SAW $\rightleftarrows$ BAW
  - SSBW
  - LEAKY
  - ROZPRASZANE NA STRUKTU-RACH POWIERZCHNIOWYCH

OŚRODEK, W KTÓRYM PRACUJĄ

- GAZY
- CIECZE
- CIAŁA STAŁE
- PRÓŻNIA

WYKORZYSTYWANE ZJAWISKA FIZYCZNE

- PIEZOELEKTRYCZNE
- ELEKTROSTRYKCYJNE
- MAGNETOSTRYKCYJNE
- ELEKTRODYNAMICZNE
- MAGNETODYNAMICZNE
- AKUSTOOPTYCZNE

Główne obszary zastosowań

sonolokacja na niewielkie odległości (do kilkudziesięciu metrów),

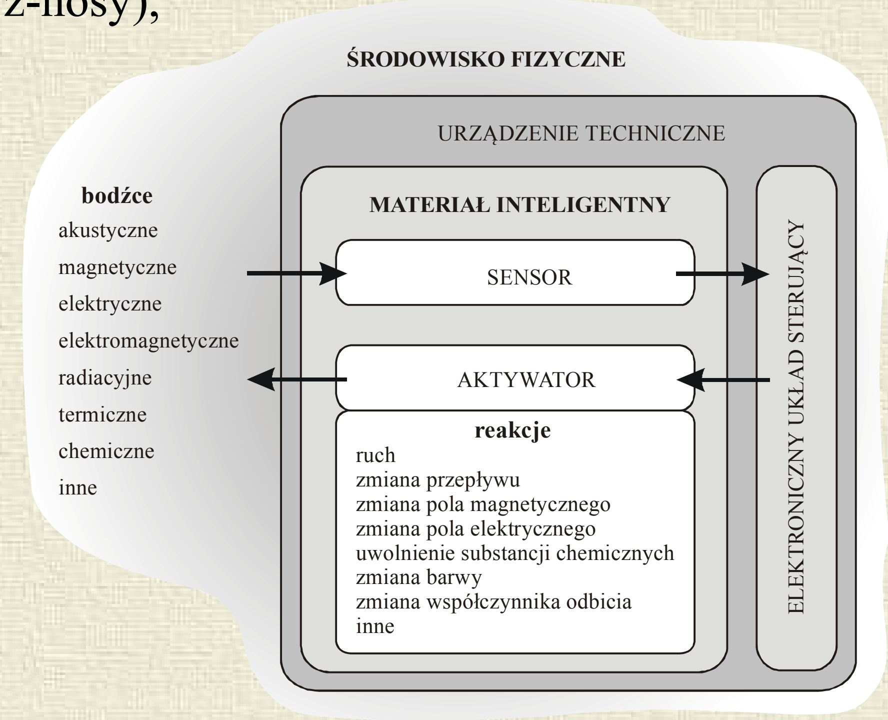
defektoskopia bardzo małych (mikromechanika) i bardzo dużych przedmiotów (kadłuby),

zdalna defektoskopii (np. pomiar parametrów wirujących elementów),

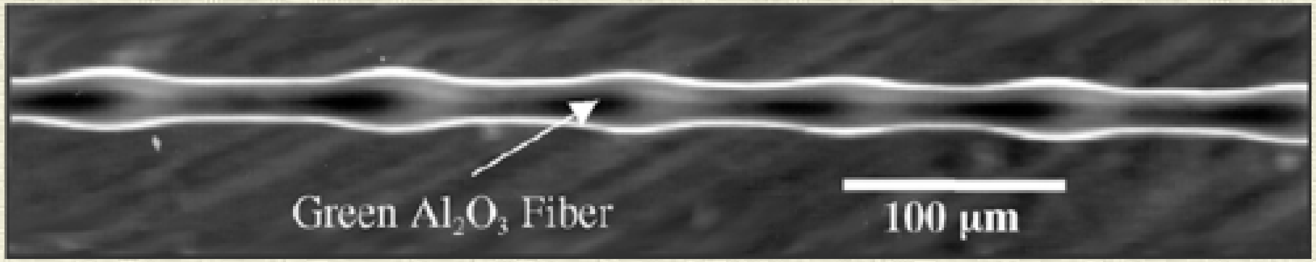
detekcja i zdalna detekcja wielkości nieelektrycznych (przemieszczeń, przyspieszeń, odkształceń, naprężeń, momentów, itd.),

detekcja gazów i mieszanin gazów (e-nosy, z-nosy),

jako składniki materiałów inteligentnych



Samozasilająca się elektronika



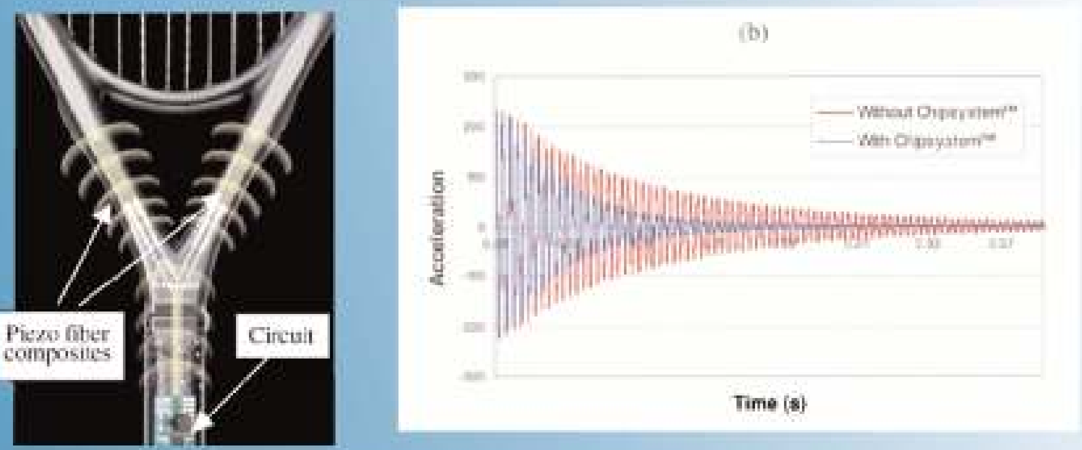


Fig. 4. (a) Drawing showing location of ACI's piezoelectric fibers in Head tennis racket. (b) Damping ringdown curves for rackets tested without and with the Chipsystem™, which consists of ACI's fiber composites coupled with an electronic circuit.

Fig. 3. Andre Agassi with ACI/Head smart tennis racket.

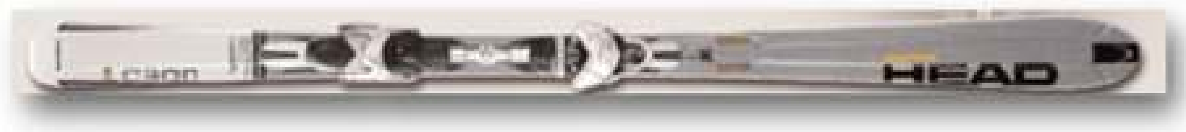
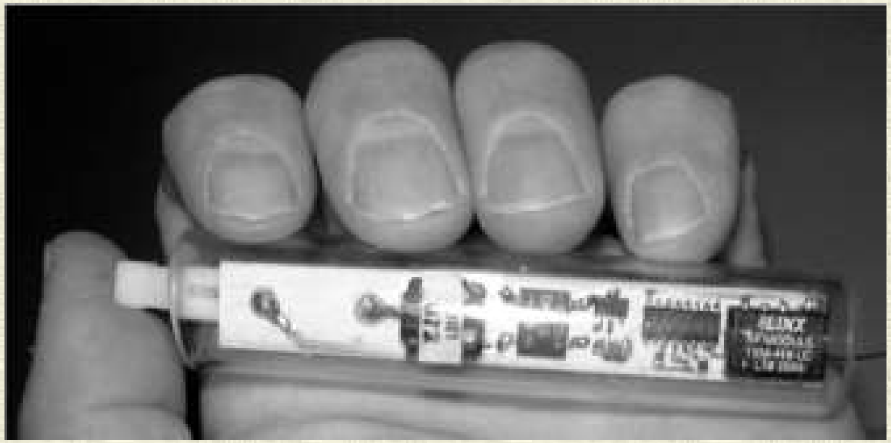
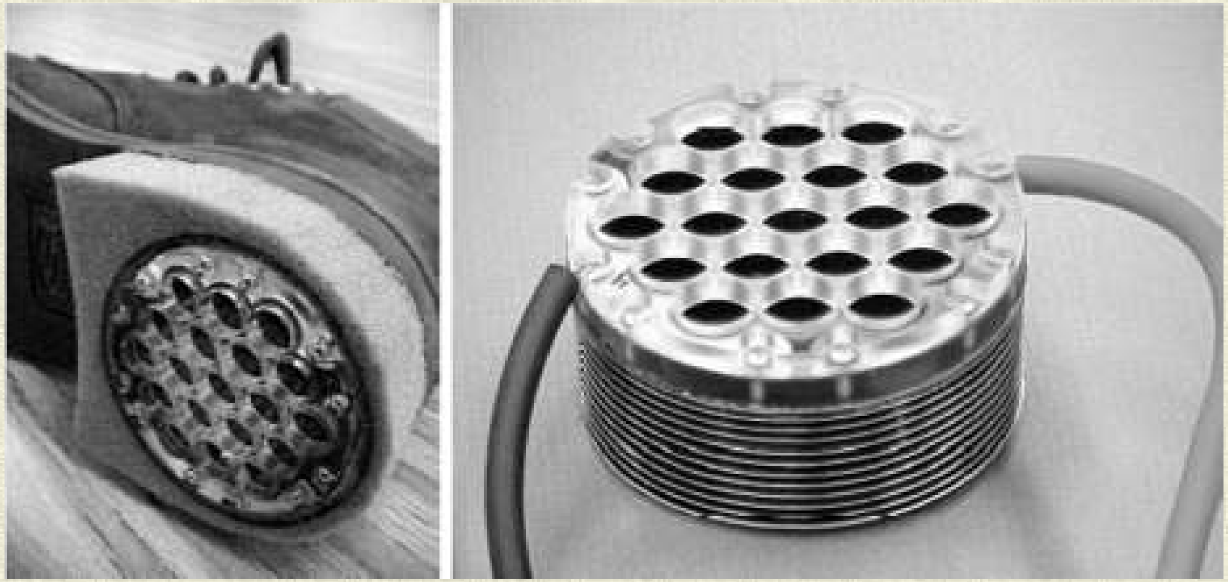


Fig. 5. ACI/Head smart ski.

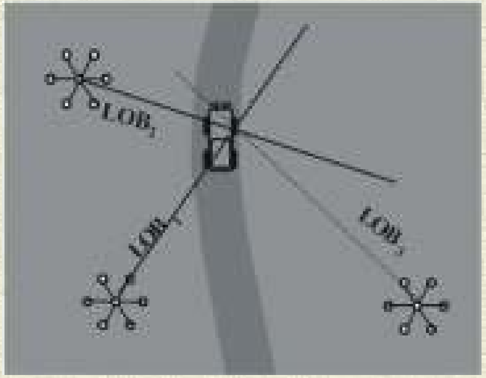


Nadajnik kodu zasilany naciśnięciem palca

szyby okienne
podłogi
amortyzatory samochodowe
aktywne amortyzatory
inteligentne opony
meble (łóżka, fotele itp.)
zabawki



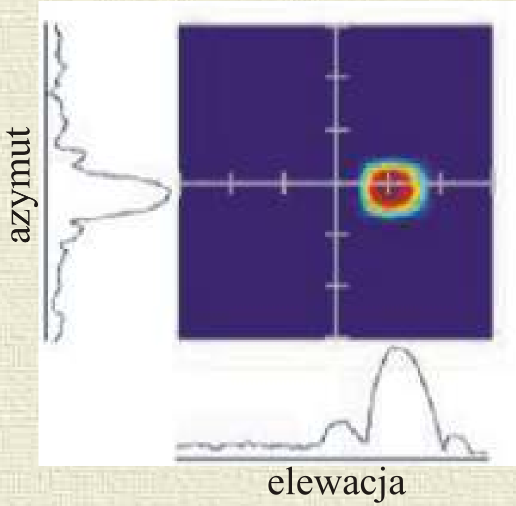
Elektryczne buty



Szyk siedmiu mikrofonów do sonolokacji naziemnej oraz metoda nasłuchu.
Parametry minimalne: zakres częstotliwości 7-500 Hz, stabilność amplitudy 0,1·f [%], stabilność fazy 0,06·f [º], zakres dynamiczny 120 dB.

Szyk trzech mikrofonów do wykrywania snajperów.

