Sensory akustyczne

prof. dr hab. inż. Mateusz Pasternak
mateusz.pasternak@wat.edu.pl
https://mpasternak.wel.wat.edu.pl/Dydaktyka/dydaktyka.html
261 83 92 29, 261 83 76 67

Konsultacje:

czwartki od 16.00

piątki do 15.00

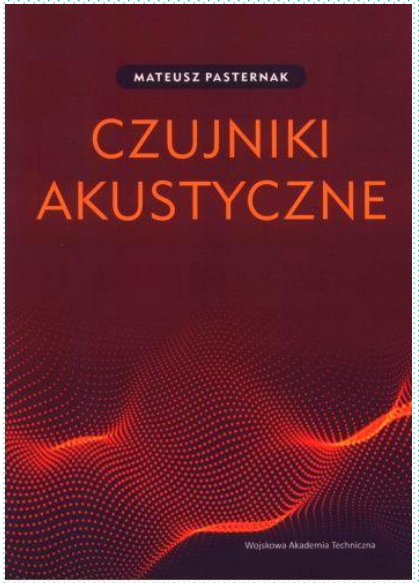
lub codziennie przez dostępne media elektroniczne

bud. 45 p. 115 lub bud. 80 p. 110

Warunki zaliczenia:

- pozytywna ocena ćwiczeń laboratoryjnych - oceniane będą sprawozdania
- pozytywna ocena kolokwium końcowego - test wielokrotnego wyboru; 20 pytań

Literatura



Mateusz Pasternak, Czujniki akustyczne, WAT 2018.

Antoni Śliwiński, Ultradźwięki i ich zastosowania, WNT 1993.

Jacob Fraden, Handbook of Modern Sensors, Physics, Designs, and Applications, Springer 2010.

IEEE Standard for Sensor Performance Parameter Definitions

Tero Karvinen, Kimmo Karvinen, Ville Valtokari, Make: Sensors; project and expeiments to measure the world with Arduino and Rasberry Pi, Maker Media 2014

Sabrie Soloman, Sensors Handbook, McGraw-Hill 2010

John Wilson, Sensor Technology Handbook, Elsevier 2005

Pavel Ripka, Alois Tipek, Modern Sensors Handbook, ISTE 2007

Kentaro Nakamura, Ultrasonic transducers; Materials and design for sensors, actuators and medical applications, Woodhead Publishing 2012

Treść wykładów

1. Miejsce i rola czujników
2. Ogólne własności czujników akustycznych

3. Przetworniki
   - mechaniczne
   - piezorezystancyjne
   - akustotermiczne
   - magnetoelektryczne
   - elektromagnetyczne
   - akustooptyczne
   - elektrostatyczne
   - elektrodynamiczne
   - piezomagnetyczne
   - piezoelektryczne

4. Materiały inteligentne

Ćwiczenia laboratoryjne:

1. Badanie efektu piezoelektrycznego
2. Pomiary parametrów akustycznych różnych materiałów
3. Mikrowaga kwarcowa
4. Badanie mikrofonów
5. Czujniki z akustyczną fala powierzchniową

Współczesne systemy elektroniczne złożone są z czterech warstw

warstwa sensorowa ➡ pozyskiwanie informacji z otoczenia

warstwa sprzętowa ➡ kondycjonowanie i przekształcenie informacji na postać cyfrową

warstwa programowa ➡ przetwarzanie danych cyfrowych

warstwa efektorowa ➡ sterowane oddziaływanie na otoczenie

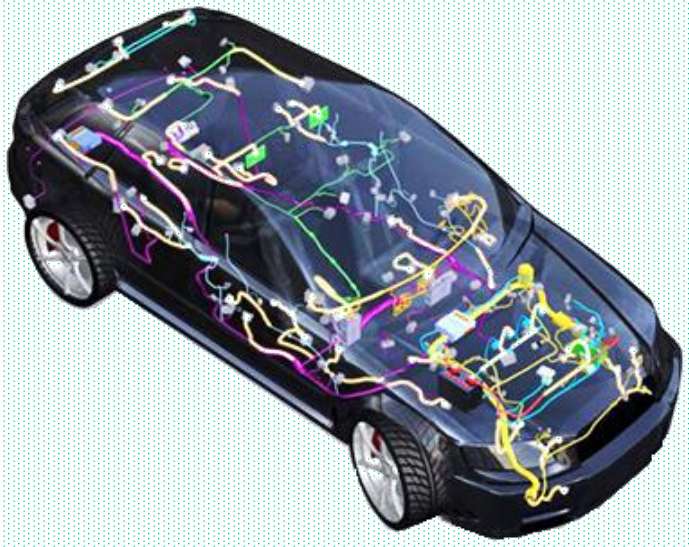
Przykład motoryzacyjny

czujniki wykrywające przeszkodę na drodze

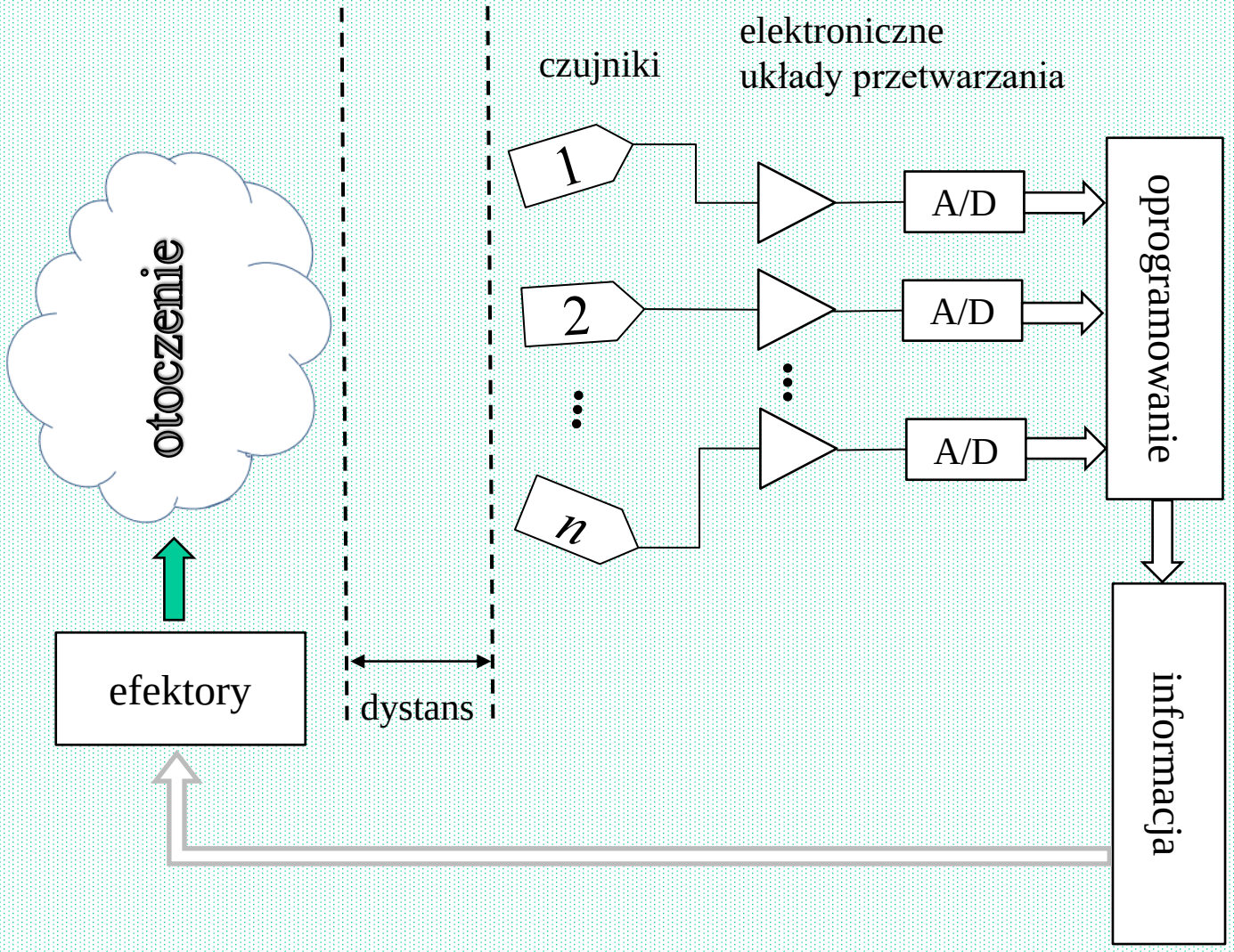
układy przetwarzania sygnałów analogowych na cyfrowe - komputery pokładowe

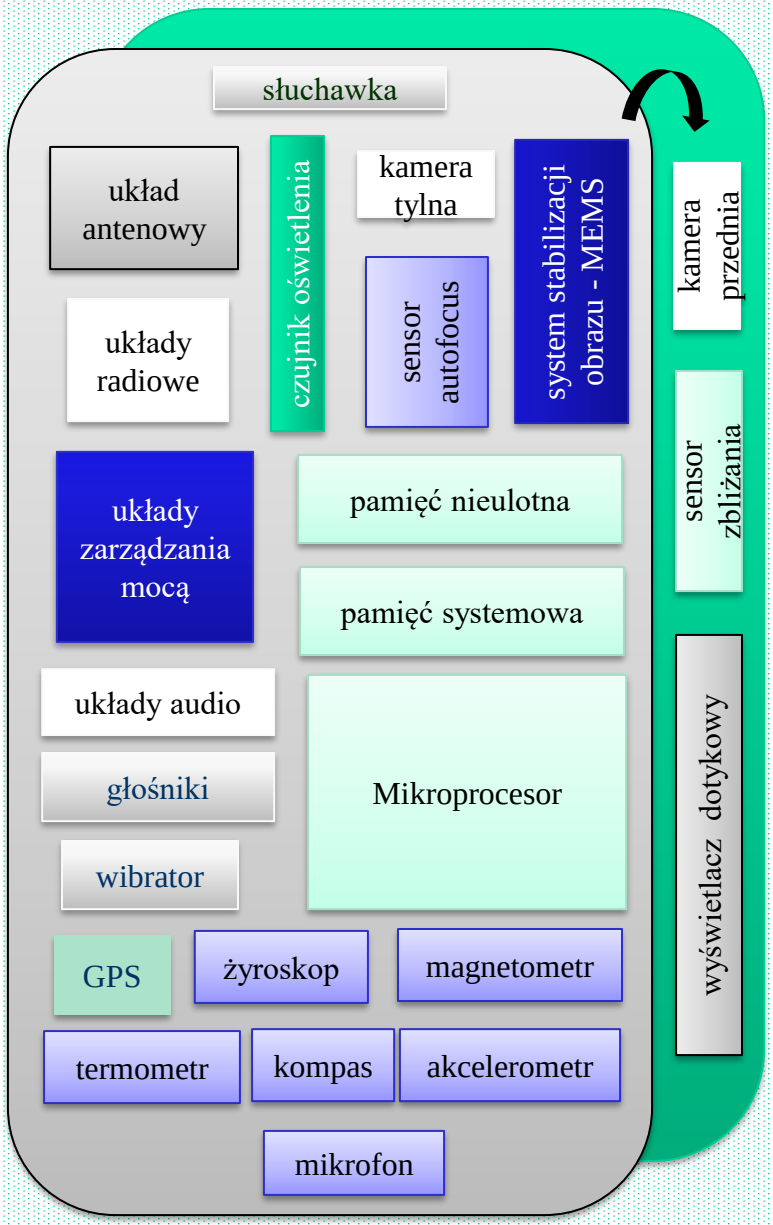
oprogramowanie komputerów pokładowych

siłowniki hamulców, sygnalizacja

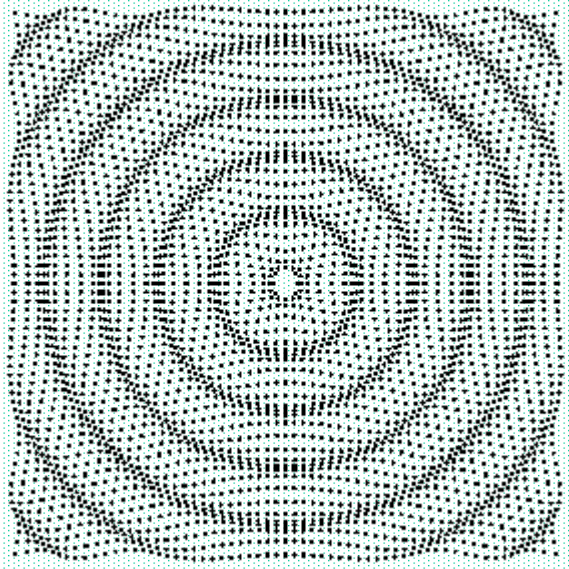


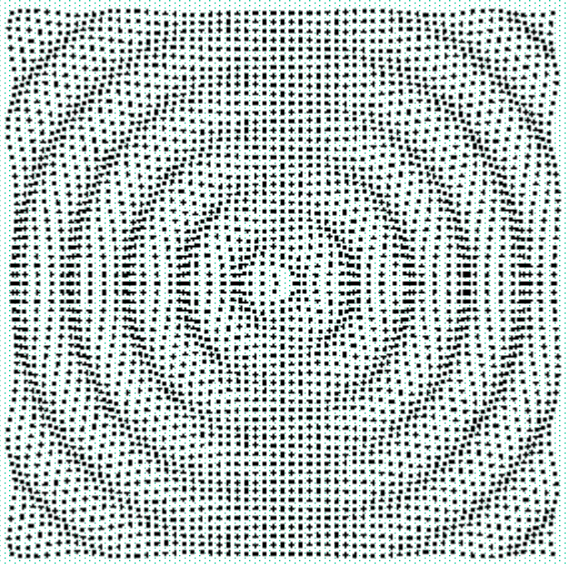
systemy wbudowane

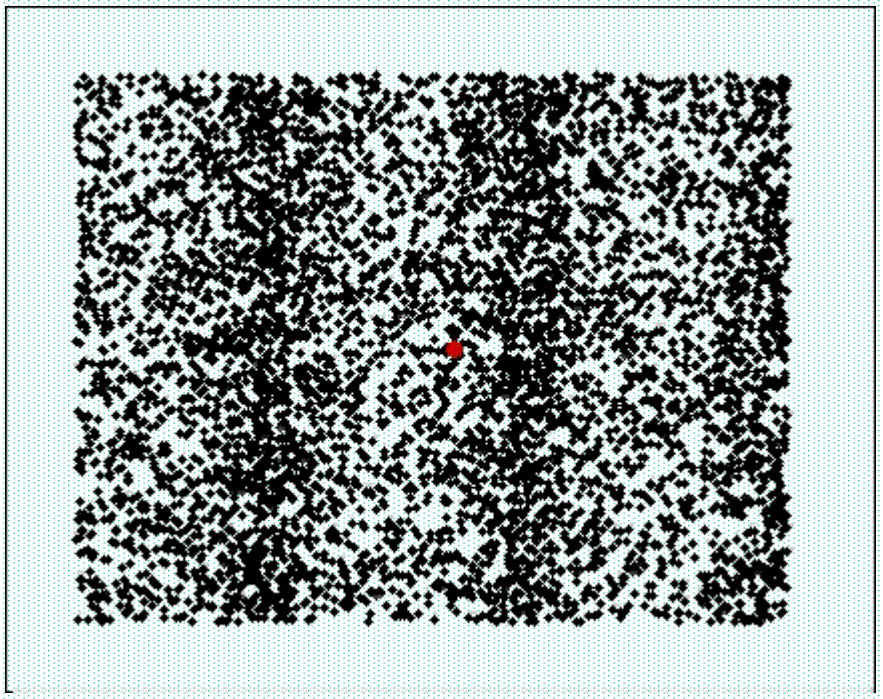


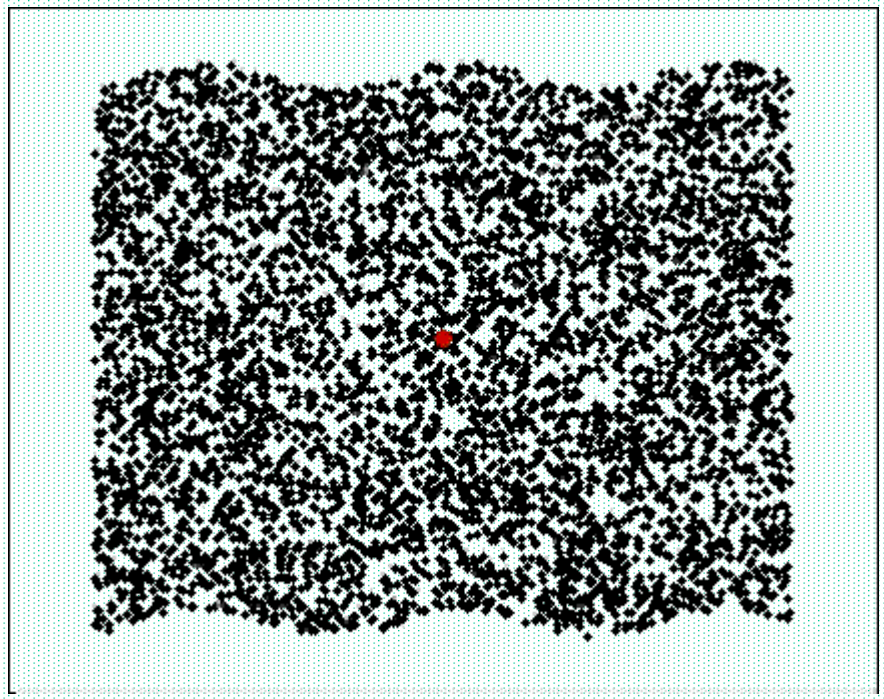

słuchawka
układ antenowy
czujnik oświetlenia
kamera tylna
system stabilizacji obrazu - MEMS
kamera przednia
układy radiowe
sensor autofocus
sensor zbliżania
układy zarządzania mocą
pamięć nieulotna
pamięć systemowa
układy audio
głośniki
wibrator
Mikroprocesor
wyświetlacz dotykowy
GPS
żyroskop
magnetometr
termometr
kompas
akcelerometr
mikrofon

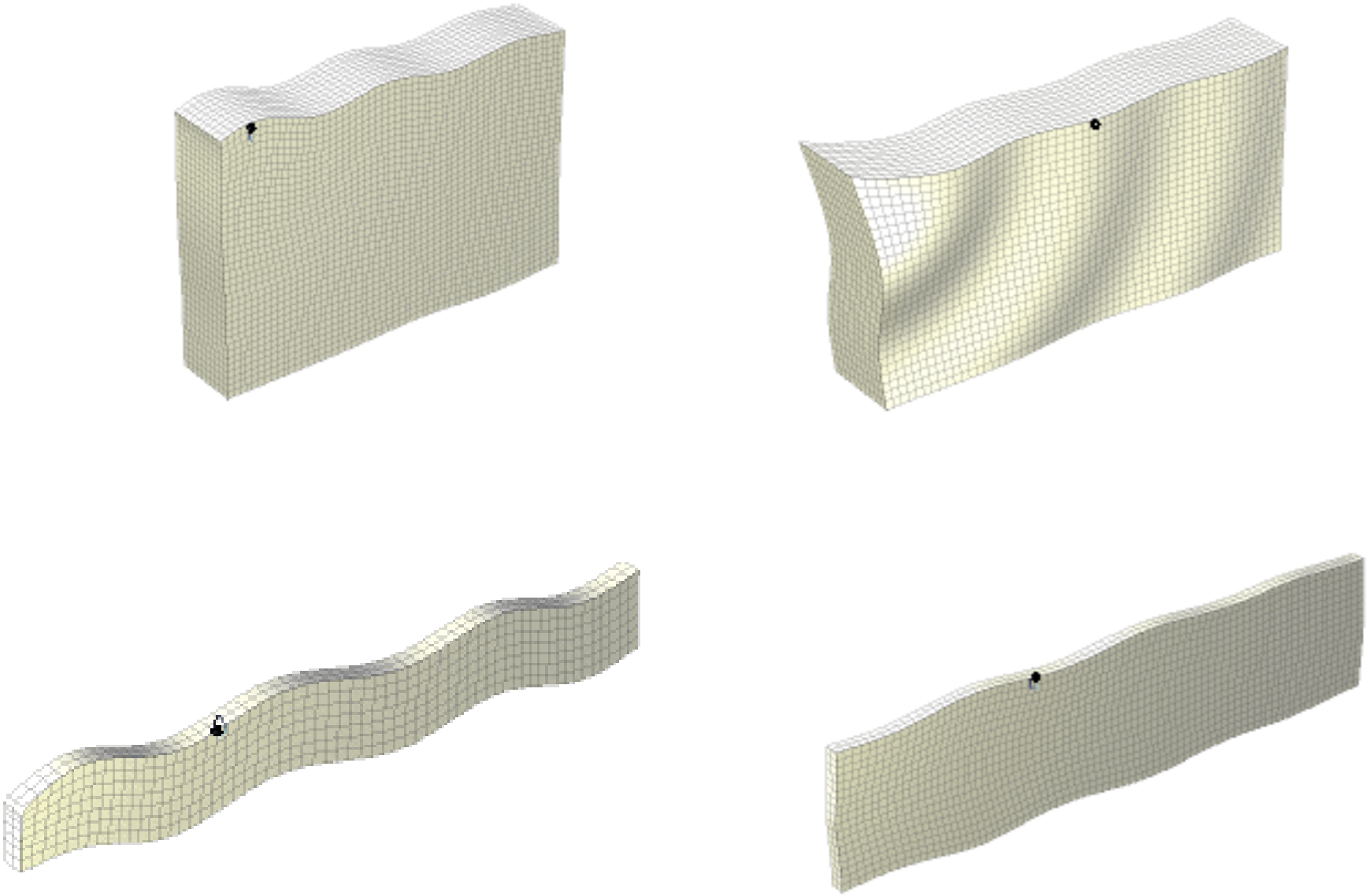
Sensory akustyczne - co podlega detekcji?











Fale akustyczne mogą w czujnikach pełnić rolę pośredniczącą

Czujnik akustyczny jest to dowolny układ, który transformuje wejściową wielkość fizyczną na wielkość wyjściową za pośrednictwem fal akustycznych

wielkość badana (trudna do zmierzenia) → **układ akustyczny** → wielkość wyjściowa (łatwiejsza) do zmierzenia

Przykłady:

- moment obrotowy wału → odstęp czasowy pomiędzy impulsami napięcia
- naprężenie → napięcie
- stężenie wodoru w powietrzu → częstotliwość drgań układu
- czystość rozpuszczalnika → różnica częstotliwości drgań układu
- zapach nowego samochodu → zbiór napięć i częstotliwości

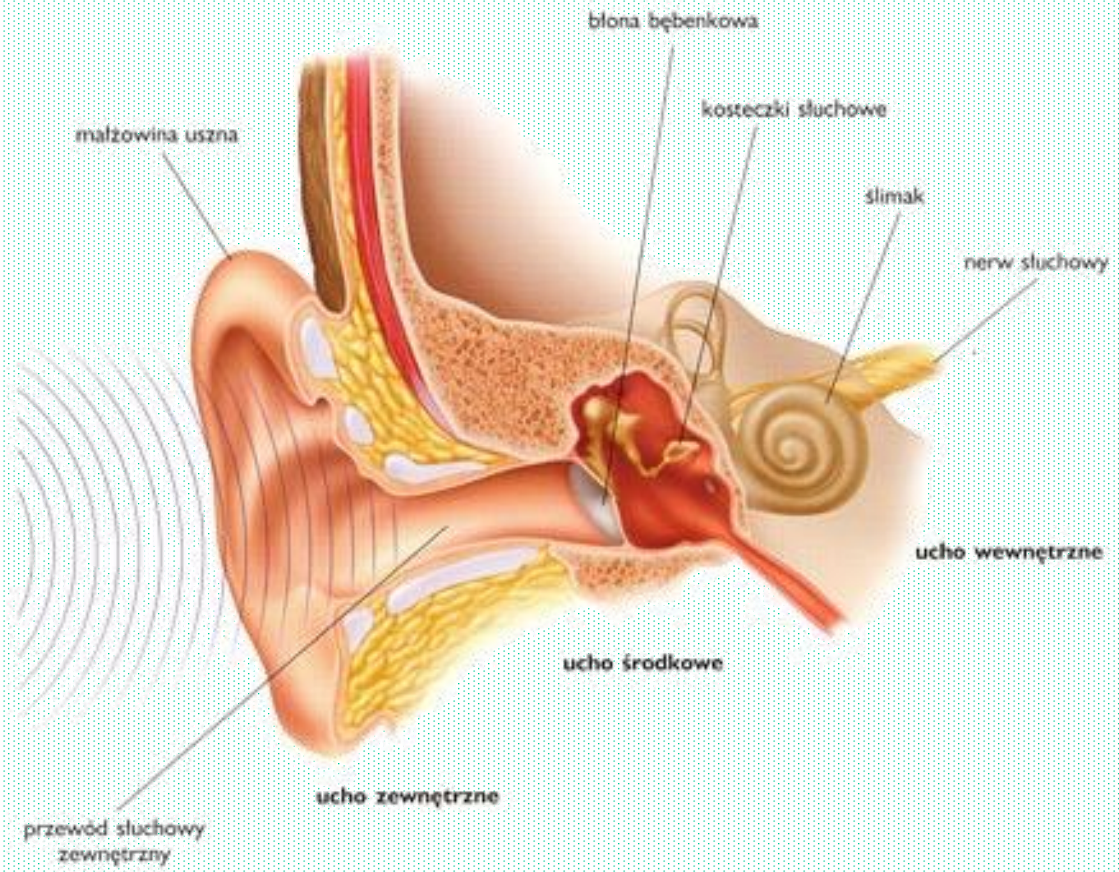
minimalne długości fal		częstotliwość Debye'a	metody generacji i detekcji
gazy	$3{,}4\ 10^{-10}$ m	hiperdźwięki	przetworniki piezoelektryczne, elektrostrykcyjne
ciecze	$1{,}5\ 10^{-9}$ m		
ciała stałe	$5\ 10^{-9}$ m		
		1GHz	
gazy	$3{,}4\ 10^{-7}$ m	ultradźwięki	głośniki, piszczałki, lasery, przetworniki termiczne piezoelektryczne, elektrostrykcyjne mikrofony
ciecze	$1{,}5\ 10^{-6}$ m		
ciała stałe	$5\ 10^{-6}$ m		
		16 kHz	
gazy	$2\ 10^{-2}$ m	dźwięki	głośniki, układy mechaniczne mikrofony
ciecze	0,1 m		
ciała stałe	0,3 m		
		16 Hz	
gazy	20 m	infradźwięki	detonacje układy mechaniczne sejsmometry
ciecze	100 m		
ciała stałe	300 m		
		0 Hz	

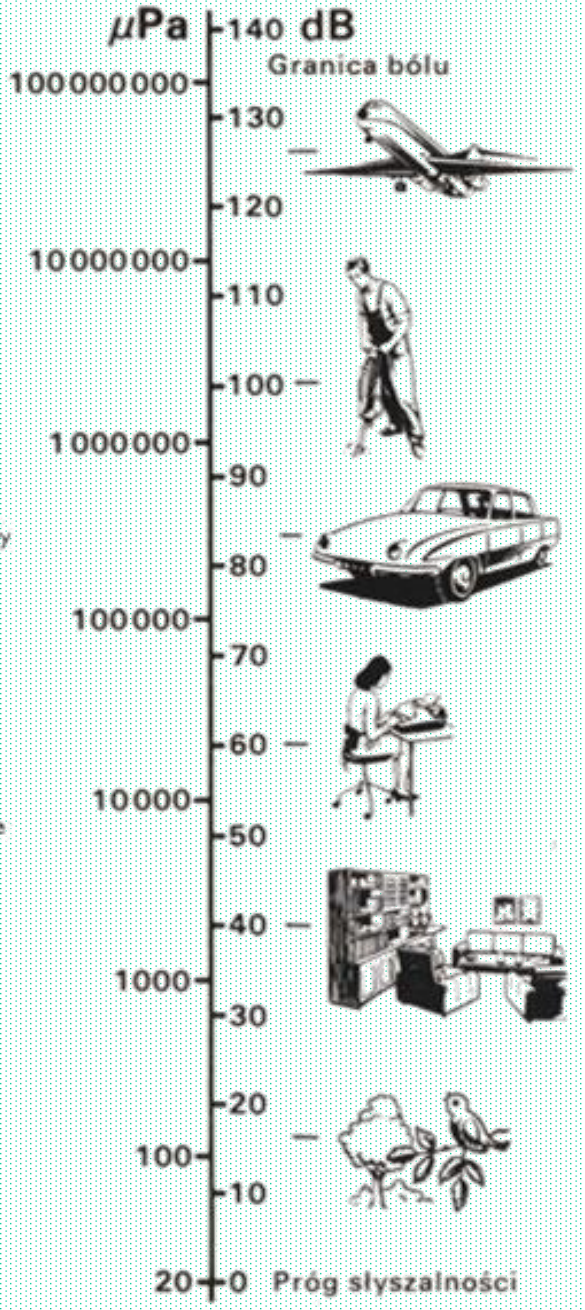
$$f_{\max} = v\sqrt[3]{\frac{3N}{4\pi V}}$$

N/V – liczba atomów na jednostkę objętości

Widmo dźwięku

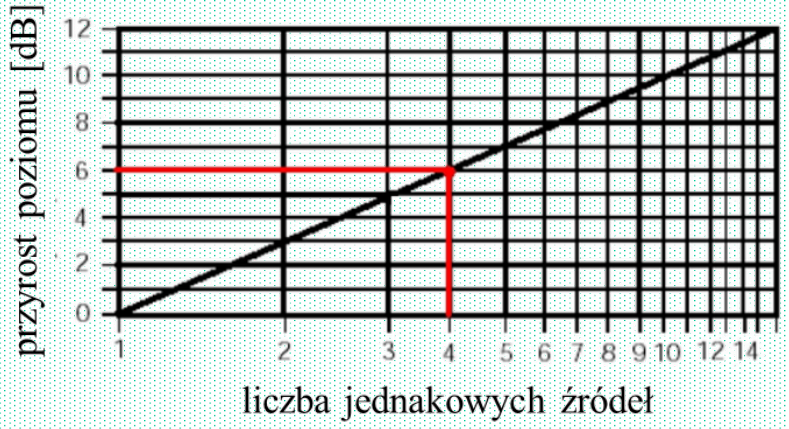
$$L = 10 \log \frac{p^2}{p_0^2} \ [\mathrm{dB}]$$





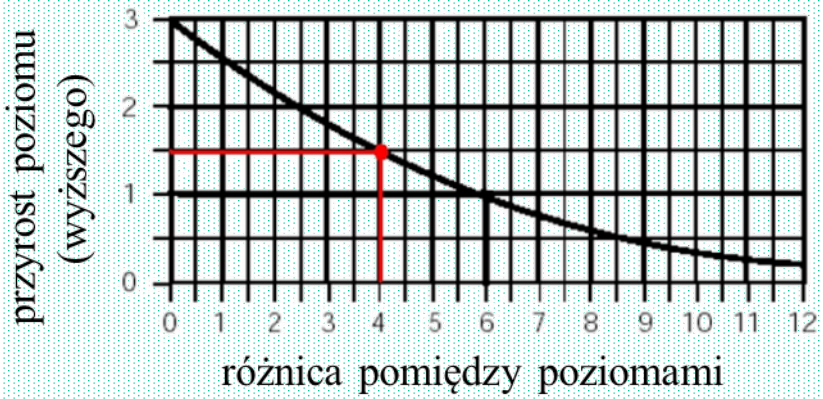
Sumowanie poziomów dźwięku

1. W pomieszczeniu umieszczone są 4 źródła dźwięku, z których każda emituje dźwięk na poziomie 30 dB. Jaki jest poziom dźwięku w tym pomieszczeniu?



SL = 30 + 6 = 36 dB

2. W pomieszczeniu umieszczone są 2 źródła, z których jedno emituje dźwiękna poziomie 31 dB, a drugie 35 dB. Jaki jest poziom dźwięku w tym pomieszczeniu?



SL = 35 + 1,5 = 36,5 dB

Wyniki podobne!

Cztery źródła po 30 dB

$$L = 10\log\frac{p^2}{p_0^2} = 30\,\mathrm{dB}$$

$$\downarrow$$

Stosunek kwadratów ciśnień dla jednego z nich $\frac{p^2}{p_0^2} = 10^3$

Dla czterech $4\cdot\frac{p^2}{p_0^2} = 4\cdot 10^3$ $\quad L = 10\log 4\cdot 10^3 = 36,02...\mathrm{dB} \approx 36\ \mathrm{dB}$

czynne bierne

sensory akustyczne

gazowe cieczowe na ciele stałym mieszane

generatywne parametryczne

W języku polskim wymiennie używa się dwóch określeń: czujnik i sensor.

Termin *czujnik* jest rzeczownikiem utworzonym od czasownika *czuć*, który zwykle znaczy tyle co *odbierać wrażenia za pomocą zmysłów biologicznych*

Łacińskie słowo *sensus* uległo spolszczeniu do rzeczownika *sensor* i ma szersze znaczenie; oprócz *czucia* oznacza również *wrażenie*, *zmysł*, a także *świadomość*.

Sensor (czujnik) pierwotnie rozumiany był jako techniczny analog zmysłu biologicznego. Obecnie jednak termin ten rozumiany jest szerzej, ponieważ skonstruowano cały szereg sensorów, które nie mają swych biologicznych odpowiedników.

Sensorem (czujnikiem) nazywany jest układ fizyczny, który przekształca (przetwarza, transformuje) określony parametr fizyczny, chemiczny bądź biochemiczny otoczenia do postaci sygnału niosącego możliwe do odczytania informacje o tym parametrze.

Sygnał wejściowy sensora nazywany jest wymuszeniem, zaś wyjściowy odpowiedzią

Sensor nie powinien oddziaływać z otoczeniem w sposób zmieniający przebieg zachodzących w nim procesów

Wyłącznym zadaniem sensora jest przekształcanie określonych parametrów tych procesów na technicznie użyteczną informację

W tym sensie można powiedzieć, że sensor jest układem fizycznym generującym technicznie użyteczne informacje o otoczeniu

Chociaż nie można całkowicie wyeliminować wpływu czujnika na otoczenie to jednak w praktyce rzadko bywa on znaczący

Przykłady sensorów

parametr otoczenia	sensor	informacja
kwasowość/zasadowość	papierek lakmusowy	zmiana barwy papierka
temperatura	słupek rtęci w kapilarze	wysokość słupka rtęci
natężenie światła	fotorezystor	rezystancja
natężenie prądu elektrycznego	ustrój magnetoelektryczny	wychylenie ustroju
obecność określonego obiektu w przestrzeni powietrznej	RADAR	impuls echa w odbiorniku

Sensor akustyczny - układ fizyczny, który przekształca określony parametr fizyczny otoczenia do postaci sygnału niosącego możliwe do odczytania informacje o tym parametrze przy wykorzystaniu fal akustycznych.

Sensory akustyczne można podzielić na trzy rodzaje:

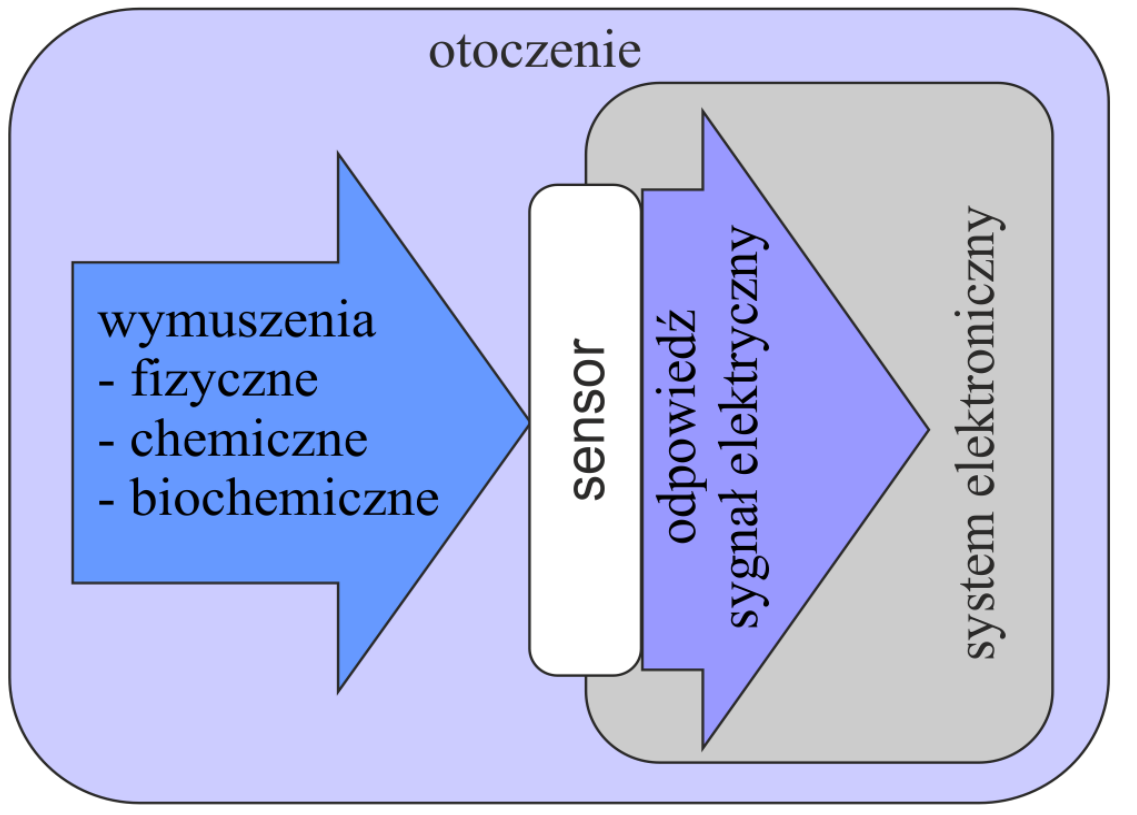
- układy przetwarzające sygnały akustyczne
- układy przetwarzające dowolne sygnały przy użyciu fal akustycznych
- układy sondujące przestrzeń przy użyciu fal akustycznych

Informacje uzyskiwane na wyjściu sensora akustycznego mogą mieć postać prostą (np. zmiana napięcia) lub bardzo złożoną i wymagającą dalszego przetwarzania (np. echo akustyczne obiektu).

Przykłady sensorów akustycznych i ich nazwy

parametr wejściowy	sensor	parametr wyjściowy
obecność fali sejsmicznej	mechaniczny	ślad na taśmie papierowej
natężenie i częstotliwość dźwięku	mikrofon dynamiczny	natężenie i częstotliwość prądu elektrycznego
przyspieszenie	rezonator z akustyczną falą powierzchniową	zmiana częstotliwości rezonansowej
wilgotność względna otoczenia	mikrowaga kwarcowa	zmiana częstotliwości rezonansowej
obecność obiektu	echolokator akustyczny	sygnał echa
parametry obiektu podwodnego	SONAR	kąt namiaru, odległość, prędkość, sygnatura

Ogólny schemat sensora



Do konstrukcji sensorów akustycznych często wykorzystuje się zjawiska sprzężone.

Ich naturę ujmuje zasada wzajemności:
Jeżeli istnieje pewne zjawisko fizyczne, zwane zjawiskiem prostym, to musi też istnieć zjawisko do niego odwrotne.
Zjawiska takie nazywa się zjawiskami sprzężonymi.

Charakterystyczną ich cechą jest różna natura fizyczna i nieodróżnialność przyczyny od skutku.

Jeśli np. różnica temperatur dwóch powierzchni jakiegoś ciała powoduje jego magnesowanie to musi też zachodzić zjawisko odwrotne tj. magnesowanie generuje powstawanie różnicy temperatur.

Zjawiska sprzężone

<table>
<tr><td></td><td colspan="4">wymuszenie</td></tr>
<tr><td>odpowiedź</td><td>siła</td><td>ciepło</td><td>statyczne
pole elektryczne</td><td>statyczne
pole magnetyczne</td></tr>
<tr><td rowspan="2">zmiana rozmiaru
lub kształtu</td><td rowspan="2">sprężystość</td><td rowspan="2">rozszerzalność cieplna</td><td>piezoelektryczność
odwrotna</td><td>piezomagnetyzm
odwrotny</td></tr>
<tr><td>elektrostrykcja</td><td>magnetostrykcja</td></tr>
<tr><td>zmiana
temperatury</td><td>piezokaloryczność</td><td>pojemność cieplna</td><td>elektrokaloryczność</td><td>magnetokaloryczność</td></tr>
<tr><td>zmiana polaryzacji
elektrycznej</td><td>piezoelektryczność
prosta</td><td>piroelektryczność</td><td>podatność elektryczna</td><td>brak sprzężenia</td></tr>
<tr><td rowspan="2">zmiana
namagnesowania</td><td>piezomagnetyzm
prosty</td><td rowspan="2">piromagnetyzm</td><td rowspan="2">brak sprzężenia</td><td rowspan="2">podatność magnetyczna</td></tr>
<tr><td>magnetosprężystość</td></tr>
</table>

Podstawowe cechy i parametry sensorów akustycznych

Sensory:

odwracalne (wykorzystują zjawiska sprzężone)

nieodwracalne (nie mogą być aktywatorami)

Sensory:

generatywne (generują energię – nie wymagają zasilania)

parametryczne (reagują poprzez zmianę jakiegoś parametru - konieczne zasilanie)

Sensory:

bezpośrednie (zamieniają energię dźwięku na elektryczną)

pośrednie (zamieniają jedną formę energii na inną za pośrednictwem zjawisk dźwiękowych)

Podział sensorów akustycznych

zakres częstotliwości pracy

- infradźwiękowe poniżej 20 Hz
- dźwiękowe od 20 Hz do 20 kHz
- ultradźwiękowe od 20 kHz do 1 GHz
- hiperdźwiękowe powyżej 1 GHz

pasmo pracy

- wąskopasmowe
- szerokopasmowe

kształt charakterystyki przetwarzania

- liniowe
- nieliniowe

ośrodek propagacji

- gazowe
- cieczowe
- na ciele stałym

rodzaj wykorzystywanej fali akustycznej

- z akustyczną falą objętościową
  - poprzeczną
  - podłużną
  - bieżącą
  - stojącą
- z akustyczną falą w płytach i prętach
  - Lamba
  - torsyjną
  - bieżącą
  - stojącą
- z akustyczną falą powierzchniową
  - poprzeczną
  - podłużną
  - Rayleigha
  - Love'a
  - Stonleya i in.
- z transformacją modów
  - objętościowe → powierzchniowe
  - objętościowych
  - powierzchniowych

wykorzystywane zjawiska fizyczne

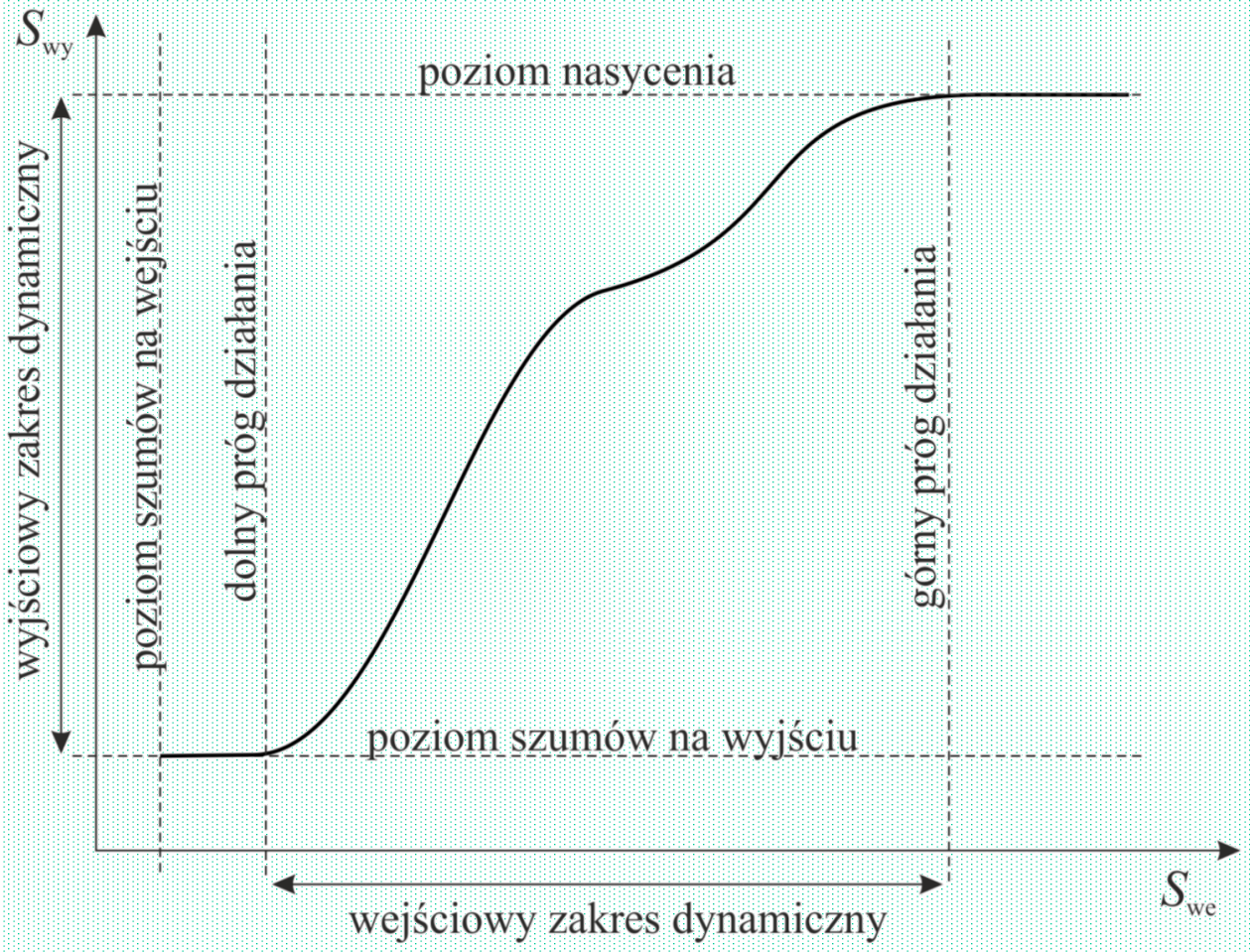
- mechaniczne
- magnetoelektryczne
- elektromagnetyczne
- elektrostatyczne
- elektrodynamiczne
- termoakustyczne
- piezorezystancyjne
- piezoelektryczne
- piezomagnetyczne
- akustooptyczne

sposób i zasada działania

- parametryczne
- generatywne
- odwracalne
- nieodwracalne
- proste
- złożone
- kierunkowe
- izotropowe

Dla każdego czujnika można podać kilkadziesiąt parametrów technicznych, z których zazwyczaj kilkanaście decyduje o jego jakości i przydatności do konkretnych zastosowań.

Transmitancja sensora



Górny próg działania zdeterminowany jest przez wartość poziomu nasycenia sensora.

Jest ona zależna od szczegółów jego konstrukcji, a w niektórych przypadkach wytrzymałością mechaniczną lub elektryczną materiałów, z których jest on wykonany.

Dolny próg działania nie musi być tożsamy z poziomem szumów na wejściu czujnika.
W niektórych przypadkach może on leżeć nawet poniżej tego poziomu.

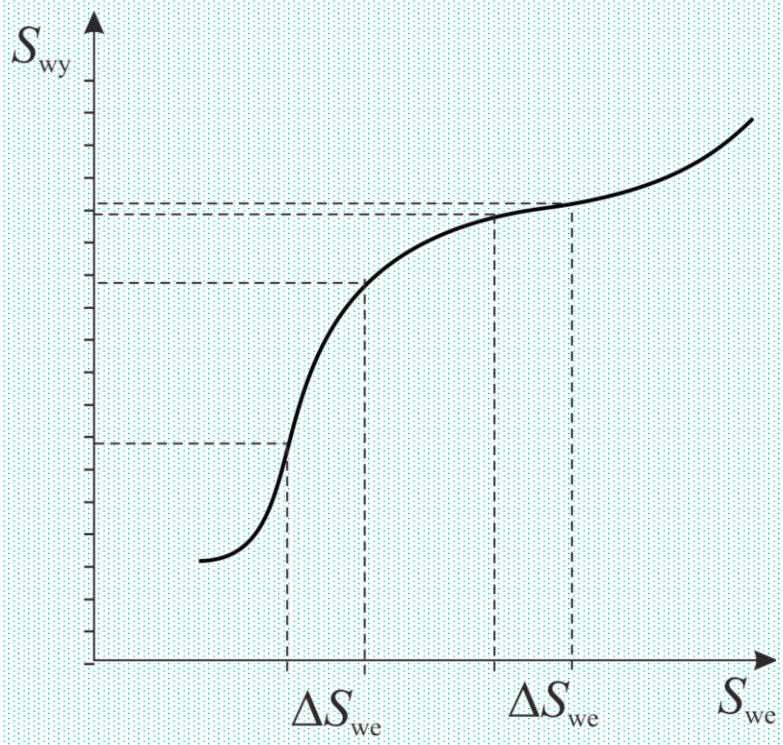
Szumem wyjściowym nazywa się wszelkie niepożądane fluktuacje sygnału wyjściowego maskujące sygnał mierzony.

Podłożem fluktuacji są zjawiska związane z generacją i rekombinacją nośników prądu w czujniku, ich ziarnistą strukturą oraz efektami termicznymi.

Źródłem szumu może być sam czujnik (szumy wewnętrzne) oraz jego otoczenie (szumy zewnętrzne), które działa zarówno od strony wyjścia czujnika jak i od strony jego wejścia (szum wejściowy).

Każdy rodzaj szumu wpływa na rozdzielczość sensora.

Rozdzielczość sensora



Rozdzielczość określa jak małe różnice w sygnale wejściowym dają zauważalne zmiany w sygnale wyjściowym.

Rozdzielczość można obliczyć dzieląc średniokwadratową wartość szumu na wyjściu czujnika przez jego czułość.

Liniowość czujnika
odchyłka charakterystyki przetwarzania od charakterystyki liniowej.

Odchyłkę można podawać punkt po punkcie lub też uśrednić, obliczając średnią odchyłkę charakterystyki od prostej wyznaczonej w ten sposób aby średnia ta była minimalna.

Charakterystyki czujników są na ogół nieliniowe, co zwykle utrudnia proces kalibracji.

Kalibracja jest czynnością, podczas której wartościom sygnału wejściowego przypisuje się wartości sygnału wyjściowego.

Dla czujników liniowych wystarczyłoby proces ten przeprowadzić w dwóch punktach. W praktyce wybiera się ich kilka, przy czym powinny być one dostatecznie od siebie odległe.

Charakterystyka nieliniowa wymaga znacznie większej liczby punktów kalibracyjnych. Zmniejszenie ich liczby można osiągnąć poprzez aproksymację charakterystyki linią łamaną, określoną funkcją lub funkcjami sklejanymi.

Można też wykorzystywać charakterystykę przetwarzania w ograniczonym zakresie, np. takim, dla którego ma ona przebieg liniowy oraz wystarczający zakres dynamiczny i dokładność w danym zastosowaniu.

Istotnym parametrem jest dokładność kalibracji określana jako odchyłka przyjmowanej (skalibrowanej) wartości parametru mierzonego od wartości rzeczywistej tego parametru.

W praktyce można ją zmierzyć tylko za pomocą wzorca, a więc z zadaną i skończoną dokładnością.

Zakres zmian, dla których czujnik został skalibrowany nazywa się zakresem pomiarowym tego czujnika.

Charakterystyka przetwarzania determinuje jego czułość, która jest pierwszą pochodną tej charakterystyki:

$$S = \frac{dS_{wy}}{dS_{we}}$$

Czułość jest opisywana funkcją.
W szczególnym przypadku (liniowość) jest ona wyrażana tylko jedną liczbą równą:

$$S_L = \frac{\Delta S_{wy}}{\Delta S_{we}}$$

Czułość może osiągać wartości z przedziału

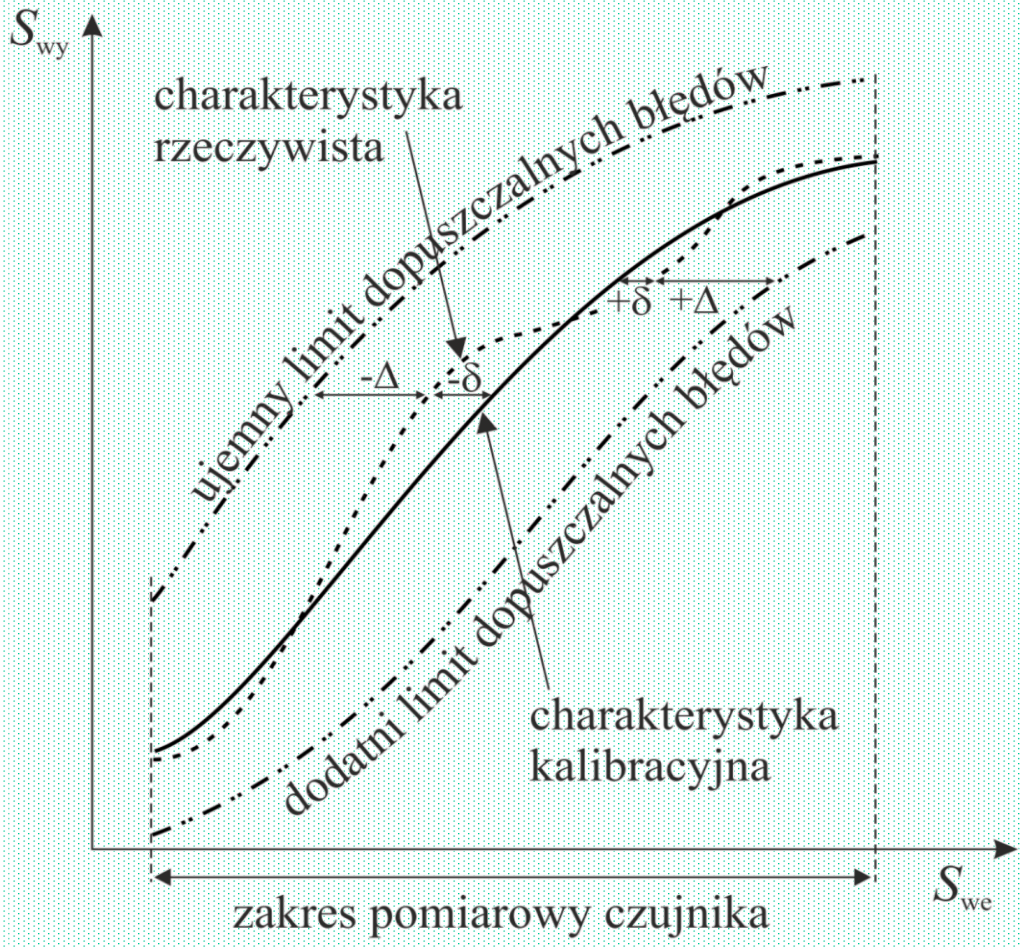
$$\langle 0;\infty)$$

zero odpowiada odcinkom poziomym zaś nieskończoność odcinkom pionowym charakterystyki.

W tych obydwu skrajnych przypadkach czujnik pracuje w sposób niejednoznaczny. W pierwszym z nich zmianom na wejściu nie towarzyszą żadne zmiany na wyjściu, zaś w drugim otrzymuje się dowolne wartości na wyjściu czujnika bez żadnych zmian na jego wejściu.

Charakterystyka przetwarzania zmienia się zarówno w trakcie pomiaru jak i pomiędzy kolejnymi pomiarami.

dryft czasowy



W przypadku liniowości błąd czujnika można podać za pomocą tylko jednej liczby.

Limity dopuszczalnych błędów pozwalają określić żywotność sensora jako czas, w którym jego charakterystyka mieści się w dopuszczalnym zakresie.

Starzenie się sensorów może być powodowane przez czynniki:

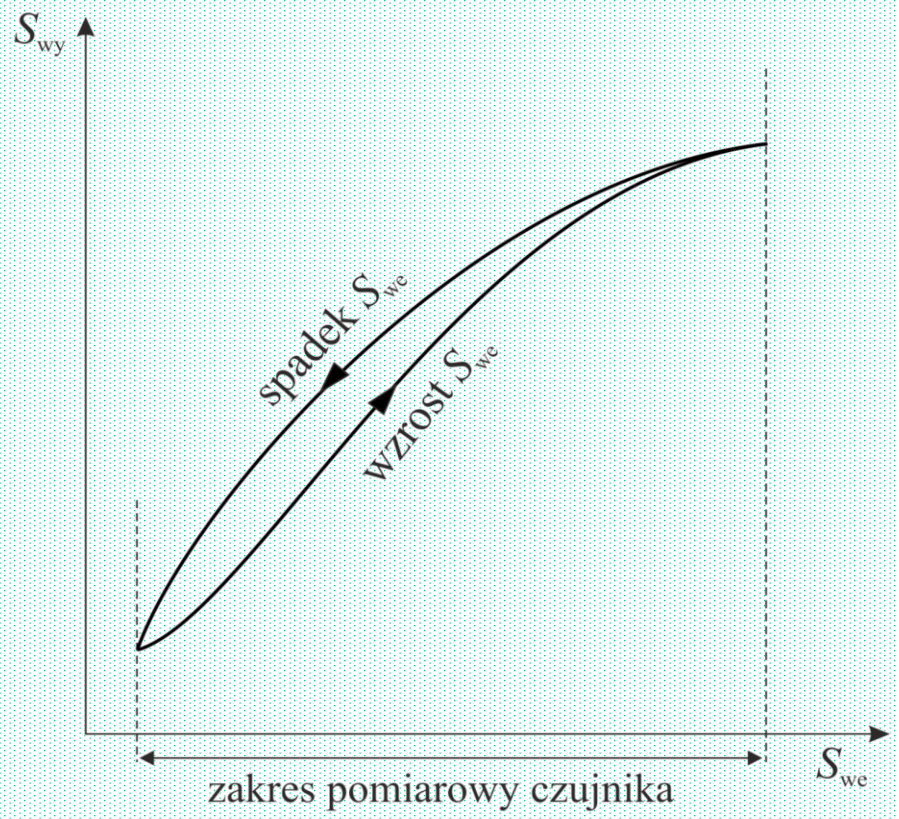
- wewnętrzne

np. powolne reakcje chemiczne, kumulacja defektów (zmęczenie)

- zewnętrzne

np. działanie światła, ciepła, bakterii, utlenianie, wibracje, wstrząsy

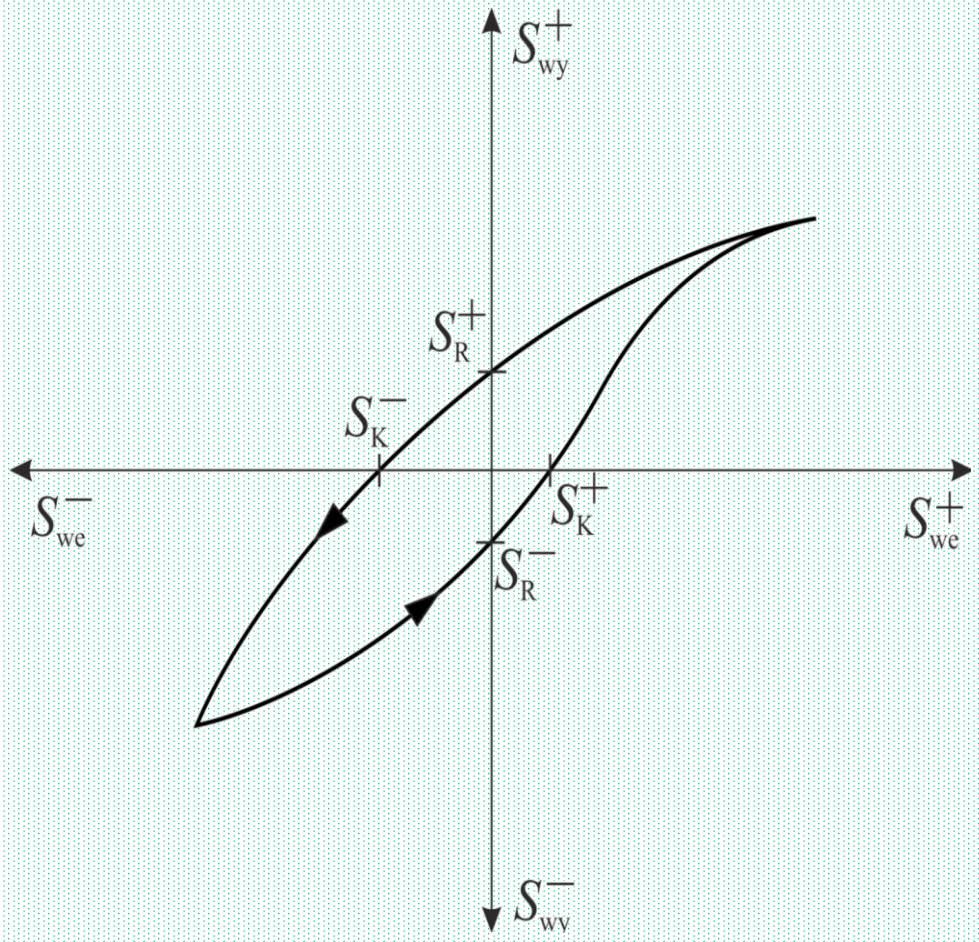
Histereza czujnika



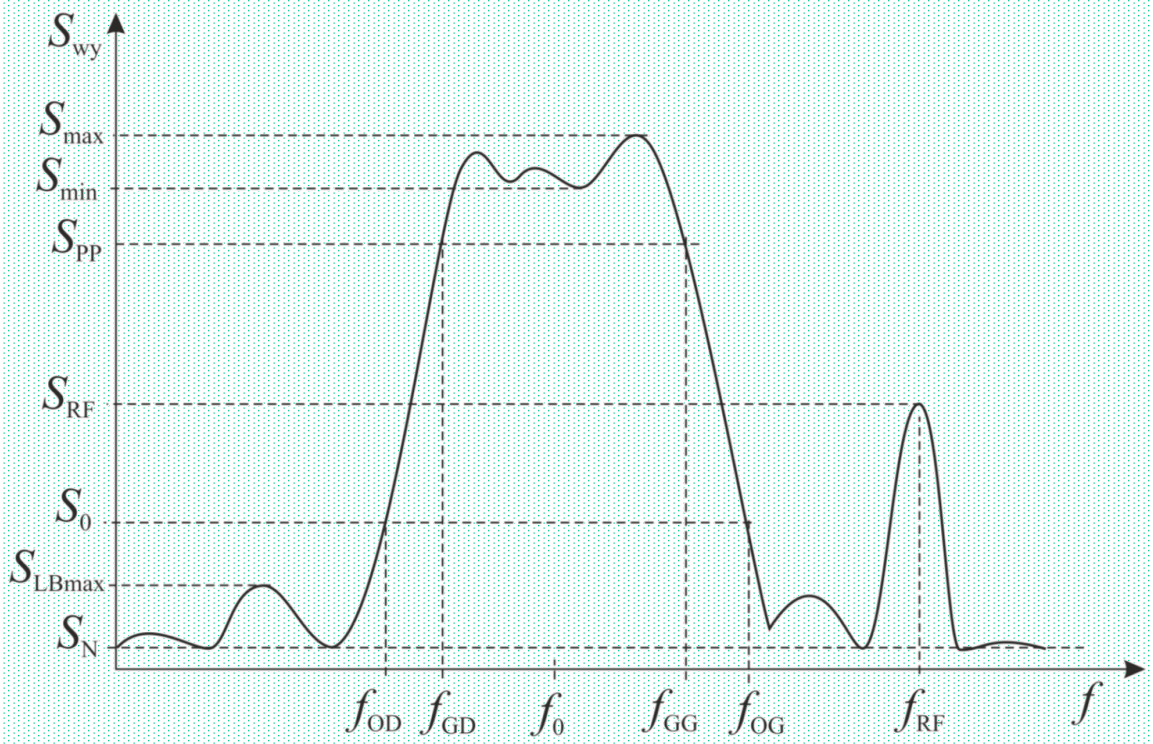
Historia zmian sygnałów na wejściu i wyjściu czujnika

Parametry histerezy:

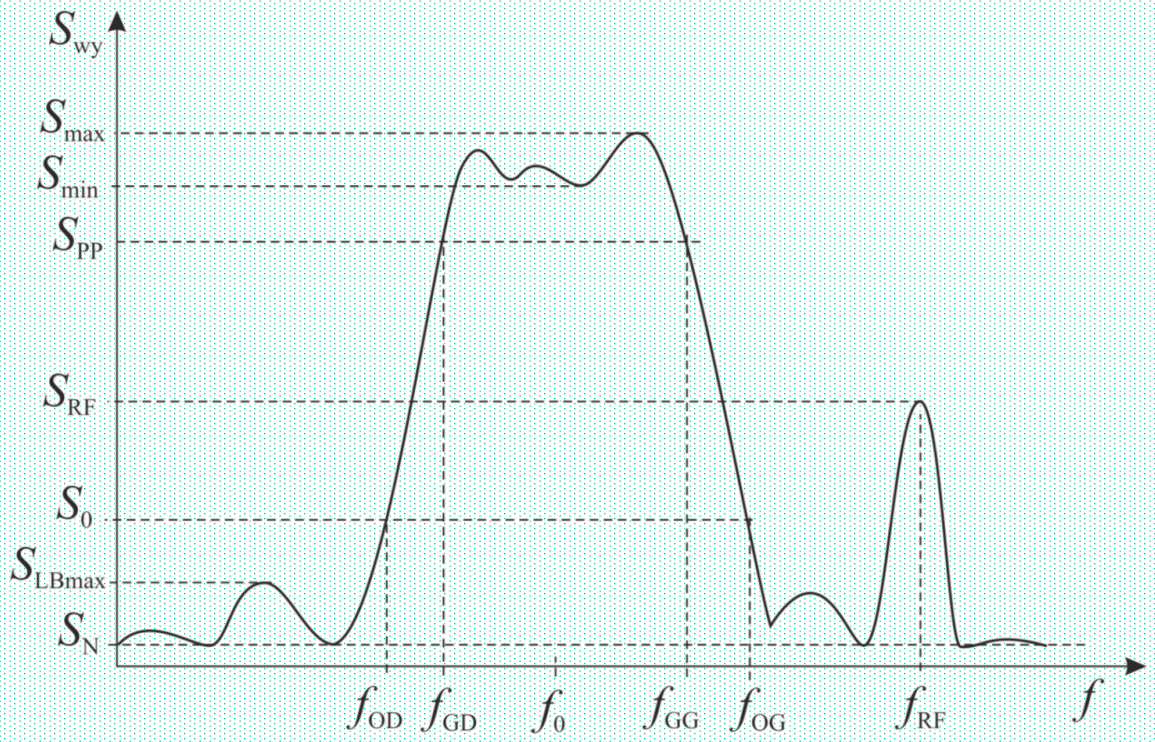
- kształt
- pole powierzchni
- liniowość
- poziom nasycenia
- remanencja
- koercja



Charakterystyka przenoszenia (częstotliwościowa)



S_N – poziom szumu, S_{LBmax} – poziom najwyższego listka bocznego charakterystyki, S_0 – minimalny ustalony poziom sygnału wyjściowego, S_{RF} – poziom rezonansu fałszywego, S_{PP} – poziom wyznaczający pasmo pracy czujnika (ustalany zazwyczaj na wysokości odpowiadającej wartości skutecznej sygnału), S_{min} – minimalna wartość zafalowań grzbietu charakterystyki, S_{max} – maksymalny poziom sygnału. Niektórym z tych poziomów odpowiadają charakterystyczne częstotliwości: f_{OD} – dolna częstotliwość odcięcia, f_{GD} – dolna częstotliwość graniczna, f_{GG} – górna częstotliwość graniczna, f_{OG} – górna częstotliwość odcięcia, f_{RF} – częstotliwość rezonansu fałszywego. f_0 – częstotliwość środkowa

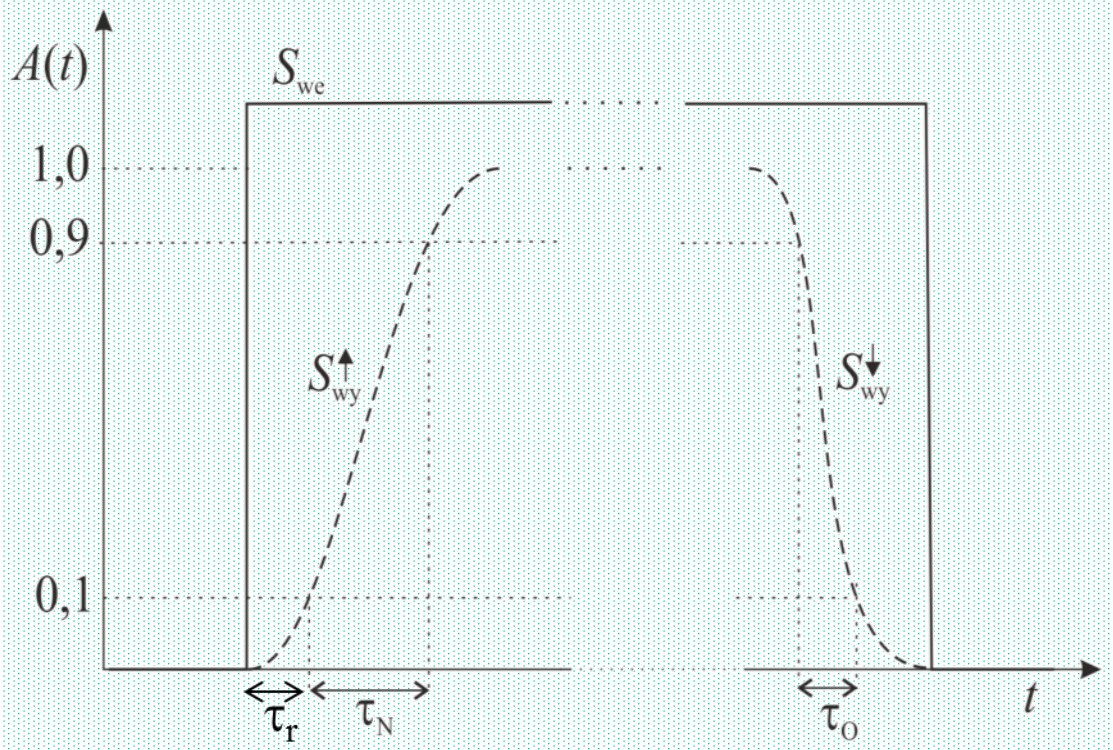


$$f_0 = \frac{f_{GG} - f_{GD}}{2} \qquad B = f_{GG} - f_{GD} \qquad SNR = S_{max} - S_N \qquad S_{m0} = S_{max} - S_0$$

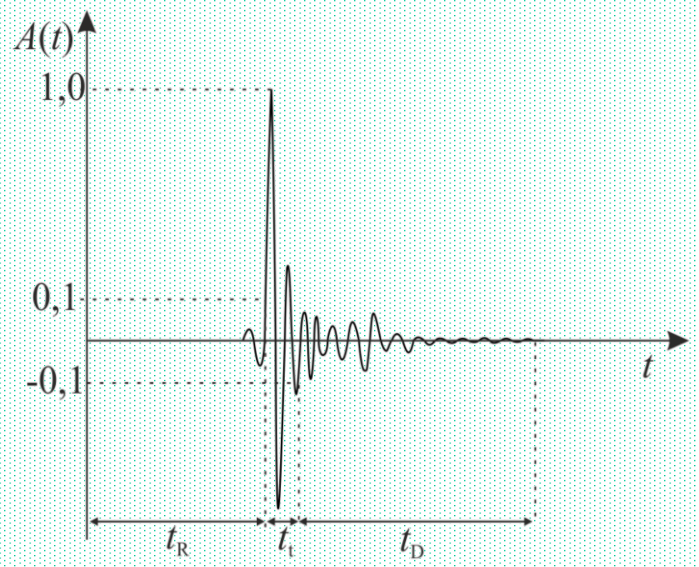
$$S_{m\text{-}RF} = S_{max} - S_{RF} \qquad \delta S = S_{max} - S_{min} \qquad p = \frac{f_{GG} - f_{GD}}{f_{OG} - f_{OD}}$$ (wsp. prostokątności)

Parametry czasowe

czas reakcji
czas wzrostu
czas spadku



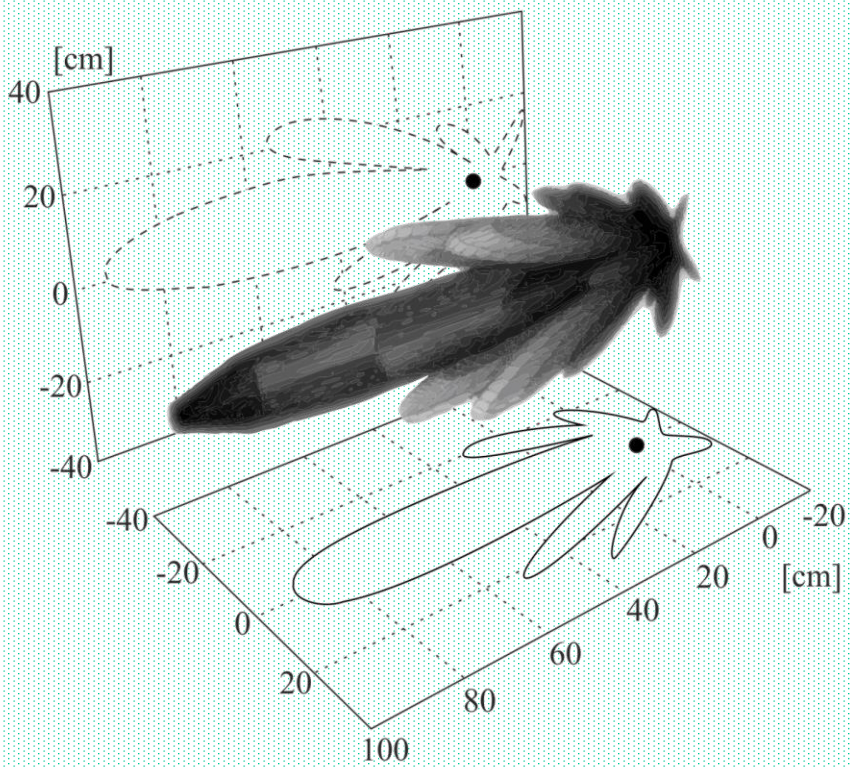
Odpowiedź na wymuszenie impulsowe

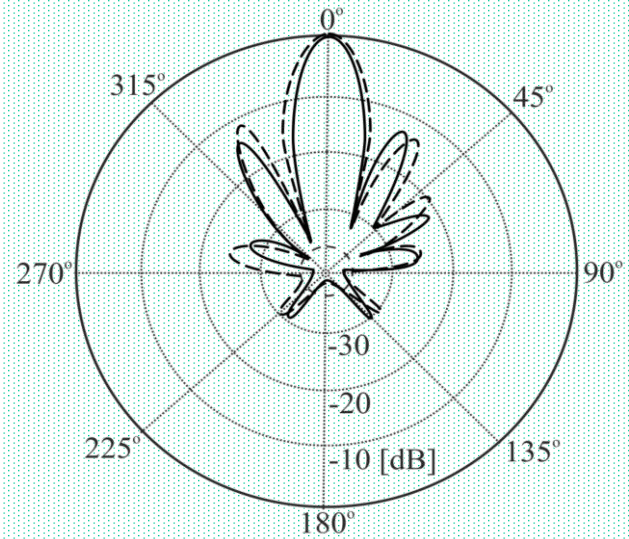


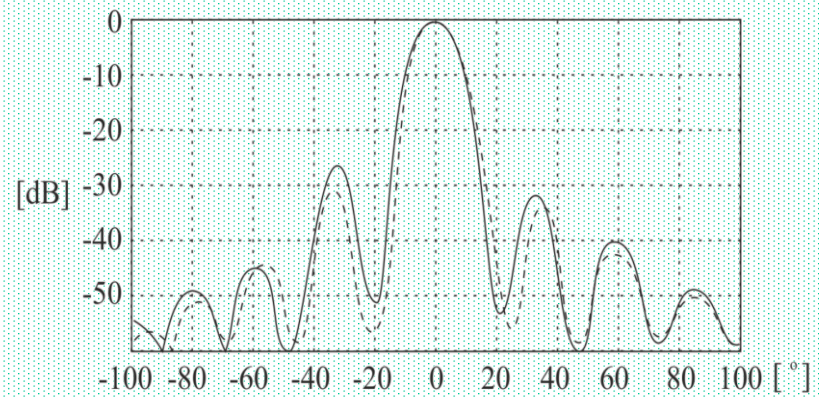
Parametry przestrzenne

kierunkowość $G = A\log\frac{S_K}{S_I}$ [dB] A=10 (moc) lub 20 (napięcie)

kształt charakterystyki

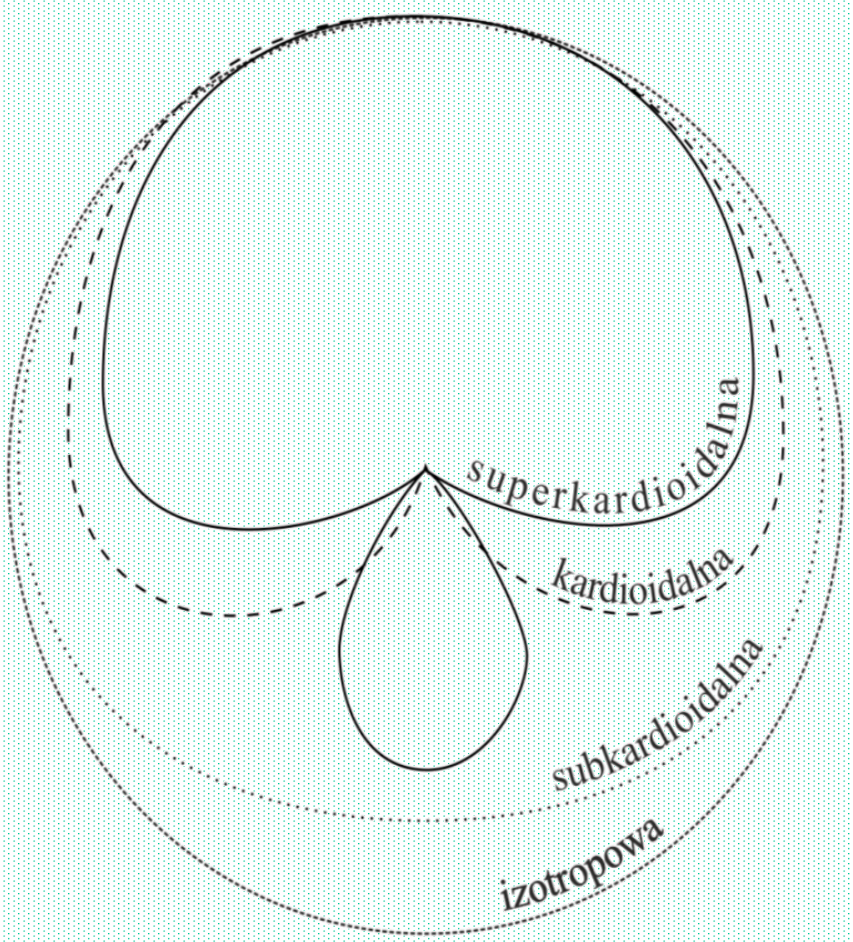


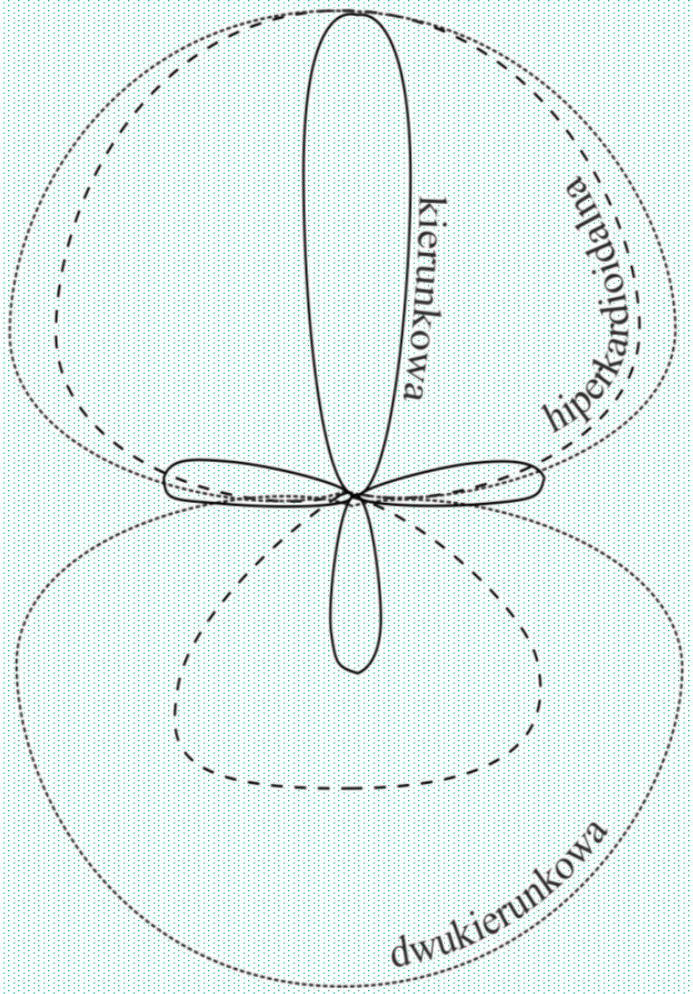




Parametry analogiczne do charakterystyki częstotliwościowej

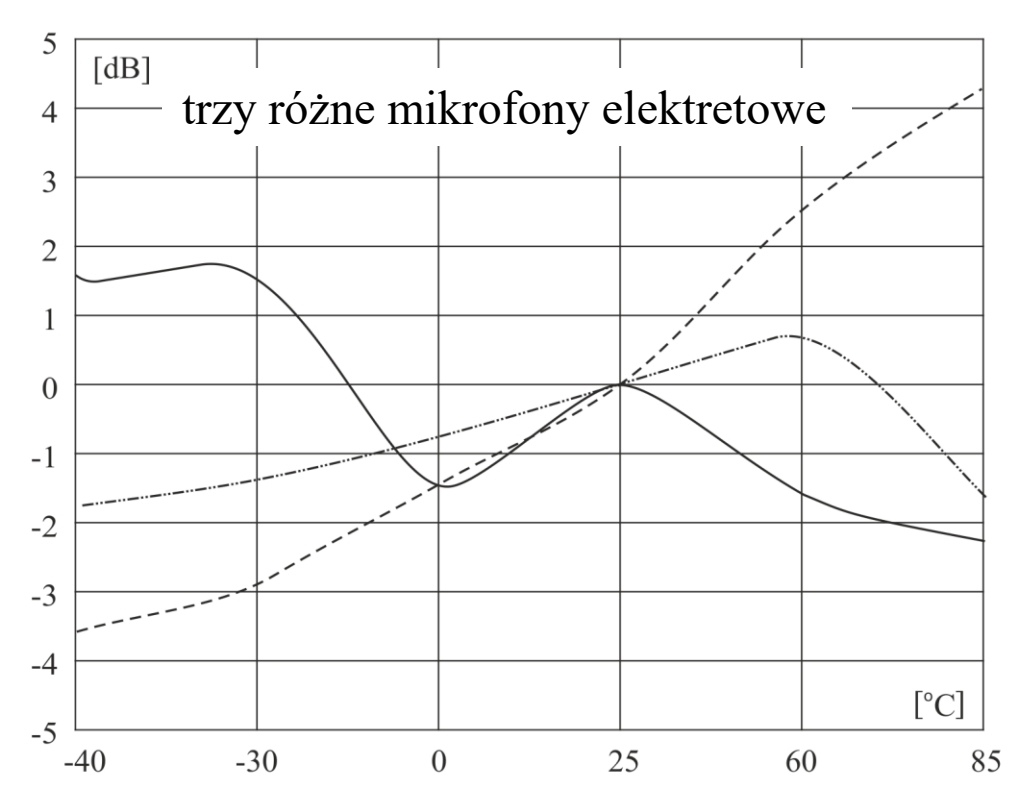
Podział kształtów charakterystyk

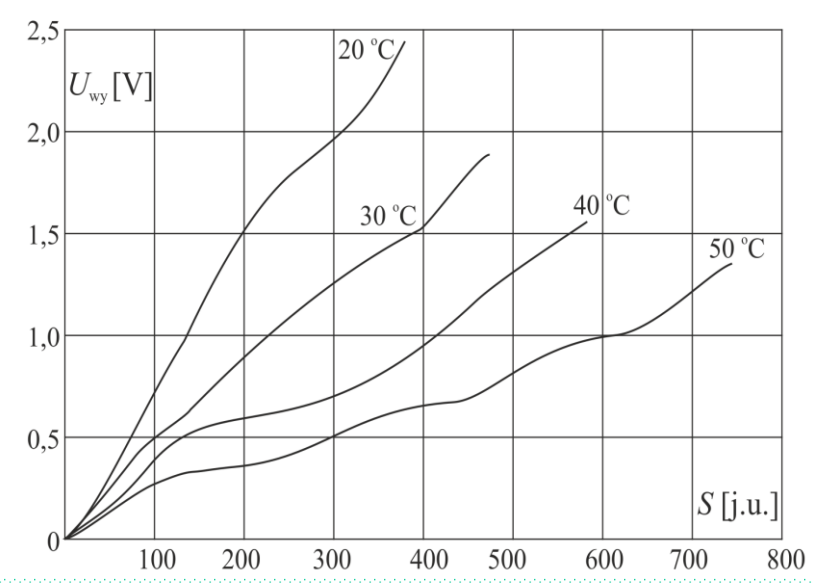




Parametry termiczne

temperatura minimalna
temperatura maksymalna
zakres temp. pracy
zakres temp. przechowywania





Parametry akustyczno - elektryczne

impedancja wyjściowa (elektryczna)

impedancja wejściowa (akustyczna)

współczynnik odbicia lub fali stojącej

maksymalne (dopuszczalne) ciśnienie/natężenie fali dźwiękowej

maksymalny prąd/napięcie na wyjściu

charakterystyki częstotliwościowe i czasowe

Inne ważne parametry

czułość poprzeczna (skrośna, krzyżowa)
określa reakcję czujnika na wymuszenia inne niż pożądane.

dokładne określenie czułości krzyżowej wymaga podania czułości dla wszystkich wymuszeń, na które czujnik reaguje, i na które może być on narażony.

selektywność
zdolność do przetwarzania tylko określonego parametru i braku reakcji na wszystkie parametry pozostałe.
Selektywność można podawać poprzez określenie udziału parametru mierzonego w stosunku do udziału parametrów pozostałych w całkowitej wartości odpowiedzi czujnika. W takim ujęciu maksymalna selektywność wynosi jeden.

wrażliwość

czułość na sygnały wejściowe o odmiennej naturze w stosunku do sygnałów właściwych dla danego sensora

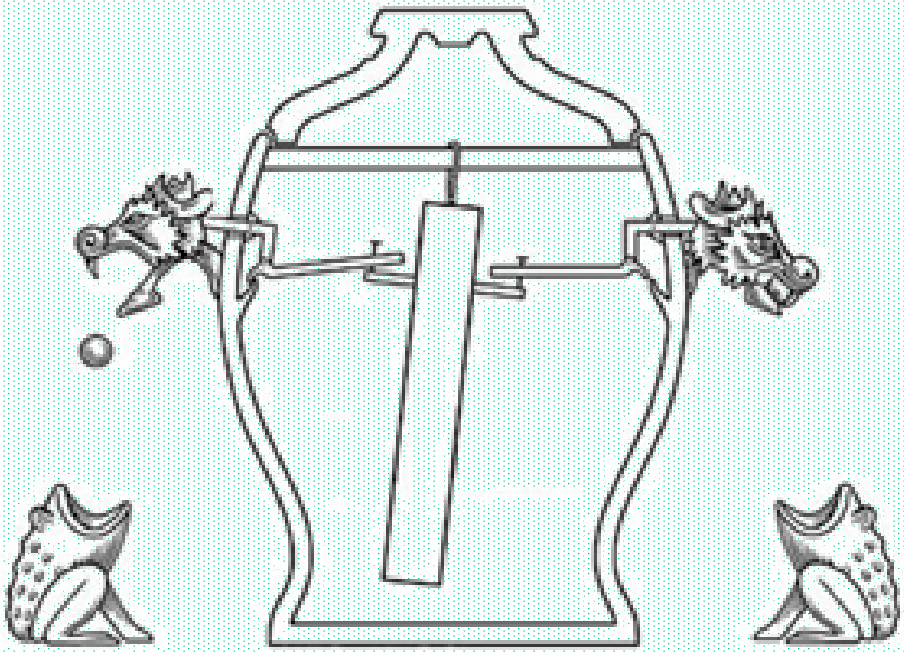
temperatura
wilgotność
ciśnienie
statyczne pola mechaniczne
wibracje i drgania
statyczne pola elektryczne
statyczne pola magnetyczne
pola elektromagnetyczne
czynniki chemiczne
czynniki radiacyjne
in.