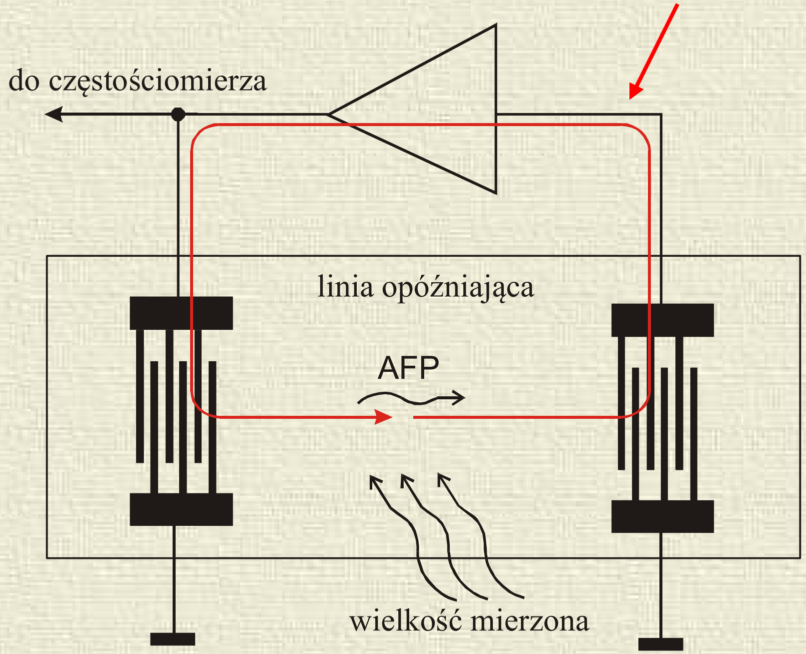
Latające ucho



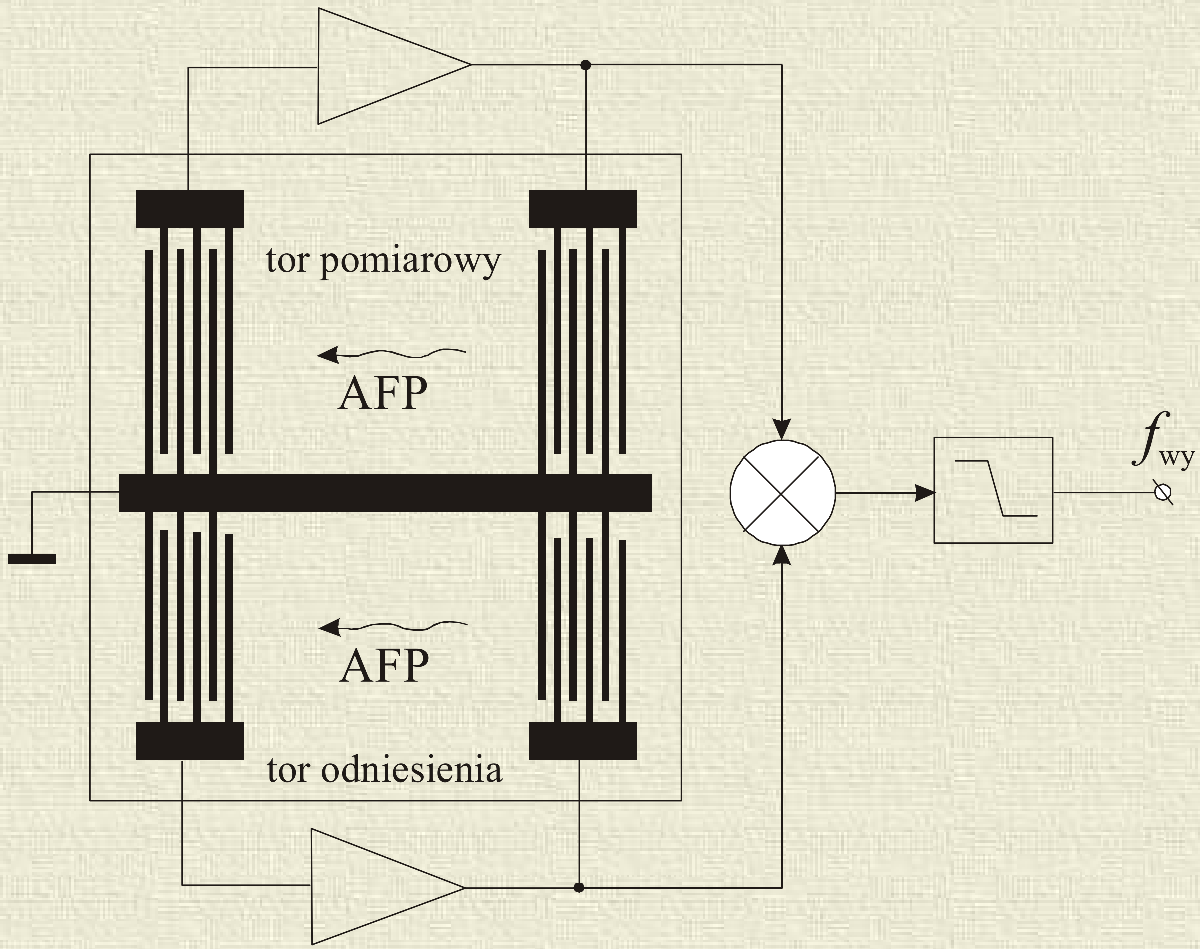
Niedaleka przyszłość

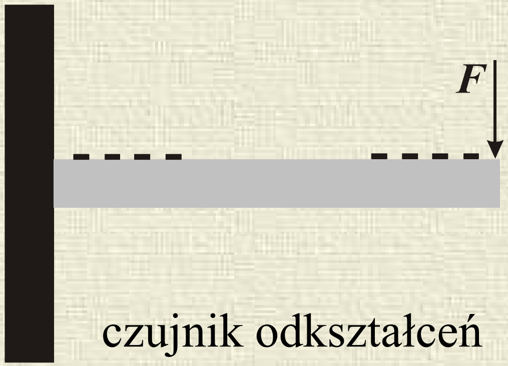
Czujniki akustoelektroniczne

dodatnie sprzężenie zwrotne

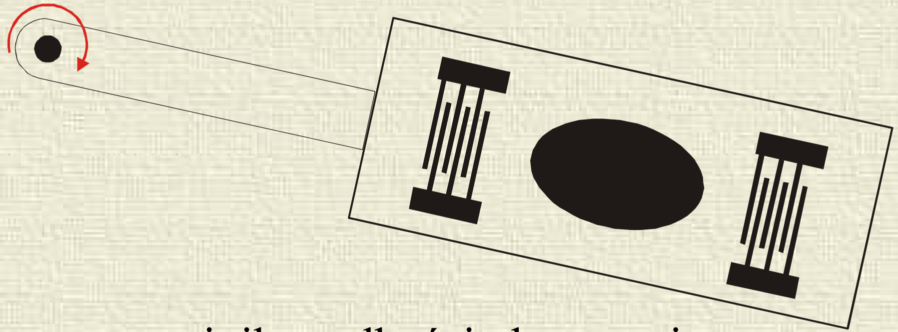


$$G_{DPS} \geq 1 \qquad \sum \varphi_i = 2\pi n = n\,360^{\circ}$$

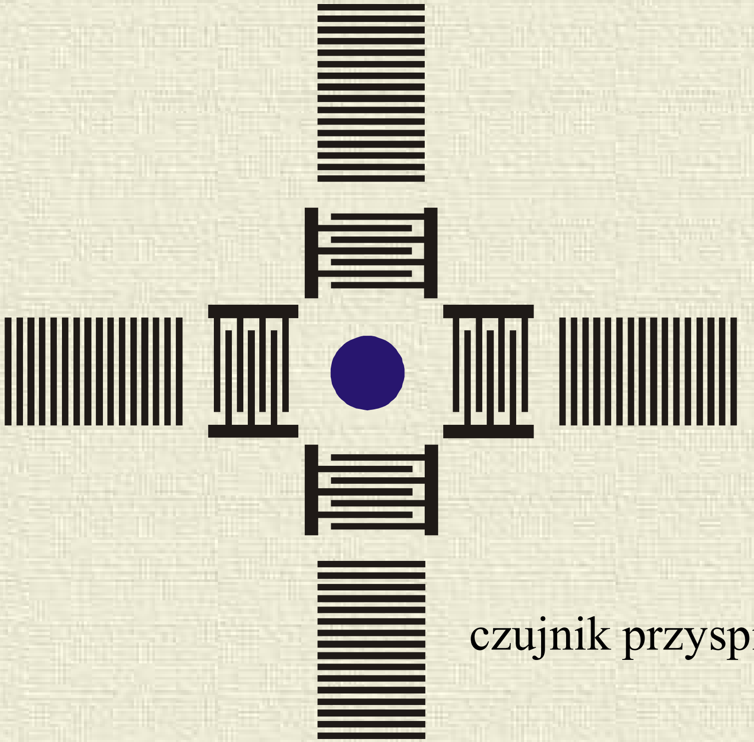

tor pomiarowy
AFP
AFP
tor odniesienia
f_{wy}



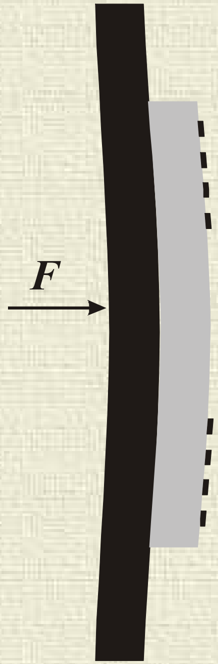
czujnik odkształceń
(przyspieszenia)



czujnik prędkości obrotowej

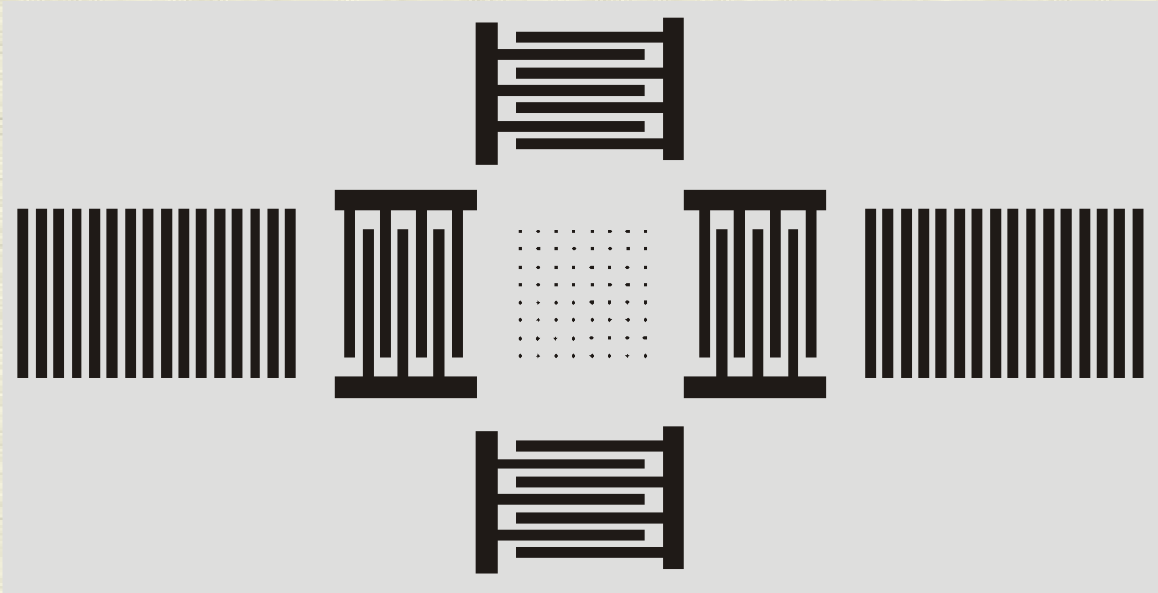


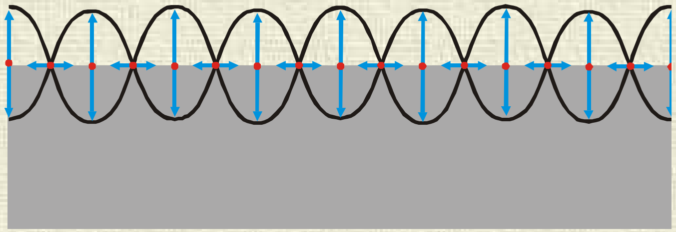
czujnik przyspieszenia

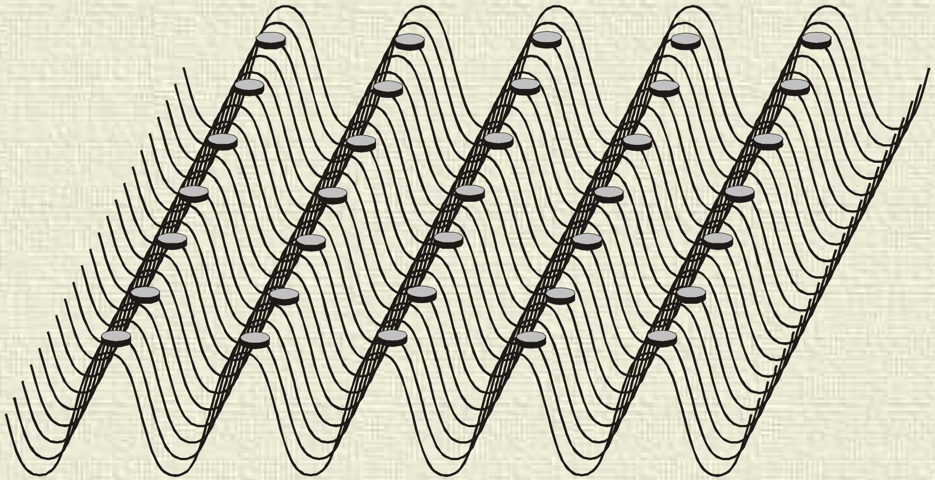


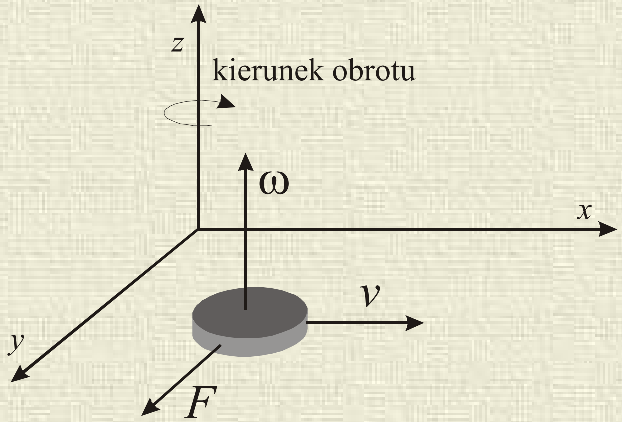
czujnik odkształceń

Żyroskop

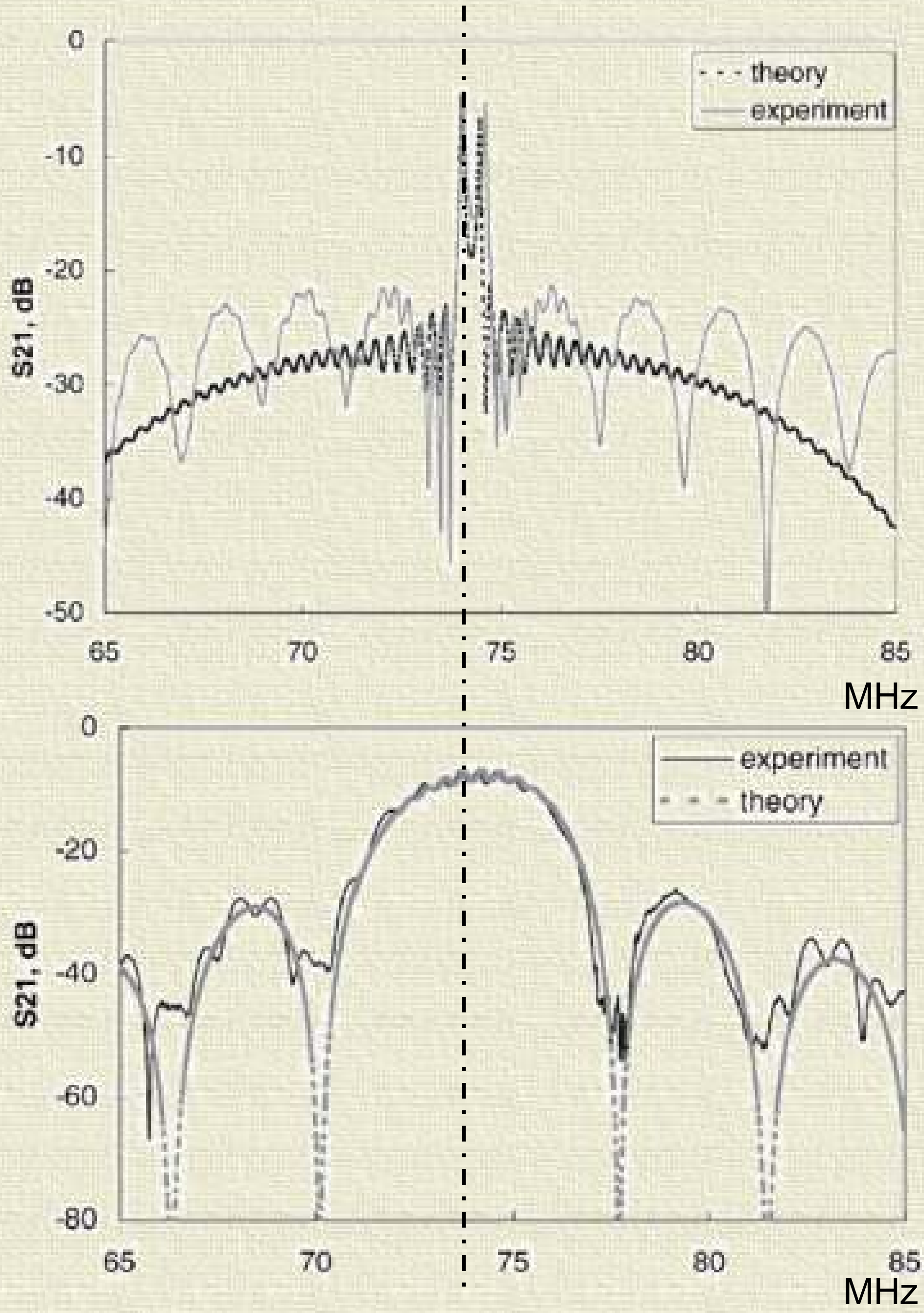


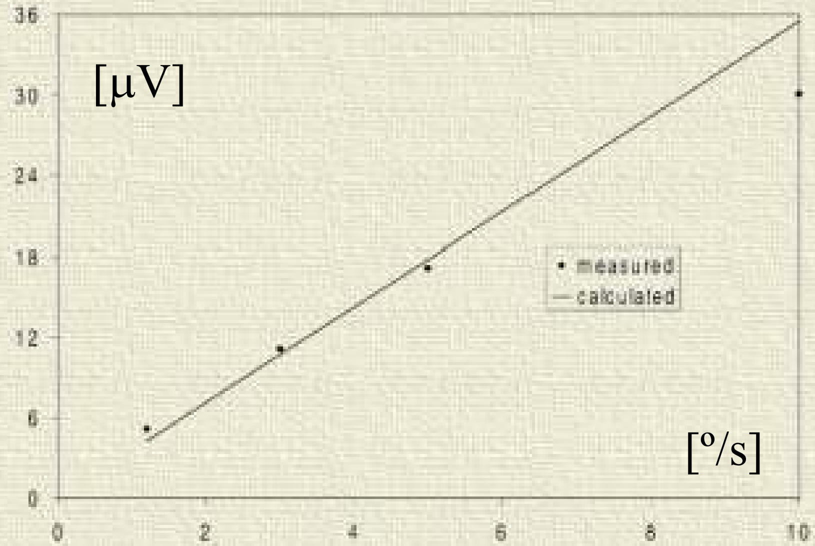






$$F = 2m\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{\omega}$$



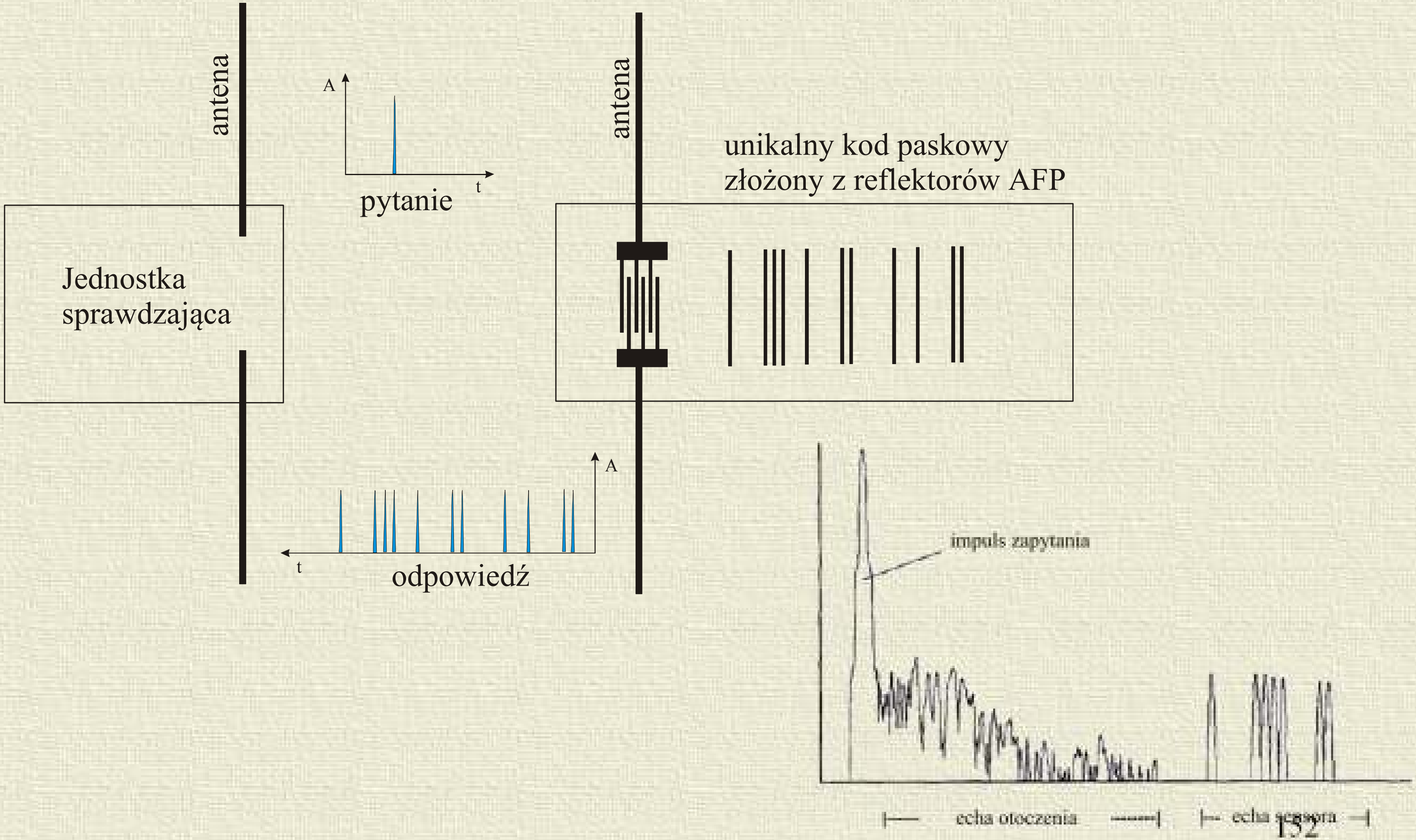


przeciętne rozmiary 10 x 10 mm
czułość rzędu º/s
„prędkość obrotowa” równa
częstotliwości fali Rayleigha

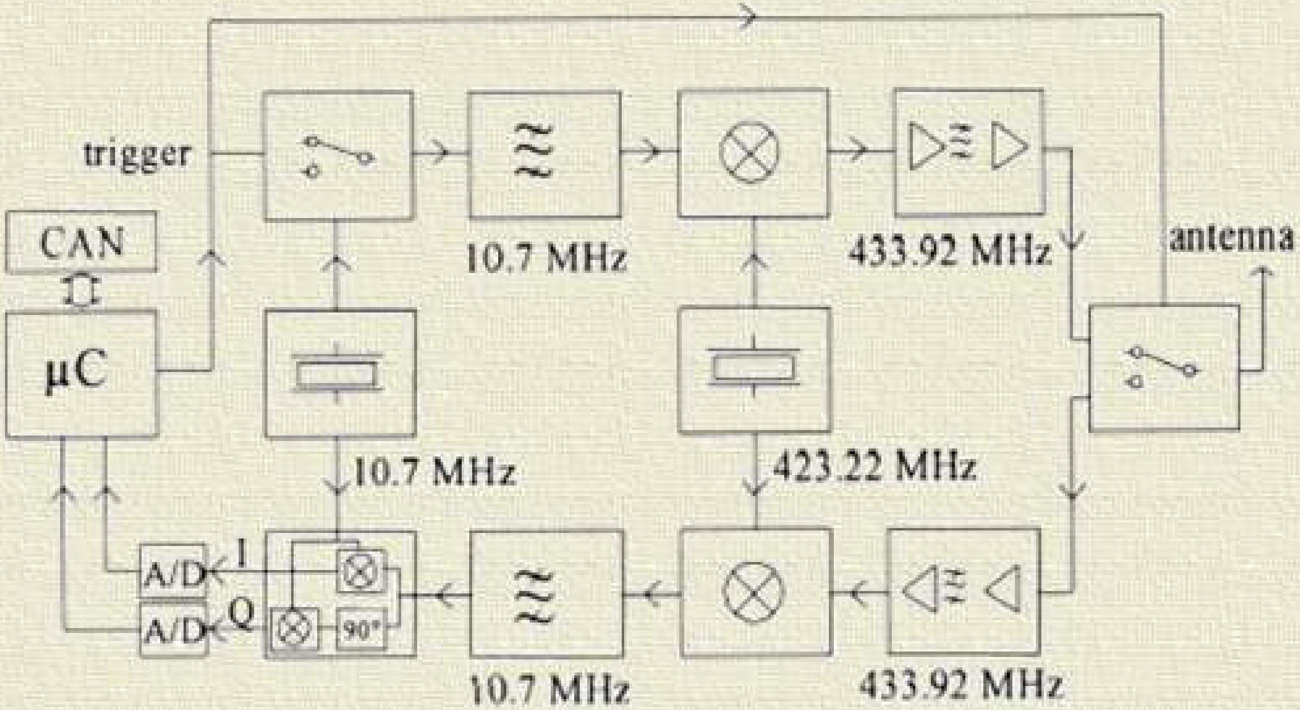
Układy zdalnej identyfikacji

Aktywatory

Czujniki monitorujące przestrzeń mają wadę polegającą na konieczności elektrycznego dołączenia ich do urządzenia centralnego.
Układy z AFP pozwalają na pokonanie tej niedogodności.



Struktura układu nadawczo-odbiorczego



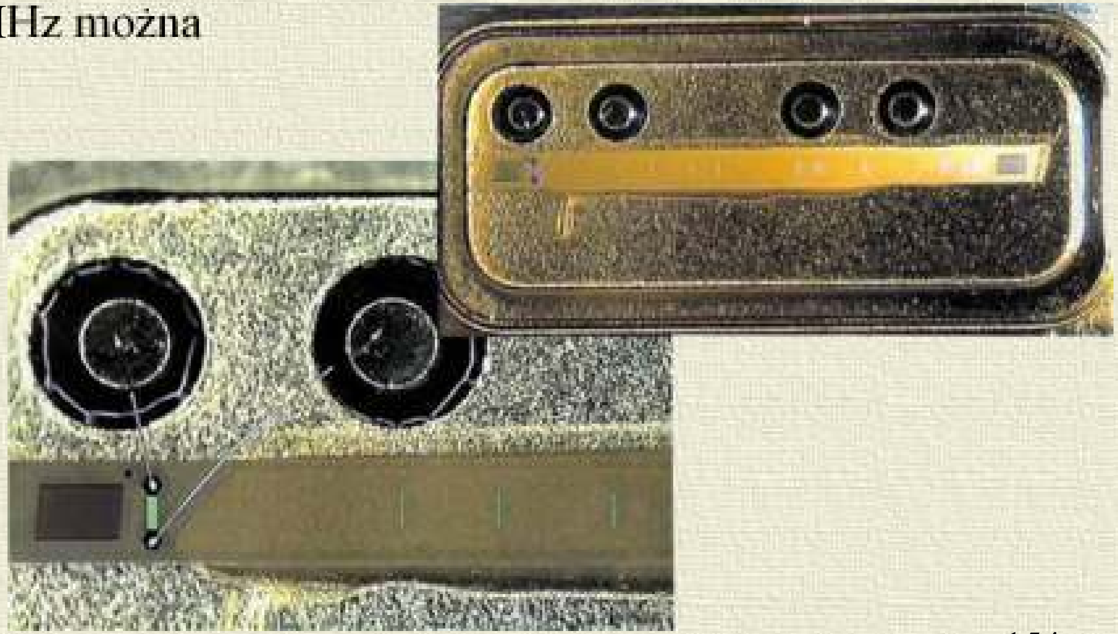
Wymagane parametry
zakres częstotliwości 0,15 – 3 GHz
pasmo 1- 36 MHz
dynamika 85 dB
moc wyjściowa 40 dBm
rozdzielczość amplitudy ± 5 dB
rozdzielczość fazy ± 1°
współczynnik szumów 5 dB

Zasięg wynika z równania radarowego

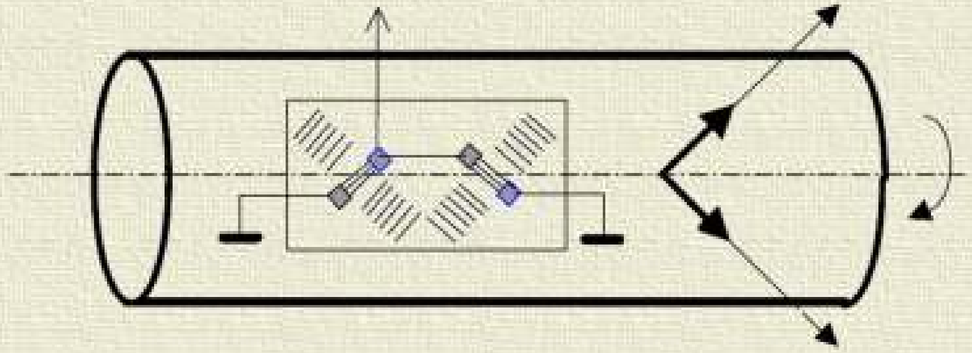
$$r = \frac{1}{4\pi}\sqrt[4]{\frac{P_o G_i^2 G_e^2 \lambda^4}{kT_o BF \, {S}/{N} \, D}}$$

P_0 moc nadajnika pytającego
G_i wzmocnienie odbiornika
G_e zysk anteny sensora
D straty sensora
kT_0 energia szumów anteny odbiorczej
B pasmo systemu
F współczynnik szumów systemu
S/N stosunek sygnału do szumu

Dla dużych mocy nadajnika (rzędu 10 W) i częstotliwości rzędu 400 MHz można uzyskać zasięg ponad 1 km.



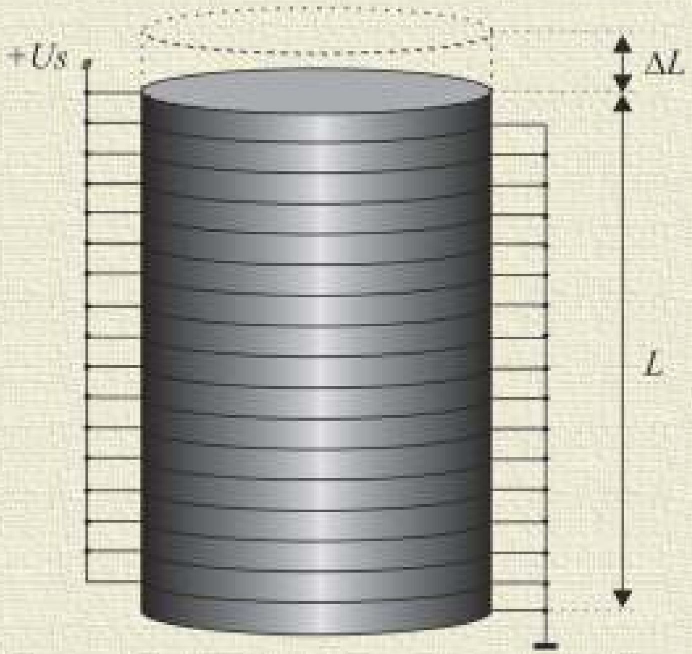
Przykłady zastosowań



Aktywatory

Zjawisko piezoelektryczne pozwala konwertować napięcie na ruch.