Parametry użytkowe

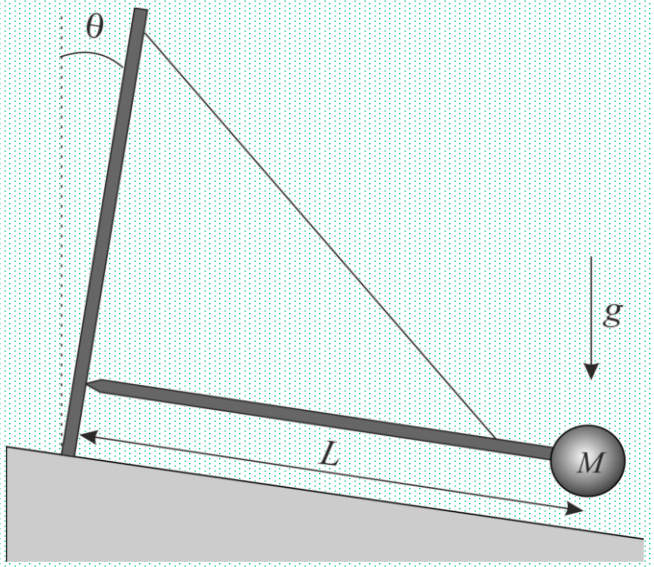
masa,
kształt,
rozmiary,
sposób mocowania,
wytrzymałość mechaniczna,
wytrzymałość elektryczna,
odporność na czynniki chemiczne i biologiczne,
napięcie i sposób zasilania,
pobór mocy,
poziom generowanych zakłóceń,
klasa ochronności,
inne.

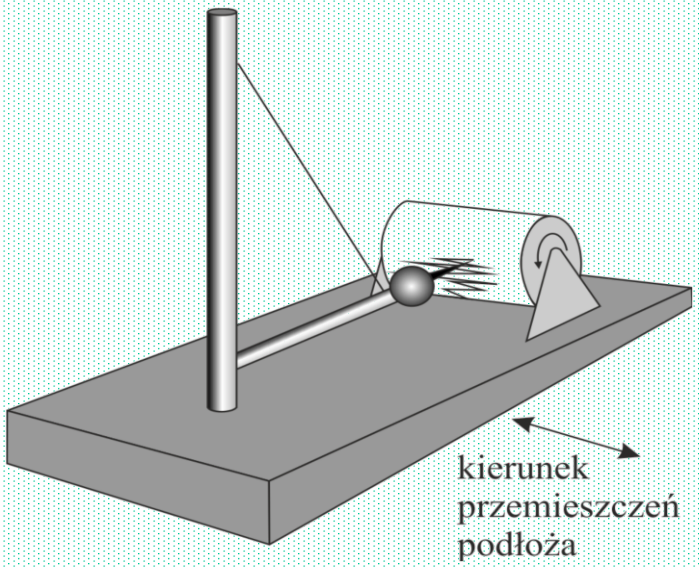
Sensory mechaniczne

Zhang Heng – chiński Leonardo daVinci (79 - 139 ne.)



Sejsmometr Lehmana

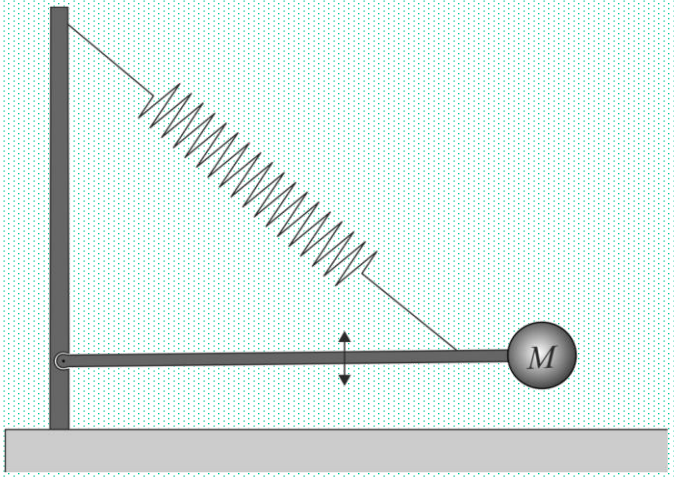


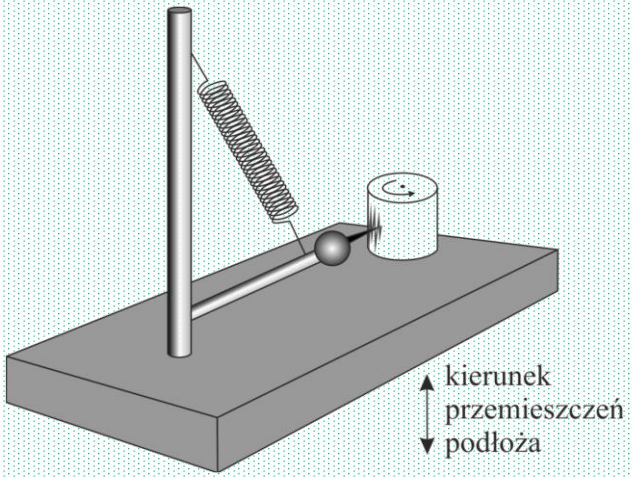


$$T = 2\pi\sqrt{\frac{L}{g\sin\theta}}$$

W praktyce: L nie przekracza 1 m, θ są rzędu dziesiątych części stopnia, M kilkadziesiąt kg, co daje T rzędu 30 s.
Detekcja przemieszczeń poprzecznych, o amplitudach nie przekraczających kilkunastu mm.
Czułość progowa amplitudy nie przekracza 0,3 mm

Sejsmometr składowej pionowej





$$-kv - d\dot{v} = M\ddot{v} + M\ddot{u}$$

$$h = \frac{d}{2M\omega_0}$$

$$\omega_0 = \sqrt{k/m} = 2\pi / T_0 = 2\pi f_0$$

k – stała sprężyny
d – wsp. Tarcia
h – stała tłumienia

Wprowadzenie do równania wsp. tłumienia pozwala wyeliminować masę

$$\ddot{v} + 2h\omega_0\dot{v} + \omega_0^2 v = -\ddot{u}$$

Dla dostatecznie niskich częstości kołowych dominować będzie człon opisujący przyspieszenia, co pozwala uprościć to równanie do postaci:

$$\ddot{v} = -\ddot{u}$$

przyspieszenia wahadła i składowej pionowej do powierzchni ziemi będą dla dostatecznie niskich częstotliwości różnić się tylko znakiem tzn. będą względem siebie przesunięte w fazie o π.

Z kolei dla częstotliwości wysokich dominować będzie $\omega_0^2 v$ zatem

$$\omega_0^2 v = -\ddot{u} \quad \Rightarrow \quad v = -\frac{1}{\omega_0^2}\ddot{u}$$

przemieszczenia sensora będą odwrotnie proporcjonalne do kwadratu jego własnej częstotliwości kołowej

Istnieje jeszcze jedna możliwość

Dla dostatecznie wysokich współczynników tłumienia w równaniu dominować będzie człon

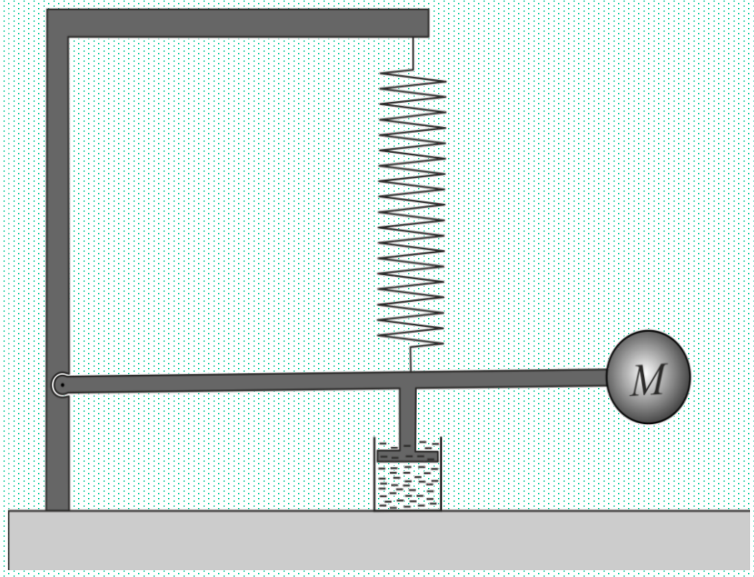
$$2h\omega_0 \frac{dv}{dt}$$

zatem

$$2h\omega_0 \dot{v} = -\ddot{u} \quad \Rightarrow \quad \dot{v} = -\frac{1}{2h\omega_0}\ddot{u}$$

prędkość przemieszczeń sensora będzie proporcjonalna do przyspieszenia składowej pionowej fali sejsmicznej

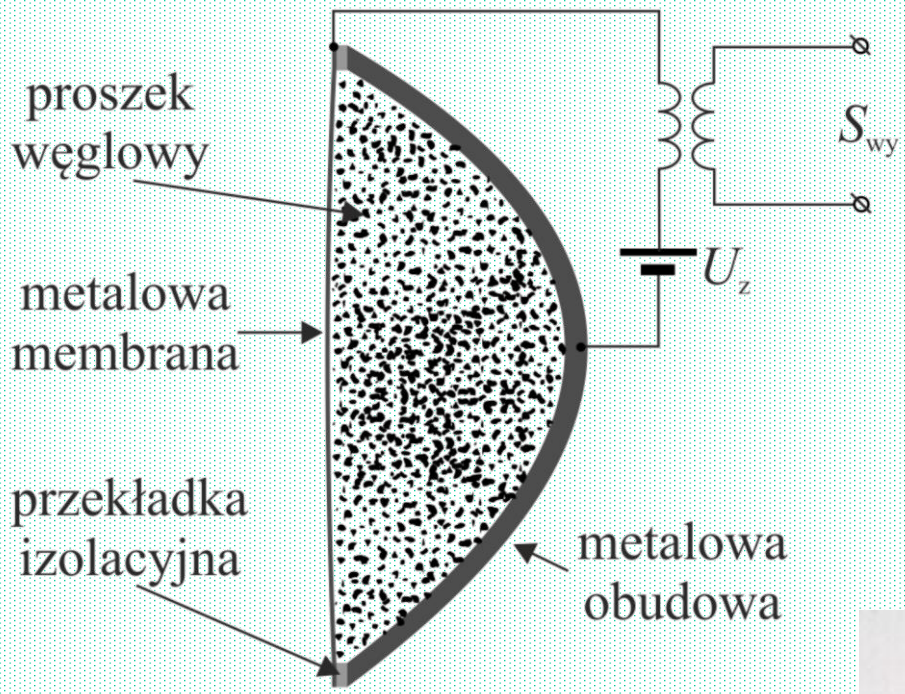
Sensory tak działające muszą więc zawierać tłumik



$$2h\omega_0\dot{v} = -\ddot{u} \;\Rightarrow\; \dot{v} = -\frac{1}{2h\omega_0}\ddot{u} \;\Rightarrow\; \dot{v} = -\frac{M}{d}\ddot{u}$$

Sensory piezorezystancyjne

Grecki termin piezo (πιεζω) lub piezein (πιεζειν) oznacza ściskanie

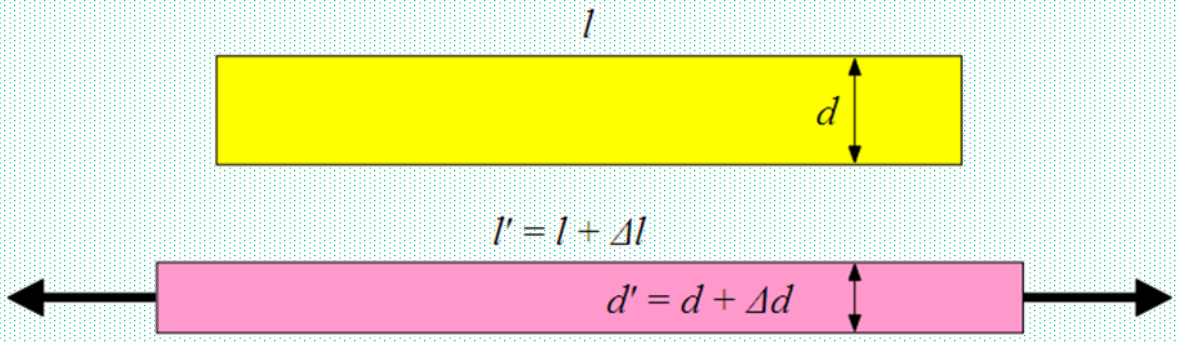

proszek
węglowy
metalowa
membrana
przekładka
izolacyjna
metalowa
obudowa
S_{wy}
U_z

1001

Rezystancja R próbki przewodnika zależy od jego rezystywności r, długości l oraz pola przekroju S:

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

Stosunek odkształcenia poprzecznego do odkształcenia podłużnego przy osiowym stanie naprężenia wyraża liczba Poissona.



$$-\frac{\Delta d}{d} = \nu \frac{\Delta L}{L} \quad \Rightarrow \nu = -\frac{\Delta d}{d}\frac{L}{\Delta L}$$

liczba ta wiąże moduł Younga z modułem Kirchhoffa $E = 2G(1+\nu)$

Zmiana rezystancji na skutek zmiany wymiaru po rozwinięciu S szereg Taylora wynosi:

$$\Delta R \approx \frac{\partial R}{\partial \rho}\Delta\rho + \frac{\partial R}{\partial l}\Delta l + \frac{\partial R}{\partial S}\Delta S + \ldots$$

ρ zmienia się na skutek zmiany odległości międzyatomowych

z tego otrzymuje się:

$$\frac{\Delta R}{R} \approx \frac{\Delta\rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta S}{S}$$

własności piezorezystancyjne własności sprężyste

Prostopadłościenna próbka metalu o długości *l*, wysokości *h* i szerokości *w* poddana rozciąganiu zmniejszy swój przekrój poprzeczny o:

$$\Delta S = (h - \Delta h)(w - \Delta w) - hw$$

Względna zmiana powierzchni wyniesie:

$$\frac{\Delta S}{S} = \left(1 - \frac{\Delta h}{h}\right)\left(1 - \frac{\Delta w}{w}\right) - 1$$

Względne zmiany wysokości i szerokości:

$$\frac{\Delta h}{h} = \frac{\Delta w}{w} = \nu \frac{\Delta l}{l} = \nu \varepsilon_l$$

czyli

$$\frac{\Delta S}{S} = -2\nu\varepsilon_l + \nu^2 \varepsilon_l^2 \approx -2\nu\varepsilon_l$$

przy zaniedbaniu zmian konduktywności, względną zmiana rezystancji wyniesie:

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\nu)\,\varepsilon_l$$

Współczynnik proporcjonalności $1 + 2\nu$ nazywany jest piezorezystancyjnym współczynnikiem czułości materiałowej metali, ponieważ wyrażenie opisujące czułość będzie miało postać:

$$\frac{\Delta R / R}{\varepsilon_l} = 1 + 2\nu = K_{\mathrm{M}}$$

Współczynnik ten daje podstawę do selekcji materiałów szczególnie nadających się do konstrukcji piezorezystorów.

metal	górna wartość K_M
glin stop 6061 T6	1,700
magnez	1,700
miedź	1,710
mosiądz	1,714
fosforbrąz	1,718
nikiel	1,720
inconel	1,760
platyna	1,760
ołów	1,862
złoto	1,880

W półprzewodnikach, jak już wspomniano czynniki geometryczne mają dużo mniejsze znaczenie niż względna zmiana konduktywności.

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} = \gamma_l \varepsilon_l + \gamma_t \varepsilon_t$$

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t$$

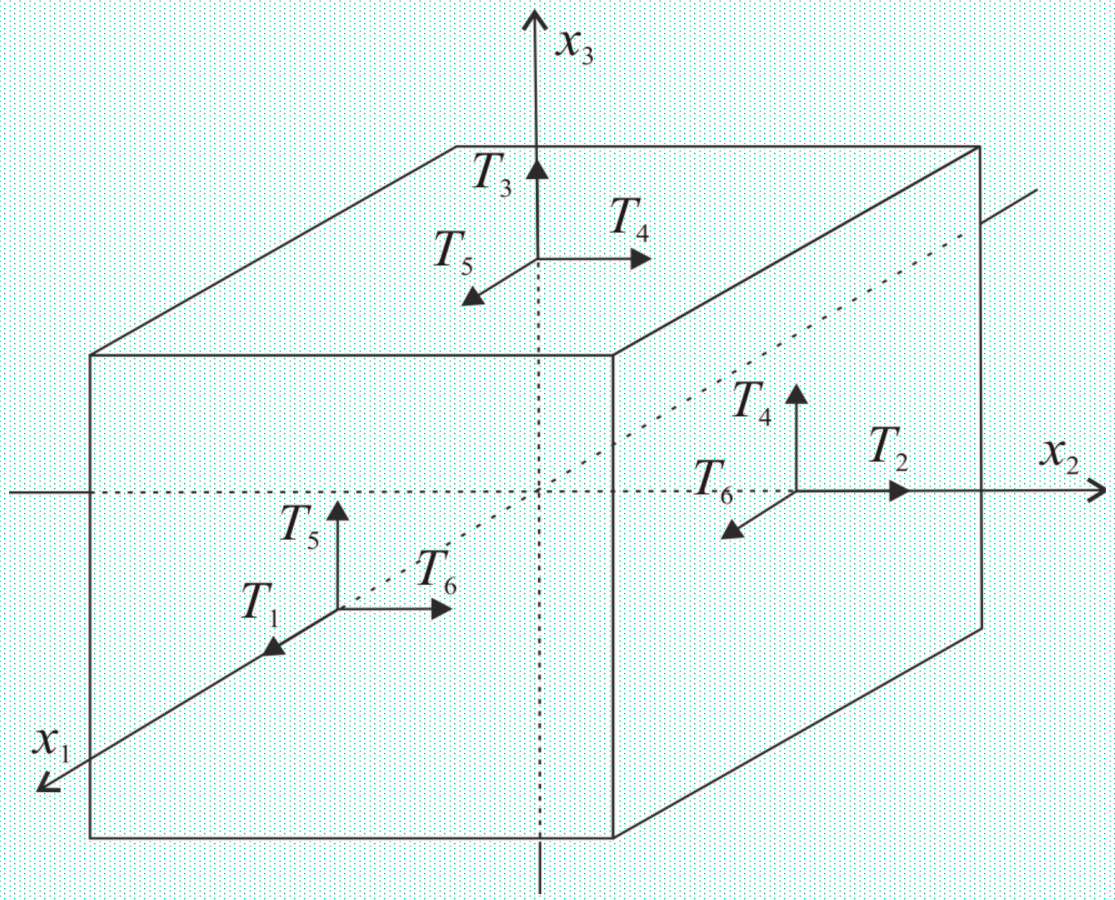
$\gamma_l \quad \gamma_t$ deformacyjne podłużne i poprzeczne piezorezystancyjne współczynnikami czułości materiałowej

$\pi_l \quad \pi_t$ naprężeniowe podłużne i poprzeczne piezorezystancyjne współczynnikami czułości materiałowej

dla półprzewodnika $K_{\mathrm{PP}} = \gamma_l + \gamma_t \dfrac{\varepsilon_t}{\varepsilon_l}$

dla krzemu i germanu K_{PP} osiągać może wartości od 70 do 138

W przypadku anizotropii należy uwzględnić kierunek deformacji.



Prawo Hooka w notacji Voigta:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & C_{15} & C_{16} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} & C_{25} & C_{26} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} & C_{35} & C_{36} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} & C_{45} & C_{46} \\ C_{51} & C_{52} & C_{53} & C_{54} & C_{55} & C_{56} \\ C_{61} & C_{62} & C_{63} & C_{64} & C_{65} & C_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix}$$

$$1 \to 11,\ 2 \to 22,\ 3 \to 33,\ 4 \to 23 \text{ lub } 32,\ 5 \to 13 \text{ lub } 31,\ 6 \to 12 \text{ lub } 21$$

możliwość zamiany kolejności wskaźników wynika z symetrii deformacji

Prawo Ohma zapisane w pełnej postaci dla kryształu:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 & \rho_6 & \rho_5 \\ \rho_6 & \rho_2 & \rho_4 \\ \rho_5 & \rho_4 & \rho_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

Dla kwarcu, który jest najpopularniejszym z materiałów i charakteryzuje się symetrią ortotropową zmiany rezystywności mają postać:

$$\begin{bmatrix} \Delta\rho_1 / \rho_0 \\ \Delta\rho_2 / \rho_0 \\ \Delta\rho_3 / \rho_0 \\ \Delta\rho_4 / \rho_0 \\ \Delta\rho_5 / \rho_0 \\ \Delta\rho_6 / \rho_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix}$$

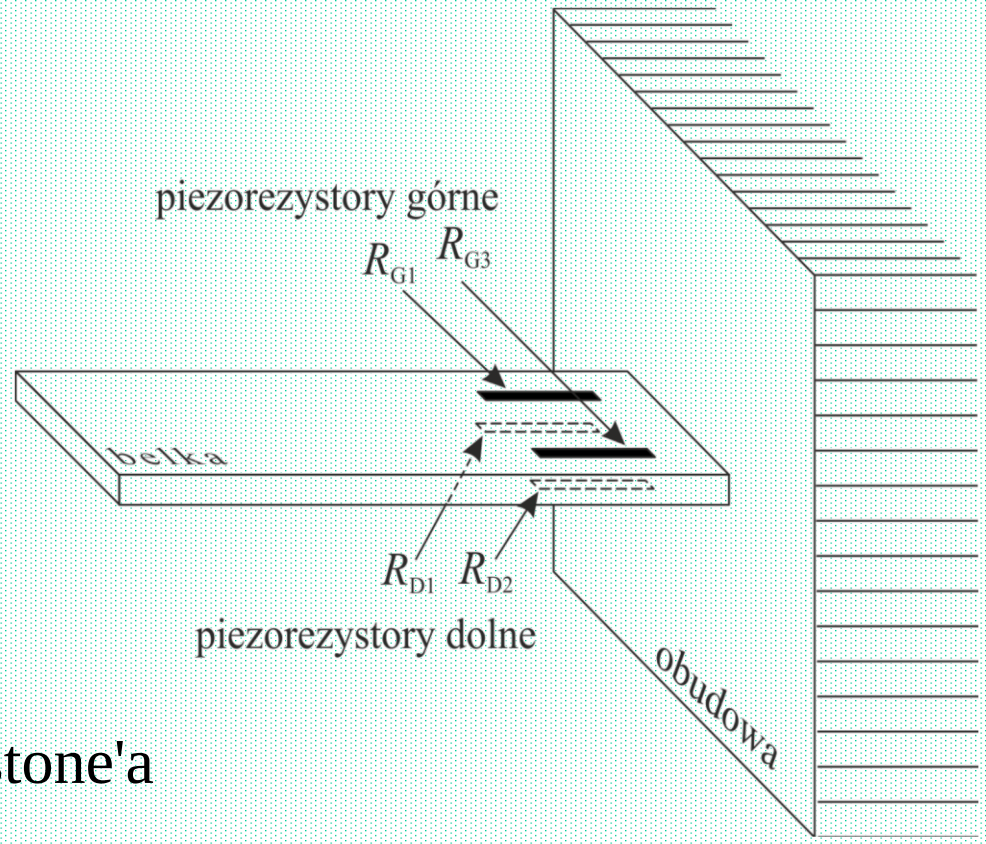
efekt piezorezystancyjny w półprzewodnikach bardzo silnie zależy od domieszkowania i kierunku działania naprężeń, zarówno pod względem wartości jak i znaku współczynników.

materiał	ρ_0 [Ωm]	π_{11} [10^{-7}cm^2/N]	π_{12} [10^{-7}cm^2/N]	π_{44} [10^{-7}cm^2/N]	γ_{11}	γ_{12}	γ_{44}
n-Si	11,7	-102,2	53,4	-6,8	-72,6	86,4	-10,8
p-Si	7,8	6,6	-1,1	-69,0	10,5	2,7	109,0
n-Ge	1,5	-2,3	-3,3	-69,0	-9,5	-10,3	-93,0
n-Ge	5,7	-2,7	-3,9	-68,4	-15,1	-16,1	-92,0
n-Ge	9,9	-4,7	-5,0	-69,0	-16,6	-16,8	-93,0
n-Ge	16,6	-5,2	-5,5	-69,4	-18,3	-18,5	-93,0
p-Ge	1,1	-3,7	3,2	-48,4	0,2	-5,8	65,0
p-Ge	15,1	-10,6	5,0	49,0	-7,5	6,0	66,0

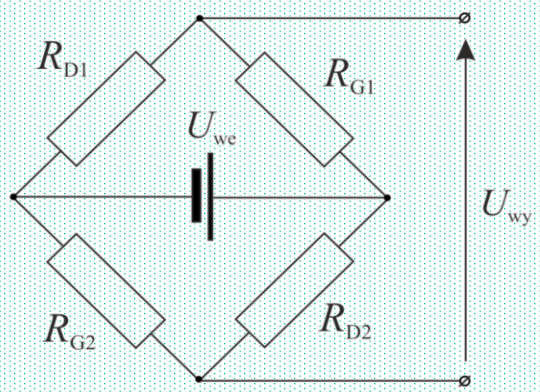
Przy nieprężeniach normalnych współczynniki podłużny i poprzeczny obliczyć można korzystając z następujących zależności:

$$\gamma_l = \gamma_{11} - 2\nu\gamma_{12} \qquad \gamma_t = \left[\gamma_{12} - \nu\left(\gamma_{11} + \gamma_{12}\right)\right]$$

Konstrukcje belkowe

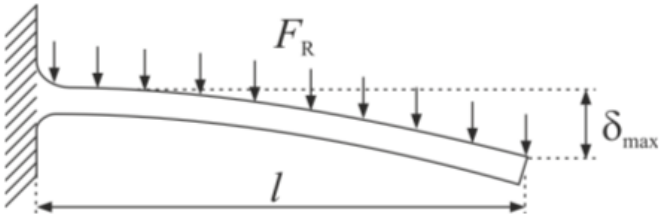
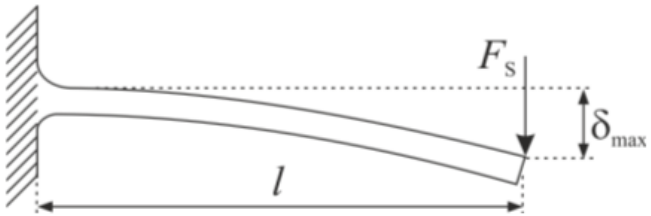
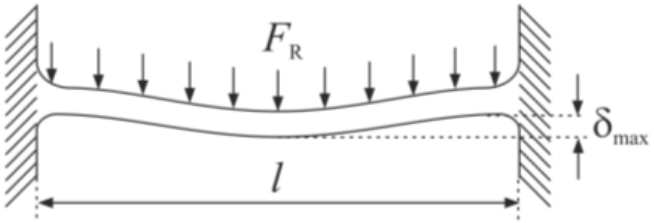
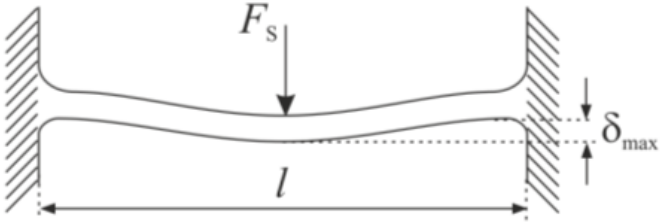


mostek Wheatstone'a



$$U_{wy} = U_{we} \frac{K_M}{4} (\varepsilon_{G1} - \varepsilon_{D1} + \varepsilon_{G2} - \varepsilon_{D2})$$

takie połączenie zapewnia kompensację termiczną

sposób mocowania i rozkład sił belki	maks. naprężenie	maks. przemieszczenie
	$T = \frac{F_R l^2}{2Z}$	$\delta_{max} = \frac{F_R l^3}{8EI}$
	$T = \frac{F_S l}{Z}$	$\delta_{max} = \frac{F_S l^3}{3EI}$
	$T = \frac{F_R l^2}{12Z}$	$\delta_{max} = \frac{F_R l^4}{384EI}$
	$T = \frac{F_S l}{8Z}$	$\delta_{max} = \frac{F_S l^4}{192EI}$

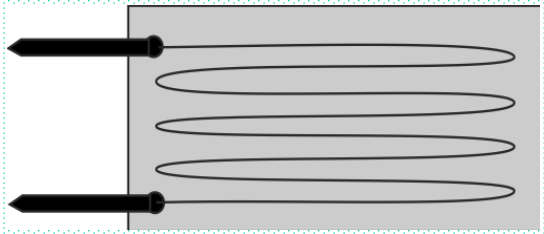
$$Z = \frac{wh^2}{6}$$

$$I = \frac{wh^3}{12}$$

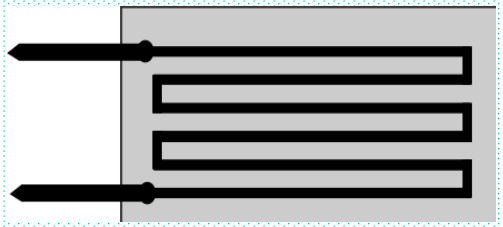
Największe naprężenia występują w miejscu mocowania belki oraz, przy mocowaniu obustronnym, na jej środku. Zgodnie z prawem Hooka wystąpią tam także największe deformacje, w związku z tym są to miejsca najbardziej nadające się do mocowania piezorezystorów.

Piezorezystory metalowe, nazywane też tensometrami, wykonywane są zazwyczaj w postaci cienkiego drutu bądź taśmy (folii) metalowej zatopionej w izolującym polimerze

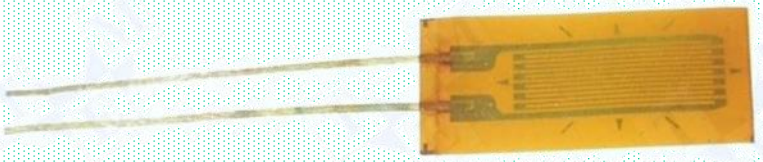
W celu zwiększenia zmian rezystancji drut czy też folia układana jest w sposób meandryczny.



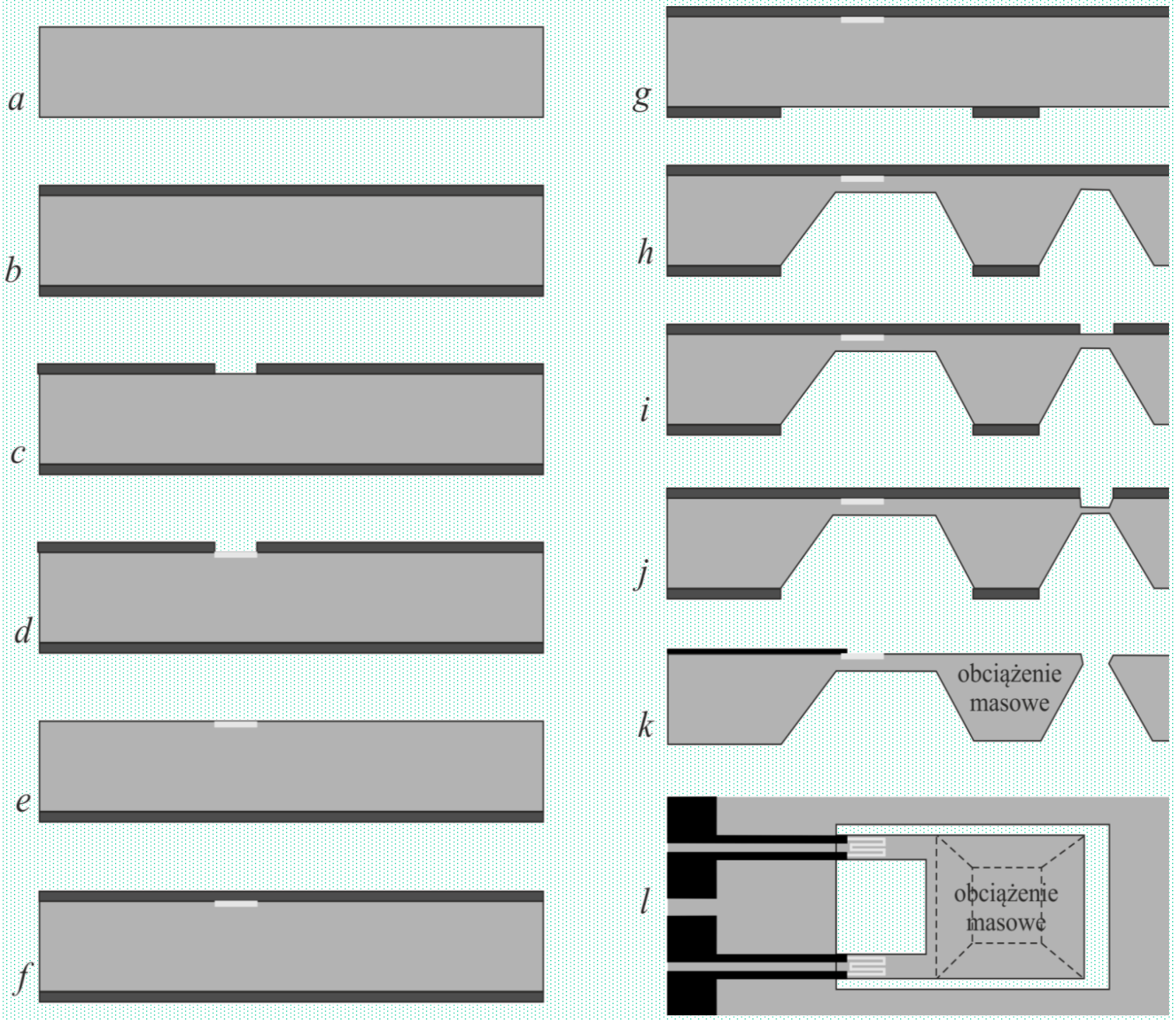
tensometr drutowy



tensometr foliowy



MEMS



Moment sił działający na obciążenie masowe sensora MEMS można wyrazić poprzez:

$$M = F\left(l_1 + \frac{l_2}{2}\right)$$

F jest działającą siłą, l_1 długością belki zaś l_2 długością obciążenia masowego (całkowita długość elementu $L = l_1 + l_2$). Zakłada się, że masa jest symetrycznie rozłożona wokół swego środka ciężkości.

Deformacja belki w miejscu ulokowania piezorezystora wyniesie:

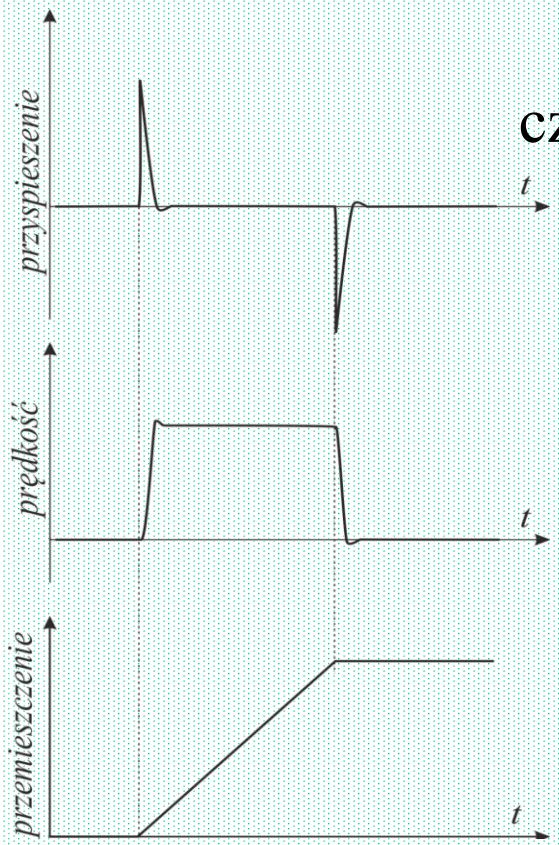
$$\varepsilon = \frac{Mh}{2EI} = \frac{6F\left(l_1 + \frac{l_2}{2}\right)}{Ewh^2}$$

E jest modułem Younga materiału belki, M momentem siły działającej na jej środek ciężkości, I momentem bezwładności, w szerokością, zaś h wysokością (grubością).