Stosy piezoelektryczne

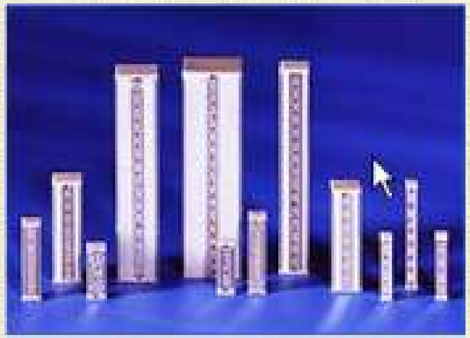


$$C \approx \frac{n\varepsilon_{33T} A}{d}$$

$n=L/d$ – liczba warstw
ε_{33T} – przenikalność elektryczna przy stałym naprężeniu
A – powierzchnia elektrod
d – grubość warstwy

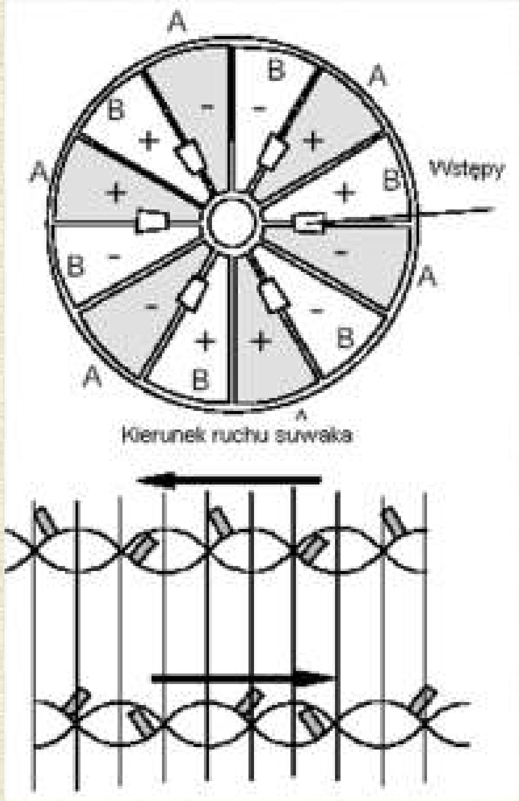
$$i_{sr} \approx fCU_{pp} \qquad i_{\max} \approx \pi fCU_{pp}$$

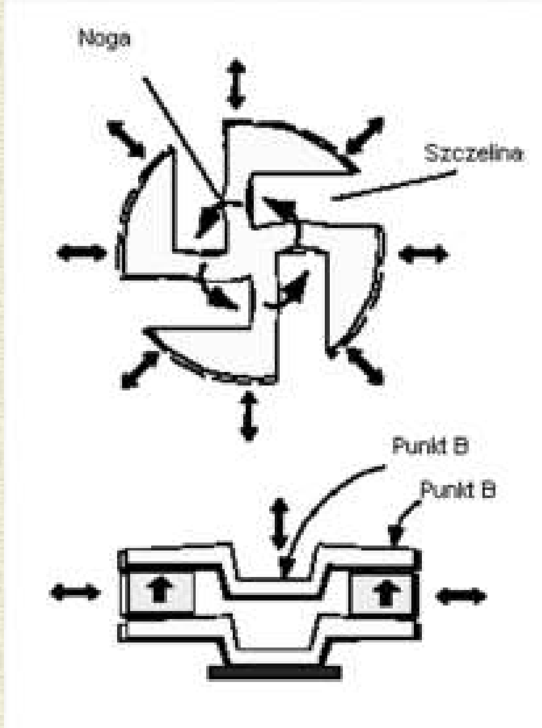
$$f_{\max} \approx \frac{i_{\max}}{2CU_{pp}}$$



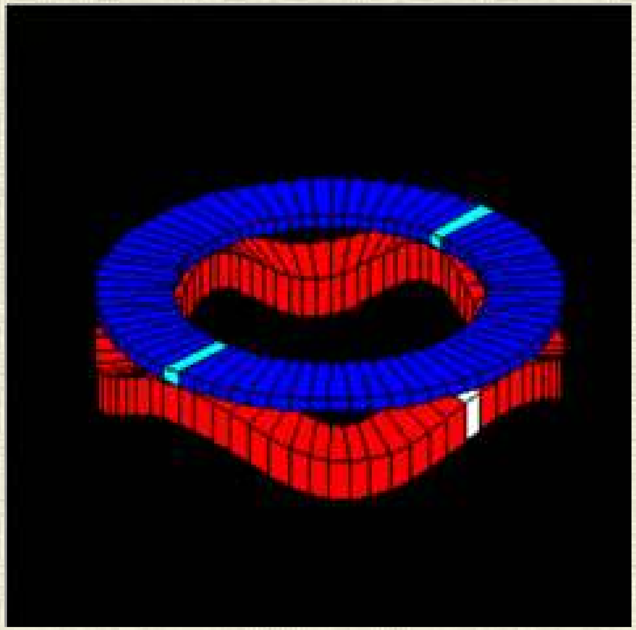
$$P_{sr} \approx CU_{\max}U_{pp}f \qquad P_{\max} \approx \pi CU_{\max}U_{pp}f$$

$$P_{JOULE'a} \approx \frac{\pi}{4}\tan\delta\, fCU_{pp}^2$$

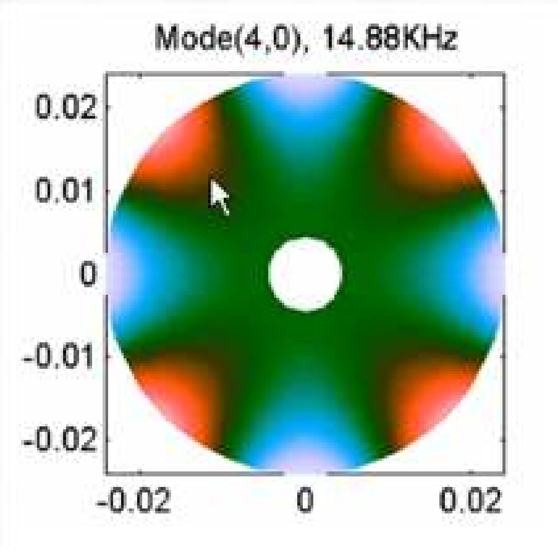

A
B
A
B
A
Wstępy
B
A
B
A
B
A
Kierunek ruchu suwaka

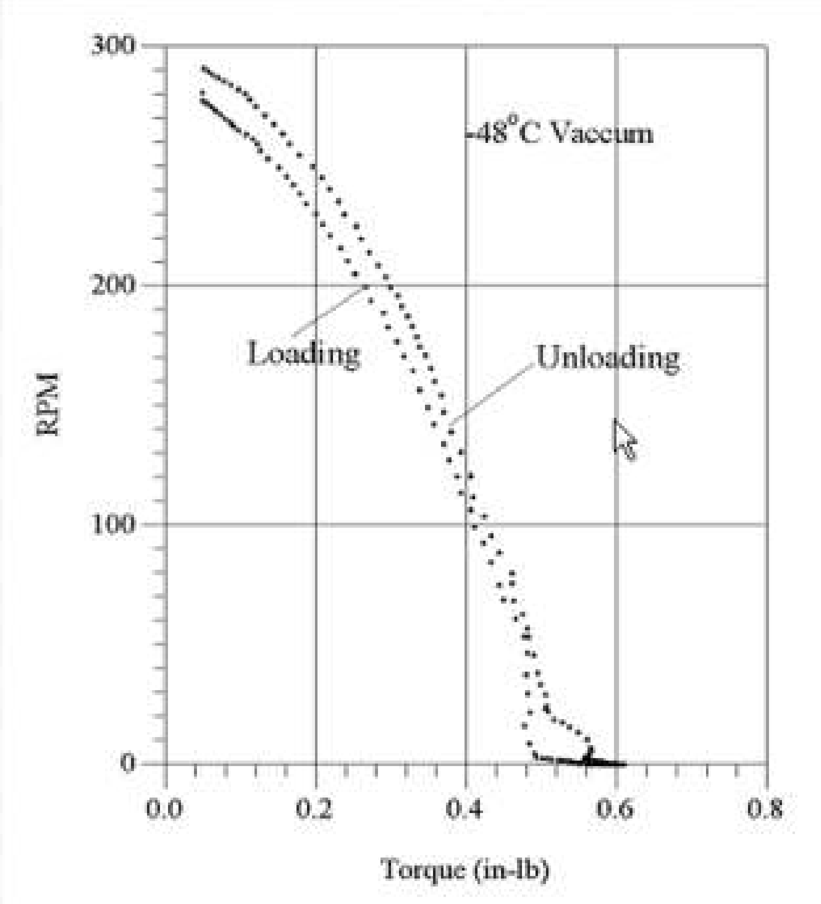

Noga
Szczelina
Punkt B
Punkt B

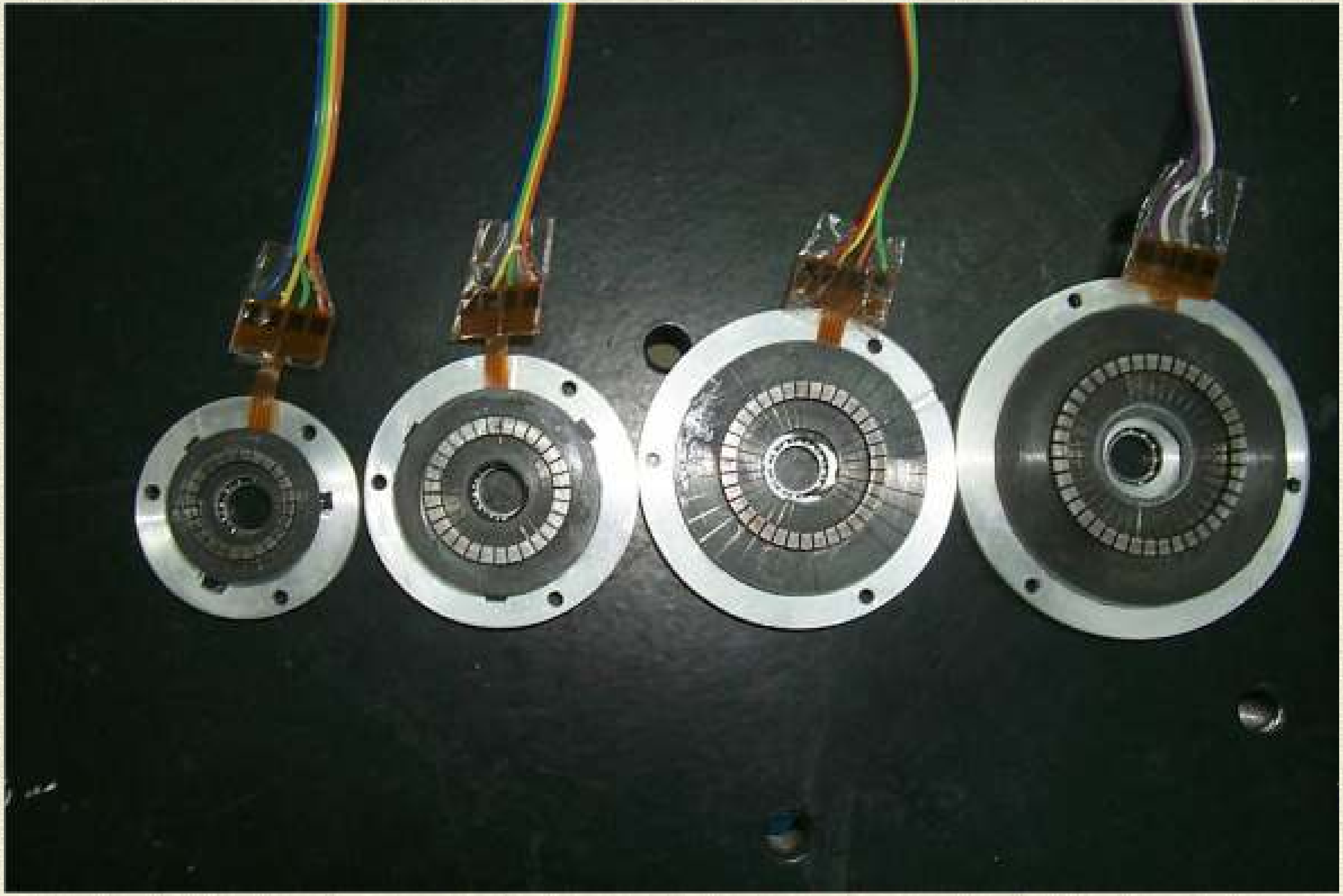
b)

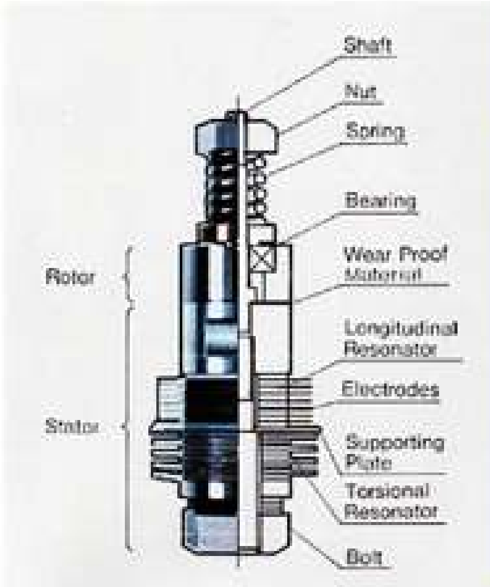


Mode (m,n)	Calculated Frequency (KHz)	Measured Frequency
(4,0)	14.88	14.55
(5,0)	22.48	22.37
(6,0)	31.45	31.34

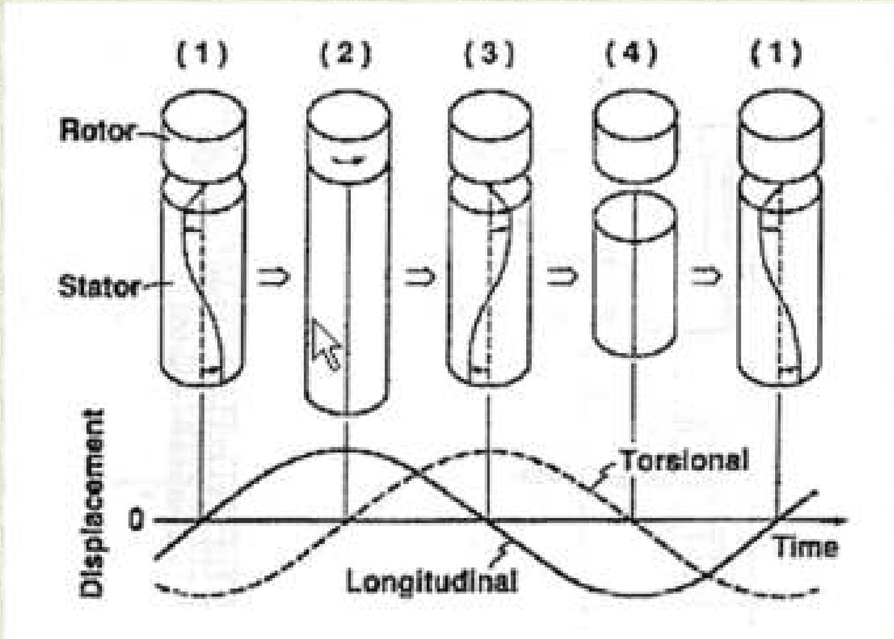




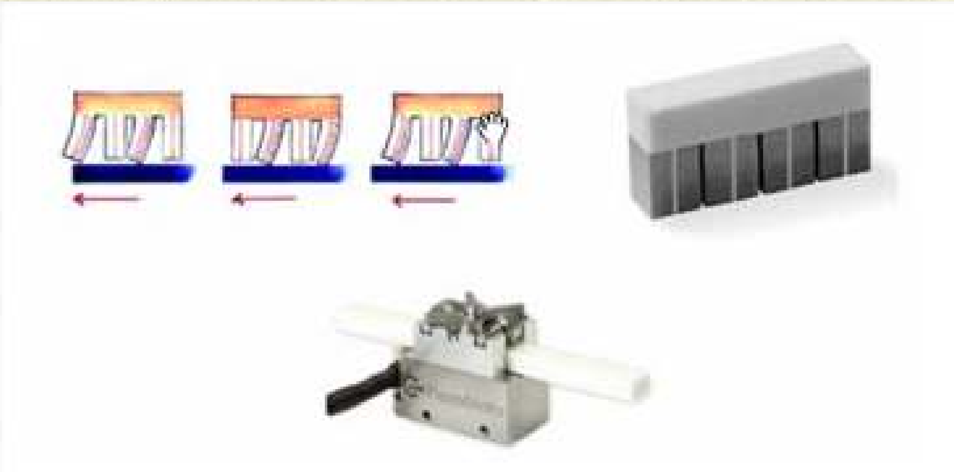


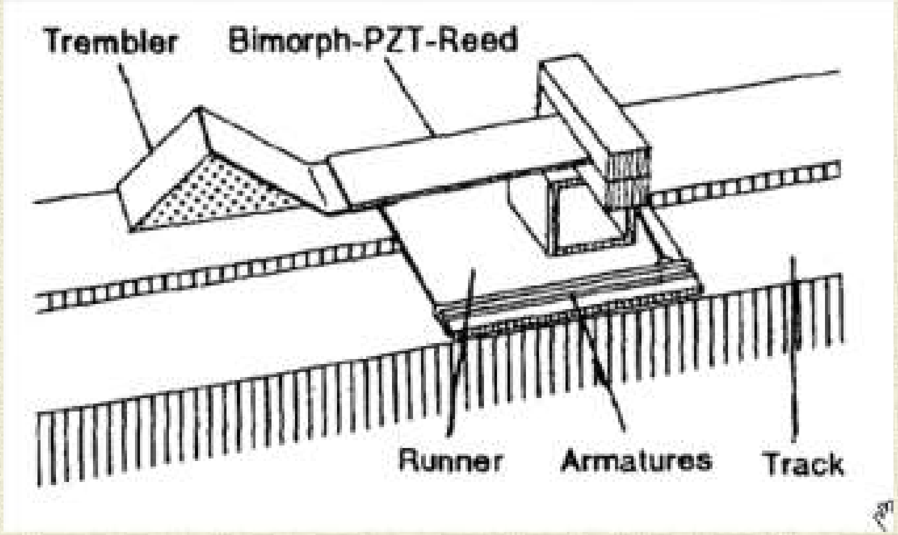

Shaft
Nut
Spring
Bearing
Wear Proof Material
Longitudinal Resonator
Electrodes
Supporting Plate
Torsional Resonator
Bolt
Rotor
Stator