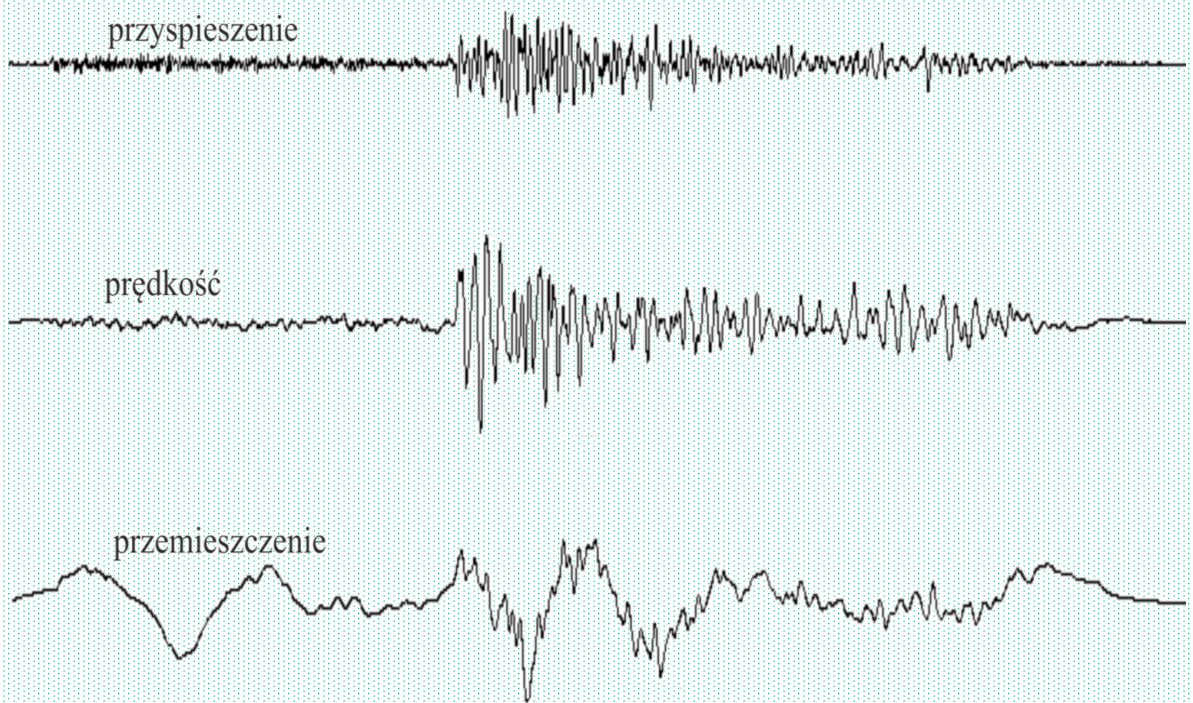
Korzystając następnie z drugiej zasady dynamiki Newtona można wyznaczyć względną zmianę rezystancji piezorezystora:

$$\frac{\Delta R}{R} = K_{\mathrm{PP}}\varepsilon = \frac{6K_{\mathrm{PP}}ma\left(l_1 + \frac{l_2}{2}\right)}{Ewh^2}$$

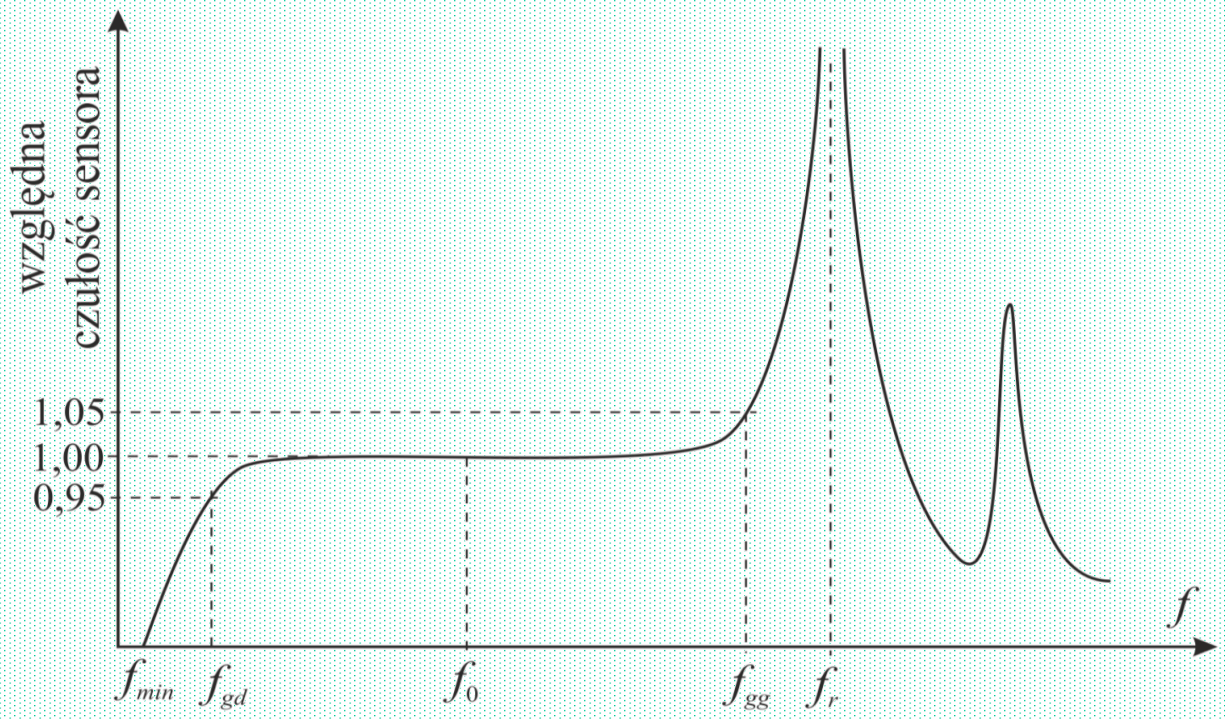
Zatem przy ustalonej geometrii i masie obciążenia belki *m* względna zmiana rezystancji proporcjonalna będzie do przyspieszenia jej środka ciężkości



czterosekundowy zapis przejścia fali sejsmicznej



Charakterystyka częstotliwościowa czułości

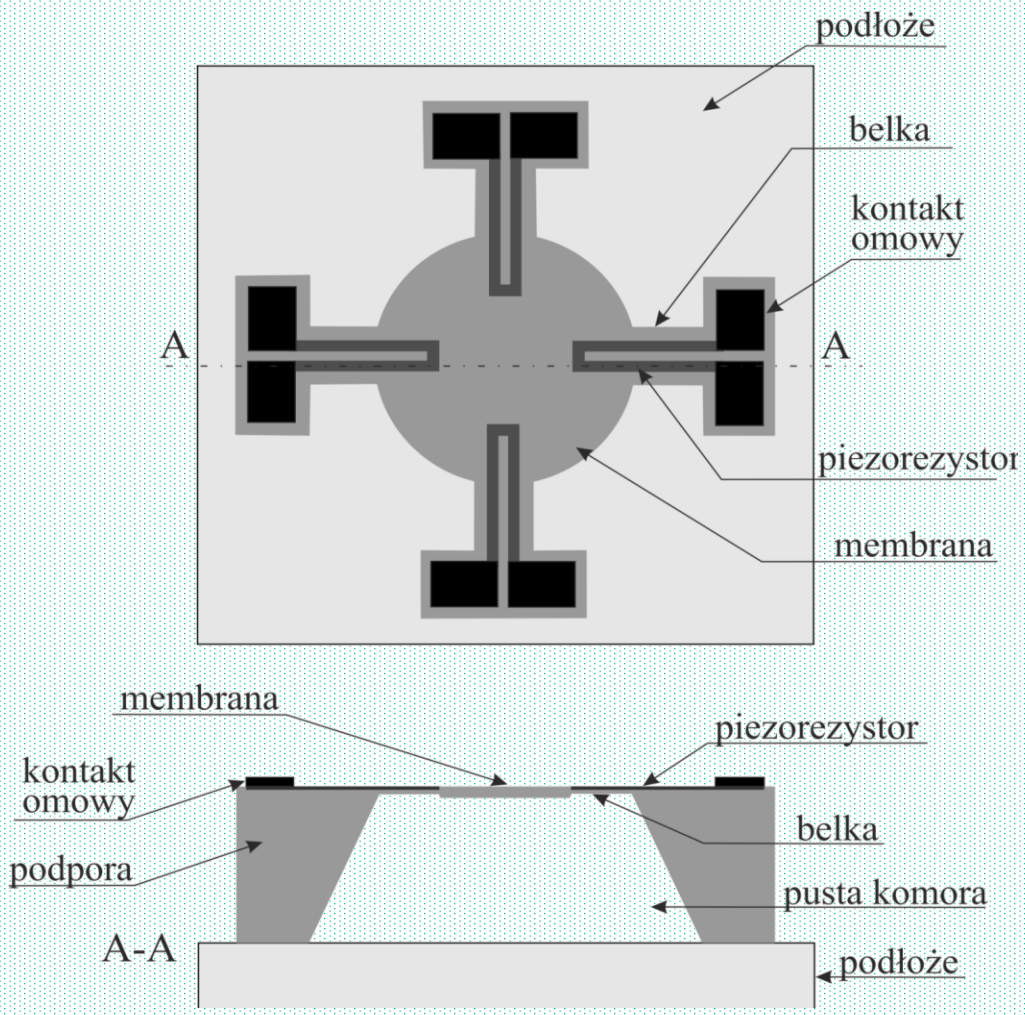


Czujnik powinien pracować na płaskiej części charakterystyki poniżej najniższej częstotliwości rezonansowej f_r. Granice zakresu pracy: dolną i górną określa się na poziomie ± 5%, ± 10% lub też ± 3 dB w stosunku do wartości nominalnej (na rys. 3.7 zaznaczono pierwszy z tych wariantów). Częstotliwość środkowa f_0 tego zakresu jest najlepszym punktem do kalibracji sensora.

Istnieją takie zastosowania, w których czujnik pracuje w pobliżu jednej z częstotliwości rezonansowych. W takim przypadku obserwuje się przede wszystkim zmianę częstotliwości rezonansowej spowodowanej działaniem określonego czynnika. Na ogół w ten sposób wykonuje się czujniki chemiczne i biochemiczne w technologii MEMS lub NEMS.
Czujniki takie uzyskuje się poprzez pokrycie belki substancją zdolną do selektywnej sorpcji określonych cząstek chemicznych.

Czujnik reagujący na niewielkie zmiany masy obciążającej określa się często mianem czujnika grawimetrycznego.

Konstrukcje membranowe



WYBRANE PARAMETRY TECHNICZNE MIKROFONU 8507C-2

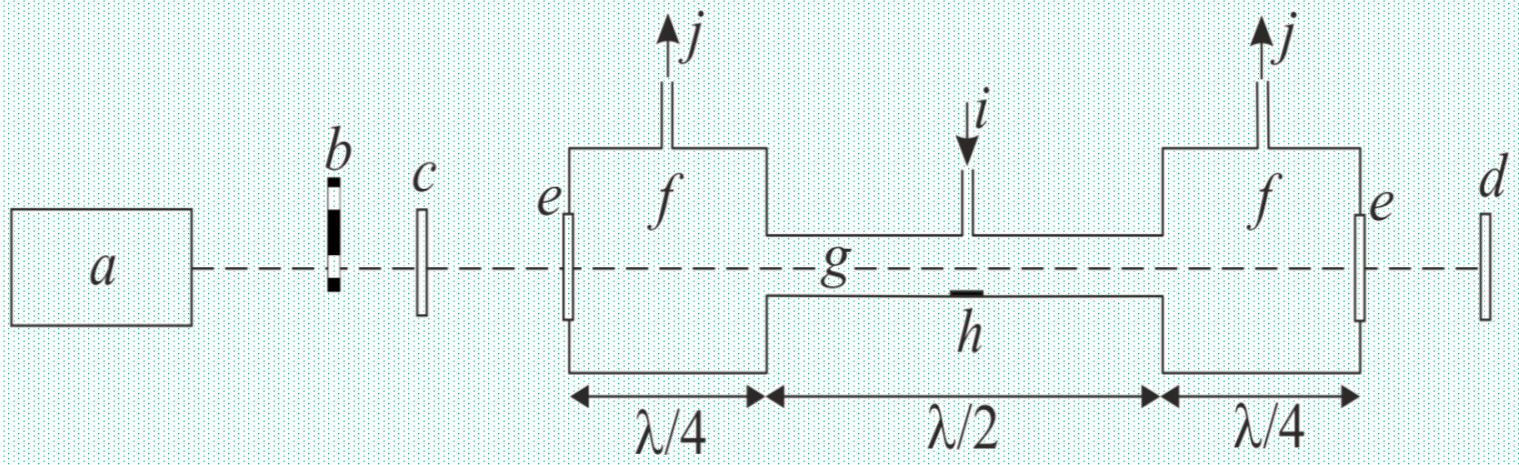
parametr	wartość	jednostka
zakres dynamiczny	min. 100, maks. 181	dB SPL
czułość	min. -97 typ. -93	dB (0 = 1V/Pa)
temperaturowe wahania czułości	± 5	dB
liniowość charakterystyki przetwarzania	± 1 do 173 dB SPL ± 2,5 do 181 dB SPL	%
dolna częstotliwość graniczna	~ 0	Hz
górna częstotliwość graniczna	> 15	kHz
nierównomierność charakterystyki częstotliwościowej	± 0,5 do 5 kHz ± 5 do 20 kHz	dB
częstotliwość rezonansowa	70	kHz
kierunkowość	bezkierunkowy	
czułość wibracyjna	97 przy 1 g RMS	dB SPL
ciśnienie niszczące membranę	> 197	dB SPL
napięcie zasilania	stałe 10 – 18	V
impedancja wejściowa	2 ± 0,8	kΩ
impedancja wyjściowa	1,6 ± 0,5	kΩ
maksymalne napięcie wyjściowe	~ 300	mV
szum własny	< 80	dB SPL
zakres temperatur pracy	od - 54 do +107	°C
maksymalne wytrzymywane przyspieszenie stałe	1000 g	m/s^2
wytrzymałość na szok mechaniczny	10 000 g 100 ms impuls sin^2	m/s^2
średnica obudowy	2,42	mm
długość obudowy	19,1	mm
masa bez przewodu	0,3	g

Mikrofony piezorezystancyjne z uwagi na swe niewielkie rozmiary, niską czułość wibracyjną związaną z niewielką masą membrany oraz stosunkowo wąskie pasmo pracy przy jednocześnie dobrej czułości progowej wykorzystywane są do konstrukcji fotoakustycznych sensorów gazów i par substancji chemicznych oraz skaningowego badania powierzchni ciał stałych.

Detektory tego typu wykorzystują efekt fotoakustyczny związany ze zjawiskiem absorpcji promieniowania optycznego przez gazy (oraz pary substancji chemicznych). Absorpcja promieniowania powoduje w tych ośrodkach m. in. zmiany temperatury i tym samym ciśnienia. Periodyczne oświetlanie wywołuje zatem periodyczne zmiany ciśnienia, które rozchodzą się w postaci fali akustycznej. Mikrofon służy do jej wykrycia i pomiaru natężenia. Zjawisko to zostało odkryte i zaobserwowane przez Aleksandra Grahama Bella w 1880.

Ponieważ każdy gaz charakteryzuje się specyficznym widmem, możliwa jest jego precyzyjna identyfikacja poprzez porównanie widma zmierzonego z wzorcami widm. Możliwa też jest identyfikacja mieszanin gazów jeśli tylko udaje się rozdzielić nałożone na siebie widma.
Technika ta nosi miano spektroskopii fotoakustycznej (*ang*. PAS *photoacoustic spectroscopy*).

Detektory fotoakustyczne charakteryzują się szeregiem zalet do których należy zaliczyć możliwość wielomiesięcznej pracy przy znikomym dryfcie, bardzo wysoką czułość dochodzącą do 1 ppt (jednaj cząstki ma bilion) oraz selektywność.

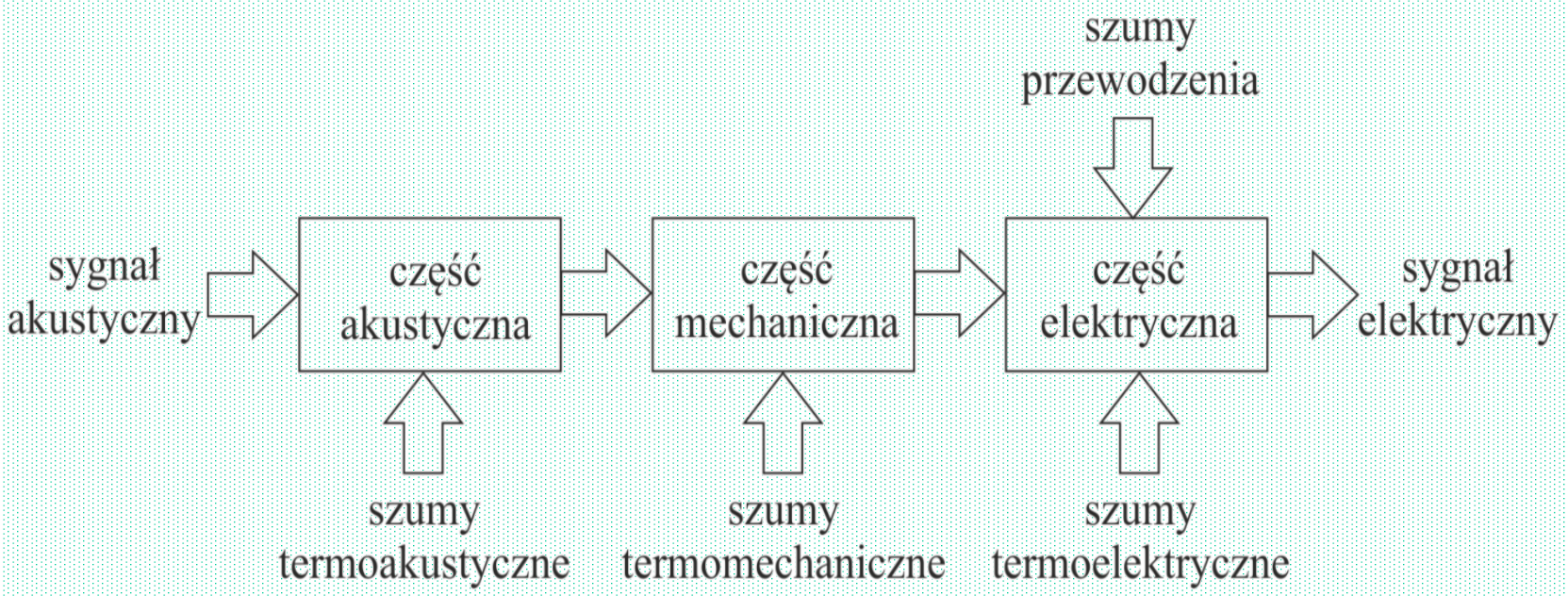


a – laser, *b* – modulator mechaniczny, *c* – zwierciadło półprzepuszczalne, *d* – zwierciadło, *e* – polaryzacyjne okienka detektora, *f* – komory buforowe zmniejszające szumy przepływu, *g* – komora pomiarowa, *h* – mikrofon, *i* – wlot badanego gazu, *j* – wyloty badanego gazu

Technikę tę daje się także zastosować do skanowania powierzchni ciał stałych. W tym wypadku bada się emisję dźwięku na powierzchni tegoż ciała lub też w przylegającej do niej komorze gazowej.

Szumy czujników piezorezystancyjnych

Na sumaryczne szumy czujników akustycznych składają się przede wszystkim szumy termoakustyczne, termomechaniczne, termoelektryczne (Johnsona) oraz szumy migotania (fluktuacje przewodzenia – szum ten zwany jest też różowym lub $1/f$).



Szumy termoakustyczne związane są z lepkosprężystą rezystancją układu akustycznego

Szumy termomechaniczne są wynikiem ruchów Browna

Szumy termoelektryczne, zwane też szumami Johnsona, generowane są na skutek ruchu elektronów swobodnych i ich oddziaływania z jonami sieci krystalicznej materiału. Szumy te występują w każdym układzie zawierającym rezystancje niezależnie od technologii ich wykonania.
Spektralną gęstość mocy tych szumów wyraża się iloczynem $k_B T B R_T$, gdzie k_B jest stałą Boltzmanna, zaś T temperaturą, B pasmem czujnika, zaś R_T rezystancją odpowiednio akustyczną, mechaniczną bądź elektryczną.

Szumy przewodzenia są wynikiem istnienia różnych defektów sieci krystalicznej. Są więc one właściwe dla układów pracujących w oparciu o domieszkowane kryształy, w szczególności piezorezystorów krzemowych bądź germanowych.
Ich moc jest proporcjonalna do prądu, a odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości pracy. Dla częstotliwości większych od 10 kHz spektralna gęstość mocy tych szumów jest pomijalnie mała.

W czujnikach piezorezystancyjnych dominują szum Johnsona oraz migotania. **Szum Johnsona** zrównoważonego mostka Wheatstone'a jest taki sam jak dla pojedynczego rezystora. Średniokwadratową wartość napięcia tego szumu w czujniku piezorezystancyjnym określa się poprzez:

$$\overline{U}_J^2 = 4k_B TBR_0$$

B jest pasmem pracy czujnika, zaś R_0 jego rezystancją w stanie nieodkształconym.

Szum migotania jest proporcjonalny do kwadratu napięcia zasilania mostka, a odwrotnie proporcjonalny do liczby nośników i częstotliwości. W przypadku piezorezystora w układzie mostkowym można wyrazić go poprzez:

$$\overline{U}_{1/f}^2 = \frac{\alpha U_Z^2}{N} \ln \frac{f_{\max}}{f_{\min}}$$

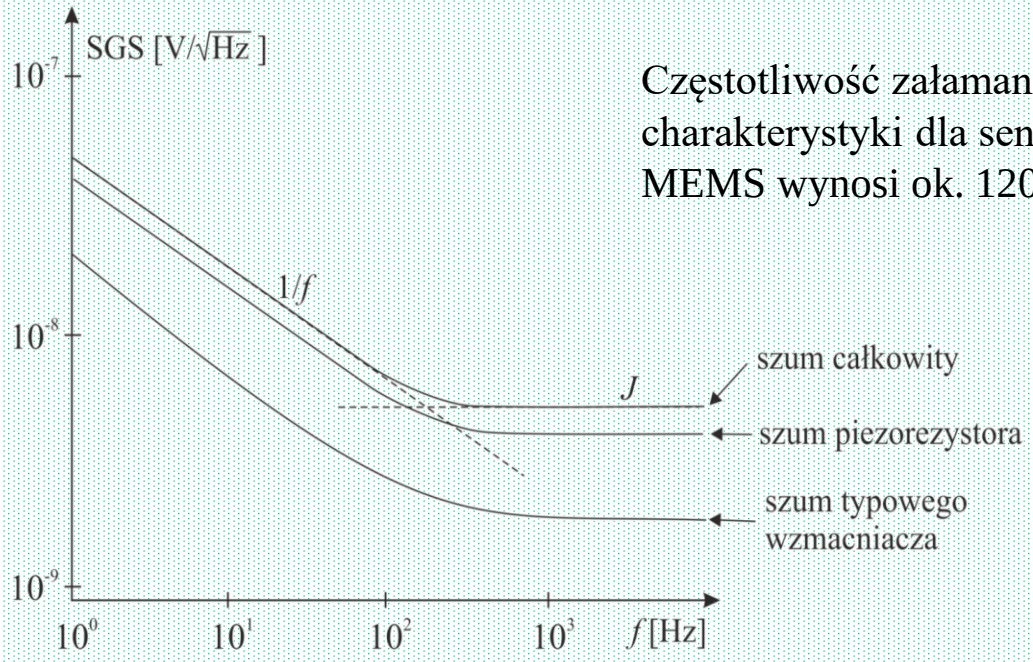
współczynnik empiryczny a wyraża jakość sieci krystalicznej i waha się od 10^{-7} dla rezystorów implantowanych do 10^{-5} dla rezystorów uzyskanych epitaksjalnie, U_Z jest napięciem zasilania mostka, N jest całkowitą liczbą nośników w rezystorze, $f_{\max}$ maksymalną, a $f_{\min}$ minimalną częstotliwością pracy.

Jeśli szumy pochodzące z różnych źródeł są nieskorelowane, to wartość skuteczna napięcia szumu wypadkowego jest równa pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów wartości skutecznych napięć dla poszczególnych źródeł szumu:

$$\bar{U} = \sqrt{\bar{U}_J^2 + \bar{U}_{1/f}^2}$$

Wynika z tego, że w praktyce znaczenie mają tylko te fluktuacje, dla których napięcia są od ok. 3 do 5 razy większe niż pozostałych.

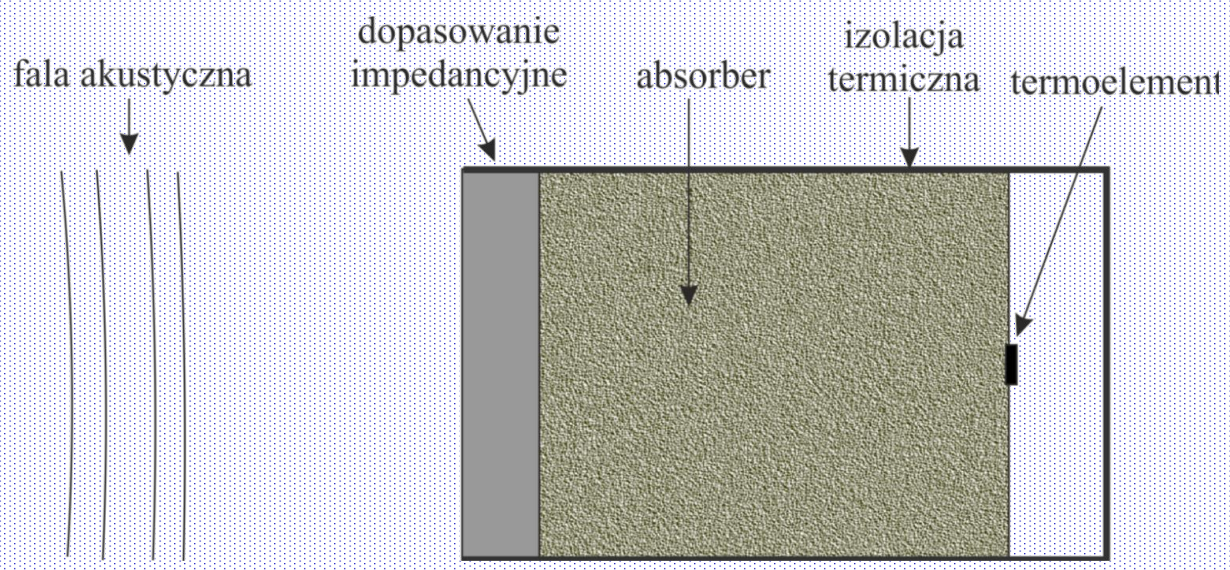
Charakterystyka szumowa typowego czujnika piezorezystancyjnego



Częstotliwość załamania charakterystyki dla sensorów typu MEMS wynosi ok. 120 Hz.

Sensory termoakustyczne

detekcja dźwięków o wysokiej mocy



Jeśli przyjąć, że moc płaskiej fali akustycznej padającej na cylindryczny absorber jest rozpraszana wykładniczo, zależnie od współczynnika absorpcji α, to proces dyssypacji można opisać prostą zależnością:

$$P(x) = aP_0 e^{-\alpha x}$$

x dystans w głąb absorbera, a wsp. transmisji, α wsp. absorpcji

Przyrost ciepła w czasie *dt* w odległości *x* od czoła absorbera jest proporcjonalny do iloczynu współczynnika absorpcji i mocy rozpraszanej w tym miejscu:

$$\dot{q}(x) = \alpha P(x)$$

Całkując po całkowitej długości absorbera otrzyma się przyrost ciepła wewnątrz całego absorbera w jednostce czasu:

$$\dot{Q}(x) = \int_x^l \dot{q}(\xi) d\xi = aP_0 \left(e^{-\alpha x} - e^{-\alpha l} \right)$$

przepływ ciepła przez tego rodzaju ośrodek jest proporcjonalny do gradientu temperatury:

$$\dot{Q}(x) = \lambda S \frac{dT(x)}{dx}$$

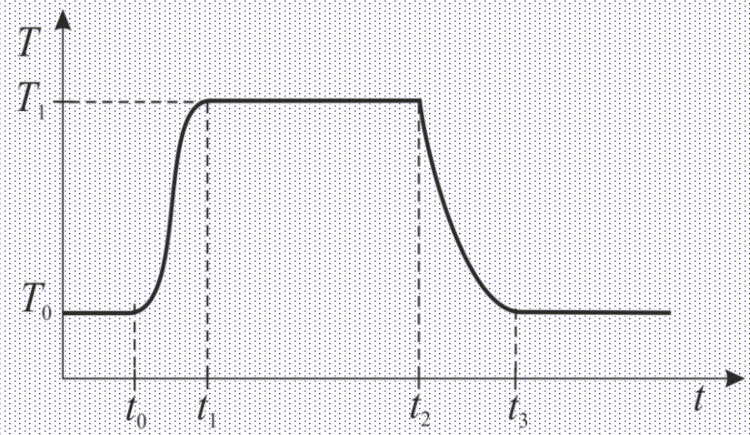
λ oznacza przewodność cieplną, zaś S pole przekroju poprzecznego absorbera

Po zestawieniu tych zależności i wykonaniu całkowania

$$\Delta T(x) = \frac{aP_0}{\alpha \lambda S}\left(1 - e^{-\alpha x} - \alpha x e^{-\alpha l}\right)$$

Zależność ta jest słuszna dla absorbera o długości wystarczającej do całkowitego stłumienia fali. W przypadku wielokrotnych odbić od powierzchni absorbera, powyższą procedurę należy powtórzyć dla fal padających i odbitych z uwzględnieniem spadku mocy, a otrzymane wyniki zsumować.

Zmiany temperatury na środku tylnej ścianki czujnika po odaniu impulsu akustycznego

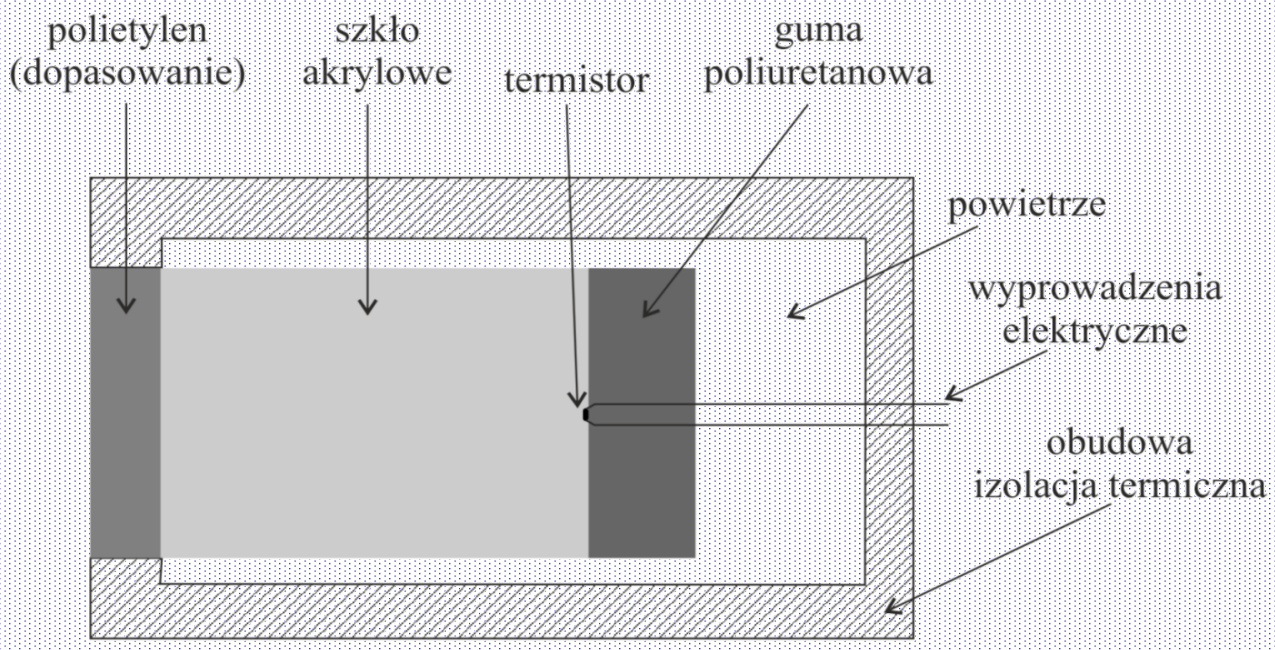


Tłumienie dźwięku w materiale zależne jest od częstotliwości. Na ogół przyjmuje się, że zależność ta jest liniowa, co wiąże się z tym, że czujniki termoakustyczne dobrze sprawdzają się w zakresie ultradźwięków.

Przybliżone współczynniki tłumienia i przewodność cieplna wybranych materiałów

materiał	$\frac{\alpha}{f}\left[\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{cm}\cdot\mathrm{MHz}}\right]$	$\lambda\left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}\cdot\mathrm{K}}\right]$
woda 20 °C	0,0022	0,6
szkło	0,04	0,81
polistyren HD	0,18	0,5
polietylen HD	0,48	0,45
polichlorek winylu	1,12	0,16
szkło akrylowe	1,13	0,19
nylon	1,6	0,25
powietrze suche 20 °C	1,64	0,025
korek	25	0,07
guma poliuretanowa	30	0,16

Przykład budowy czujnika termoakustycznego pracującego w cieczy

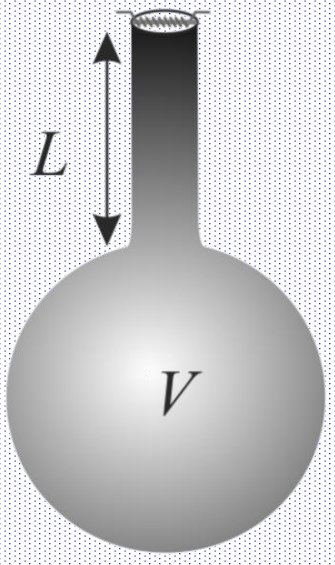


Wybrane katalogowe parametry komercyjnego czujnika termoakustycznego

parametr	wartość	jednostka
pasmo pracy	0,1 ÷ 20	MHz
zakres pomiarowy	0,01 ÷ 10	W/cm²
maks. wartość ciśnienia	> 100	MPa
efektywna apertura	0,2	mm²
rozdzielczość przestrzenna	0,5	mm
impedancja wyjściowa	10	kW
wymiary zewnętrzne	średnica 8, długość 16	mm

Czujnik z gorącym przewodem

Platynowy przewód jest podgrzewany niewielkim prądem stałym.
Fala akustyczna powoduje przepływ powietrza u wylotu rezonatora Helmholtza.
Jest on najsilniejszy dla częstotliwości odpowiadającej rezonansowi.
Przepływ ten przyspiesza konwekcję ciepła co powoduje chłodzenie przewodu i spadek jego rezystancji.
Spadek mierzy się w układzie mostkowym.



Częstotliwość rezonansowa rezonatora Helmholtza leży znacznie niżej niż wynikałoby to z jego długości.

$$f_r = \frac{v}{2}\sqrt{\frac{S}{VL}}$$

Typowa konfiguracja wykorzystuje drut o średnicy 6 μm i rezystancji 350 Ω podgrzewany prądem 30 mA oraz kolbę o objętości 125 ml z szyjką o długości 5 cm i powierzchnią wylotu 1,5 cm^2.
Daje to częstotliwość rezonansową około 256 Hz.
Detektor jest stosunkowo szybki i łatwy w konstrukcji oferując możliwości wykrywania dźwięków o bardzo niskich częstotliwościach.

Sensory akustooptyczne

Możliwość oddziaływania światła z dźwiękiem przewidział Léon Nicolas Brillouin w 1922 r.
Pierwszy mikrofon wykorzystujący do działania ten rodzaj oddziaływań powstał dopiero na początku lat 90’ ubiegłego wieku

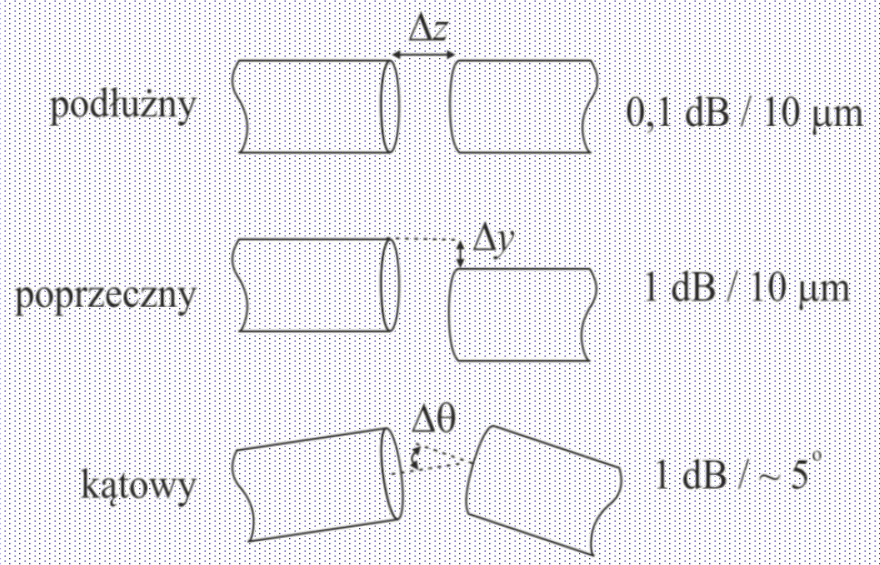
Optyczne detektory dźwięku działają w oparciu o różne mechanizmy związane z oddziaływaniem światła z ośrodkiem ze stojącą lub biegnącą falą akustyczną.

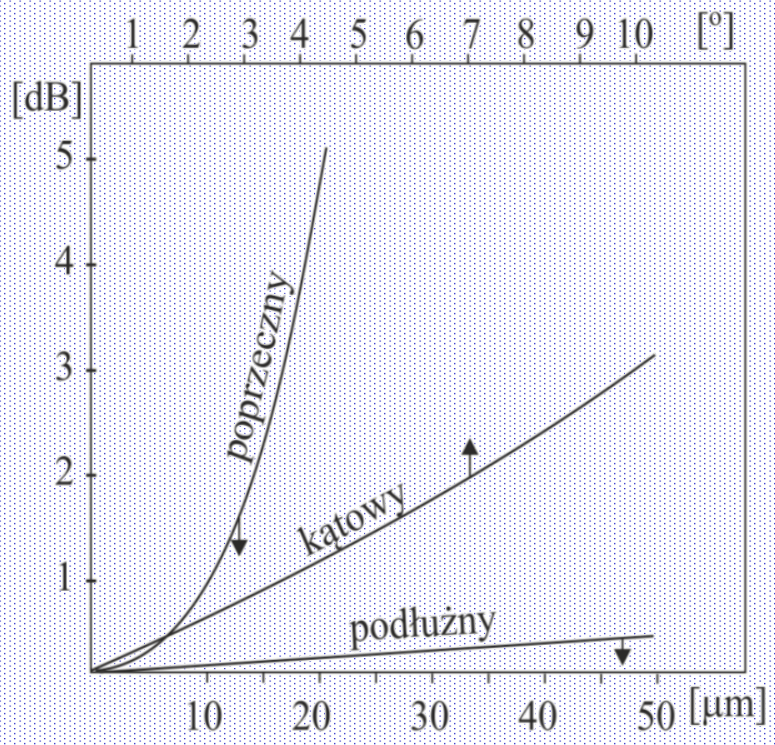
Fala akustyczna może powodować zmiany:
- współczynnika refrakcji,
- współczynnika transmisji,
- współczynnika odbicia,
- kąta odbicia,
- fazy w miejscu odbicia,
- polaryzacji w miejscu odbicia,
- odległości od płaszczyzny odbicia,
- i in.

Sensory akustooptyczne są układami parametrycznymi i nieodwracalnymi.

Źródłami światła są zwykle odpowiednie diody luminescencyjne (LED) lub lasery, zaś detektorami niskoszumne przyrządy półprzewodnikowe takie jak fotodiody, fototranzystory czy też matryce ze sprzężeniem ładunkowym (CCD) lub oparte na tranzystorach CMOS.
Do prowadzenia światła w strukturze czujnika używa się światłowodów, systemu zwierciadeł bądź pryzmatów.

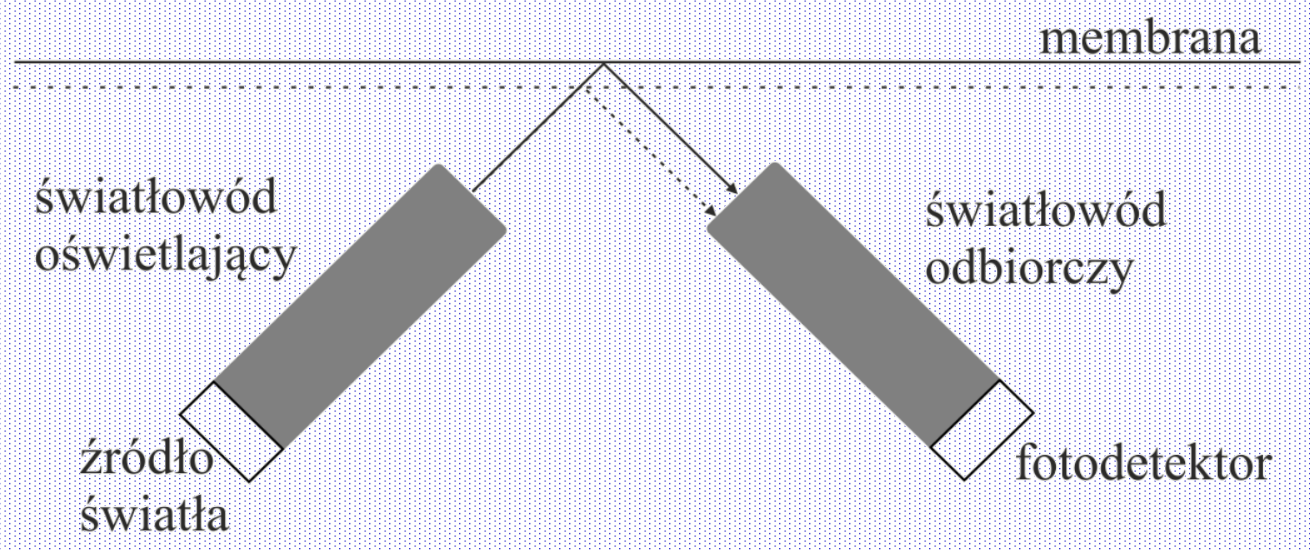
Mikrofony światłowodowe





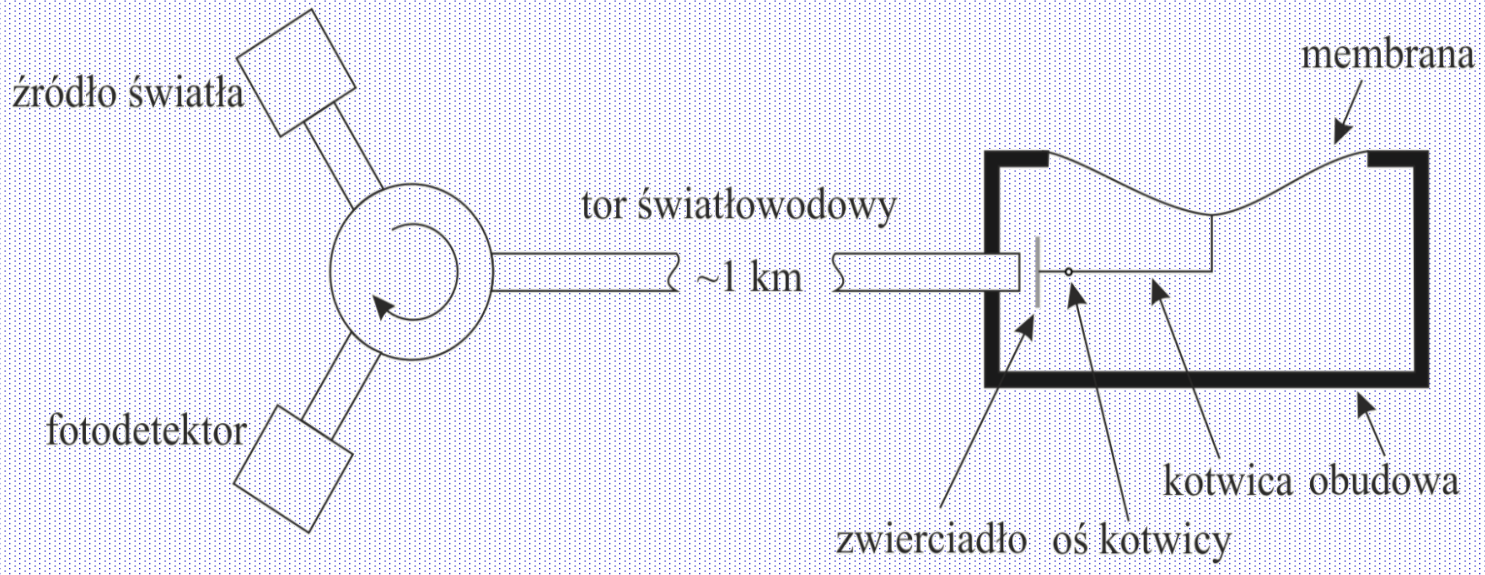
Jeden koniec światłowodu jest nieruchomy – drugi sprzężony Mechanicznie z ośrodkiem drgającym

Możliwe jest też sprzęganie światłowodów za pomocą układów optycznych reagujących na falę akustyczną



Mikrofony tego rodzaju mogą pracować w paśmie od kilkudziesięciu Hz do kilkunastu, rzadziej kilkudziesięciu kHz z czułością od 10 do 100 mV/Pa.

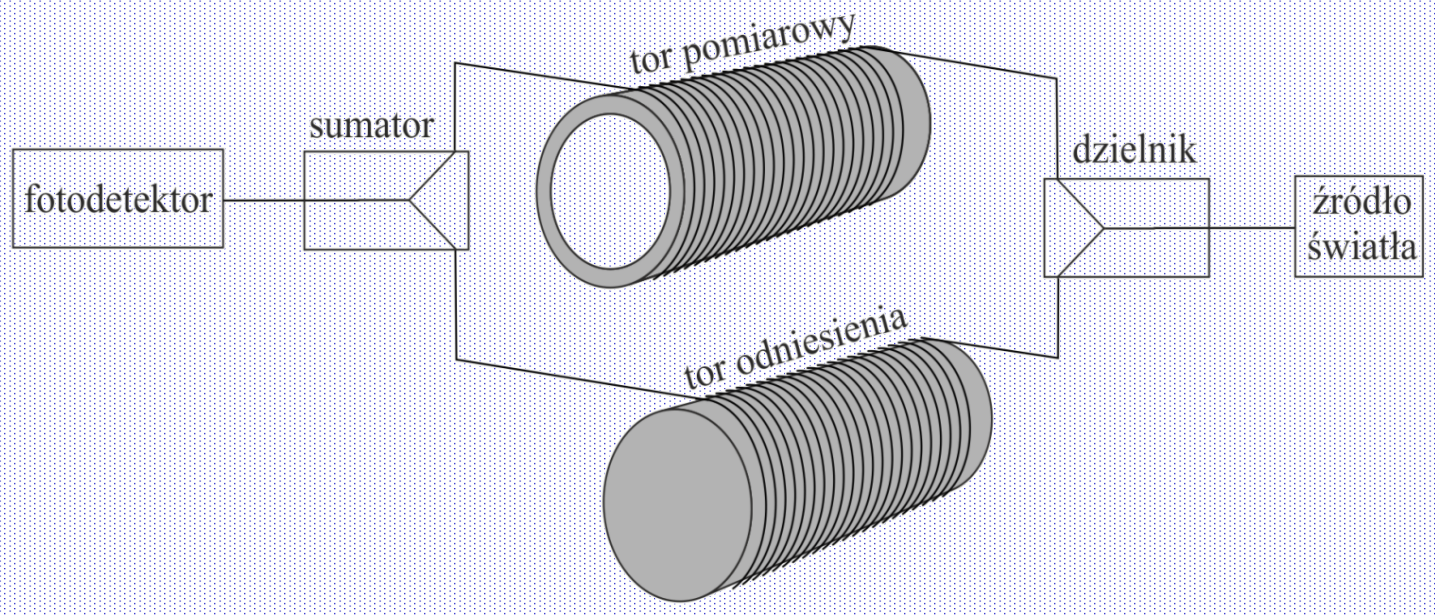
Zastosowanie sprzęgacza kierunkowego lub cyrkulatora pozwala na zasilanie mikrofonu poprzez pojedynczy światłowód.



Proste zwierciadło można też zastąpić rezonatorem Fabry-Perota z jedną ruchomą płaszczyzną odbijającą.
W układach mikrofonowych, w których doprowadza się do interferencji fali padającej i odbitej, można wykrywać przemieszczenia membrany o dystans rzędu angstrema.

Interferencyjny hydrofon światłowodowy

Dwa jednakowe odcinków światłowodów nawinięte na walec w akustycznie izolowanym torze odniesienia oraz na aluminiowy cylinder w torze pomiarowym. Cylinder pełni rolę membrany – jego deformacja powoduje naprężanie światłowodu i tym samym zmianę jego długości



Zastosowanie - lekkie bierne szyki sonarowych (szczególnie holowane)
Szereg zalet: niskie zapotrzebowanie na moc pobieraną z akumulatorów pokładowych, odporność na zakłócenia magnetyczne, wysoka niezawodność, brak przewodów elektrycznych (istotny w warunkach podwodnych), niski ciężar oraz niskie koszty eksploatacji.

Mikrofon światłowodowy z siatką dyfrakcyjną

Długość fali odbitej od siatki dyfrakcyjnej spełnia warunek Bragga

$$\lambda_B = 2n\Lambda$$

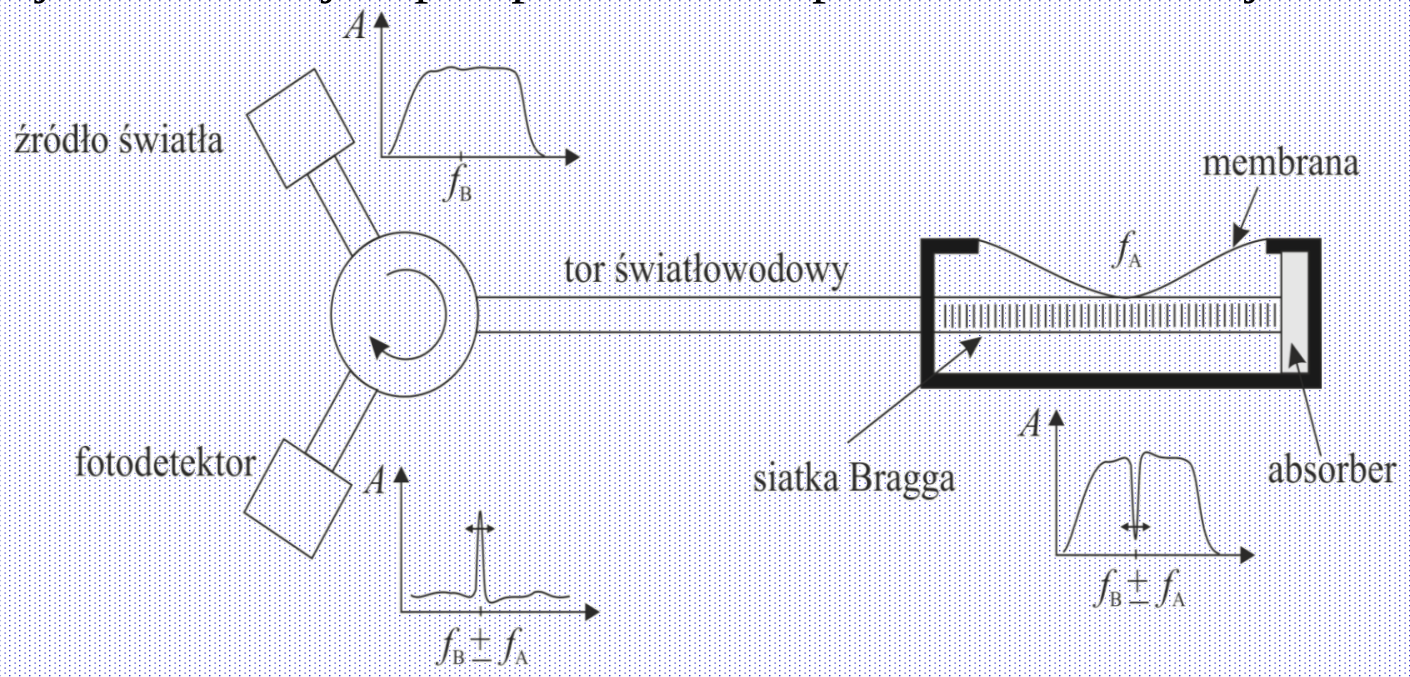
n - indeks refrakcji materiału światłowodu, Λ period siatki

W czujnikach akustycznych wykorzystywana jest zmiana naprężeń odcinka światłowodu powodująca zmianę jego długości oraz indeksu refrakcji poprzez efekt fotosprężysty. Czynniki te modyfikują warunek Bragga:

$$\Delta\lambda_B = 2n\Lambda\left\{S(1-P) + \Delta T\left[\alpha + \frac{1}{n}\frac{dn}{dT}\right]\right\}$$

S odkształcenie światłowodu, $P \approx 0,22$ parametr fotosprężystości, *T* temperatura, *a* współczynnik rozszerzalności cieplnej światłowodu. Przesunięcie to w stałej temperaturze osiąga amplitudę rzędu nm (wysokie wymagania na stałość długości fali lasera - dla uzyskania odpowiedniej czułości powinna być rzędu pm.

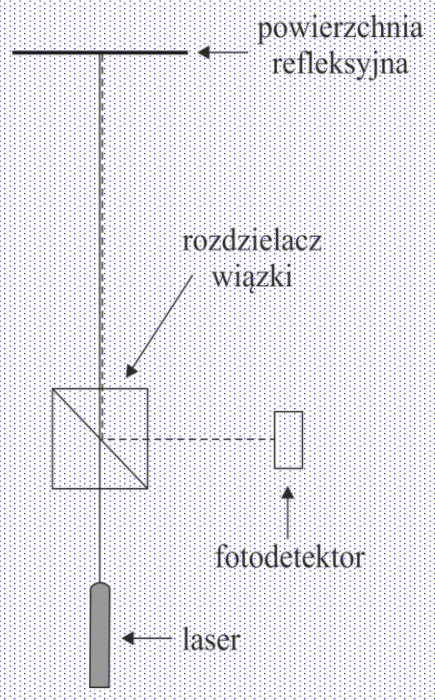
Mikrofon wykorzystujący odcinek światłowodu z siatką Bragga jest podobny do wersji mikrofonu z jednym światłowodem
W tym jednak przypadku odbiciu podlegają jedynie częstotliwości spełniające warunek Bragga.
Mikrofon działa na zasadzie modulacji częstotliwości Bragga (nie na zasadzie zmiany natężenia światła odbitego).
Po detekcji konieczne jest przeprowadzenie procesu demodulacji.

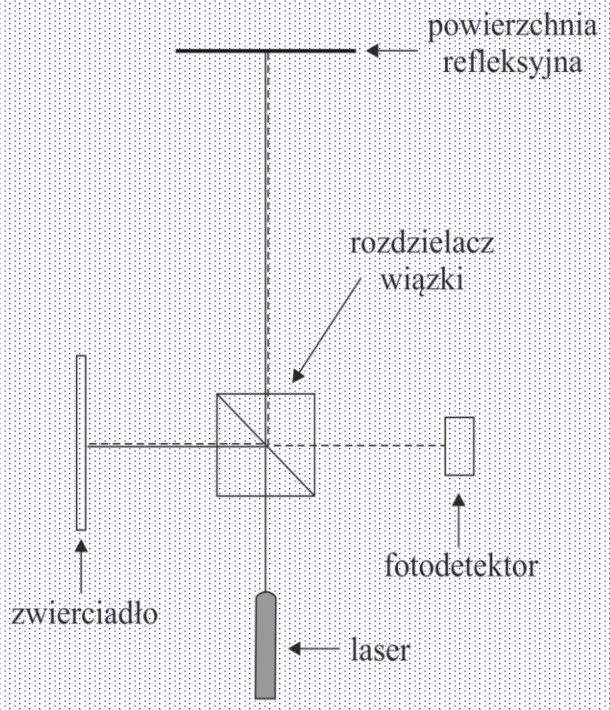


Czujnik taki na skutek efektu rotacji Faradaya jest czuły także na zmienne pola magnetyczne. Czujnik dobrze nadaje się do przetwarzania częstotliwości akustycznych rzędu kilkudziesięciu Hz.

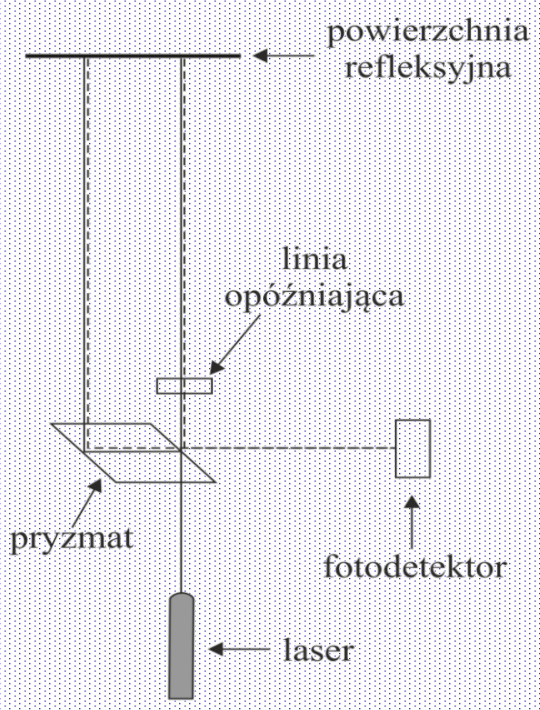
Mikrofony laserowe

Membranę lub dowolny obiekt deformowany na skutek propagacji fali akustycznej można bezpośrednio oświetlać laserem i obserwować światło odbite. Rozwiązanie taki pozwala na zdalną detekcję ruchu, dzięki czemu mikrofonem może być w zasadzie dowolna powierzchnia, na którą pada fala akustyczna.





różne ramiona



równe ramiona

Stosowane lasery mogą obejmować zakres podczerwieni od ok. 1500 nm poprzez bliską podczerwień ~790 nm, aż do światła widzialnego < 670 nm.

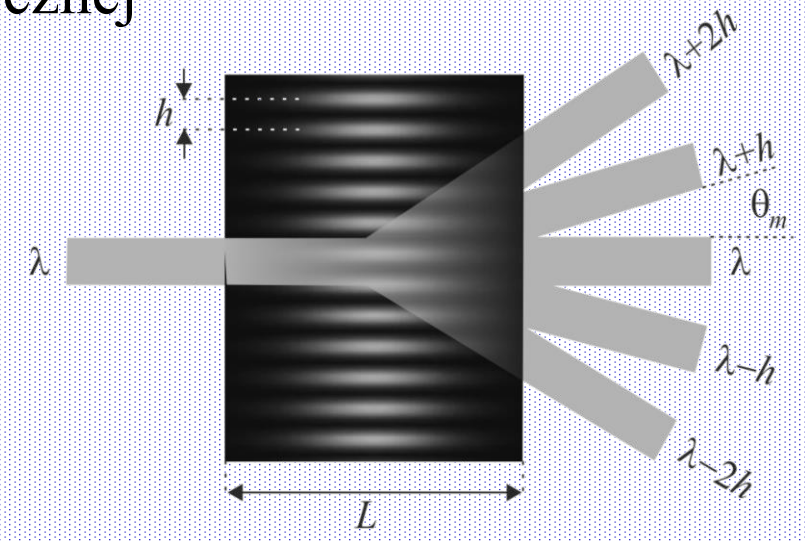
Mikrofony laserowe mają zwykle wąskie pasmo przenoszenia obejmujące zakres 400 Hz – 2,8 kHz, aczkolwiek jednoczesne zastosowanie kilku różnych źródeł światła może to pasmo znacznie rozszerzyć.

Wielką zaletą mikrofonów laserowych jest możliwość operowania ze znacznej odległości (~ 0,5 km) przy użyciu promieniowania niewidocznego gołym okiem.

Prawdopodobieństwo wykrycia podsłuchu prowadzonego za pomocą tego typu mikrofonu można dodatkowo zmniejszyć poprzez zastosowanie odpowiedniej modulacji wiązki lasera.

Czujniki z komórką akustooptyczną

Dyfrakcja Ramana-Natha na siatce Bragga wygenerowanej za pomocą fali akustycznej



$$n(x,t) = n_0 + \Delta n \cos\left[2\pi\left(f_a \cdot t - \frac{x}{h}\right)\right]$$

n_0 współczynnik załamania ośrodka niezaburzonego, Δn zmiana współczynnika załamania wywołana falą akustyczną, f_a częstotliwość fali akustycznej, h długość fali akustycznej i jednocześnie stała siatki dyfrakcyjnej.

Jeśli na taką siatkę pada prostopadle płaska fala światła o długości λ, to po jej przejściu rozkład prążków interferencyjnych będzie miał postać

$$\sin\theta_m = \frac{m\lambda}{h} \qquad m = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$$

θ_m kąt odchylenia m-tego prążka dyfrakcyjnego

W wypadku fali bieżącej natężenie światła w m-tym prążku jest proporcjonalne jest do kwadratu funkcji Bessela m-tego rzędu:

$$I_m = I_0 J_m^2\left(\Gamma_0\right)$$

I_0 jest natężeniem światła w wiązce przechodzącej przez ośrodek nie zaburzony akustycznie (natężenie rzędu zerowego), J_m (G_0) – funkcja Bessela pierwszego rodzaju m-tego rzędu,

$$\Gamma_0 = \frac{2\pi}{\lambda} L\Delta n$$

L – grubość siatki

Siatkę Bragga można zatem wykorzystać do podnoszenia lub obniżania długości fali światła o wartość wynikającą z wielokrotności długości fali akustycznej.

Korzystając z komórki akustooptycznej można budować heterodynowe czujniki akustyczne.

Ich zaletą jest niższy poziom szumów na niskich częstotliwościach w porównaniu z klasycznymi czujnikami laserowymi. Wynika to z faktu interferencji fali z jej kopią o podniesionej częstotliwości (obniżonej długości fali). Wynik takiej interferencji opisuje zależność:

$$S(t) = \left\{1 + \sin\left[2\pi f_B t + \varphi(t)\right]\right\}$$

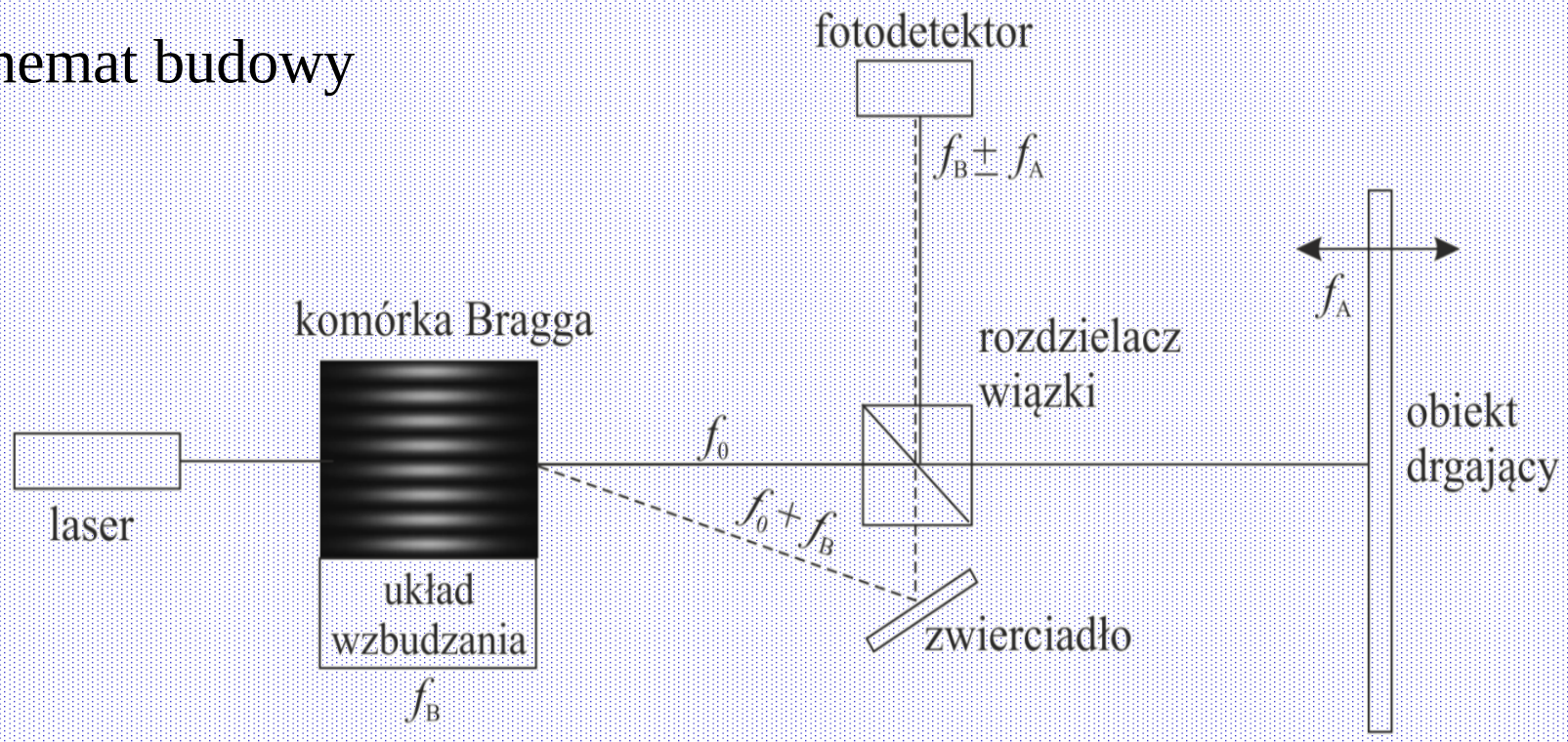
$\varphi(t)$ różnica faz interferujących sygnałów, f_B przesunięcie częstotliwości w komórce Bragga

Dla periodycznych zmian fazy częstotliwość pośrednia na fotodetektorze wyniesie:

$$f_P = f_B + \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Typowe przesunięcie częstotliwości jest rzędu kilkudziesięciu MHz, co znacząco odsuwa częstotliwość pośrednią od zakresu szumowego $1/f$.

Schemat budowy



Problemem jest niewielki kąt refrakcji θ_m, który wymusza dużą odległość rozdzielacza wiązki od komórki Bragga lub konieczność stosowania dodatkowego zwierciadła odchylającego tę wiązkę.

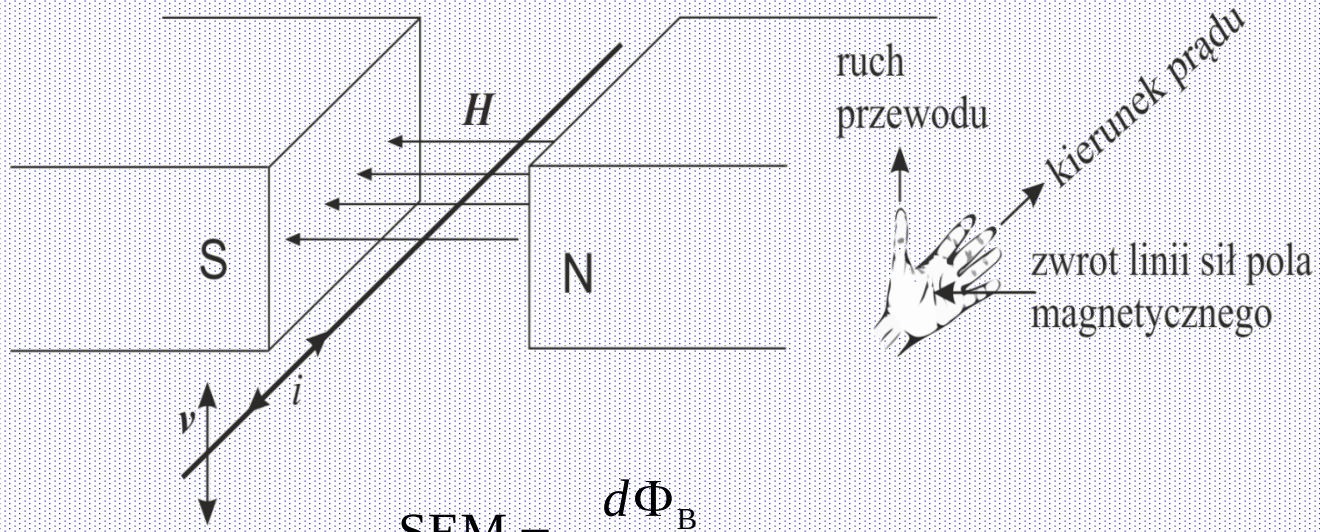
System taki umożliwia obserwację drgań akustycznych w szerokim zakresie częstotliwości - od pojedynczych Hz do f_B .

Częstotliwość przesunięcia można zwielokrotniać, stosując większą liczbę komórek Bragga lub wielokrotnie przepuszczając wiązkę przez tę samą komórkę.

Tego typu detektory stosowane są do testowana elementów samolotów i samochodów, instrumentów muzycznych, mechaniki precyzyjnej, a także w biologii i medycynie.

SENSORY MAGNETOELEKTRYCZNE

Podstawą działania jest indukcja elektryczna



$$\mathrm{SEM} = -\frac{d\Phi_{\mathrm{B}}}{dt}$$

strumień magnetyczny przepływający przez zamknięty kontur obwodu o powierzchni Σ definiuje się poprzez całkę:

$$\Phi_{\mathrm{B}} = \int_{\Sigma} \vec{B}\,\overrightarrow{dS}$$

$\overrightarrow{dS}$ jest wektorem nieskończenie małego wycinka powierzchni Σ (wektorem prostopadłym do tej powierzchni o długości liczbowo równej tej powierzchni).

Jeśli powierzchnia jest płaska, a strumień magnetyczny jednorodny, to zamiast całkowania strumień opisywany jest iloczynem:

$$\Phi_B = \vec{B} \cdot \vec{S} = |\vec{B}| \cdot |\vec{S}| \cos\alpha$$

α jest kątem pomiędzy wektorami $\vec{B}$ i $\vec{S}$

SEM jest równa energii potencjalnej uzyskanej przez ładunek poprzez przemieszczenie go w stronę przeciwną do kierunku pola elektrycznego działającego na ten ładunek.

SEM jest miarą potencjału elektrycznego generowanego przez źródło.

Jeśli źródło jest bezrezystancyjne to SEM równa się napięciu na nim generowanym.

W praktyce napięcie jest pomniejszone o spadek napięcia na rezystancji źródła.

SEM można zwielokrotnić poprzez szeregowe połączenie większej liczby obwodów opasających w tym samym kierunku równoległe kontury.

Z drugiej zaś strony strumień magnetyczny jest generowany w obwodzie wedle prawa Biota-Savarta-Laplace'a

$$\Phi_{\mathrm{B}} = L \cdot i$$

na podstawie prawa Faradaya

$$SEM = -L\frac{di}{dt}$$

Jeśli obwód z prądem *i* ma długość *l*, pole powierzchni *S* i jest umieszczony w przestrzeni o przenikalności magnetycznej *m*, to indukcję pola magnetycznego przechodzącego przez powierzchnię *S* można opisać zależnością:

$$B = \frac{\mu i}{l}$$

zatem

$$\Phi_{\text{B}} = \mu \frac{S}{l} i$$

dla N uzwojeń

$$\Phi_{\text{B}} = BSN \qquad B = \frac{\mu i}{l} N \qquad \Rightarrow \qquad \Phi_{\text{B}} = \frac{\mu S N^2 i}{l}$$

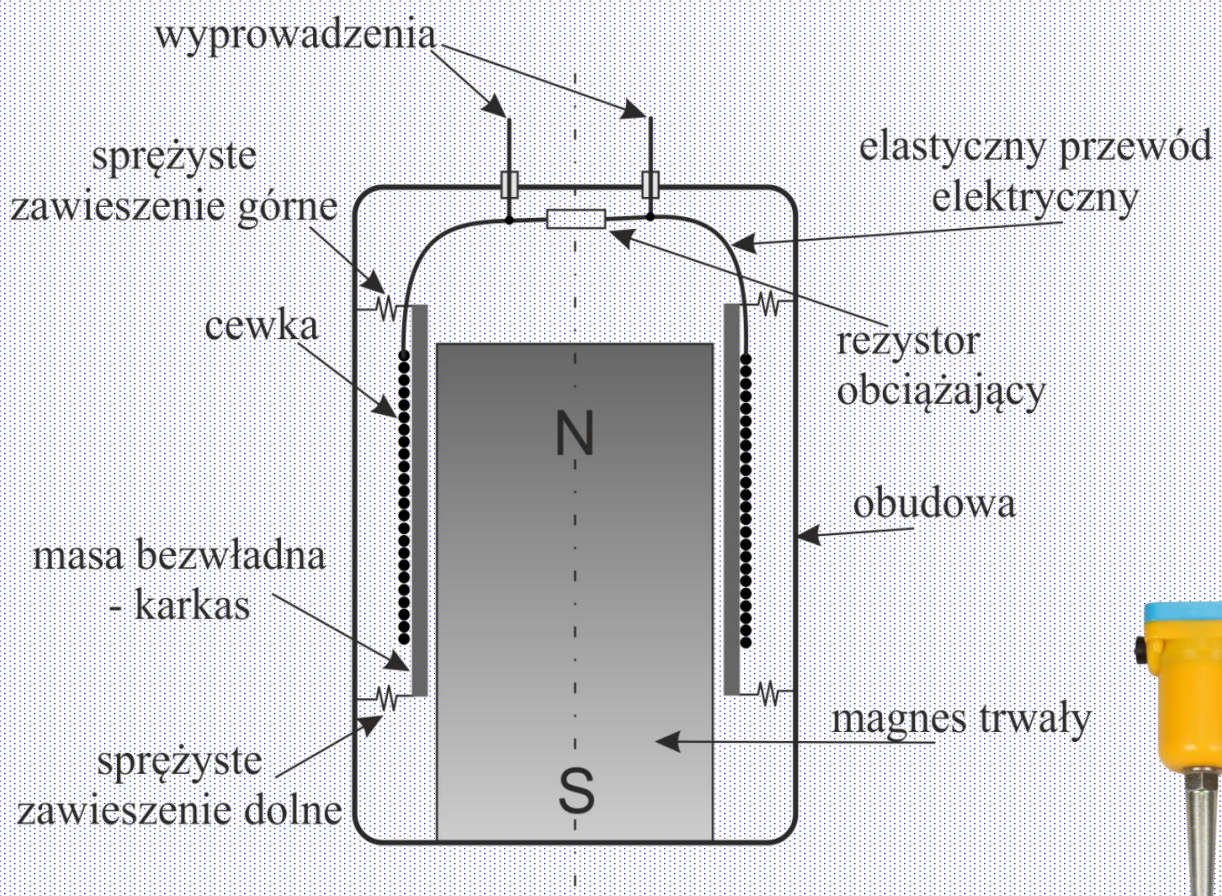
dla uzwojeń kołowych o promieniu R $\qquad \Phi_{\text{B}} = \dfrac{\mu R N^2 i}{2}$

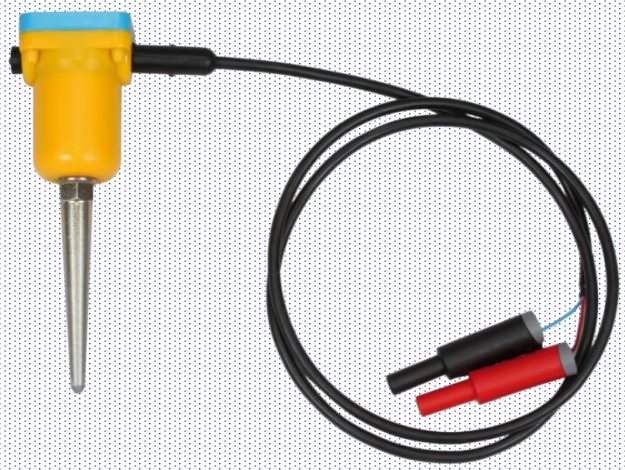
$$SEM = -\frac{\mu R N^2}{2} \frac{di}{dt}$$

Ruch cewki w polu magnetycznym indukuje w niej SEM i prąd – zanik prądu generuje SEM

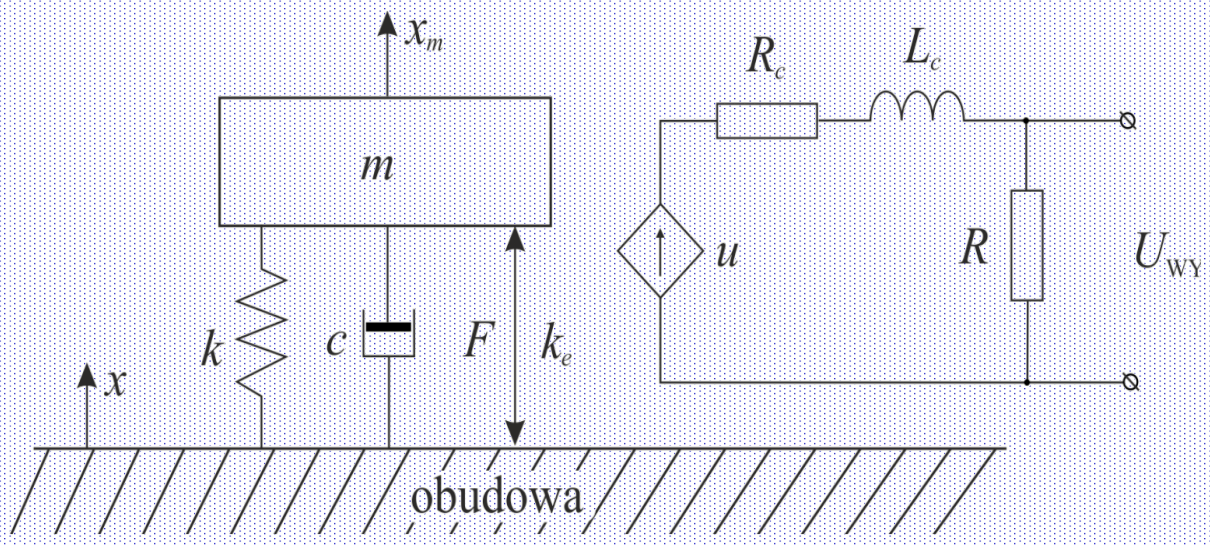
Konstrukcje bezwładnościowe

GEOFON





Schemat zastępczy



m – bezwładna masa karkasu i cewki
k – stała sprężystości sprężyn
c – współczynnik tarcia
F – siła generowana w wyniku samoindukcji
u – indukowane napięcie
R_c – rezystancja własna cewki
L_c – indukcyjność cewki (zwykle rzędu pojedynczych mH)
R – rezystancja obciążenia

Układ taki można opisać równaniem oscylatora harmonicznego

$$\ddot{x}_m + 2c\omega_0\dot{x}_m + \omega_0^2 x_m = \ddot{x} \quad \text{gdzie} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

po zastosowaniu transformacji Fouriera

$$-\omega^2\hat{x}_m + 2j\omega\omega_0 c\hat{x}_m + \omega_0^2\hat{x}_m = -\omega^2\hat{x}$$

$\hat{x}_m$ oraz $\hat{x}$ częstotliwościowe reprezentacje x_m i x $\quad j = \sqrt{-1}$

po obustronnym zróżniczkowaniu po czasie oraz uwzględnieniu $\dot{\hat{x}} = j\omega\hat{x}$

można uzyskać związki prędkości ruchu masy bezwładnej
z prędkością i przyspieszeniem ruchu czujnika

$$\dot{\hat{x}}_m = \frac{\omega^2}{\omega^2 - 2j\omega\omega_0 c - \omega_0^2}\dot{\hat{x}} \qquad \dot{\hat{x}}_m = \frac{j\omega}{-\omega^2 + 2j\omega\omega_0 c + \omega_0^2}\ddot{\hat{x}}$$

analogicznie można uzyskując zależności dla wyższych pochodnych

Przyjmując, że napięcie wyjściowe geofonu jest zależne, zgodnie z prawem Faradaya, od prędkości ruchu masy bezwładnej względem magnesu można na sformułować zależność:

$$U_{\mathrm{WY}} = S\,\dot{\hat{x}}_m$$

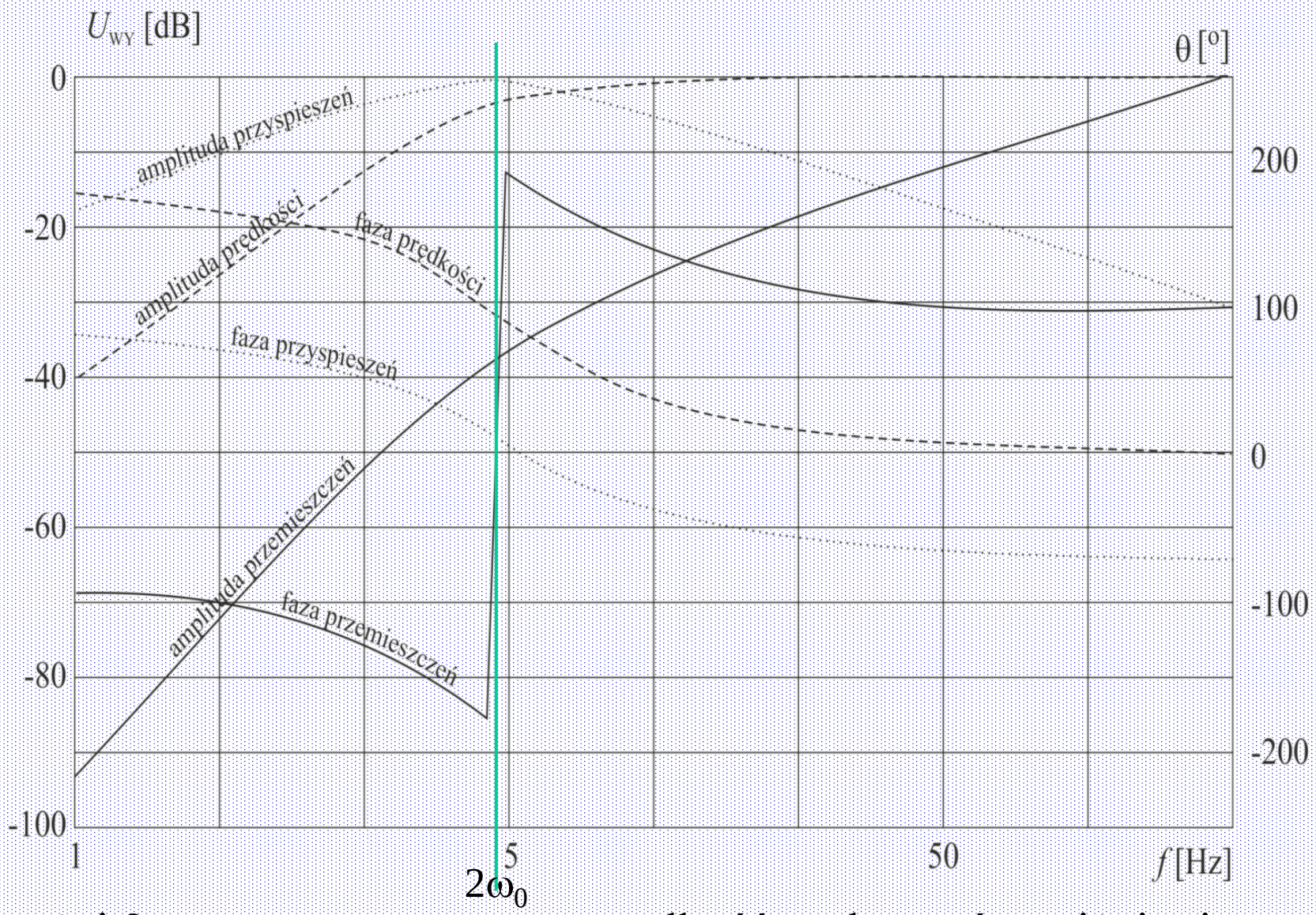
gdzie S jest czułością sensora wyrażoną w V·s/m

Czułość zależy od szczegółów konstrukcyjnych czujnika, głównie wartości strumienia magnetycznego oraz liczby zwojów cewki.

Zestawiając równania dla przemieszczeń, prędkości i przyspieszeń uzyskuje się napięcia generowane przez te wielkości w postaci

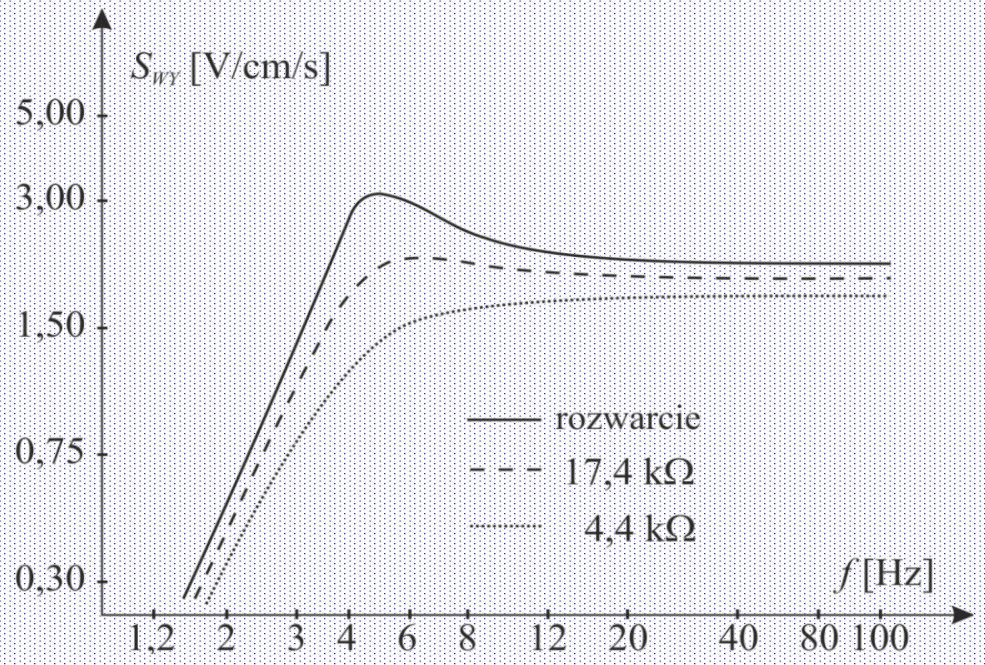
$$U_P = S\frac{j\omega^3}{\omega^2 - 2j\omega\omega_0 c - \omega_0^2}\hat{x} \qquad U_v = S\frac{\omega^2}{\omega^2 - 2j\omega\omega_0 c - \omega_0^2}\dot{\hat{x}} \qquad U_a = -S\frac{j\omega}{\omega^2 - 2j\omega\omega_0 c - \omega_0^2}\ddot{\hat{x}}$$

Dzieląc napięcia przez wymuszenia (tj. przemieszczenie, prędkość ruchu i przyspieszenie) uzyskuje się odpowiadające im charakterystyki transmisyjne sensora



powyżej $2\omega_0$ sensor przetwarza prędkość ruchu, zaś poniżej tej granicy jest akcelerometrem.