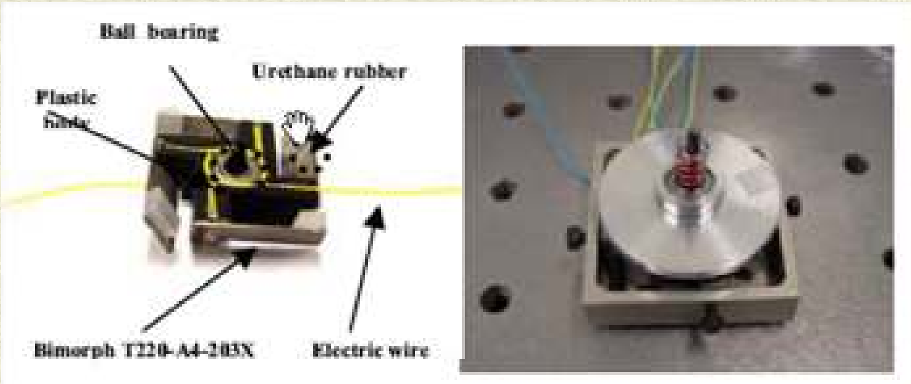

19 20 21 22 23 24 25 26

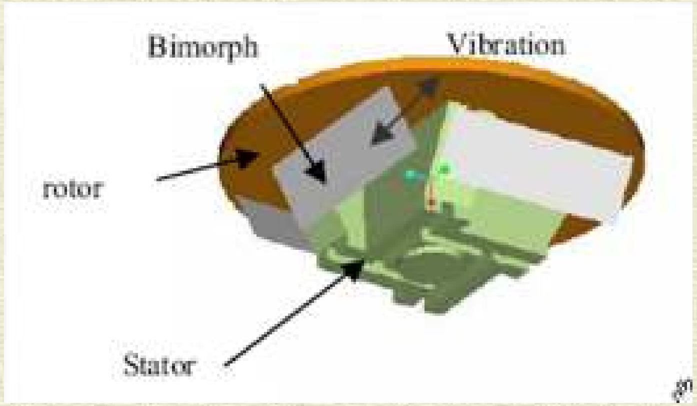

(1)
(2)
(3)
(4)
(1)
Rotor
Stator
Displacement
0
Torsional
Time
Longitudinal

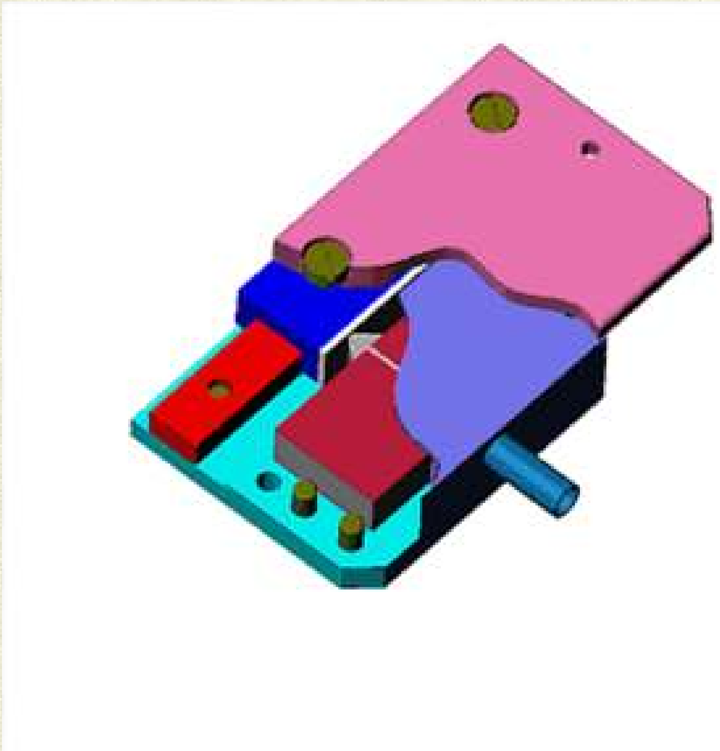
Silniki napędzane bimorfami

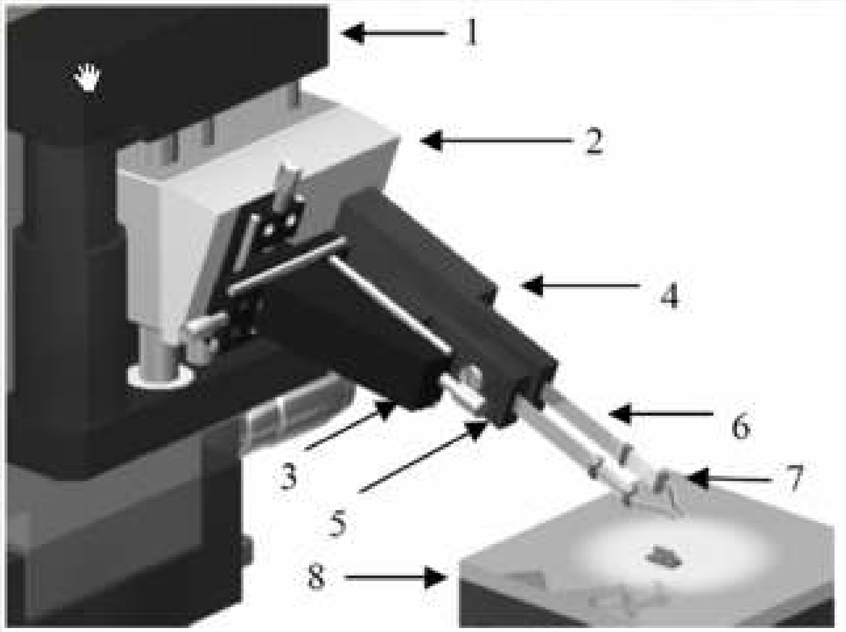


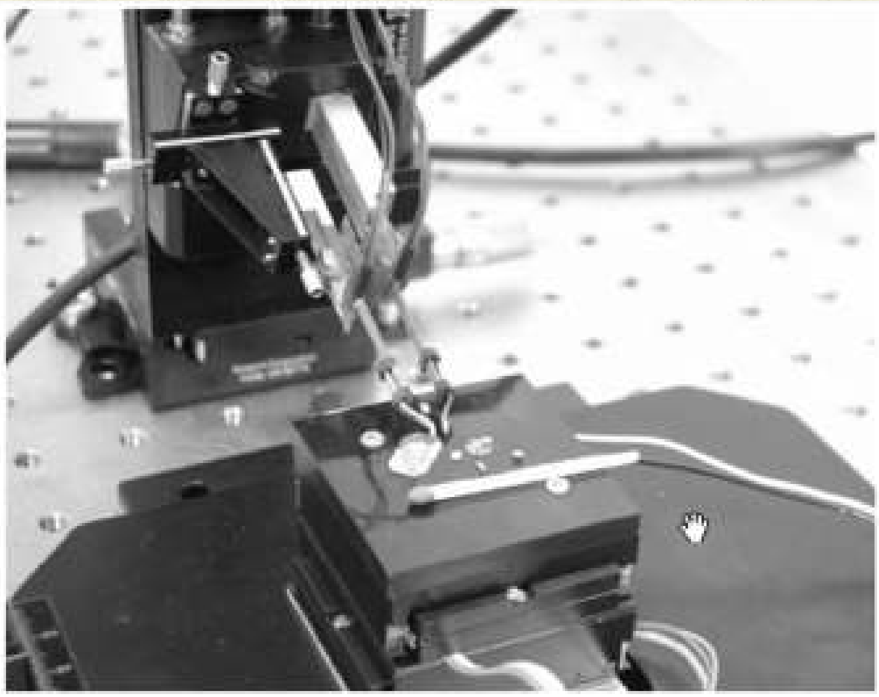


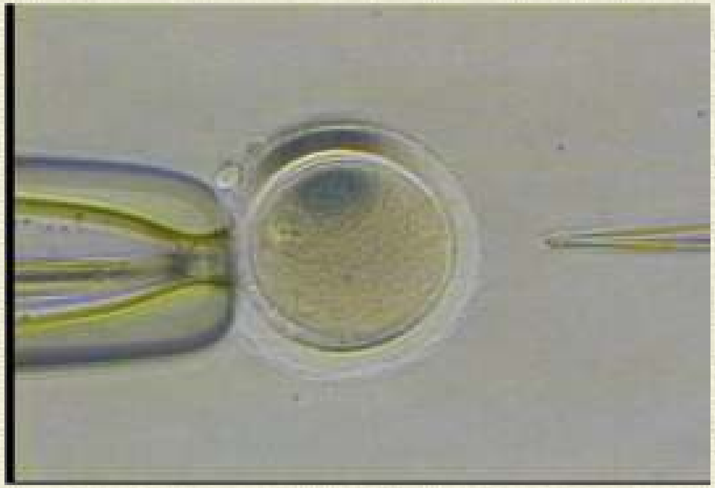




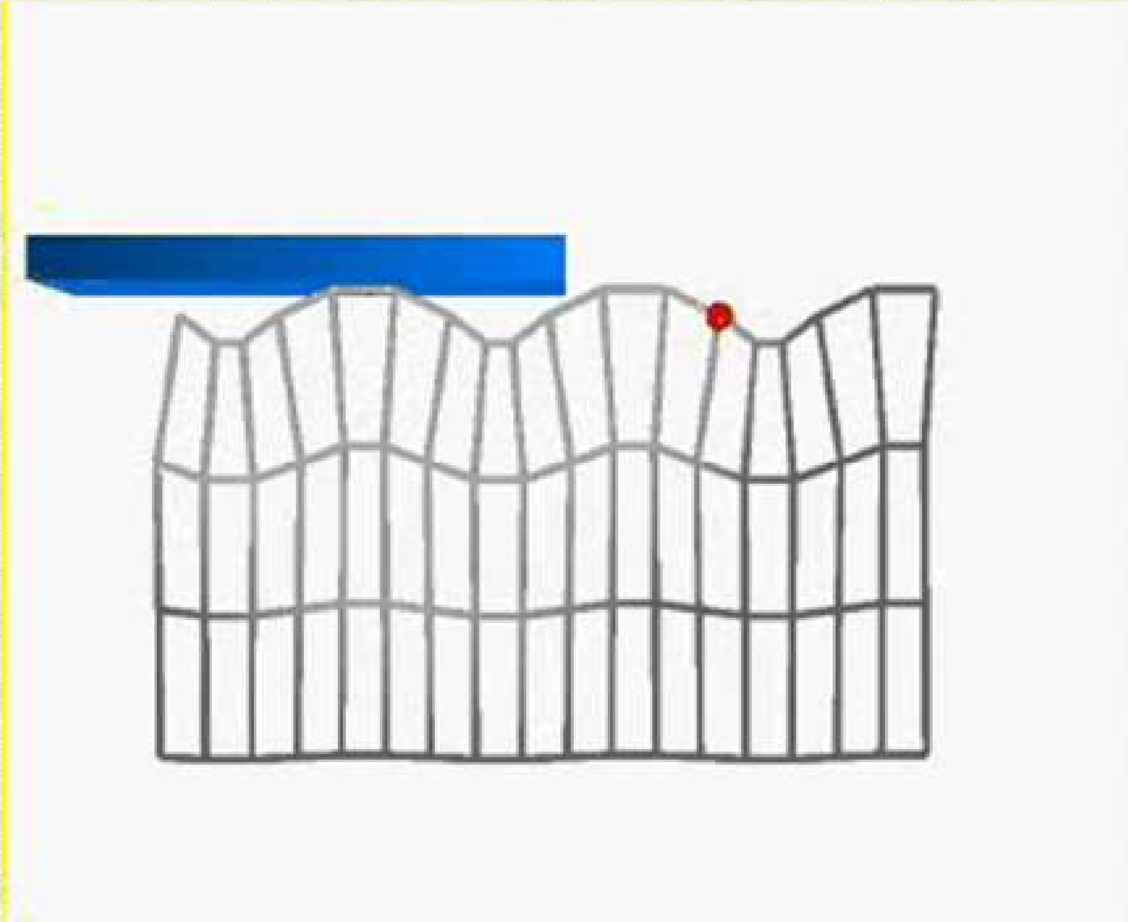


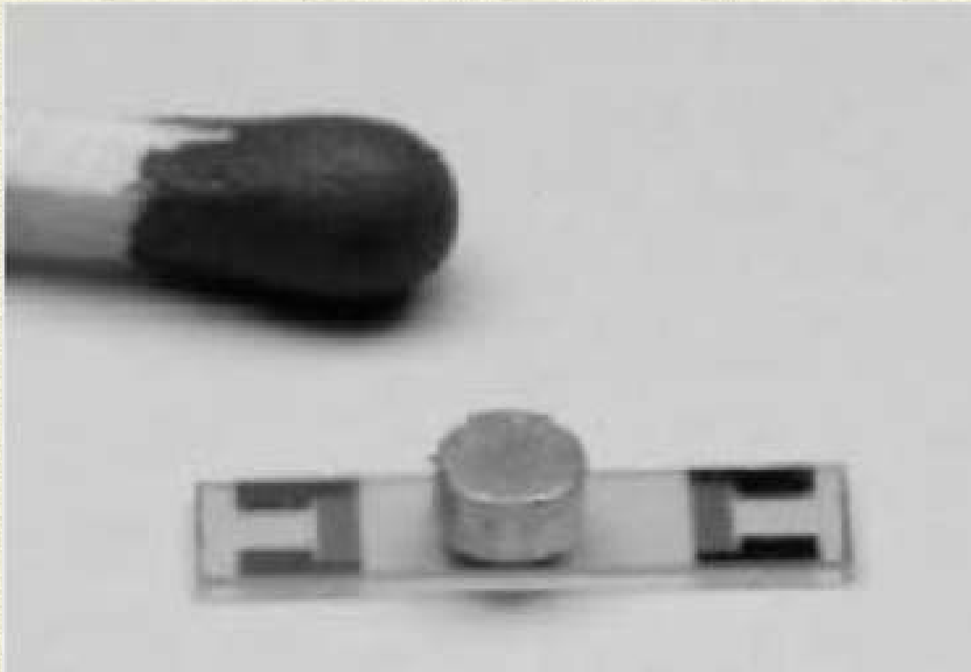

1
2
4
6
3
7
5
8

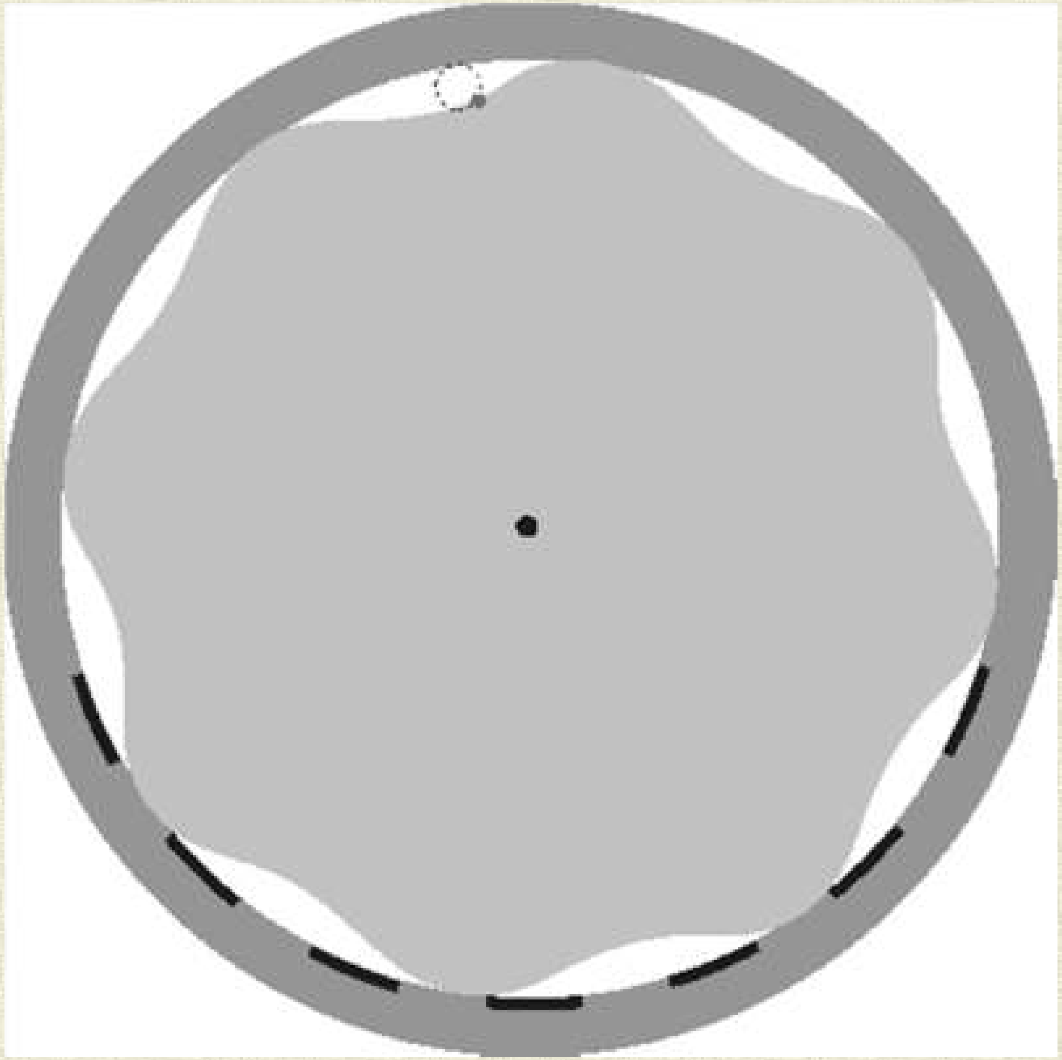


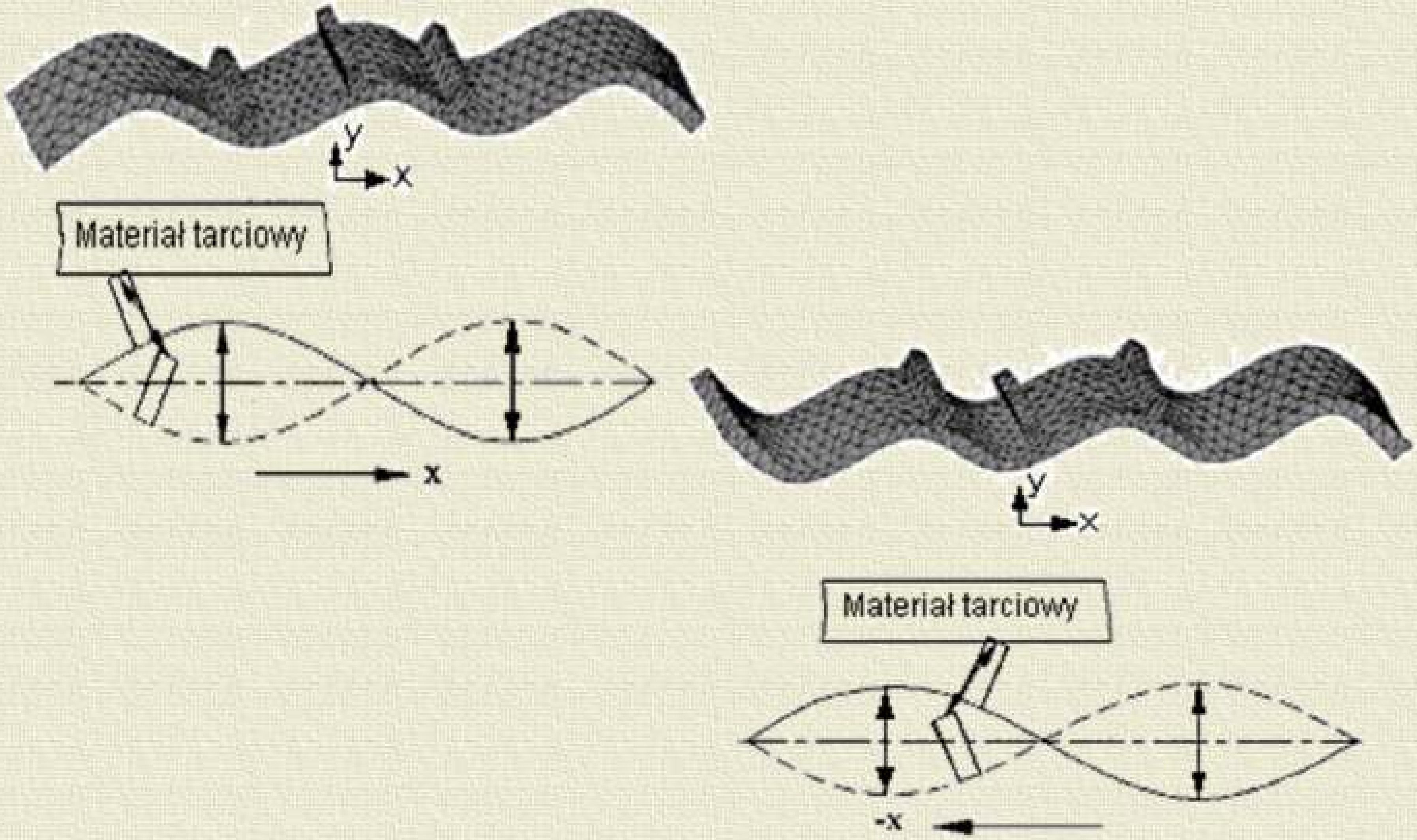


Silnik z falą Rayleigha








y
x
Materiał tarciowy
x
y
x
Materiał tarciowy
-x

Najprostszy model

założenia:
- rozmiar kontaktów suwaka z podłożem jest dużo mniejszy niż długość fali Rayleigha
- deformacje fali Rayleigha spowodowane obciążeniem powierzchni przez suwak
  są niewielkie i nie wpływają na siebie
- deformacje są równomiernie rozłożone wzdłuż suwaka

W czasie jednego cyklu fali Rayleigha $-\frac{\pi}{2} \le \omega t \le \frac{\pi}{2}$ wibracje w kierunku normalnym do powierzchni można w uproszczeniu opisać wyrażeniem:

$$y = A_y \sin \omega t$$

Suwak będzie poddawany działaniu siły normalnej (docisk) $F_n = c_y A_y \left(\sin \omega t - \sin \varphi\right)$ na odcinku styku styku pomiędzy

$$\omega t = \varphi, \left(-\frac{\pi}{2} \le \varphi \le \frac{\pi}{2}\right), \quad \text{a} \quad \omega t = \pi - \varphi$$

c_y jest współczynnikiem zależnym od sztywności podłoża

Analogicznie wzdłuż powierzchni:

$$x = A_x \cos \omega t$$

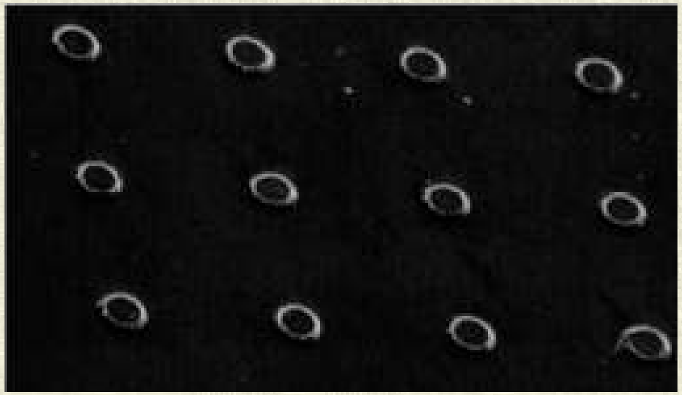
$$F_w = c_x A_x \left(\cos \omega t - \cos \varphi \right)$$

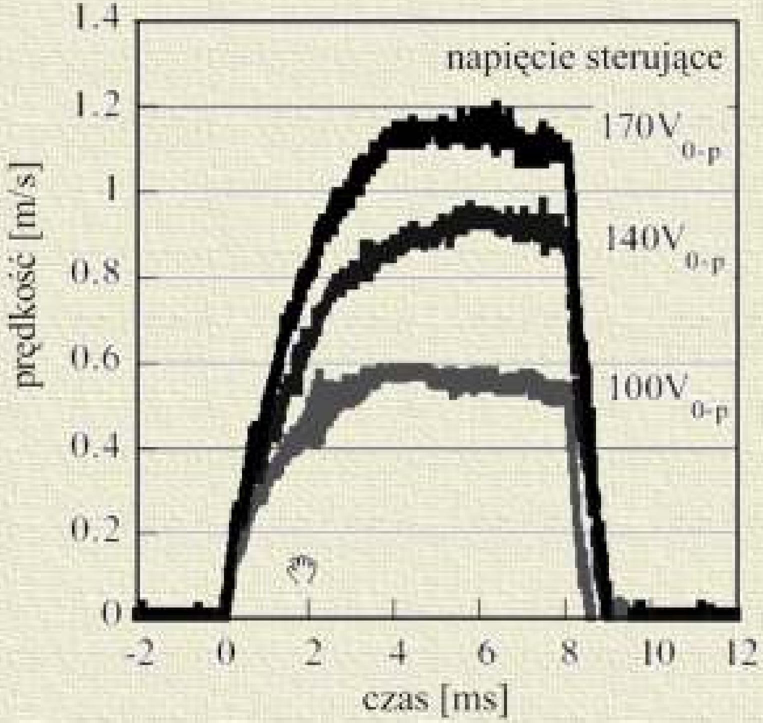
Siła działająca na suwak będzie proporcjonalna do deformacji wzdłuż powierzchni w punktach kontaktu, stąd:

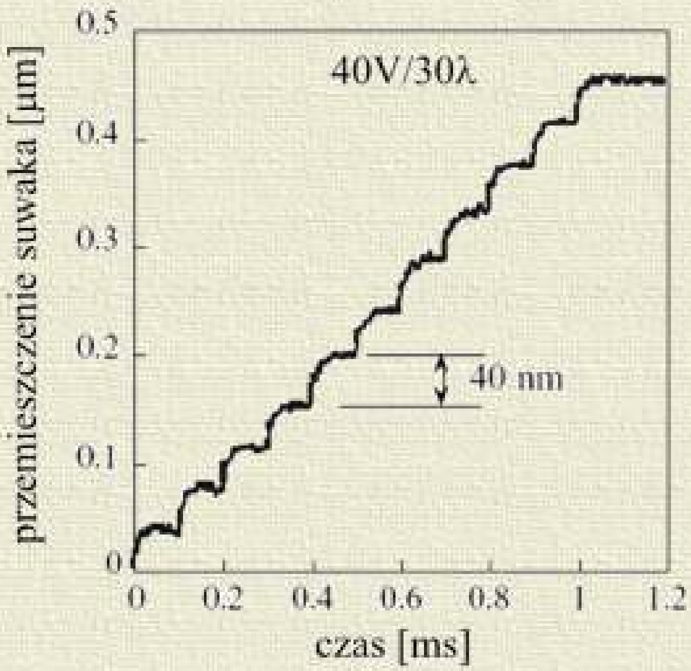
$$F = c_x A_x \left[\cos \varphi - \cos \omega t - (\omega t - \varphi) \sin \frac{v}{A_y \omega} \right]$$

Zależność ta obowiązuje dla dostatecznie dużego współczynnika tarcia (suwak przesuwa się bez znaczącego poślizgu).

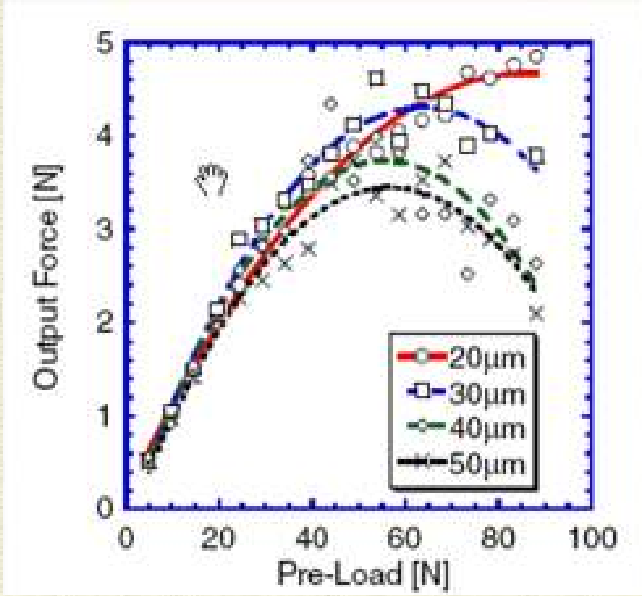
$f = 10$ MHz
$F_{docisku} = 30$ N
$F_{wy} = 3$ N
$a = 1000\ m/s^2$
podłoże 128Y $LiNbO_3$ – 60 × 15 mm
suwak krzemowy 4 × 4 mm