Z racji niskiej rezystancji cewki oraz niskiej częstotliwości pracy, dla dostatecznie dużych wartości rezystancji obciążenia *R* napięcie wyjściowe jest praktycznie równe napięciu źródła sterowanego na schemacie zastępczym.
Rezystor obciążający ma za zadanie wprowadzenie tłumienia w obwodzie rezonansowym.



Rezystor ten powinien być starannie dobrany.
Sensory tego rodzaju charakteryzować się mogą dynamiką rzędu 100 dB. Jest ona z jednej strony ograniczona maksymalną amplitudą ruchu cewki, a z drugiej strony szumami sensora i współpracujących z nim układów zewnętrznych.

cztery podstawowe źródła szumów

- szum termomechaniczny masy bezwładnej, pochodzący od ruchów Browna,

- szum termoelektryczny (Johnsona), od elementów rezystancyjnych,

- szum śrutowy (Schottky'ego), związany z ziarnistą strukturą ładunków i ich chaotycznym ruchem,

- szum migotania (różowy) pochodzący od elementów półprzewodnikowych współpracujących z czujnikiem.

Najniższe szumy układ wykazuje w rezonansie.

Gęstość widmową szumu termomechanicznego powyżej częstotliwości rezonansowej wyrazić można poprzez formułę

$$\Phi_{TM}(\omega) = 8k_B T \frac{\kappa\omega_0}{m} \left[\frac{\left(\mathrm{m/s^2}\right)^2}{\mathrm{Hz}} \right]$$

gdzie k_B jest stałą Boltzmanna, T temperaturą bezwzględną, zaś κ wyrażonym w procentach współczynnikiem tłumienia obwodu rezonansowego (zależnym od wartości rezystora obciążającego R).

Szum termoelektryczny można wyrazić poprzez:

$$\Phi_{TM}(\omega) = 4k_B TR \left[\frac{\mathrm{V}^2}{\mathrm{Hz}} \right]$$

Szum śrutowy opisywany jest wyrażeniem:

$$\Phi_{\acute{S}}(\omega) = 2eI_{pn} \left[\frac{\mathrm{A}^2}{\mathrm{Hz}} \right]$$

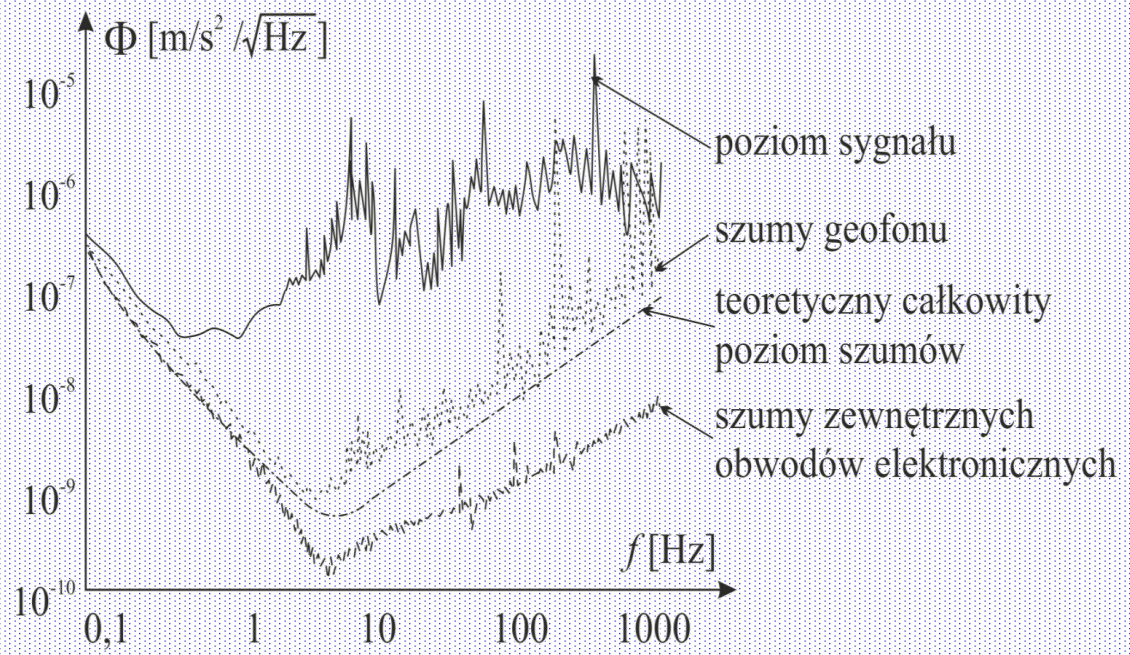
e jest ładunkiem elektronu, zaś I_{pn} średnim prądem przepływającym przez złącze półprzewodnikowe

szum migotania związany jest defektami sieci krystalicznej półprzewodnika

$$\Phi_M(\omega) = \frac{K}{f^{\alpha}} \left[\frac{\mathrm{V}^2}{\mathrm{Hz}} \right]$$

gdzie K jest współczynnikiem szumów półprzewodnika,
α jest współczynnikiem empirycznym przyjmującym wartości od 0,8 do 1,3. (najczęściej przyjmuje się wartość równą 1)

Wartość średniokwadratowa spektralnej gęstości szumu dla geofonu współpracującego z niskoszumnym wzmacniaczem operacyjnym



WYBRANE KATALOGOWE PARAMETRY GEOFONU DT-20DX

częstotliwość rezonansowa	4,5 Hz ± 0,5 Hz
odchyłka od liniowości	< 0,3%
współczynnik tłumienia rezonansu	0,7 ± 10%
rezystancja cewki	395 Ω ± 5%
czułość	23,4 V/m/s ± 10%
masa bezwładna	11 g
maksymalne międzyszczytowe wychylenie cewki	1,5 mm
zakres temperatur pracy	- 40 ÷ + 100° C
średnica	25,4 mm
wysokość	33 mm
całkowita masa	89 g

Wykorzystując tego rodzaju sensor oraz dodatkowy pomiar czasu można uzyskać szereg informacji dotyczących:

- faktu i czasu przejścia fali
- czasowego rozkładu amplitud fali (kształt impulsu)
- widma amplitudowego i fazowego fali (względnego lub po kalibracji bezwzględnego)
- polaryzacji fali (przy zastosowaniu kilku czujników)

Tego rodzaju sensory są często wykonywane w wersjach pozwalających na pracę na dnie zbiorników wodnych nawet o znacznej głębokości.

Konstrukcje membranowe

Do napędu cewki w takich konstrukcjach stosuje się membranę czyli rodzaj mechanicznego przetwornika przekształcającego zmienne ciśnienie akustyczne na adekwatny ruch układu elektromechanicznego.

Membrana charakteryzuje się dwiema podstawowymi cechami:
- znikomą grubością w porównaniu z pozostałymi wymiarami
- małą sprężystością własną w porównaniu ze sprężystością uzyskiwaną na skutek jej naciągu

Jeśli określony płaski obiekt nie spełnia jednego z tych kryteriów to zwykle nazywa się go płytą.

Drgania płyt również można stosować do napędzania przetworników magnetoelektrycznych, jednak rozwiązania takie stosuje się dość rzadko, z uwagi na zwykle dużą bezwładność i znikomą amplitudę ruchu.

Jeśli membrana oddziela dwa środowiska, to występujące w nich różnice ciśnień będą generowały siłę działającą na jej powierzchnię w kierunku ciśnienia niższego.

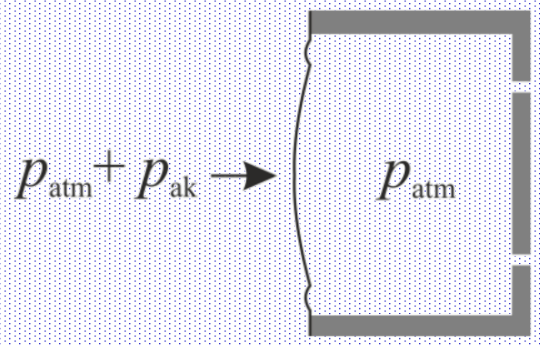
Zmienność różnicy ciśnień wygeneruje zmienną siłę i ruch membrany.

Parametry ruchu membrany zależą od jej kształtu, sposobu zamocowania i siły naciągu.

W konstrukcjach tego typu dąży się do minimalizacji wpływu sił bezwładności.

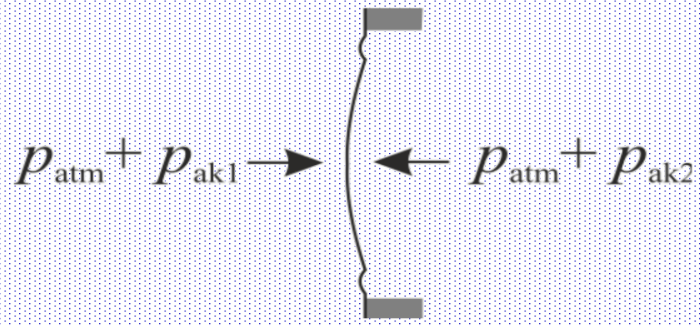
Membrana może być jedno bądź obustronnie wystawiona na działanie ciśnienia akustycznego.

Zależnie od sposobu odgrodzenia membrany od ciśnień zewnętrznych wyróżnia się przetworniki **ciśnieniowe, gradientowe, ciśnieniowo-gradientowe** lub **interferencyjne**



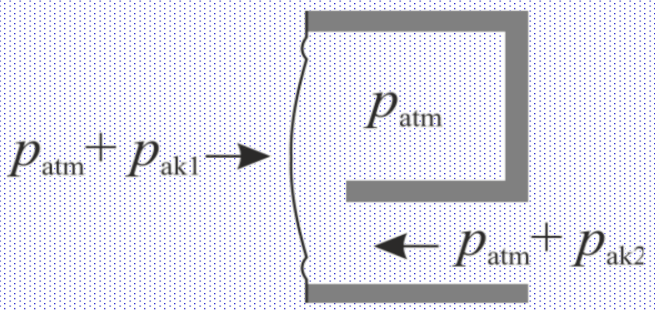
ciśnieniowy

dla niskich częstotliwości izotropowy
dla wysokich kardioidalny



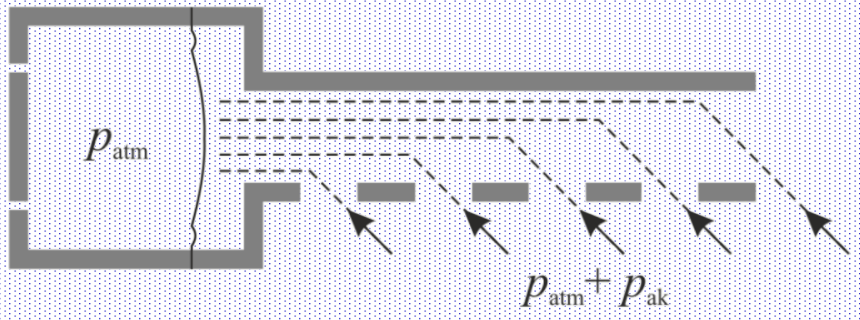
gradientowy

dwukierunkowy



ciśnieniowo-gradientowy

kardioidalny, super- i hiperkardioidalny
Zależnie od częstotliwości i geometrii kanału



interferencyjny

kierunkowy

Blue

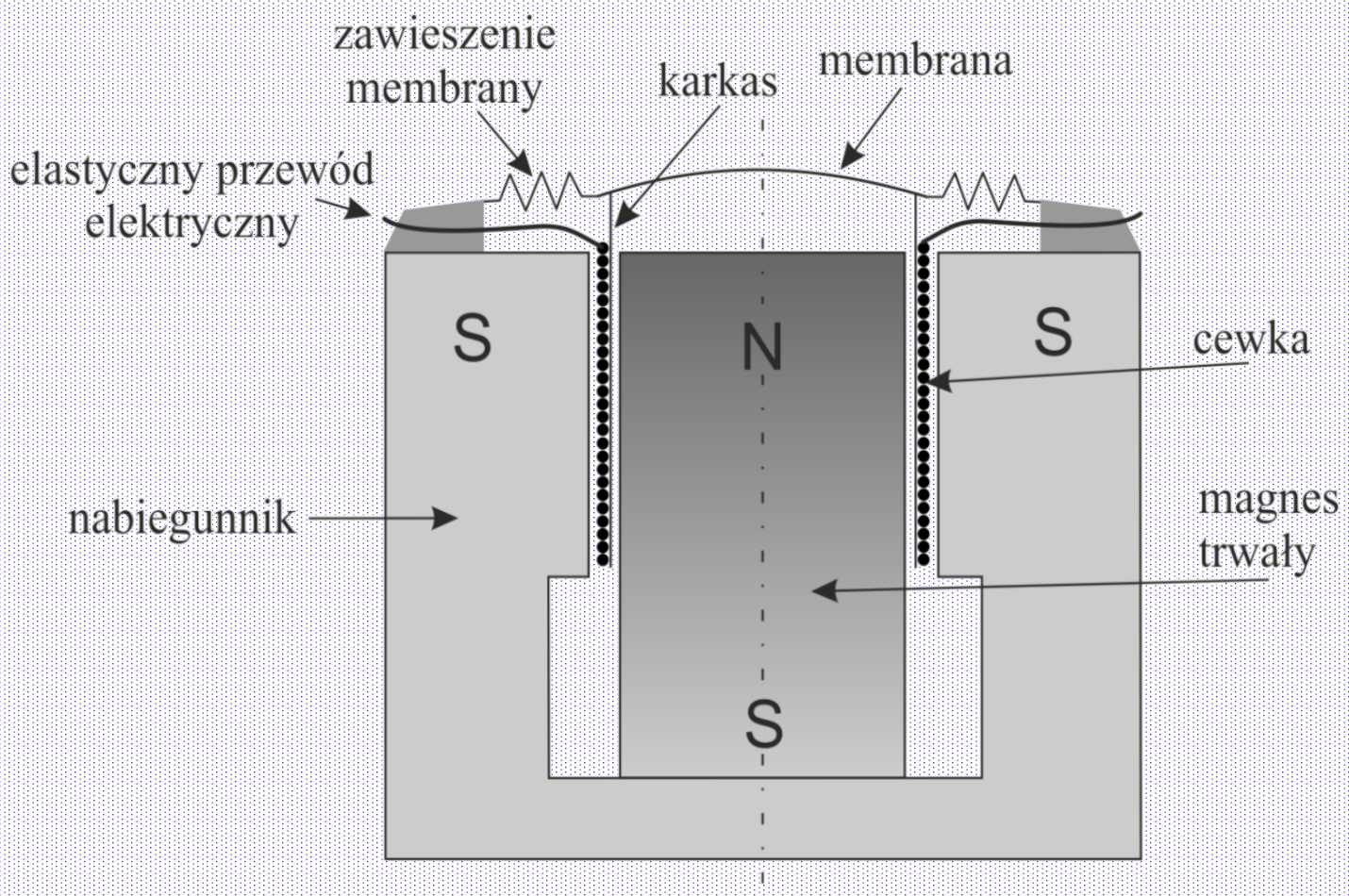
FRONT

BOYA

Istnieją trzy główne typy przetworników magnetoelektrycznych (zwanych dynamicznymi) o napędzie membranowym: hydrofony, mikrofony oraz laryngofony

Różnią się one przede wszystkim konstrukcją membran i sposobem ich sprzęgania z drgającym medium

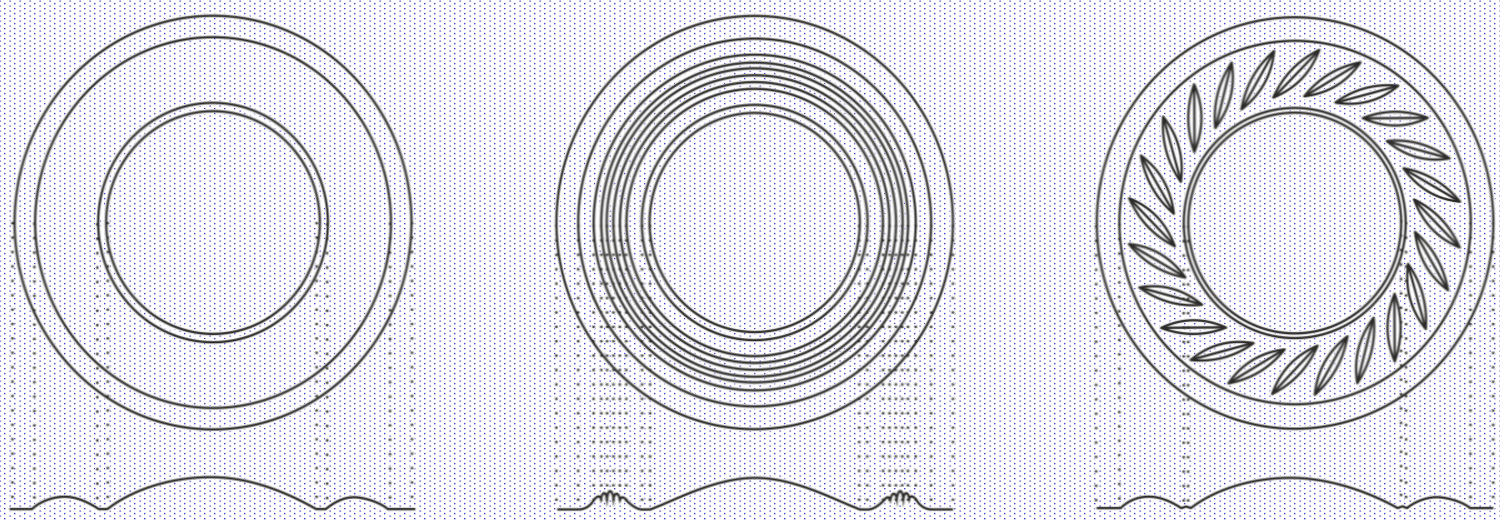
Ogólny schemat budowy przetwornika dynamicznego



Geometria prostych membran (dla powietrza) może być obliczana analitycznie - bardziej złożonych numerycznie

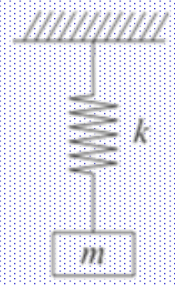
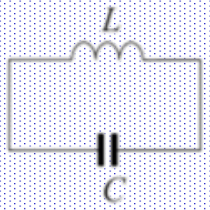
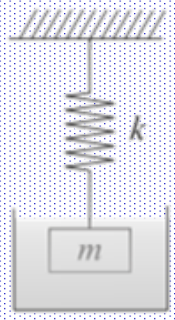
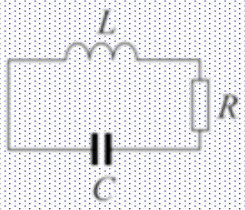
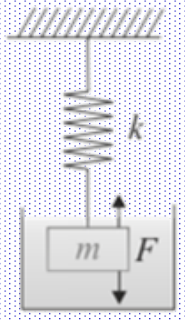
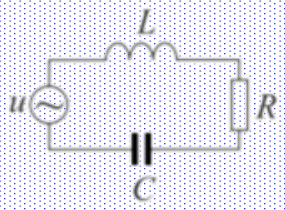
Liczy się liczba przetłoczeń, ich rozmiary i rozmieszczenie oraz zastosowany materiał (poliimidy aromatyczne)

Parametry te decydują o przebiegu charakterystyk częstotliwościowych sensora

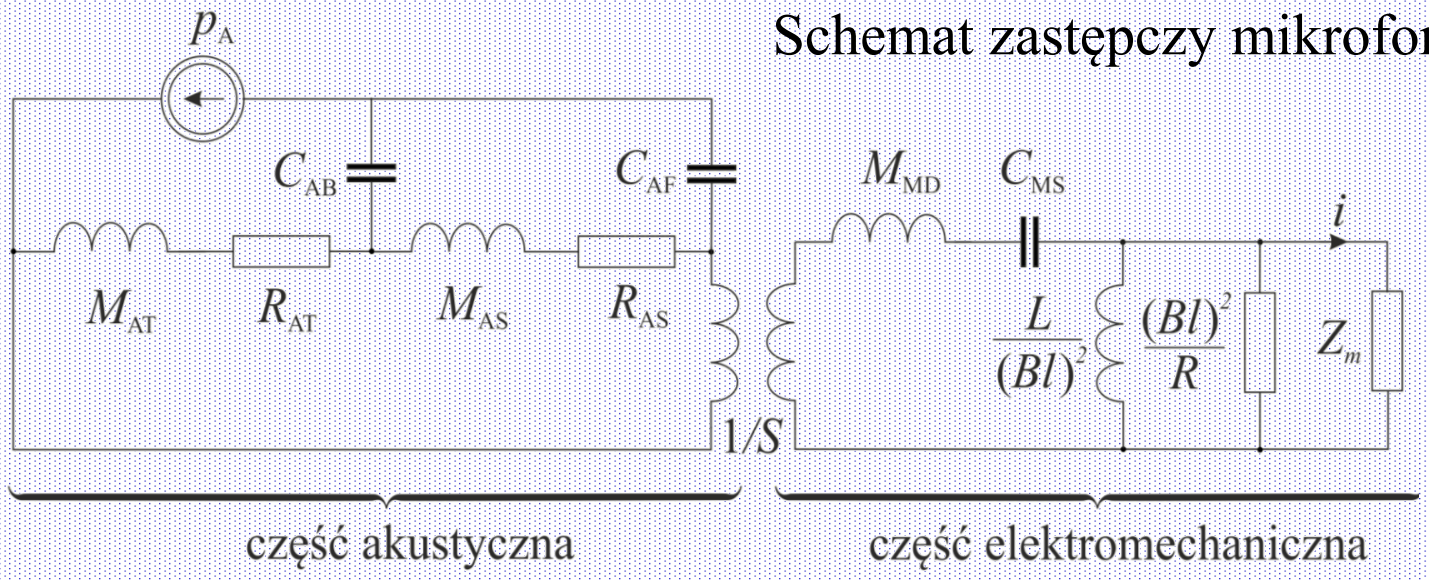


Analizy transmitancyjne przetworników (w tym także mikrofonów) prowadzi się często w oparciu o elektryczne schematy zastępcze, które buduje się korzystając z analogii pomiędzy wielkościami mechanicznymi, akustycznymi a elektrycznymi.

elektryczne	**mechaniczne**	**akustyczne**
moc elektryczna P_e **[W] = [V·A]**	moc mechaniczna P_m [W] = [kg·m^2/s^3]	moc akustyczna P_a [W] = [kg·m^2/s^3]
rezystancja R_e **[Ω] = [V/A]**	rezystancja mechaniczna R_m [Ω_m] = [kg/s]	rezystancja akustyczna R_a [Rayl] = [kg/m^2·s]
indukcyjność L **[H] = [V·s/A]**	masa M_m [kg]	masa akustyczna M_a [kg/m^4]
pojemność C_e **[F] = [A·s/V]**	podatność mechaniczna C_m [s^2·kg]	podatność akustyczna C_a [m^4·s^2/kg]
napięcie U **[V]**	Siła F [N] = [kg·m/s^2]	Ciśnienie akustyczne P_a [Pa]=[kg/m·s^2]
prąd I **[A]**	prędkość liniowa v [m/s]	prędkość objętościowa v [m^3/s]
ładunek q **[C] = [A·s]**	przemieszczenie x [m]	przemieszczenie objętościowe f [m^3]

	drgający układ mechaniczny	drgający układ elektryczny
oscylator harmoniczny	 $m\frac{dx^2}{dt^2}+kx=0$	 $L\frac{dq^2}{dt^2}+\frac{q}{C}=0$
oscylator harmoniczny tłumiony (masa zanurzona w lepkiej cieczy)	 $m\frac{dx^2}{dt^2}+\beta\frac{dx}{dt}+kx=0$	 $L\frac{dq^2}{dt^2}+R\frac{dq}{dt}+\frac{q}{C}=0$
oscylator harmoniczny tłumiony z zewnętrznym wymuszeniem drgań	 $m\frac{dx^2}{dt^2}+\beta\frac{dx}{dt}+kx=F\sin(\omega_m t)$	 $L\frac{dq^2}{dt^2}+R\frac{dq}{dt}+\frac{q}{C}=u\sin(\omega_e t)$

Schemat zastępczy mikrofonu dynamicznego

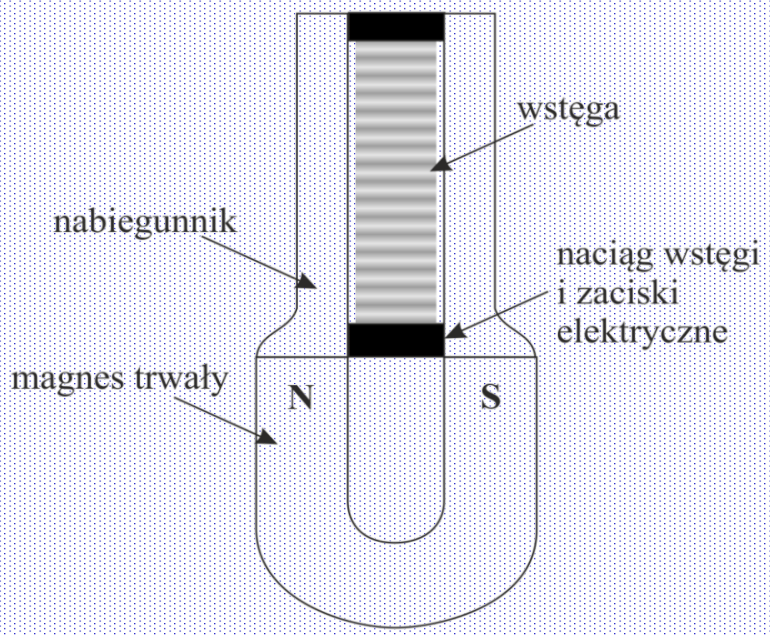


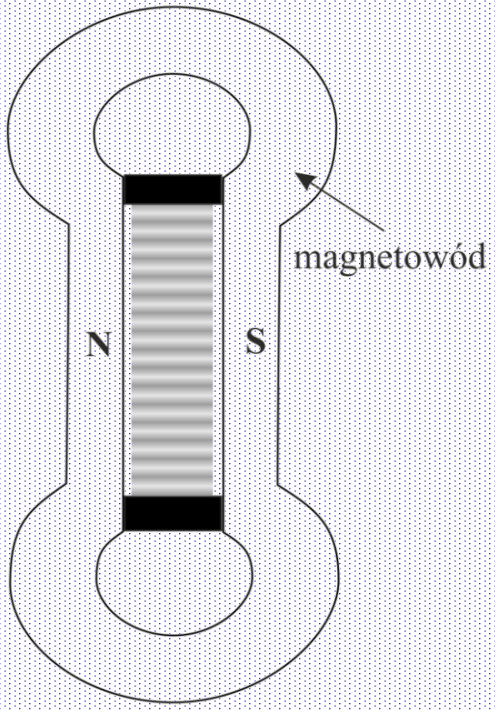
p_A – ciśnienie akustyczne działające na membranę, C_{AB} – podatność mechaniczna komór we wnętrzu mikrofonu, C_{AF} – podatność mechanicznaą przedniej części mikrofonu, M_{AT} – masa powietrza w kanale łączącym wnętrze mikrofonu z otoczeniem (kanału niskiej częstotliwości), R_{AT} – rezystancja akustyczna tego kanału, M_{AS} akustyczna masa objętości tuż za membraną, R_{AS} – rezystancja akustyczna tej objętości, M_{MD} – akustyczna masa membrany, C_{MS} – podatność membrany, L – indukcyjność cewki, R – stałoprądowa rezystancja cewki, $Z_m = (Bl)^2 / Z$ – mechaniczna impedancja ruchu cewki, Z – elektryczna impedancja obwodu cewki, l – długość przewodu cewki, B – indukcja magnetyczna w szczelinie magnesu, S – powierzchnia czynna membrany

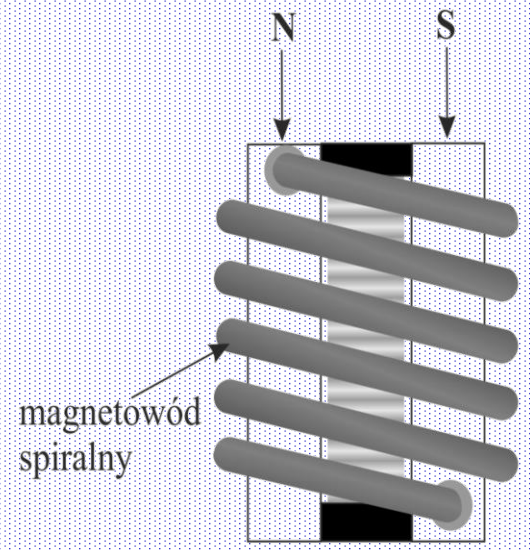
Ze schematu widać, że mikrofon dynamiczny ma strukturę filtru pasmowoprzepustowego.
Elementy są tak dobrane aby w całym zakresie częstotliwości przetwarzania (przeciętnie 15 Hz – 15 kHz) prąd wyjściowy *i* był niezmienny.
Indukcja magnetyczna w szczelinie wynosi ok. 1,5 T, długość przewodu jest rzędu 10 m, zaś średnica cewki 9 mm. Masa części drgającej wynosi zwykle niewiele ponad 0,5 g, zaś impedancja elektryczna mieści się w granicach 125 – 150 W. Maksymalne przemieszczenie membrany jest rzędu 20 nm.

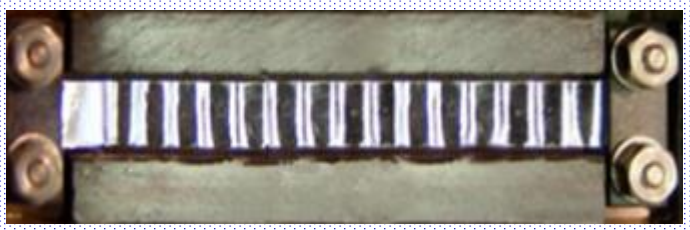
element	rząd wielkości
C_{AB}	10^{-12} m^5/N
M_{AT}	100 kg/m^4
R_{AT}	10^{10} N·s/m^5
M_{AS}	$3 \cdot 10^2$ kg/m^4
R_{AS}	10^7 N·s/m^5
C_{AF}	10^{-11} m^5/N
M_{MD}	$5 \cdot 10^2$ kg/m^4
C_{MS}	10^{-11} m^5/N

Konstrukcje wstęgowe

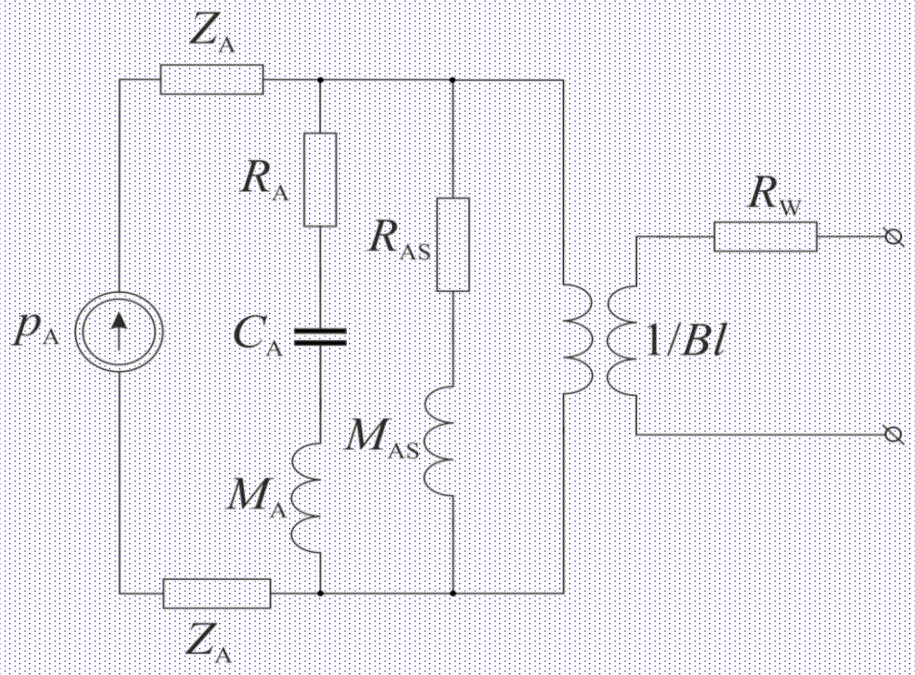






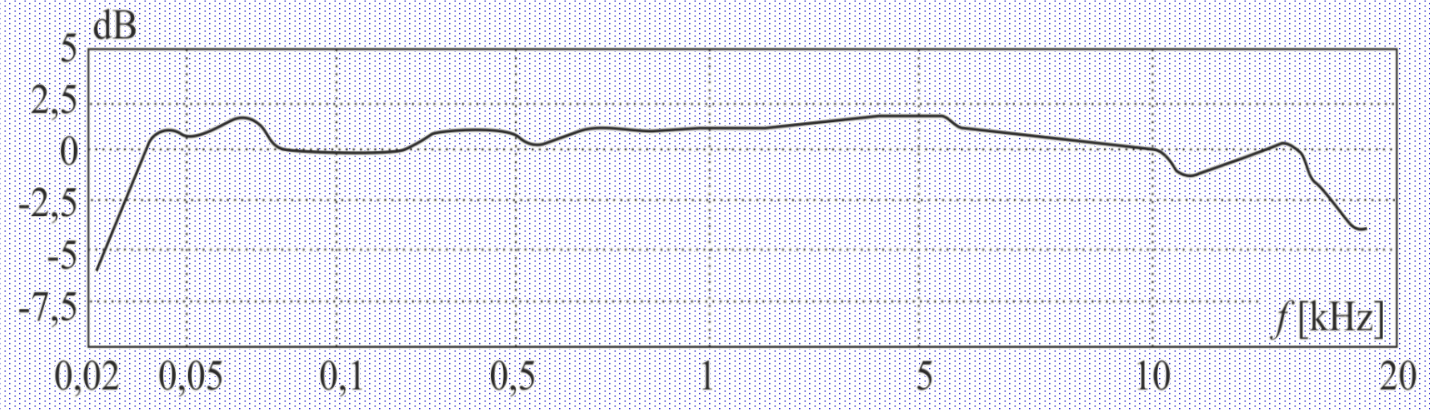


Ponieważ rezystancja wstęgi jest skrajnie niska konieczne jest zastosowanie transformatora o kilkudziesięciokrotnym przełożeniu.
Na ogół wynosi ono 1:37. Odpowiednio do tego przełożenia podnoszone jest napięcie i impedancja wyjściowa (37 i $37^2 = 1369$).
Jakość tego transformatora decyduje o kluczowych parametrach przetwornika.



p_A ciśnienie działające na wstęgę, Z_A – impedancja otoczenia, M_A – masa wstęgi, C_A – podatność wstęgi, R_A – rezystancja akustyczna wstęgi, M_{AS} – masa szczelin, R_{AS} – rezystancja szczelin, B – indukcja magnetyczna w szczelinie, l – długość wstęgi, R_W – rezystancja elektryczna wstęgi

charakterystyka przetwornika studyjnego ze wstęgą o grubości 1,8 mm, charakteryzującego się czułością na poziomie -52 dBV (1V/Pa), impedancją 300 W (po przetransformowaniu) i zakresem dynamicznym przekraczającym 130 dB.



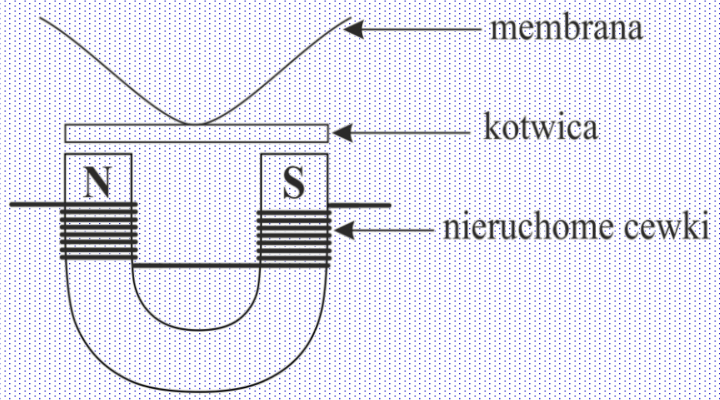
Analiza szumowa mikrofonów membranowych, zarówno cewkowych jak i wstęgowych nie różni się zasadniczo od analizy geofonów, jednak zamiast szumu bezwładnościowego uwzględnia się działający na membranę szum ciśnieniowy:

$$\Phi_P = 2\sqrt{k\,T\,R_{\mathrm{A}}\,B} \quad [\mathrm{Pa}]$$

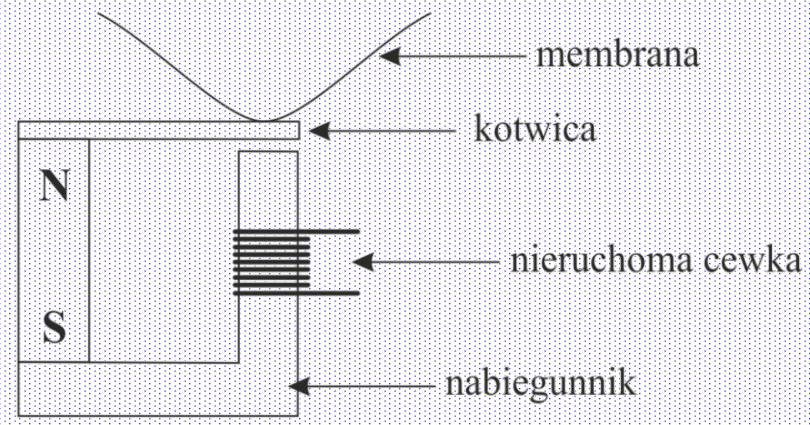
Sensory elektromagnetyczne

Przewód z prądem jest nieruchomy

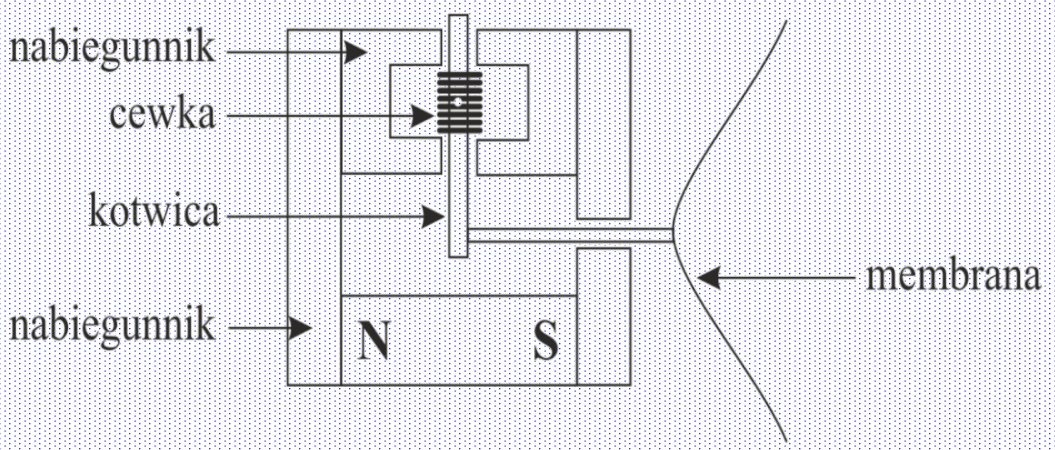
Przykłady konstrukcji



dwubiegunowy
z kotwicą swobodną



jednobiegunowy
z kotwicą swobodną



jednobiegunowy z kotwicą zrównoważoną

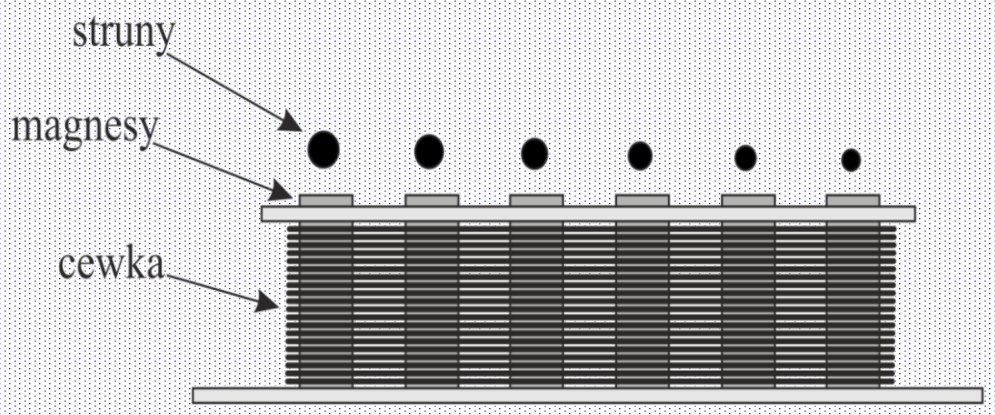
Przetworniki elektromagnetyczne były dawniej stosowane jako mikrofony w aparatach telefonicznych z uwagi na ich dość wysoką skuteczność (szczególnie w wersji zrównoważonej). Zostały jednak wyparte w związku z wysokim poziomem generowanych zakłóceń, bardzo wąskim pasmem przetwarzania i niską czułością.

Sam mechanizm jest jednak wykorzystywany do detekcji ruchu obiektów. Minimalne przemieszczenie rejestrowane przez taki czujnik jest rzędu μm.

Pewną odmianą zaprezentowanej tu zasady są czujniki, w których zamiast magnesu trwałego wykorzystywany jest elektromagnes. Może być on zasilany prądem stałym lub przemiennym o częstotliwości od kilkunastu Hz do kilkudziesięciu kHz.

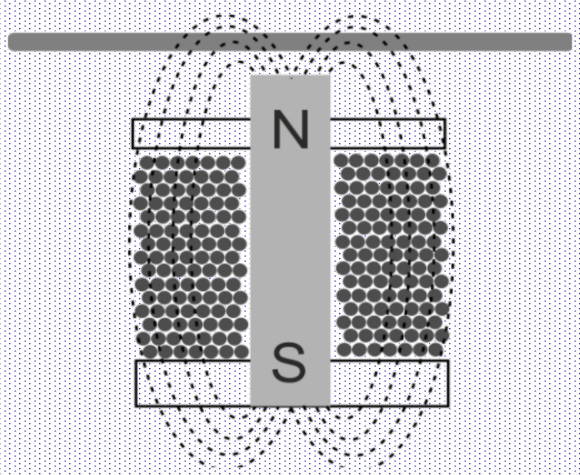
Zastosowanie prądu przemiennego nieco zmienia zasadę działania. Przetwornik tego rodzaju staje się wtedy swego rodzaju transformatorem indukcyjnym z ruchomym rdzeniem bądź z ruchomym elementem tego rdzenia (kotwicą).