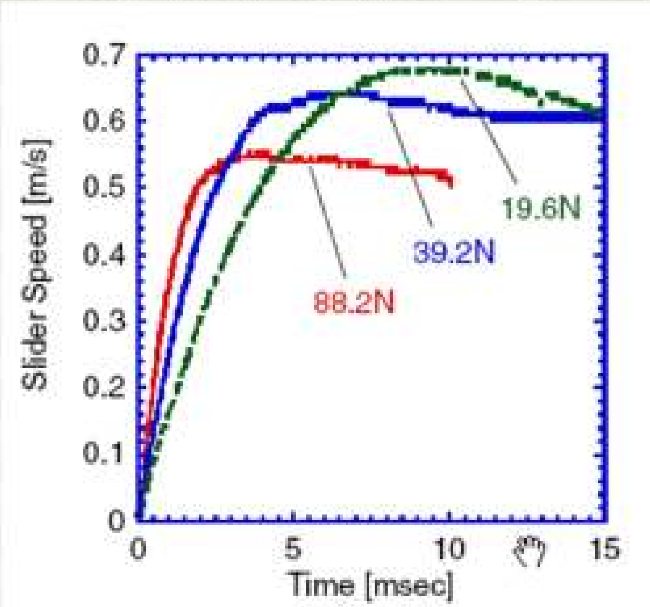


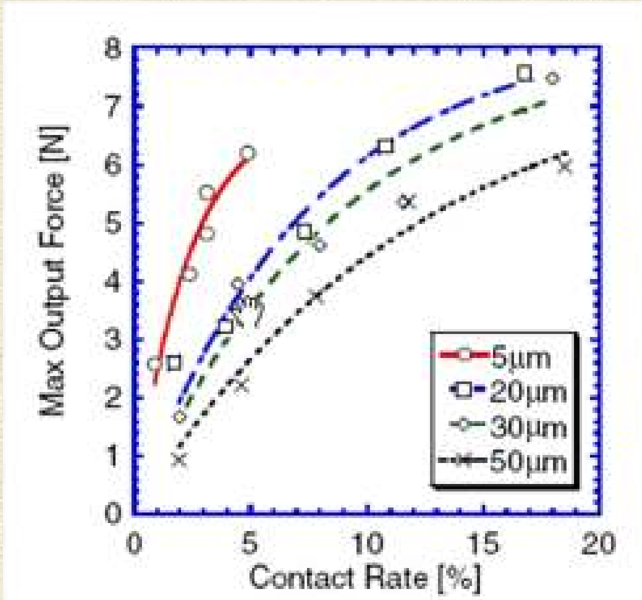




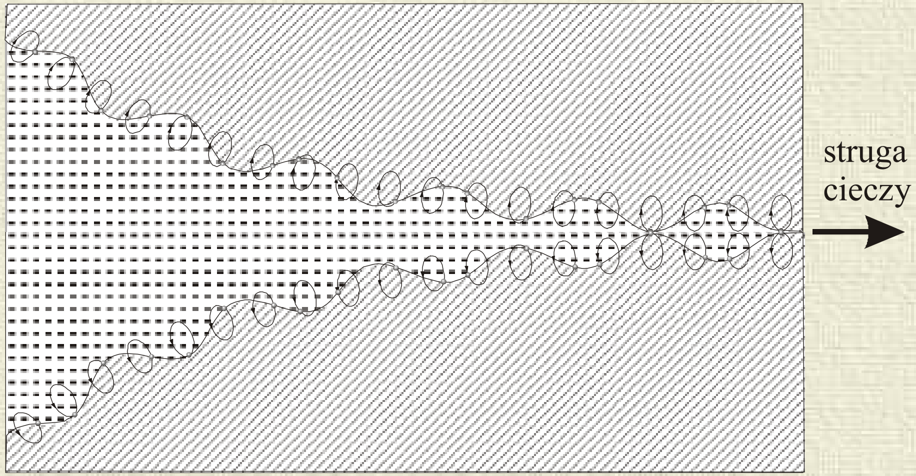
Us = 125 $V_{o\text{-}p}$, S = 1,2 mm^2

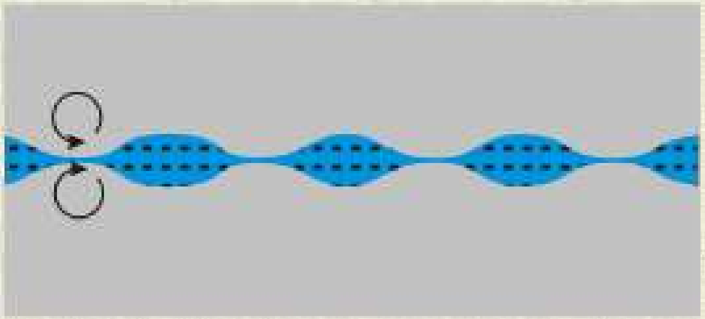


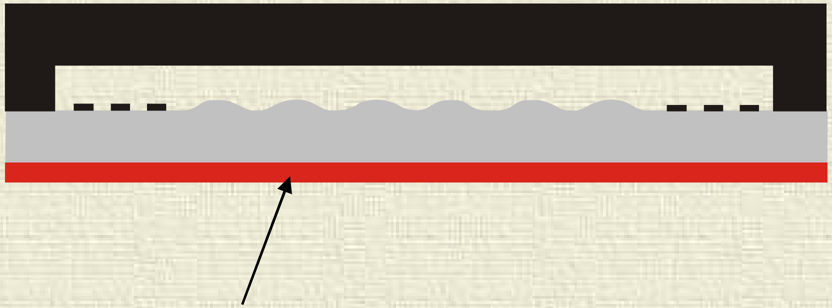




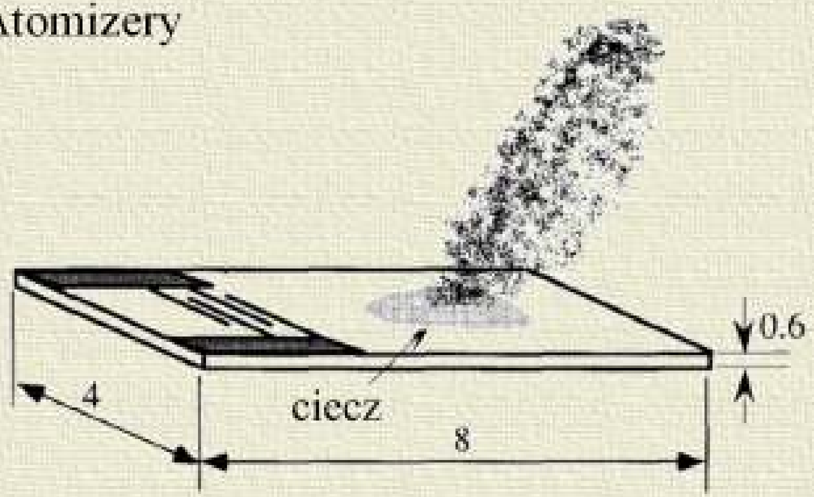
Mikropompy mikrodysze przepływomierze

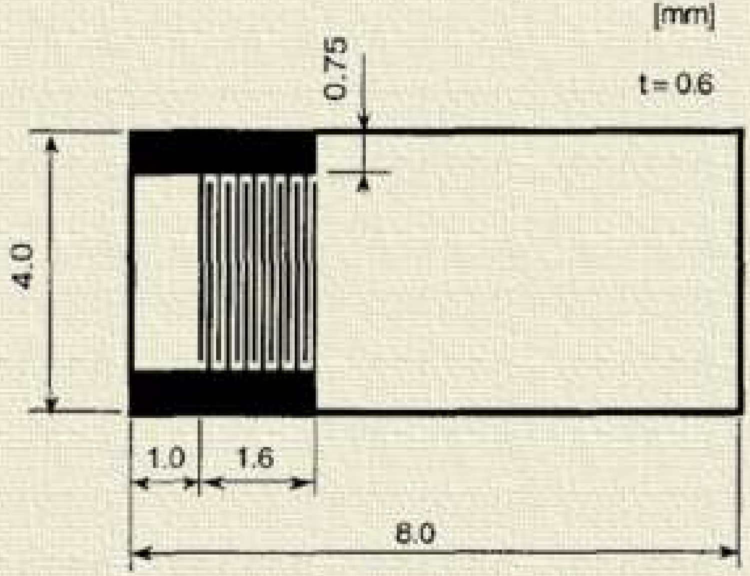




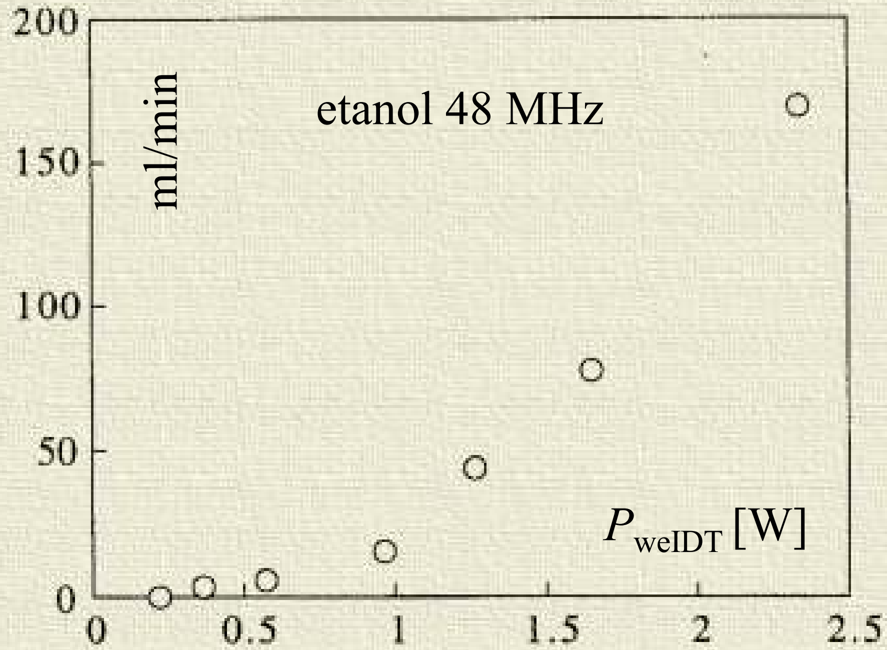


Atomizery



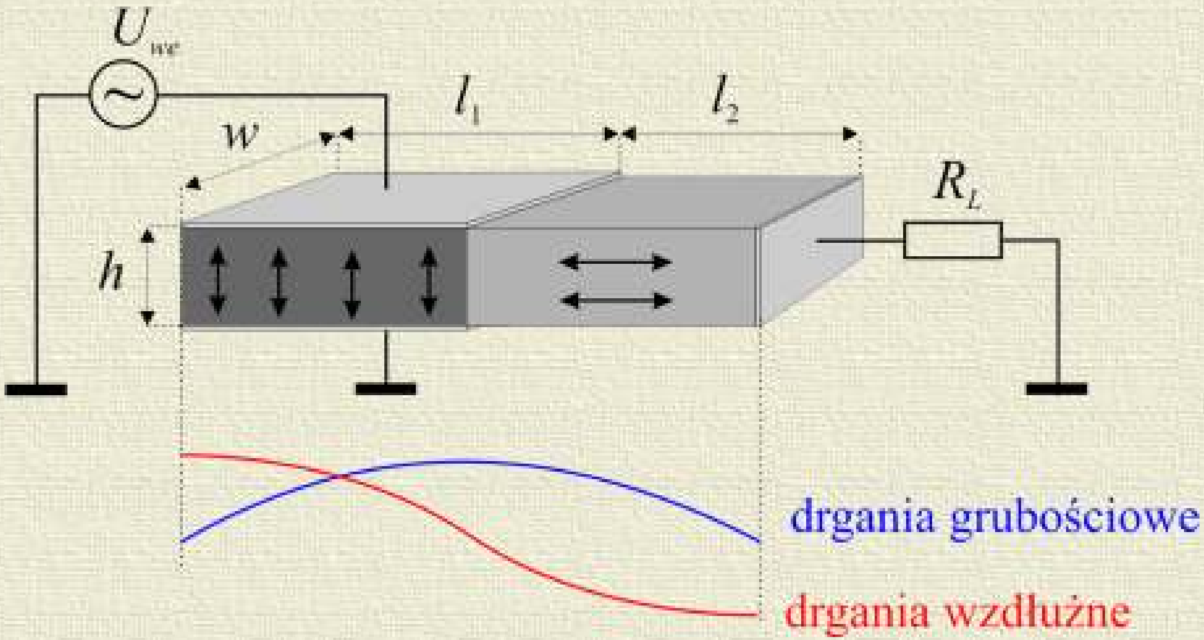


$N_{p.} = 20$, $W = 2{,}4$ mm, $\lambda = 80$ μm



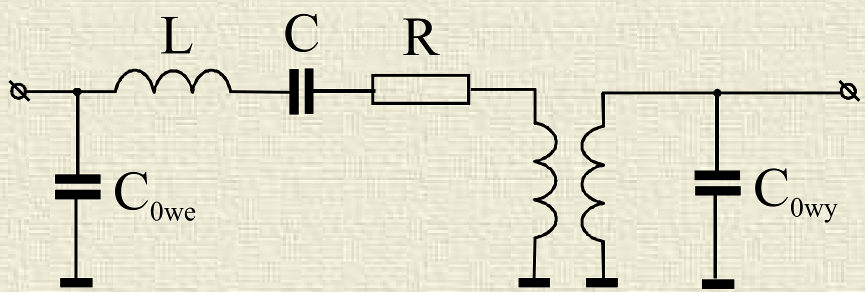
$$d \sim \sqrt[3]{\frac{8\pi\sigma}{\rho f^2}}$$