Przetworniki gitarowe

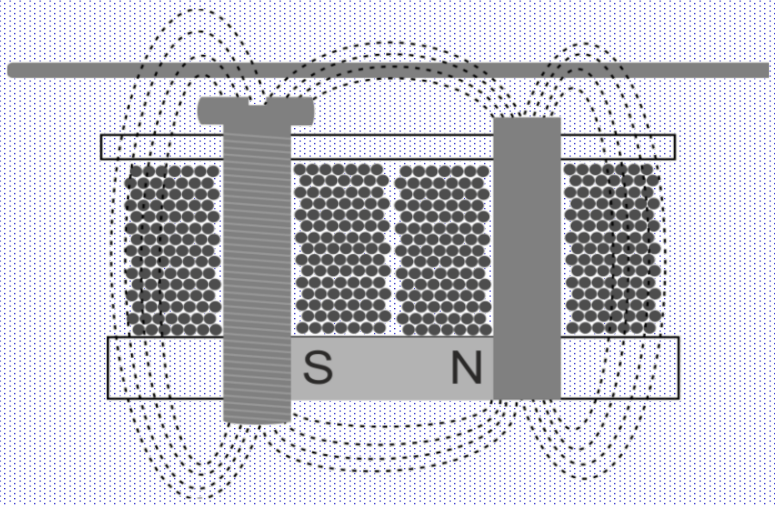


Układ jest magnetycznie otwarty, a więc narażony na wpływ zewnętrznych pól magnetycznych. Narażenie to rośnie wraz z czułością.
Paradoksalnie wysoką czułość można tu uznać jako wadę układu.

Problem ten rozwiązano stosując przetwornik typu *humbucker*.
- połączenie dwóch angielskich słów *hum* w znaczeniu szum lub buczenie oraz *buck* – zrzucać.



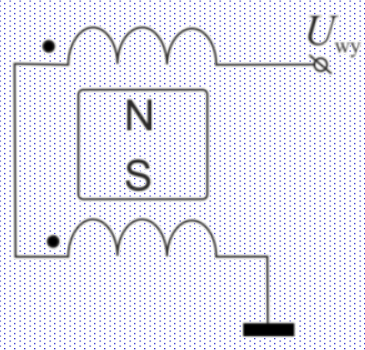
prosty jednocewkowy



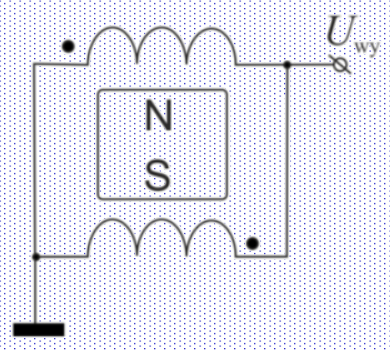
humbucker

Cewki połączone są szeregowo i pracują na różnych biegunach magnetycznych, w efekcie czego zewnętrzne pola magnetyczne indukują w nich prądy o przeciwnych fazach. Konfiguracja taka pozwala na znaczne obniżenie wpływu zakłóceń zewnętrznych.

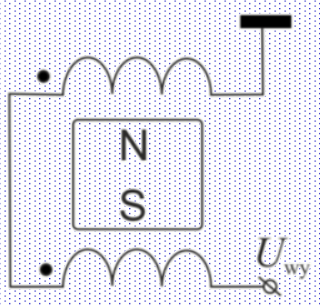
Dla uzyskania różnych charakterystyk przetwarzania stosuje się też inne niż szeregowe rodzaje połączeń



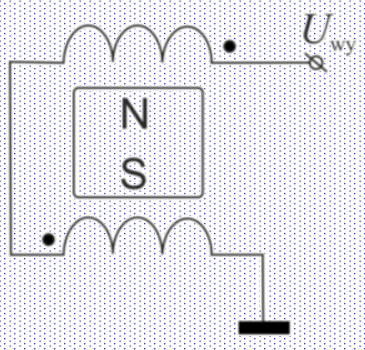
humbucker



równoległe

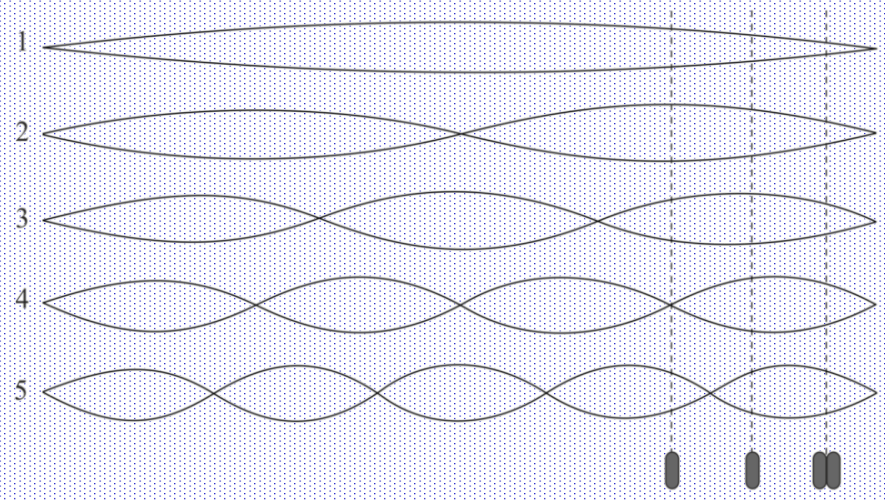


phasing



phased

Stosuje się ponadto zestawy kilku (zazwyczaj trzech) przetworników lokowanych w różnych odległościach od strunnika gitary.

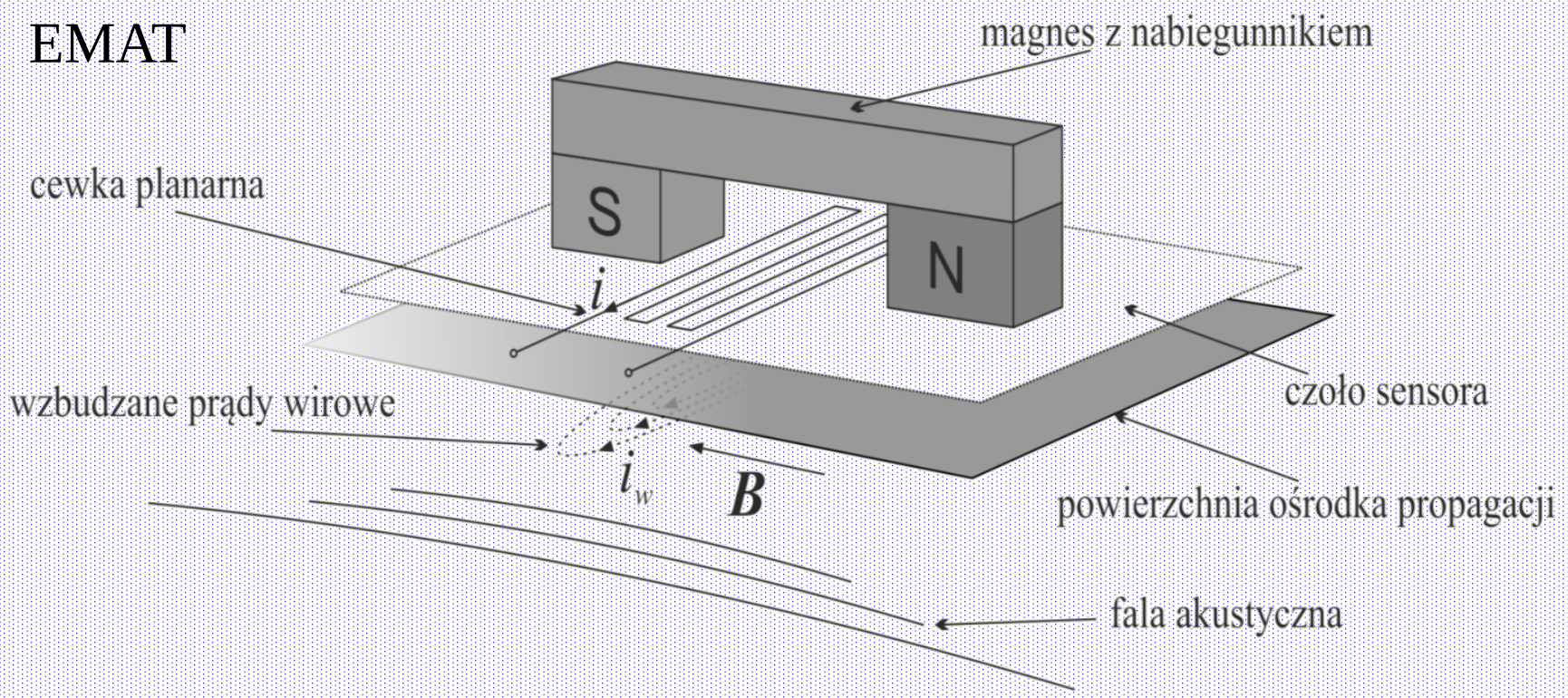


Przetworniki elektromagnetyczno-akustyczne EMAT

EMAT (*electromagnetic acoustic transducer*)
używane są także akronimy
EMAR (*electromagnetic acoustic resonator*), który podkreśla rezonansowy tryb pracy
EMUS (*electromagnetic ultrasonic sensor*) wyodrębniający sensorowe własności przetwornika.

Przetworniki te znajdują zastosowania w bezinwazyjnej defektoskopii.
Wykorzystuje się je między innymi do pomiaru grubości materiałów, detekcji naprężeń, mikropęknięć, wtrąceń, pustek czy też nierówności powierzchni. Metoda sprawdza się także w pomiarach prędkości dźwięku w materiałach przewodzących.

EMAT



emisja: impuls prądowy ⇒ prądy wirowe w polu magnesu ⇒ siła Lorentza ⇒ fala akustyczna

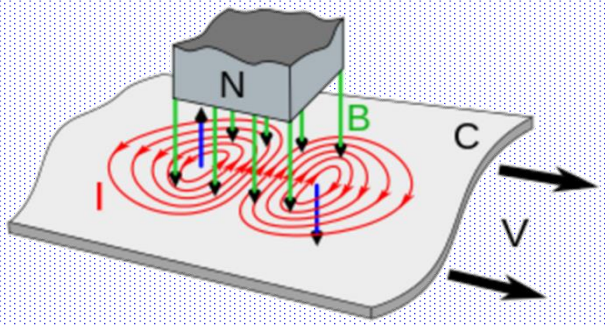
detekcja: fala akustyczna ⇒ ruch powierzchni ⇒ prądy wirowe ⇒ prąd w cewce

Obok siły Lorentza fala akustyczna może powstawać także na skutek efektu magnetostrykcyjnego

Prądy wirowe płyną w warstwie przypowierzchniowej
- dla fal poprzecznych w stali przy ok. 2 MHz ma ona grubość rzędu 0,1 mm.

Gęstość prądów wirowych:

$$j = -\sigma v B_0$$



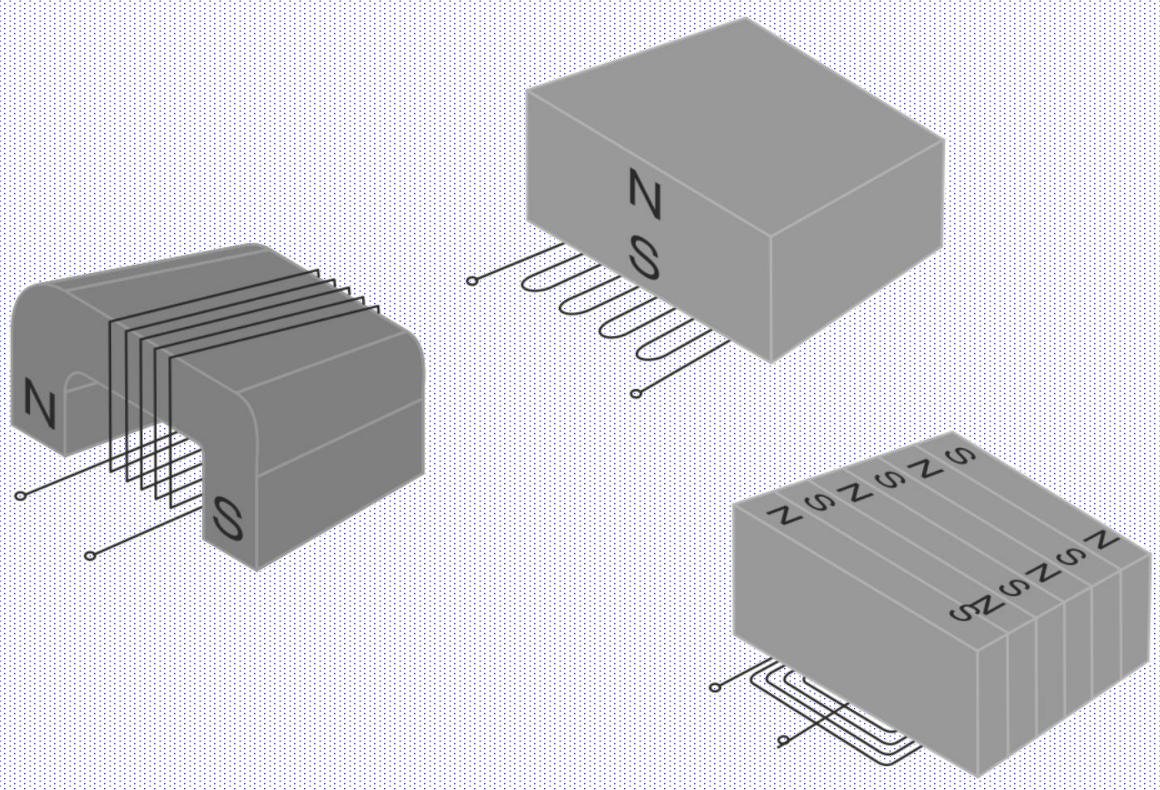
v składowa wektora prędkości fali akustycznej
B_0 indukcja magnetyczna magnesu trwałego
σ przewodność materiału

Napięcie wyjściowe:

$$u_{wy} \sim \frac{n^2 B_0^2}{Z_A} S$$

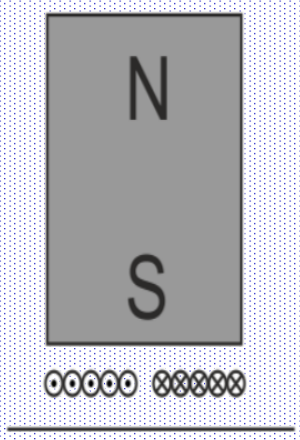
n liczba zwojów cewki
Z_A akustyczna impedancja ośrodka propagacji fal
S powierzchnia cewki

EMAT mogą mieć różne konfiguracje

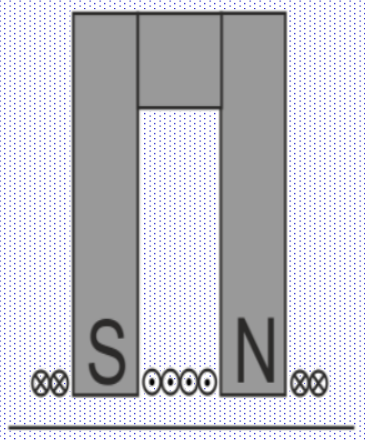


Zależnie od wzajemnego usytuowania cewki i magnesu, a czasami także rodzaju podłoża, możliwa jest generacja i detekcja właściwie wszystkich rodzajów fal akustycznych zarówno objętościowych, płytowych jak i powierzchniowych

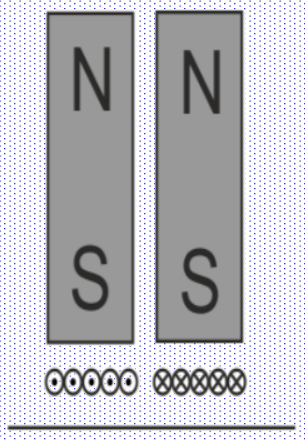
Przetworniki fal:



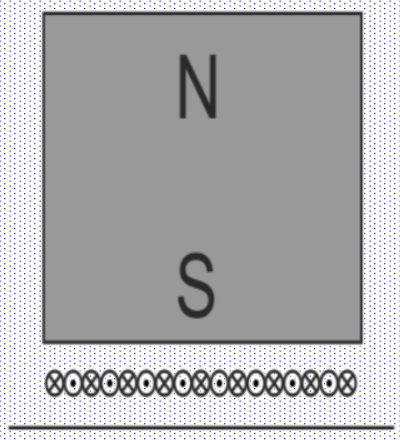
objętościowych poprzecznych



objętościowych podłużnych



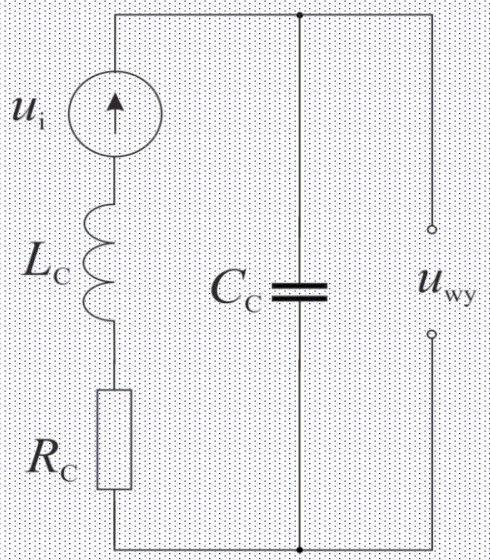
powierzchniowych poprzecznych



powierzchniowych podłużnych, płytowych, Rayleigha

Częstotliwość pracy takiego układu wahać się może od kilkudziesięciu kHz do kilku MHz.

Schemat zastępczy

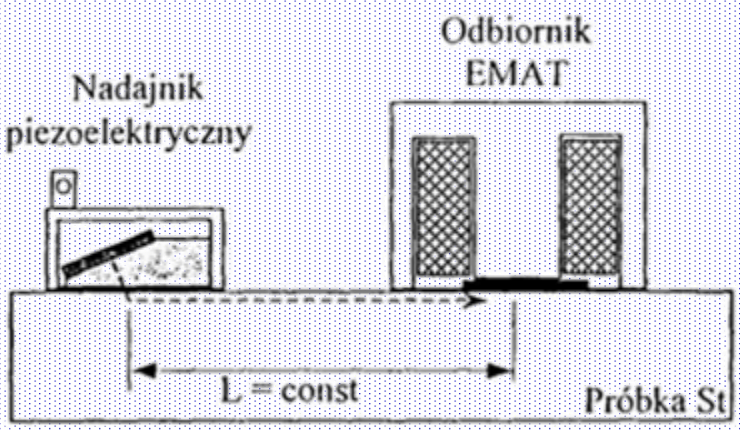


W układzie można zmieniać wartość indukcyjności cewki poprzez zmianę jej odległości do podłoża i magnesu oraz zwiększać pojemność równoległą poprzez dołączenie zewnętrznego kondensatora.
Manipulacja tymi parametrami umożliwia doprowadzenie czujnika do rezonansu napięciowego (EMAR), co zwiększa sygnał wyjściowy proporcjonalnie do dobroci czujnika:

$$Q = 2\pi f \frac{L_c}{R_c}$$

Zalety

praca bezstykowa (odległość od powierzchni nie przekracza na ogół 2 mm)
powierzchnia nie musi być specjalnie przygotowywana
możliwość detekcji fal akustycznych w ciałach podgrzanych do stosunkowo wysokich temperatur lub pozostających w ruchu
duży wybór konfiguracji
możliwość współpracy z innymi przetwornikami



Wady

graniczenie detekcji fal akustycznych tylko do przewodników
niewielki zakres dynamiczny (1000 razy gorszy od piezoelektryków)
niska precyzja lokalizacji uszkodzeń w układach defektoskopowych

Sensory elektrostatyczne

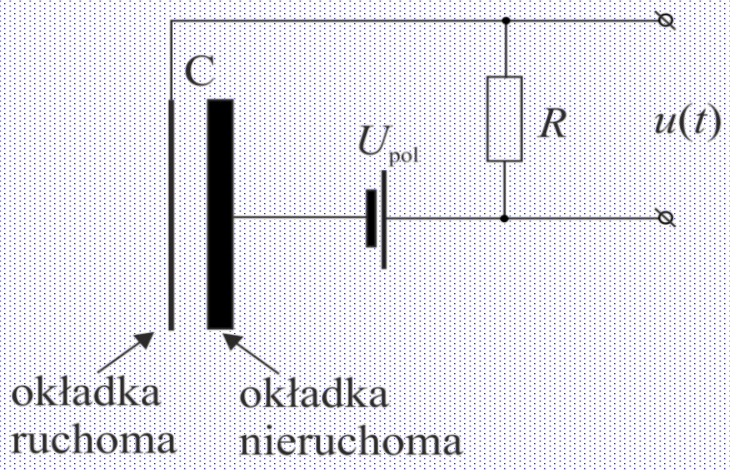
Nazwa elektrostatyczny podkreśla, że przetwornik tego rodzaju wymaga do swej pracy stałego ładunku elektrycznego.

Pierwszy mikrofon tego typu, nazywany także pojemnościowym lub rzadziej kondensatorowym, skonstruował w 1916 r. Edward Christopher Wente.

Zasada działania polega ona na zmianie pojemności płaskiego kondensatora pod wpływem zmian ciśnienia akustycznego.

Jest to typowy czujnik parametryczny i nieodwracalny.

$$C = \frac{q}{U} = \frac{\varepsilon S}{d}$$



Układ ma postać dzielnika pojemnościowo-rezystancyjnego.

Pojemność okładek waha się w granicach od ok. 5 do 100 pF

Rezystor polaryzujący ma wartość od ok. 100 MΩ do nawet dziesiątek GΩ.

Dzięki temu stała czasowa rozładowania jest na tyle wysoka, że można uznać ładunek zgromadzony na okładkach mikrofonu za niezmienny.

Napięcie na rezystorze polaryzującym może zmieniać się szybko i nadążać za zmianami pojemności.

Jeśli ładunek uznać za niezmienny to można porównać:

$$\left[U_{\text{pol}} + u(t)\right]\frac{\varepsilon S}{d + d(t)} = U_{\text{pol}}\frac{\varepsilon S}{d}$$

$u(t)$ jest zmianą napięcia wyjściowego spowodowaną zmianą odległości okładek $d(t)$

Po uproszczeniu

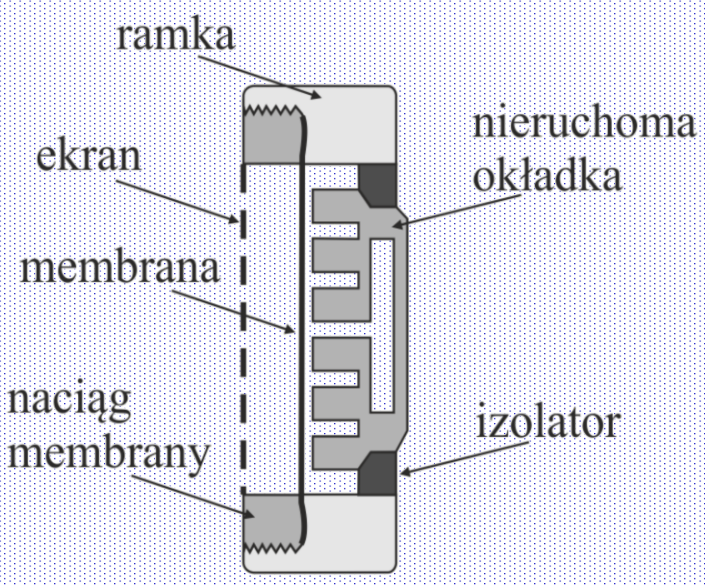
$$u(t) = U_{\text{pol}}\frac{d(t)}{d}$$

Amplituda napięcia wyjściowego jest proporcjonalna do względnych zmian dystansu między okładkami mikrofonu oraz do napięcia polaryzującego

Z tego powodu U_{pol} jest zwykle wysokie i wynosi od kilkudziesięciu do kilkuset woltów.

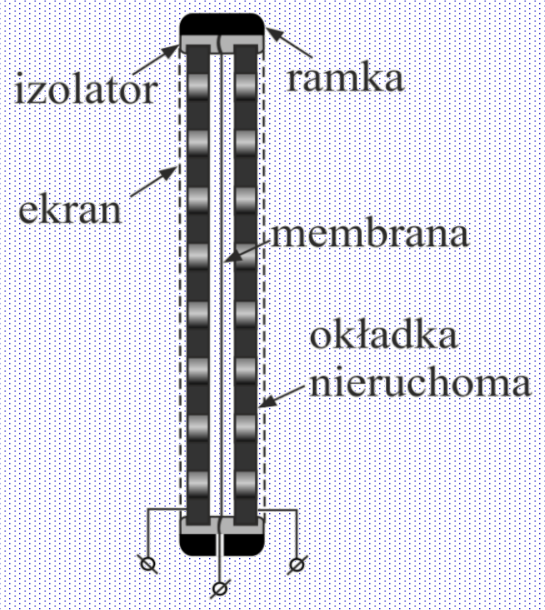
Dolna częstotliwość graniczna zależna jest od stałej czasowej mikrofonu.

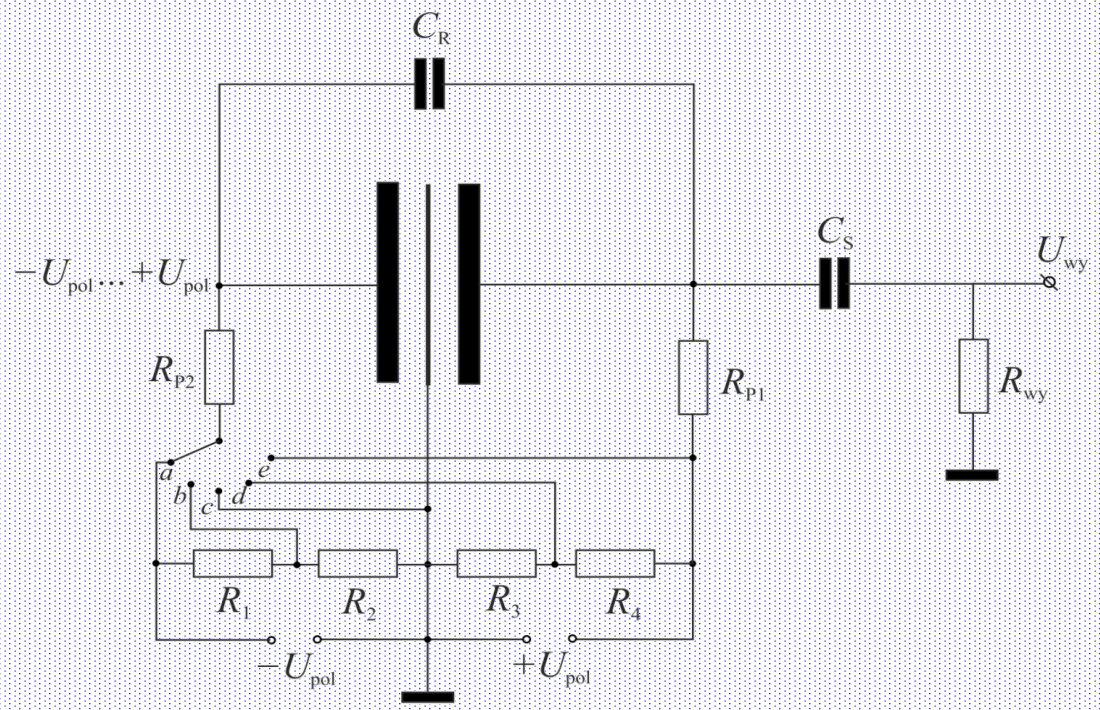
$$f_{gd} = \frac{1}{2\pi RC}$$



perforacja nieruchomej elektrody (płytki tylnej) ma za zadanie tłumienie niepożądanych rezonansów membrany.
Elektroda ta może być także wyposażona w rezonator Helmholtza lub otwory wentylacyjne poprawiające pracę mikrofonu w zakresie niskich częstotliwości.

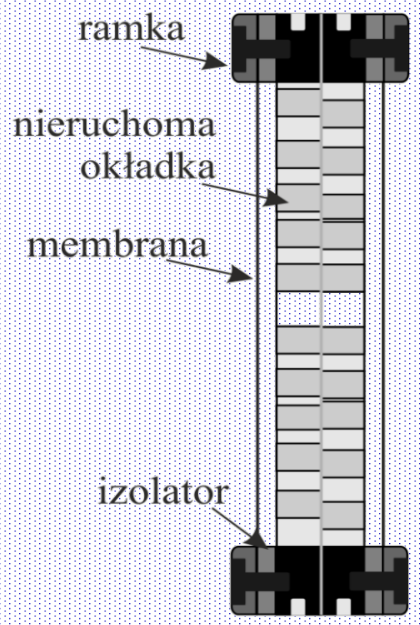
Mikrofony z pojedynczą pojemnością mają na ogół charakterystykę kardioidalną.
Inne kształty charakterystyk kierunkowych można osiągnąć poprzez połączenie, często w ramach jednej struktury, dwóch mikrofonów pojemnościowych i odpowiednie manipulowanie napięciem polaryzującym.





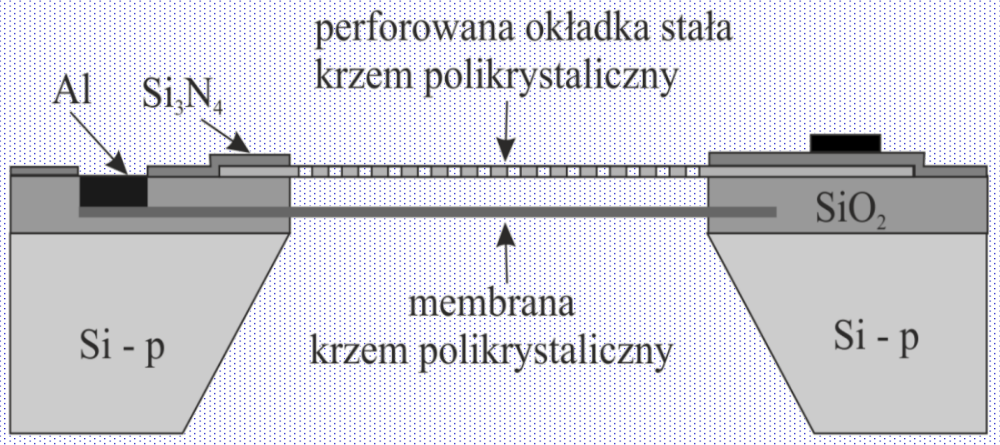
podwójnego mikrofonu pojemnościowego oraz jego układu zasilania z możliwością wyboru charakterystyki od dwukirunkowej do kwaziizotropowej

Nowsze konstruuje zamiast dwóch mają tylko jedną okładką nieruchomą i dwie membrany wykonane z poli-tereftalanu etylenu (PET) o odpowiednio zorientowanych łańcuchach (np. Mylar).
Ponieważ membrany muszą być przewodzące pokrywa się je ultracienką warstwą metalu. Najczęściej do tego celu wykorzystuje się aluminium, tytan bądź złoto.
Przykład konstrukcji dwumembranowej



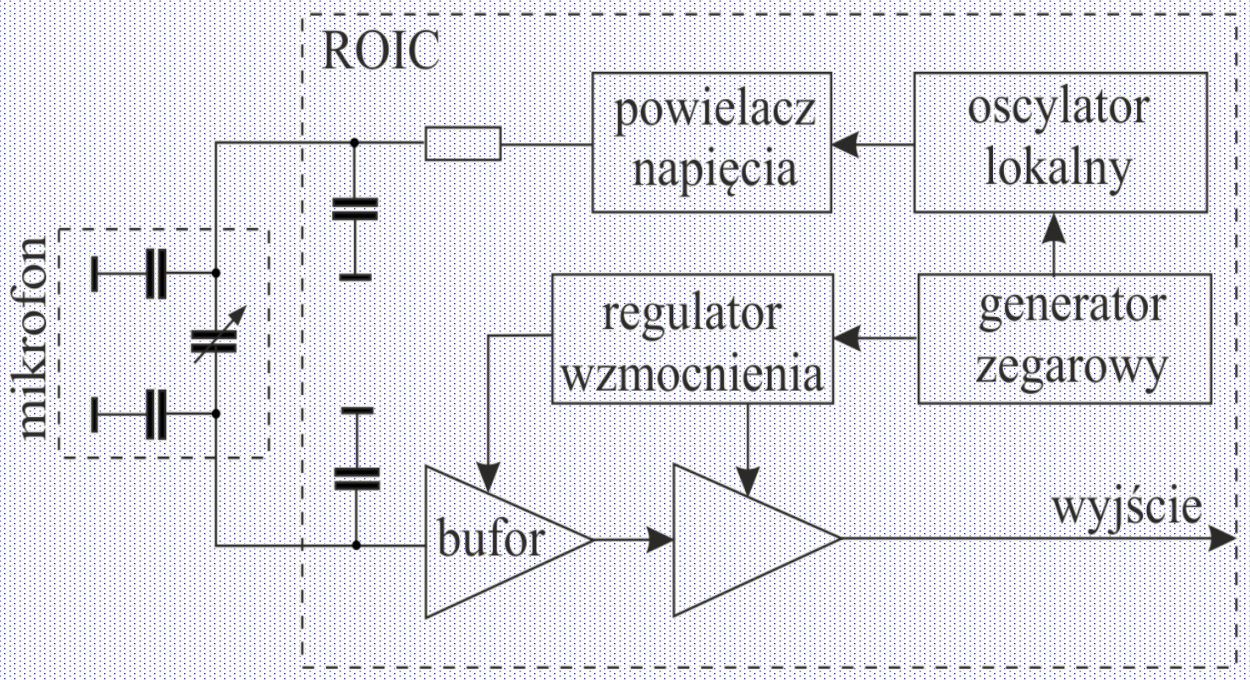
Typowe parametry
pasmo 20 Hz – 20 kHz (Hi-Fi)
czułość na poziomie - 35 dB ± 2 dB (0 dB = 1 V/Pa) przy 1 kHz
dopuszczalne ciśnienia akustyczne dochodzą do 130 dB
impedancja wyjściowa na ogół 200 Ω z 30% tolerancją

Obok niewątpliwej zalety jaką jest prostota konstrukcji mikrofony takie łatwo poddają się miniaturyzacji (MEMS)



Zintegrowany układ elektroniczny (ROIC - *readout integrated circuit*)

- podnosi napięcie zasilania (wielu przypadkach zbyt niskie)
- buforuje impedancyjnie mikrofon
- wzmacnia sygnał akustyczny

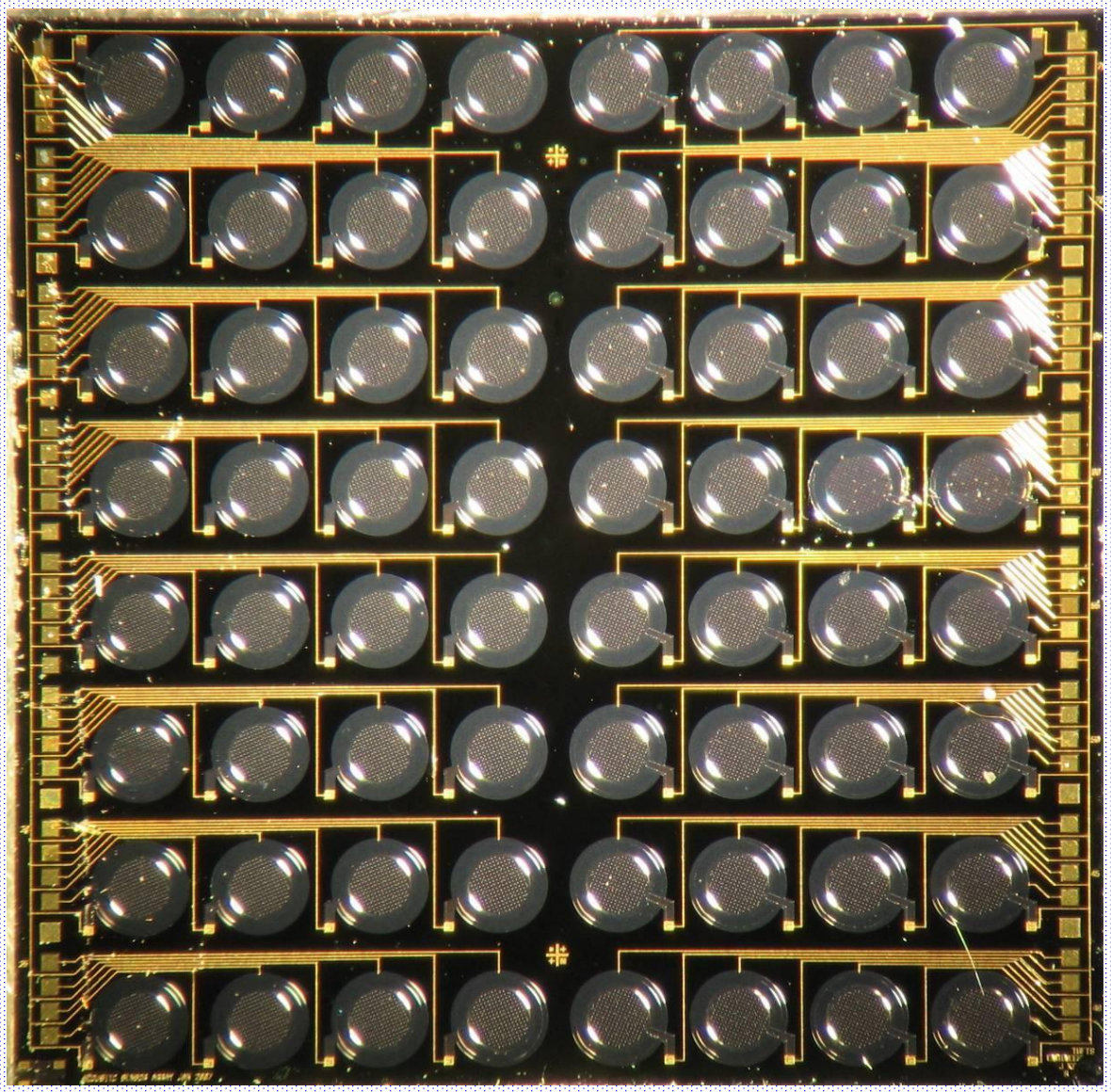


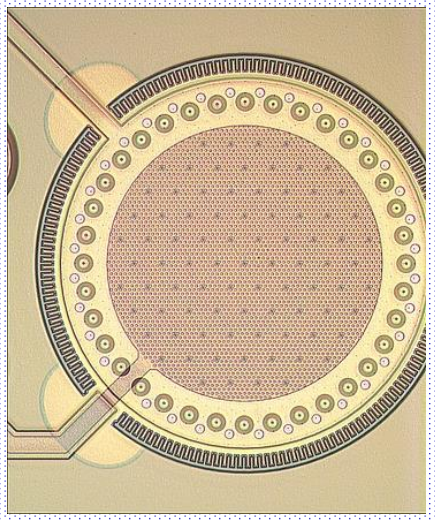
Mikrofony MEMS z uwagi na niewielką powierzchnię membrany i zintegrowany wzmacniacz osiągają bardzo dobre parametry

nazwa parametru	orientacyjna wartość	jednostka
aktywna powierzchnia membrany	0,3	mm^2
napięcie zasilania	1,5 – 3,6	V
wewnętrzne napięcie polaryzacji	10	V
pobór prądu	150	mA
pasmo przenoszenia	20 – 20 000	Hz
maksymalny poziom sygnału na wyjściu	300	mV
szum własny	- 110	dBA
stosunek poziomu sygnału do poziomu szumu (SNR)	60	dB
zakres dynamiczny	> 100	dBA
czułość	- 33	dBV
zniekształcenia harmoniczne	0,02	%
zysk kierunkowy	8	dBi

dBA odnosi się do wartości ważonej częstotliwościowo wg krzywej korekcyjnej A właściwej dla ludzkiego słuchu i niskich poziomów ciśnienia akustycznego

Miniaturyzacja umożliwia konstrukcję scalonych szyków mikrofonowych





Mikrofony elektretowe

electr*icity magn****et***

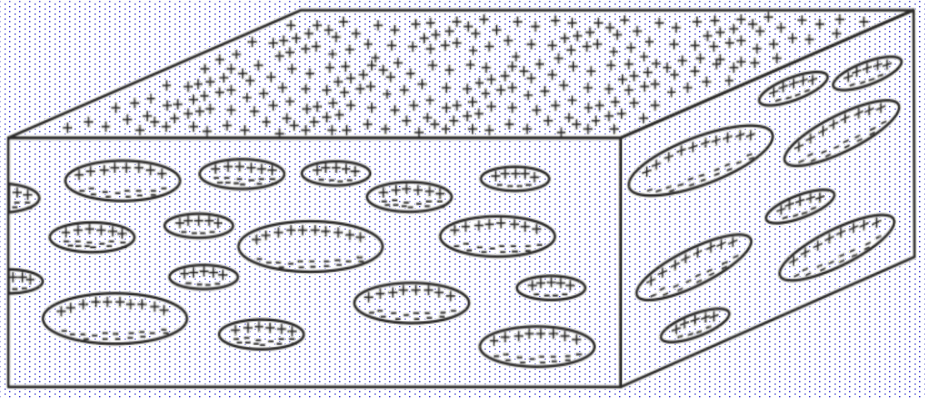
ok. 1919 r. Mototaro Eguchi

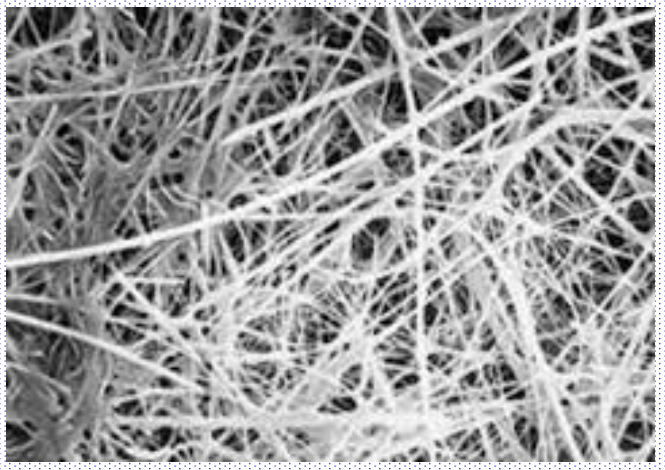
Generowanie napięcia polaryzującego jest niewygodne
Zamiast tego można zastosować materiał trwale naelektryzowany

metody elektryzacji

- bombardowanie elektronami o energiach rzędu kilkudziesięciu keV
- wywoływanie wyładowań koronowych (co sprowadza się do bombardowania folii mieszaniną elektronów i jonów ujemnych
- przebiciowa - folię umieszcza się w silnym polu elektrycznym
- cieczowa - przekazywanie ładunków z elektrody cieczowej na powierzchnię folii
- niektóre materiały mogą się elektryzować w podwyższonej temperaturze lub w obecności światła (termo- i fotoelektrety)

Do zastosowań mikrofonowych folia jest polaryzowana dwuosiowo w kierunkach wzajemnie do siebie prostopadłych





politetrafluoroetylen (PTFE)

praktycznie całkowita odporność na działanie związków chemicznych

wysoka wytrzymałość cieplna

bardzo niska stratność ($tg\delta \approx 10^{-4}$, aż do 10 GHz)

bardzo wysoka rezystywność ($\rho \approx 10^{16}\ \Omega m$),

wysoka wytrzymałość elektryczna (~10 kV/mm)

niska gęstość (~ 2,2 g/cm^3)

Naelektryzowanie nie jest stałe w czasie.
Istotnym parametrem elektretów jest ich czas życia, czyli czas, po którym gęstość ładunku powierzchniowego ρ spada e – krotnie:

$$\rho = \rho_0 \, e^{-\frac{t}{\tau}}$$

ρ_0 początkowa gęstość ładunku

$\tau = \dfrac{\varepsilon_r}{\sigma}$ czas życia ładunku

ε_r bezwzględna przenikalność elektryczna

σ konduktywność

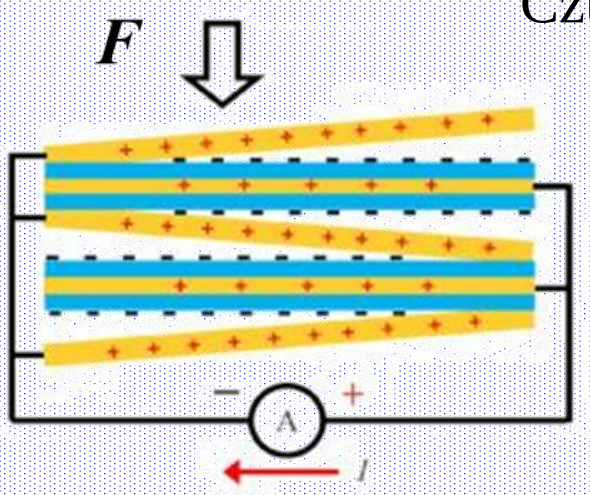
W czujnikach można przyjąć czas, po którym czułość spada o 3 dB ($\sqrt{2}$ - krotnie)

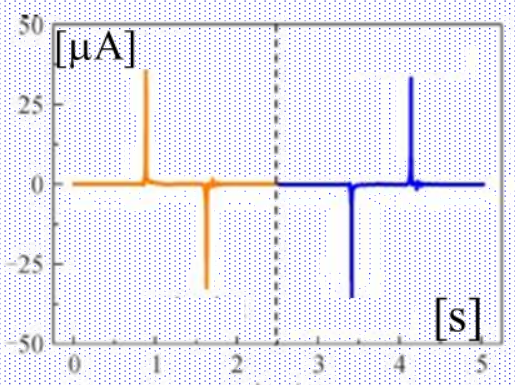
Ładunek zgromadzony blisko powierzchni dielektryka wprowadza się do jego objętości za pomocą tzw. procesu starzenia, który polega na odpowiednim wygrzaniu elektretu.