Piezo-transformatory

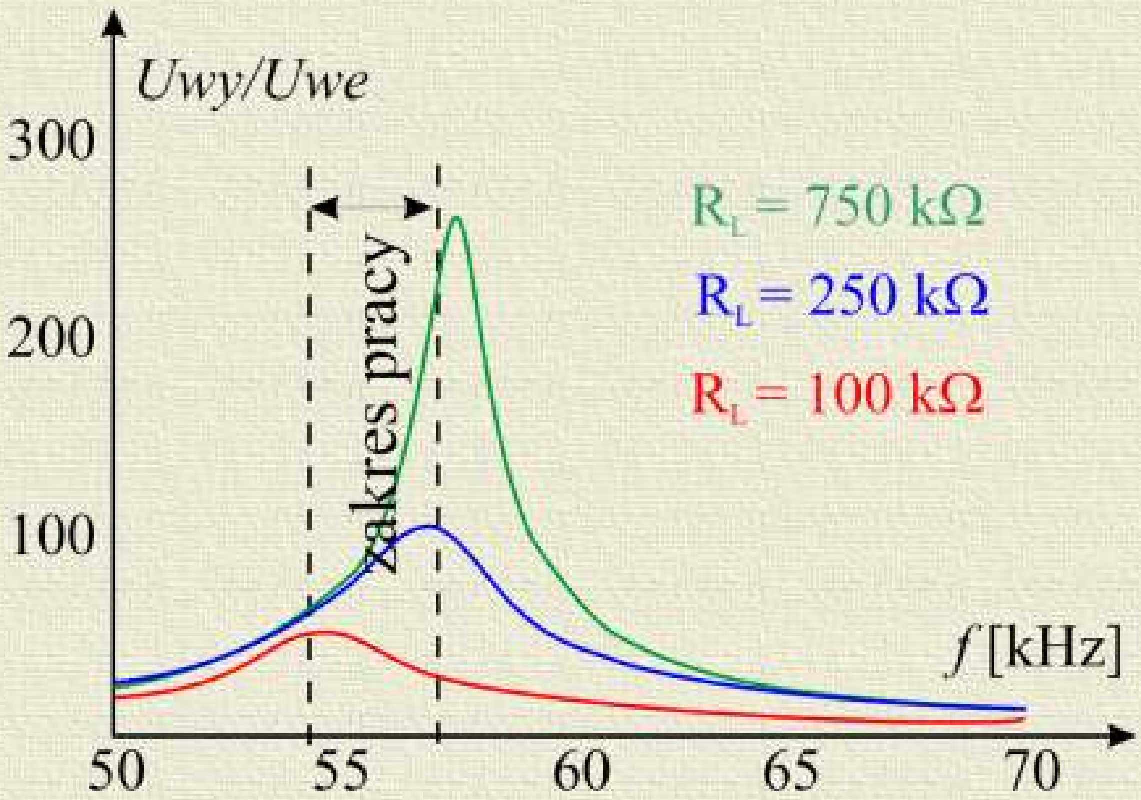


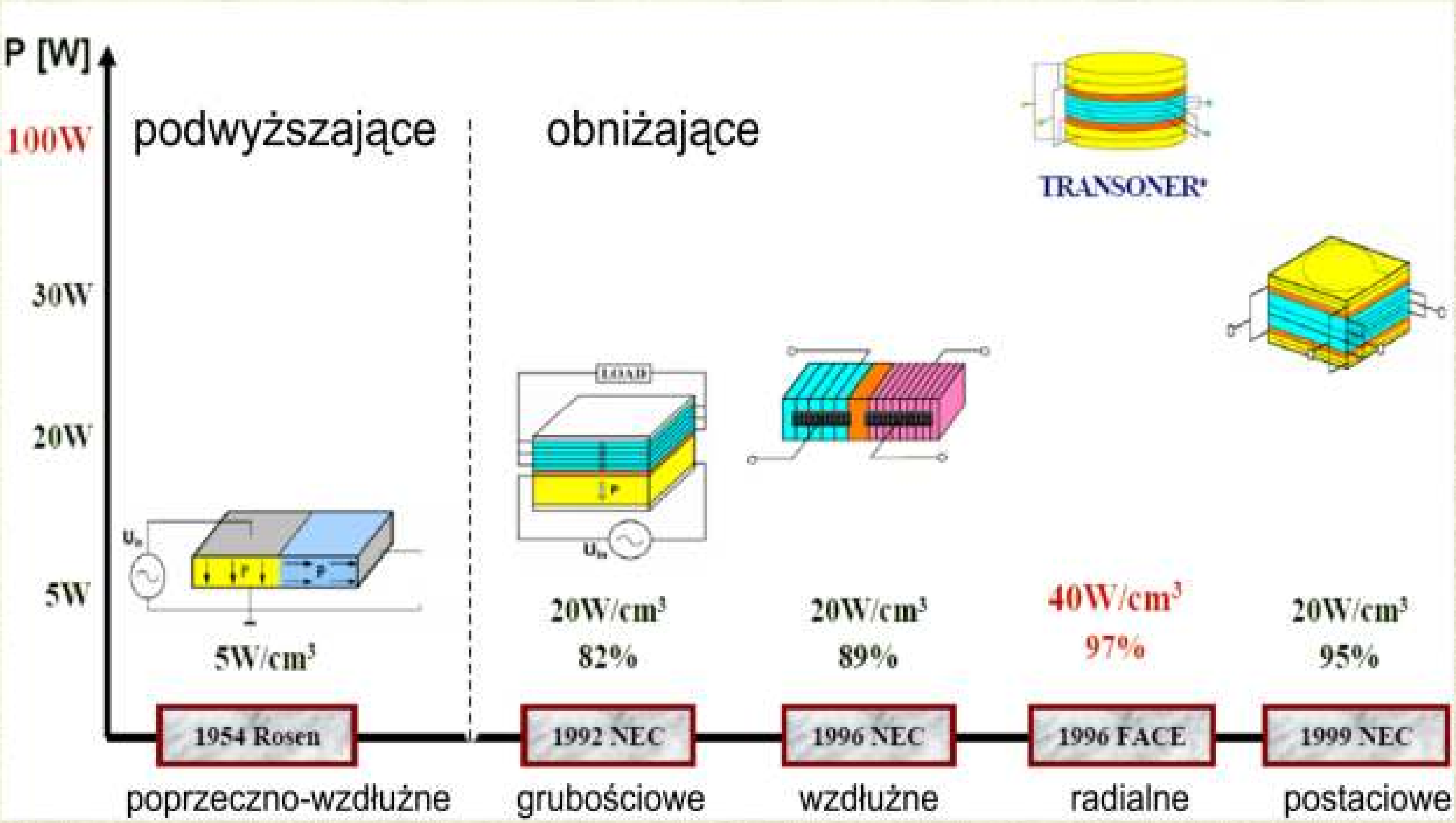
$$n = \frac{U_{we}}{U_{wy}} \sim \frac{l_2}{h}$$

PT typu Rosena

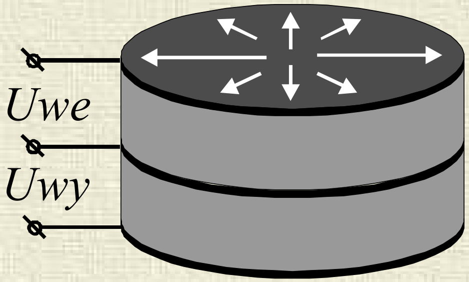


Przekładnia zależy od częstotliwości i obciążenia

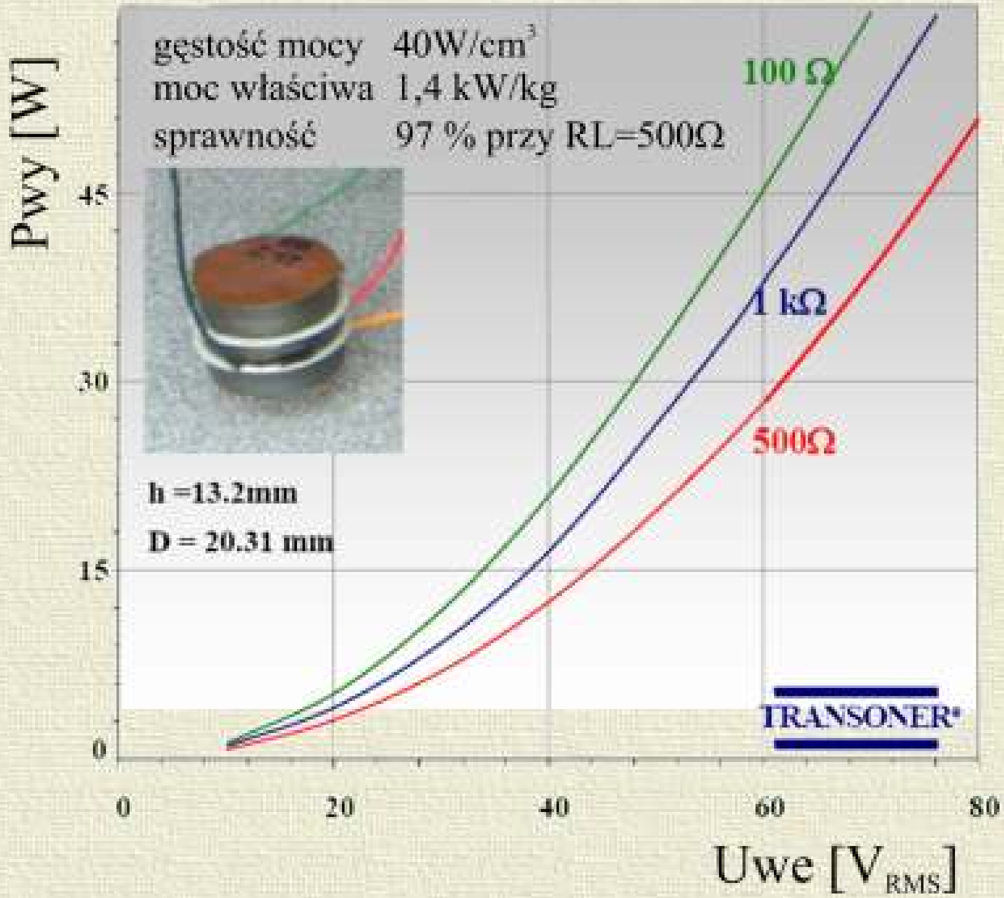


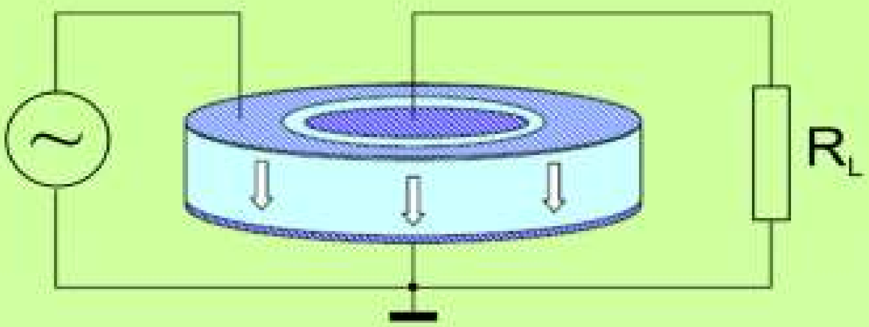


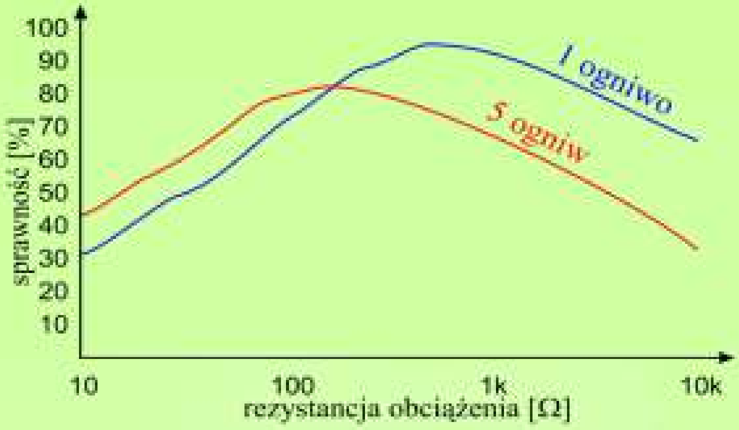
P [W]
100W
30W
20W
5W
podwyższające
obniżające
TRANSONER
LOAD
5W/cm3
20W/cm3
82%
20W/cm3
89%
40W/cm3
97%
20W/cm3
95%
1954 Rosen
1992 NEC
1996 NEC
1996 FACE
1999 NEC
poprzeczno-wzdłużne
grubościowe
wzdłużne
radialne
postaciowe

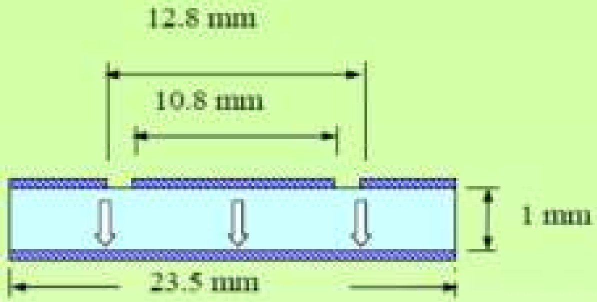

Uwe
Uwy


TRANSONER®

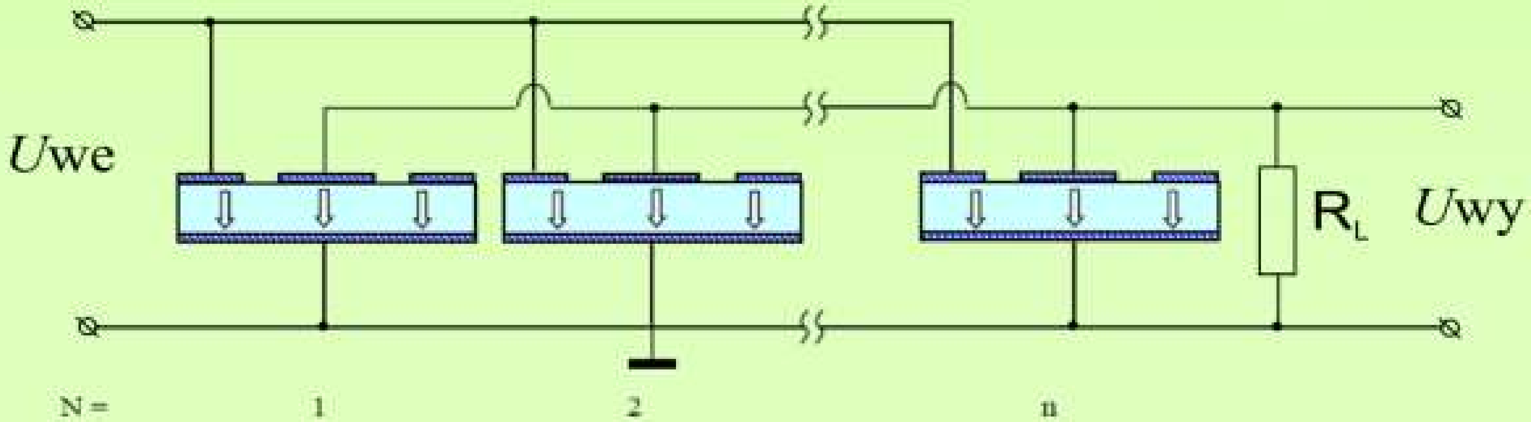

gęstość mocy 40W/cm3
moc właściwa 1,4 kW/kg
sprawność 97 % przy RL=500Ω
h =13.2mm
D = 20.31 mm
100 Ω
1 kΩ
500Ω
Pwy [W]
Uwe [VRMS]
0
15
30
45
0
20
40
60
80
TRANSONER®





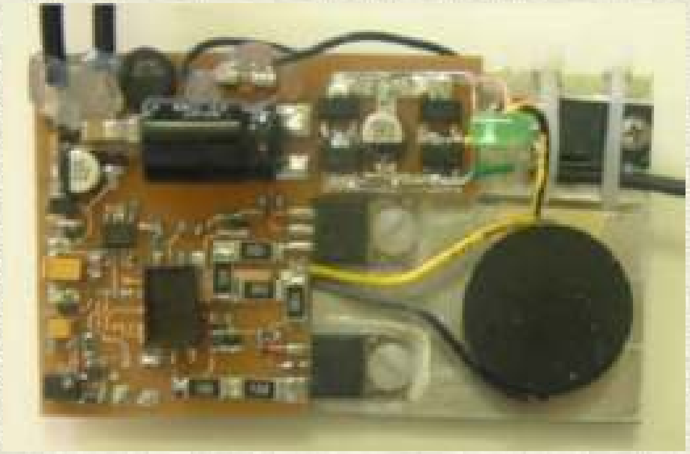


ok. 10 W/ogniwo

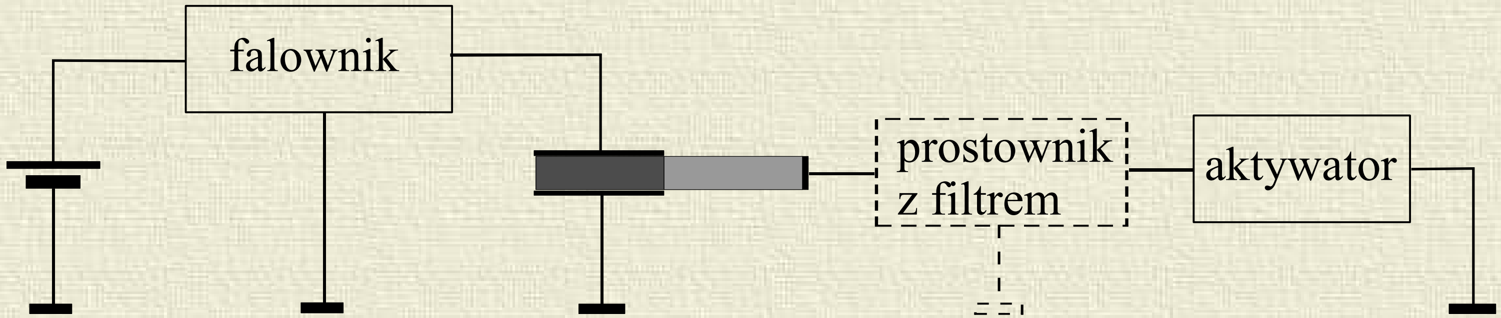


moduł zasilania świateł samochodowych

zasilacze sieciowe do urządzeń przenośnych



Bateryjne zasilanie piezoaktywatorów



bezbateryjne systemy zasilania