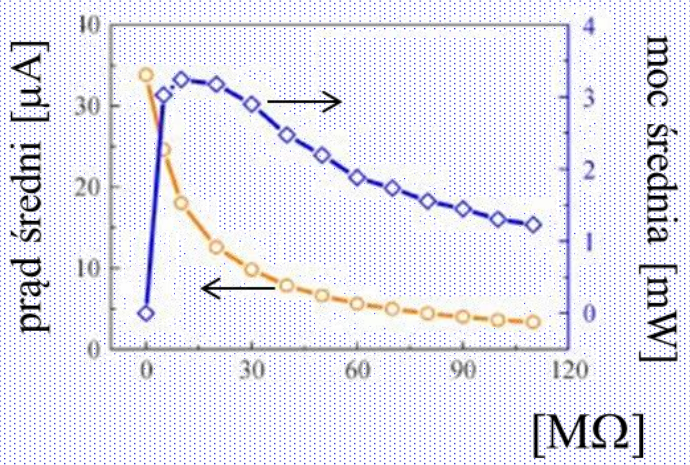
Proces starzenia zmniejsza powierzchniową gęstość ładunku, ale ładunek w objętości wykazuje większą stabilność czasową.

Elektrety niestarzone mają napięcie rzędu 1 kV do zastosowań praktycznych potrzebne są napięcia 10-krotnie niższe

Czujnik kalkowo-foliowy

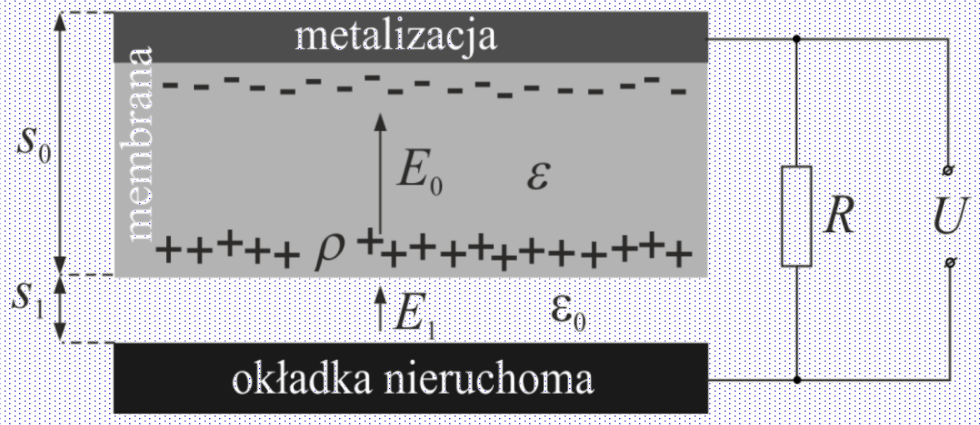






PTFE kalka do zbierania ładunków folia Al

Mikrofon elektretowy



grubości są na rysunku znacznie przesadzone i nieproporcjonalne.
w rzeczywistości s_0 = 2 – 10 μm, s_1 = 10 – 30 μm

Ugięcie membrany wygeneruje zmianę napięcia na zaciskach rezystora:

$$\Delta U = -E_1 \Delta s_1 = \frac{s_0 \, \Delta s_1 \rho}{\varepsilon_0 \left(s_0 + \varepsilon \, s_1 \right)}$$

ε_0 bezwzględna przenikalność elektryczna powietrza,
ε bezwzględna przenikalność elektretu,
ρ gęstość ładunku powierzchniowego elektretu od 0,1 do 1 mC/m^2

Jeśli ugięcie jest spowodowane fala akustyczną, to zmiana napięcia będzie zależna od jej częstotliwości

$$\Delta U = \frac{s_0 \, \Delta s_1 \rho}{\varepsilon_0 \left(s_0 + \varepsilon \, s_1 \right)} \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

gdzie ω jest częstością kołową fali, zaś C pojemnością mikrofonu

Ugięcie membrany przy zaniedbaniu strat:

$$\Delta s_1 = \frac{\Delta p}{\left(\frac{\gamma \, p_a}{s} \right) + \left(\frac{8 \pi T}{A} \right)}$$

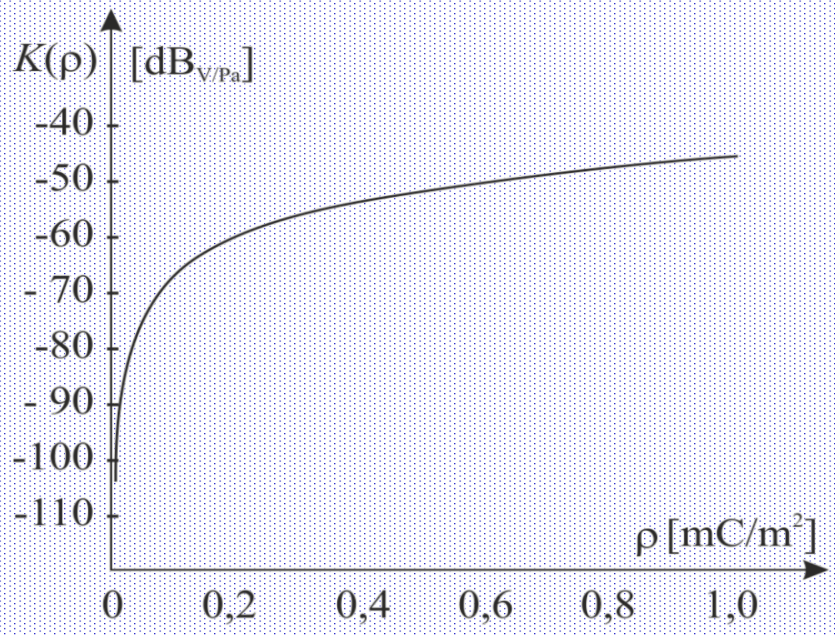
p_0 zmiana ciśnienia akustycznego, p_a ciśnienie atmosferyczne,
γ wykładnik adiabaty dla powietrza (~1,4),
s efektywna grubość powietrza,
T mechaniczne naprężenie membrany (~ 10 N/m),
A powierzchnia membrany

Jeśli założyć $A\gamma p_a >> 8\pi Ts$

$$\Delta U = \frac{\Delta p s s_0 \rho}{\varepsilon_0 \left(s_0 + \varepsilon s_1\right)\gamma p_a} \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$$

Czułość wyniesie $$K = \frac{\Delta U}{\Delta p} = \frac{s s_0 \rho}{\varepsilon_0 \left(s_0 + \varepsilon s_1\right)\gamma p_a} \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$$

Przy ustalonych:
geometrii sensora
częstotliwości fali akustycznej
obciążeniu
zależy ona od gęstości ładunku



Częstotliwość rezonansowa

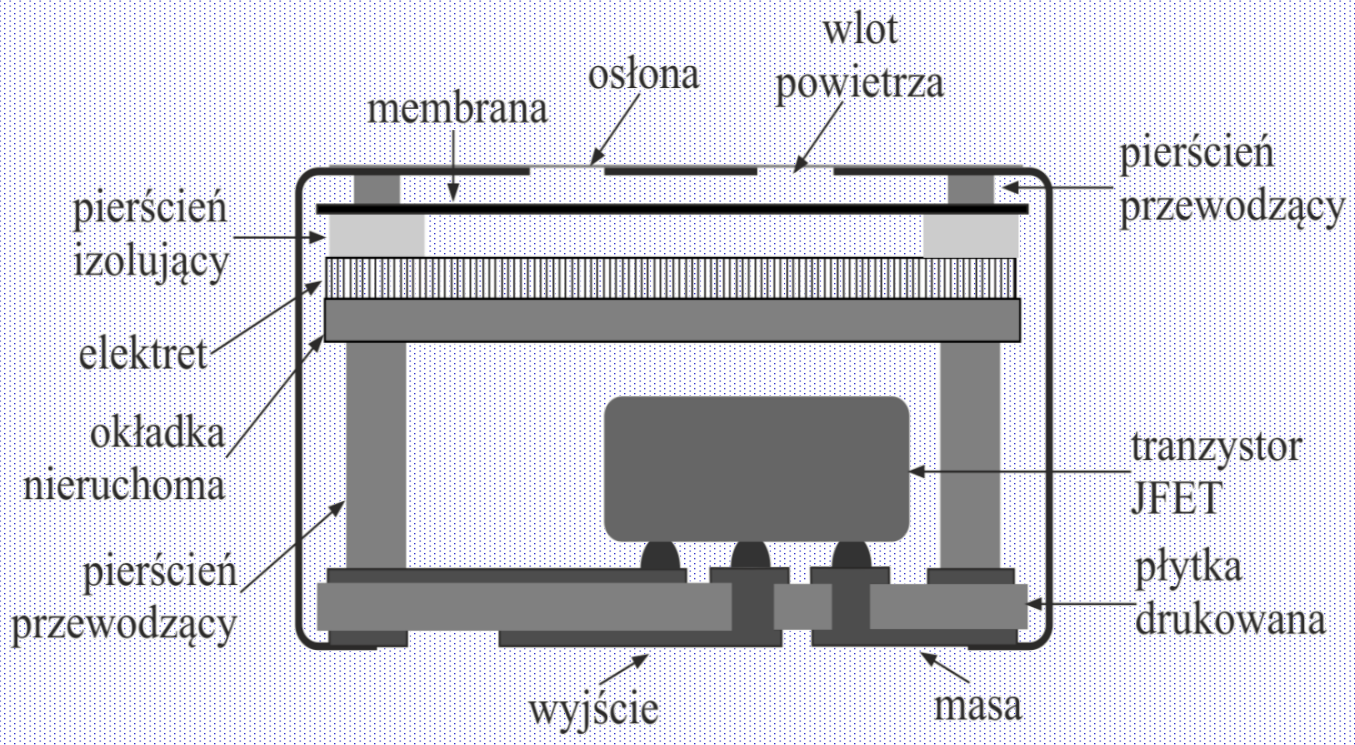
$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\gamma p_a}{s_0 m_j}}$$

m_j - masa jednostkowej powierzchni membrany

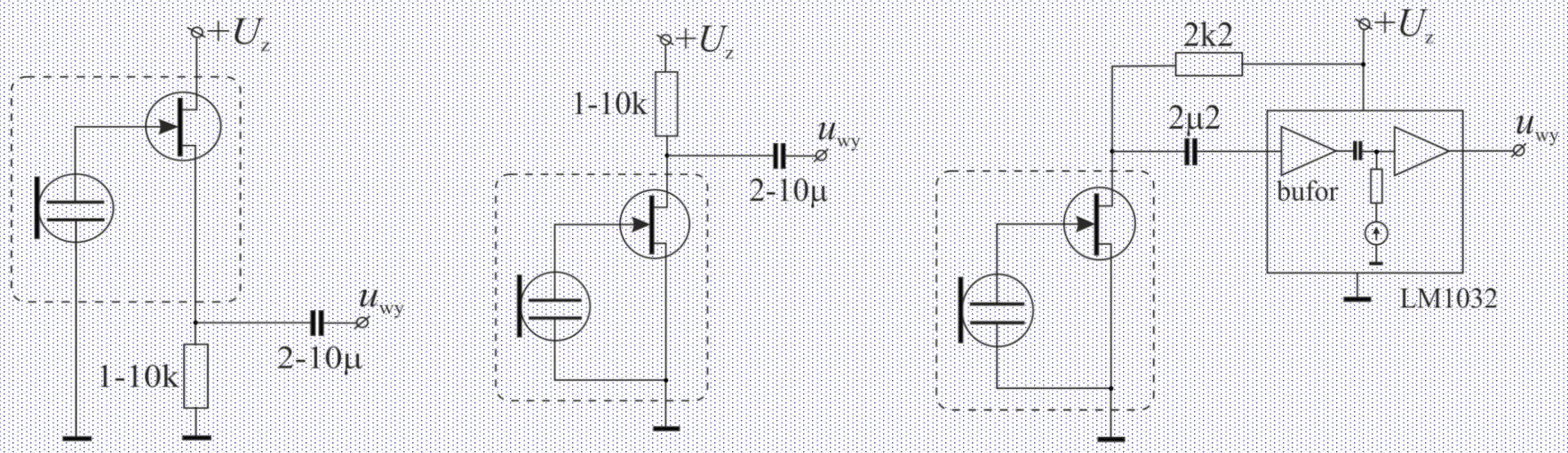
Nie można konstruować czujników ze zbyt małymi membranami

We współczesnych mikrofonach stosuje się rozwiązanie z elektretem przymocowanym do nieruchomej okładki kondensatora (*back plate electret*). Unika się w ten sposób ograniczeń narzucanych przez parametry membrany.

Seryjnie produkowane jest kilka rodzajów mikrofonów tego rodzaju. Mają one średnice od 4 do 9,7 mm i osiągają czułości rzędu -45 dB (0 dB = V/Pa), pasmo od ok. 100 Hz - 20 kHz, impedancję wyjściową 2,2 kΩ (przy 1 kHz), oraz SNR rzędu 56 dBA (1 kHz) przy masie 0,3 g.

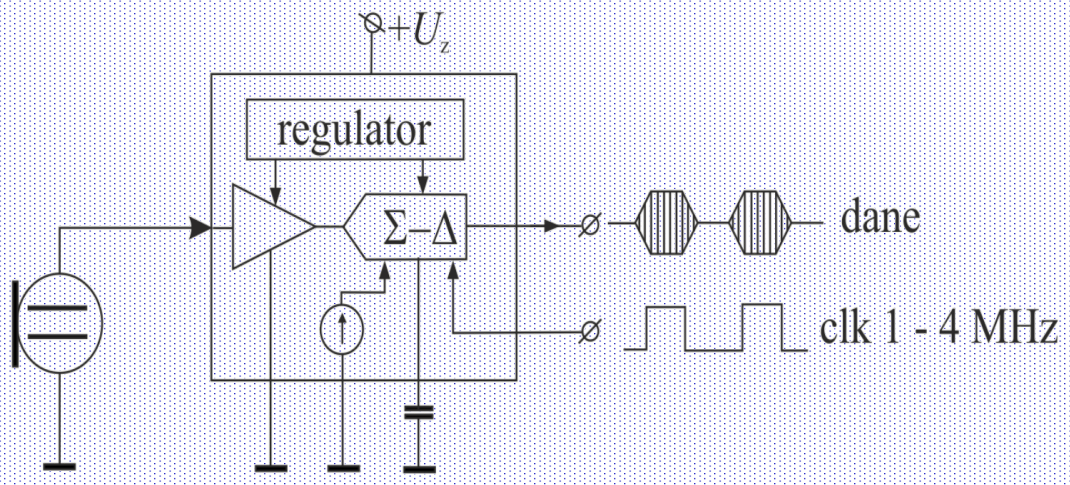

wlot
powietrza
osłona
membrana
pierścień
przewodzący
pierścień
izolujący
elektret
okładka
nieruchoma
tranzystor
JFET
pierścień
przewodzący
płytka
drukowana
wyjście
masa

Łączenie z obwodami zewnętrznymi



Dedykowany czterokońcówkowy wzmacniacz scalony zapewnia wzmocnienie napięciowe od 6 do 25 dB przy prądzie zasilania ~ 60 mA i napięciach zasilania od 1,7 do 5 V, SNR 61 dB, impedancję wejściową przekraczającą 100 MΩ, impedancję wyjściową niższą od 200 Ω.

Wzmacniacze oparte na tranzystorach JFET charakteryzują się relatywnie wysoką pojemnością wejściową, co powoduje tłumienie sygnału mikrofonu i pogarsza jego liniowość.
Jest to jeden z powodów, dla których są one powoli wypierane przez układy analogowo-cyfrowe CMOS.



Układy takie jak LMV1024, ADAU1302, NJU7907 pozwalają uzyskać
wysoką liniowość przy niskim napięciu zasilania 1,64 do 3,65 V,
poborze prądu nie przekraczającym 650 mA,
oferują pasmem 25 Hz – 20 kHz, niski poziom szumów
ekstremalnie wysoką rezystancją wejściową sięgającą 15 GΩ.

Mikrofony elektrodynamiczne
(RF)

Jest to odrębna kategoria z uwagi na odmienną od przetworników elektrostatycznych zasadę działania
- bazują jednak na przetwornikach pojemnościowych

W mikrofonach tego typu do konwersji zmian pojemności elektrycznej na sygnał akustyczny wykorzystuje się drgania elektryczne wysokiej częstotliwości (RF – *radio frequency*).
Nie ma potrzeby polaryzacji.

Istnieją dwa typy rozwiązań technicznych:

- mikrofon pojemnościowy stanowi część obwodu rezonansowego oscylatora modulując jego amplitudę, częstotliwość lub (najczęściej) fazę sygnał akustyczny odzyskiwany jest w procesie demodulacji

- mikrofon pracuje w obwodzie demodulacji oscylatora o stałej częstotliwości

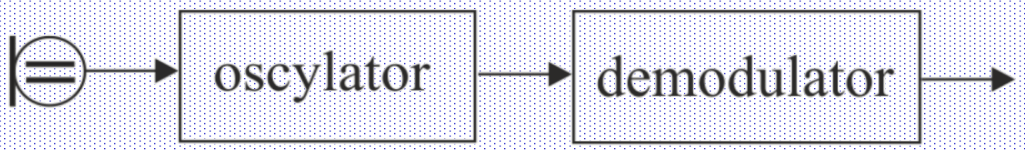
Tego rodzaju rozwiązania mają tę zaletę, że nie wymagają zewnętrznej polaryzacji i nie nakładają istotnych ograniczeń częstotliwościowych, szczególnie w zakresie dolnej częstotliwości granicznej.

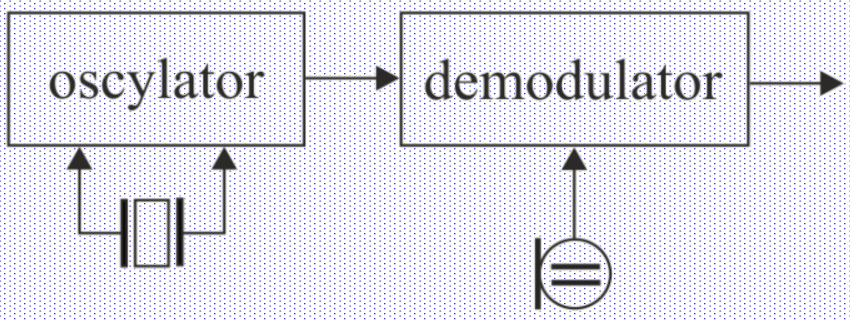
Jest to jednocześnie ich wada ponieważ szumy w tym właśnie zakresie są trudne do odfiltrowania.

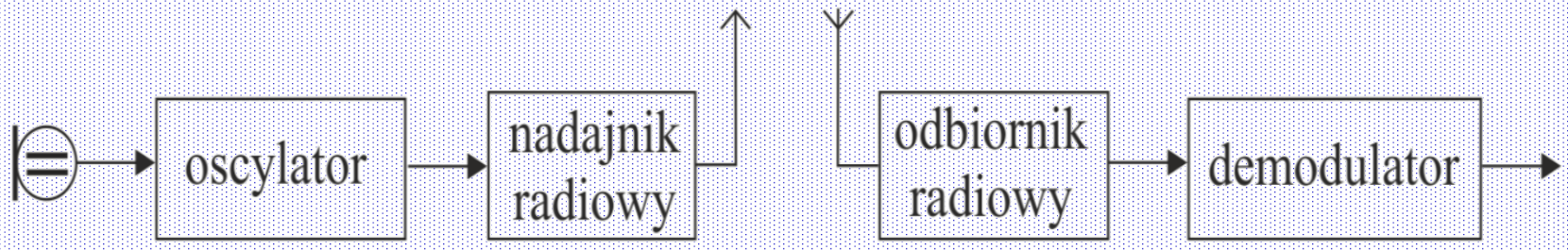
Zaletą, dzięki której ta metoda przetwarzania jest wciąż stosowana, jest fakt, że sygnał RF po modulacji jest w zasadzie gotowy do emisji radiowej – demodulacja następuje w odbiorniku radiowym, co w efekcie daje mikrofon bezprzewodowy.

Głównym elementem mikrofonów RF jest oscylator.
W wersji z modulacją amplitudy lub z mikrofonem po stronie demodulatora stabilizuje się go rezonatorem kwarcowym.

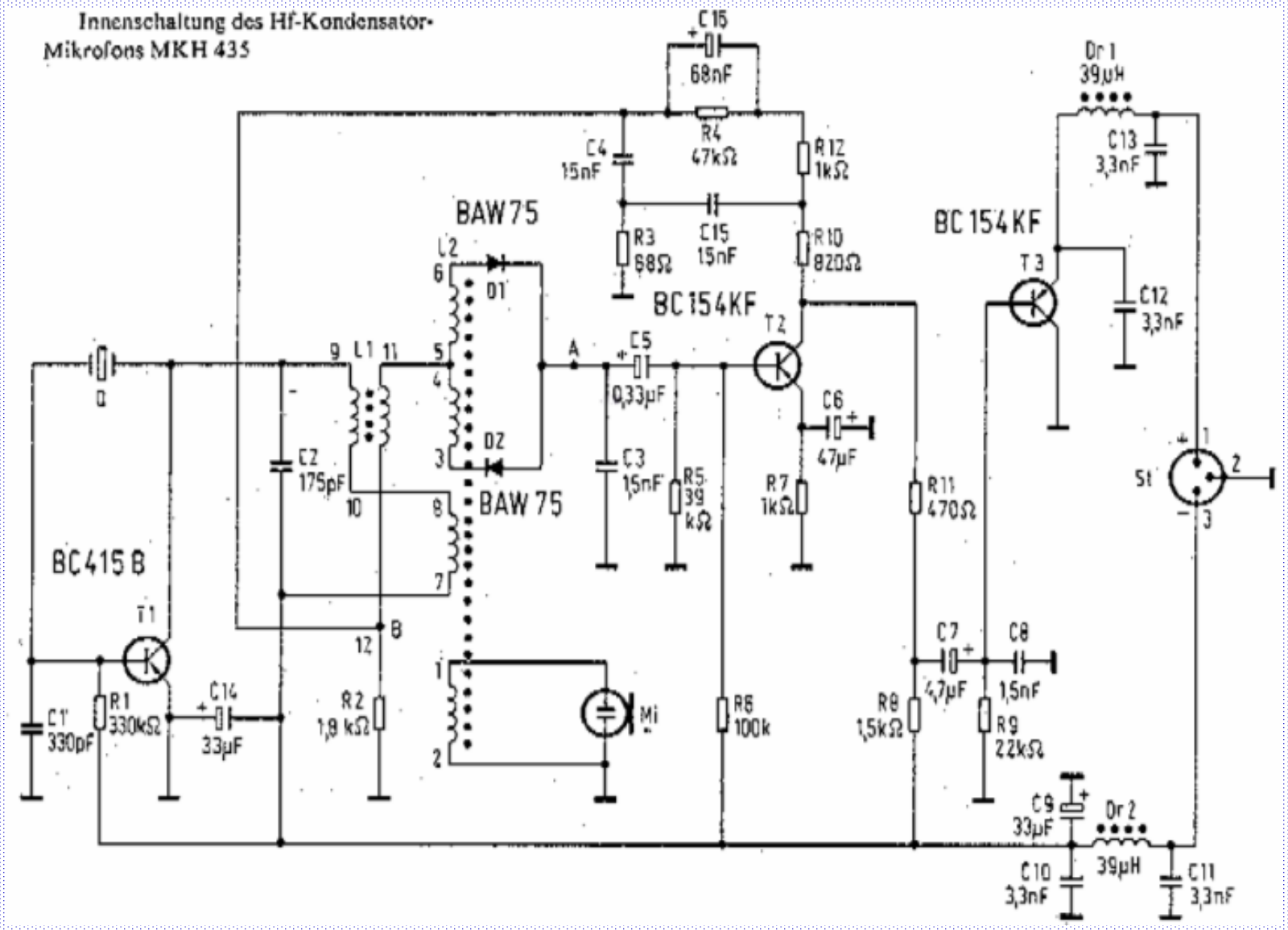
Trzy różne wersje





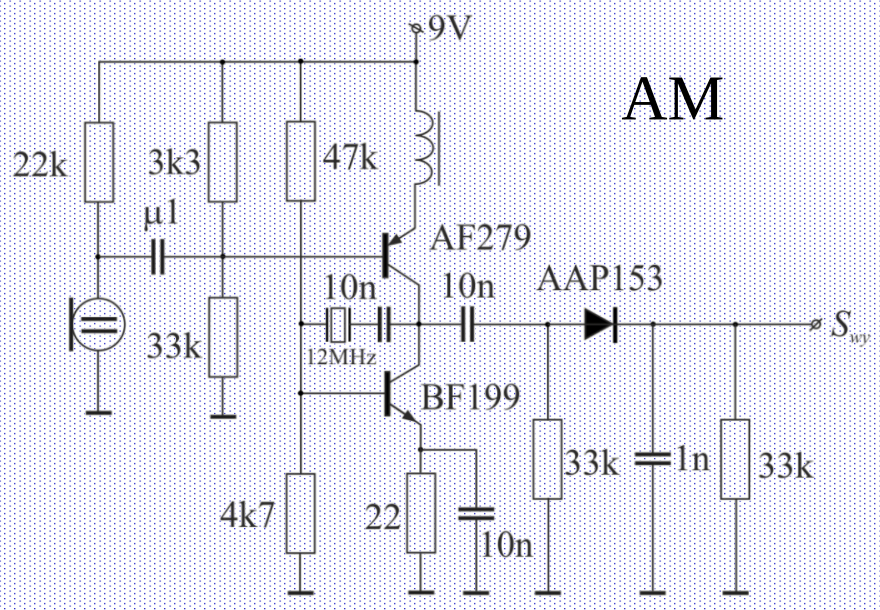


Schemat mikrofonu serii MKH firmy Sennheiser

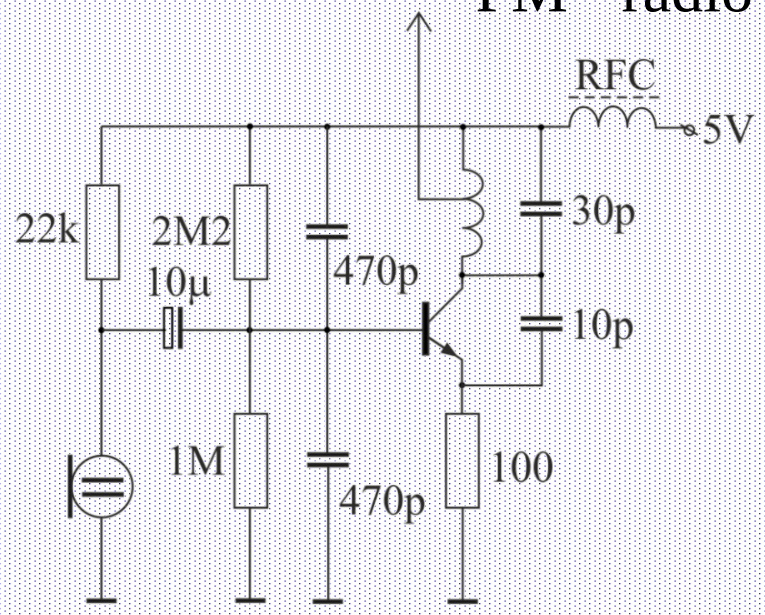


Nowsze rozwiązania

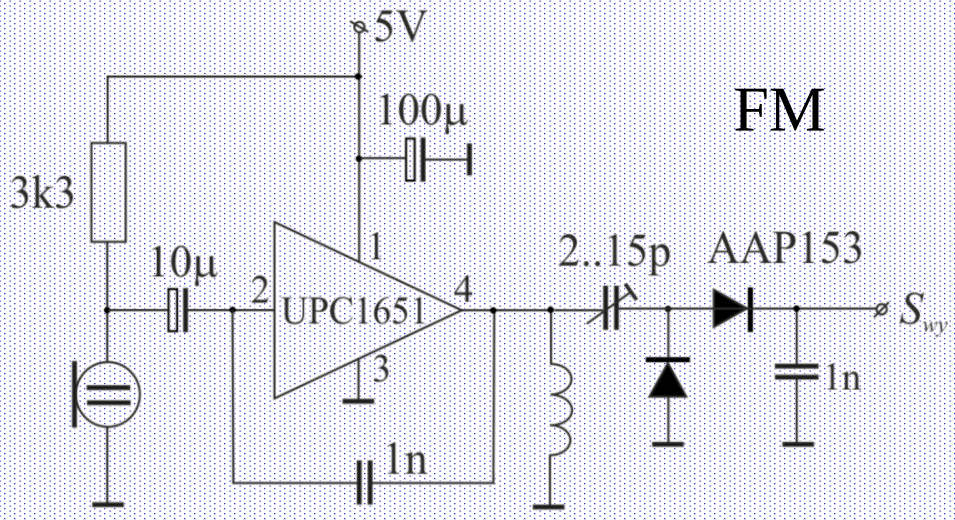
AM

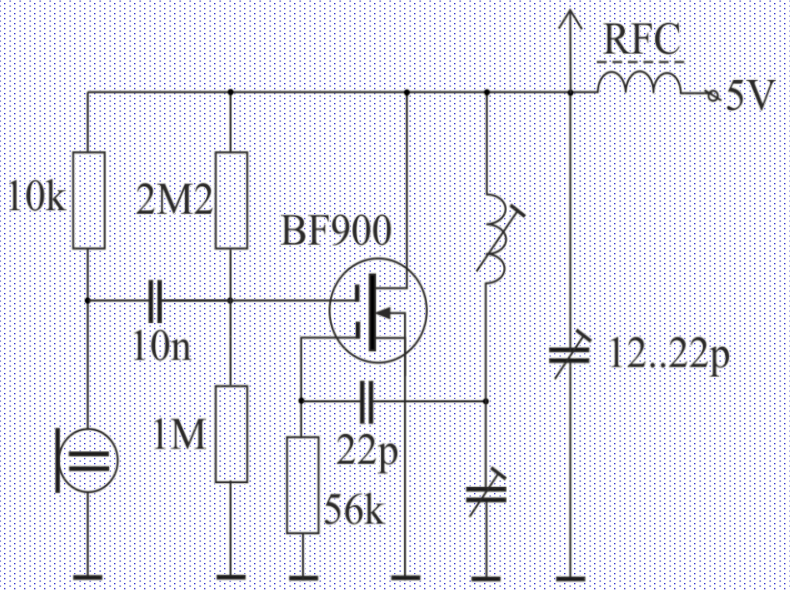


FM - radio

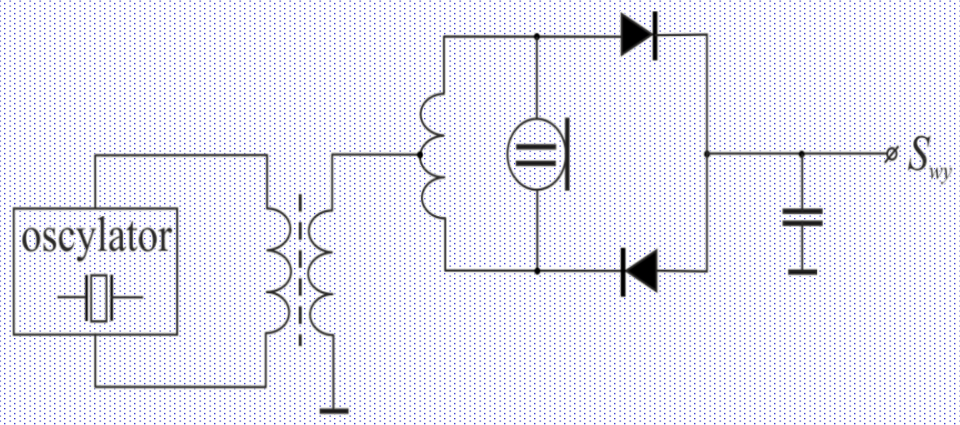


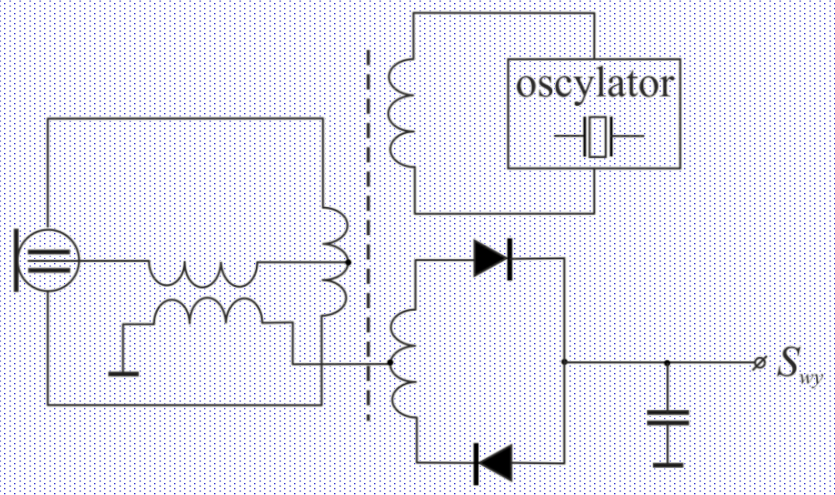
FM





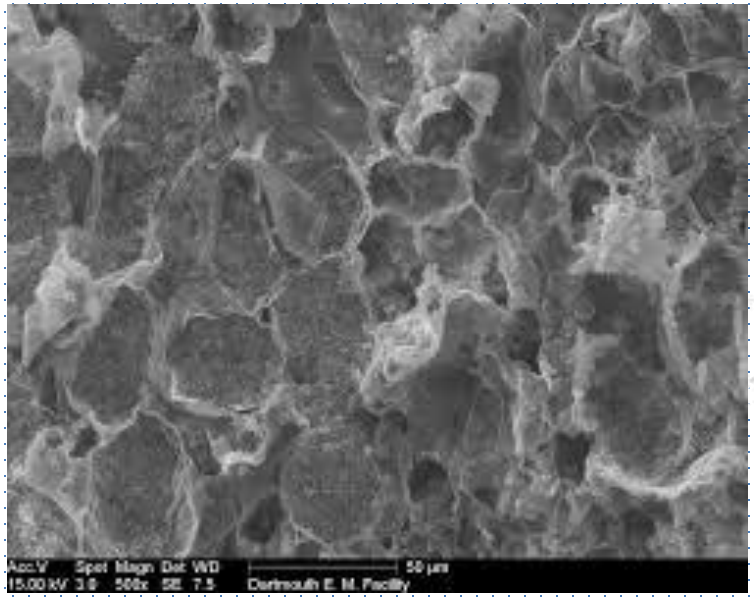
Jeszcze prostsze układy otrzymuje się dla wariantu z mikrofonem po stronie demodulatora.
W tym przypadku częstotliwość generowanego sygnału RF jest stała i zwykle stabilizowana za pomocą rezonatora kwarcowego.
W tym wariancie demodulator ulega odstrojeniu na skutek zmian pojemności mikrofonu. Przekłada się to na proporcjonalne zmiany napięcia wyjściowego.

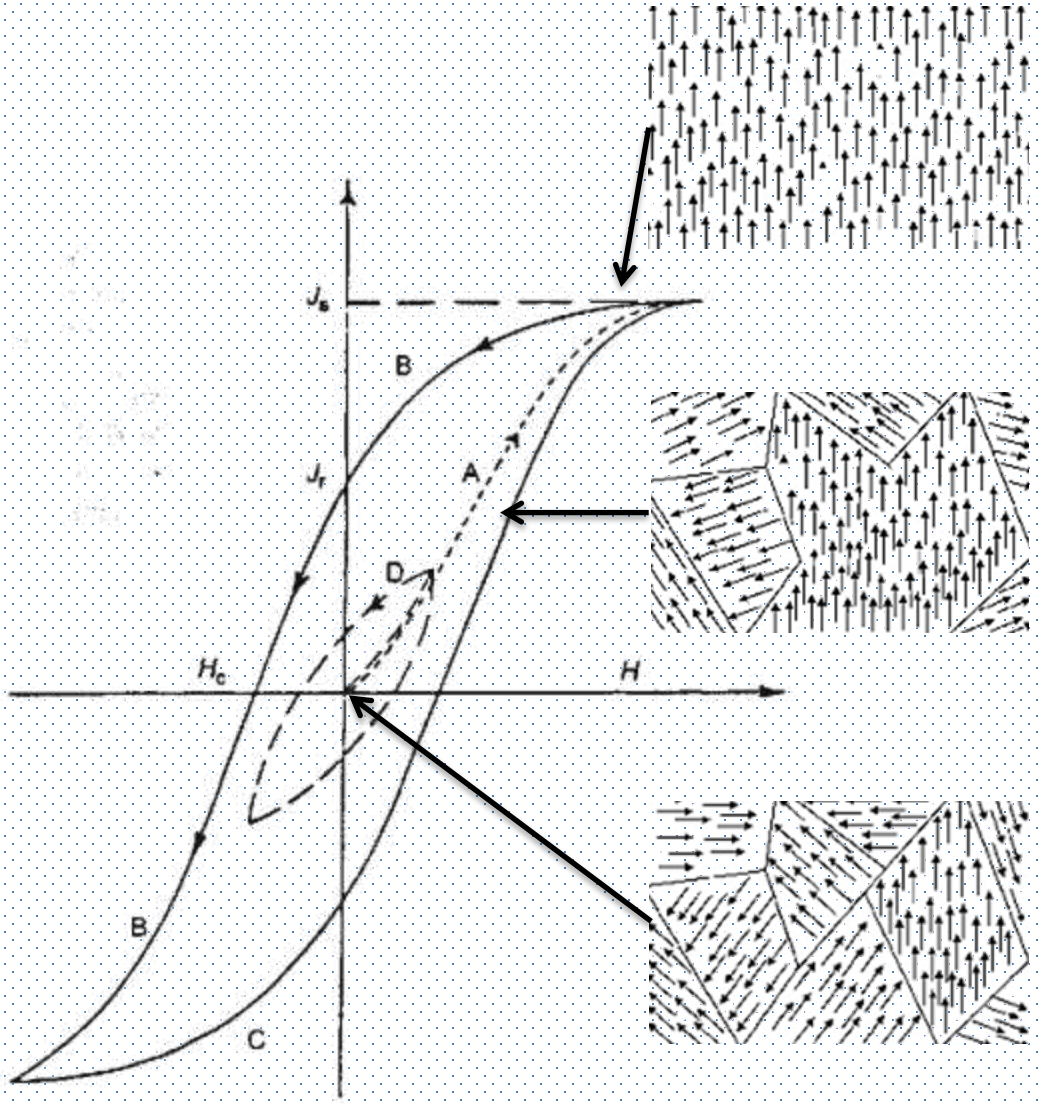


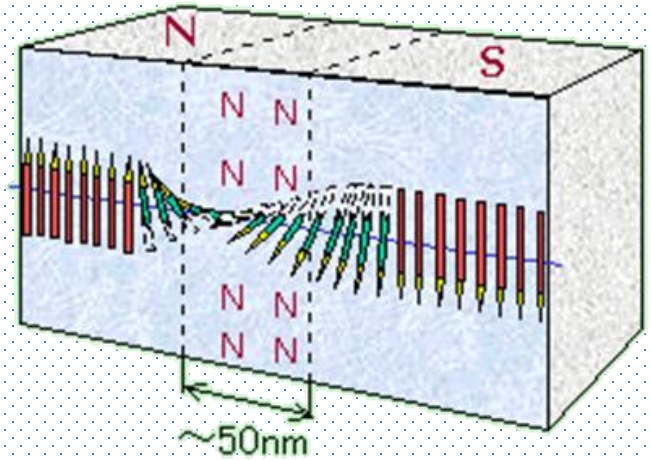


Sensory piezomagnetyczne

Ferromagnetyki są materiałami o spontanicznej magnetyzacji
Reagującej na zewnętrzne pole magnetyczne

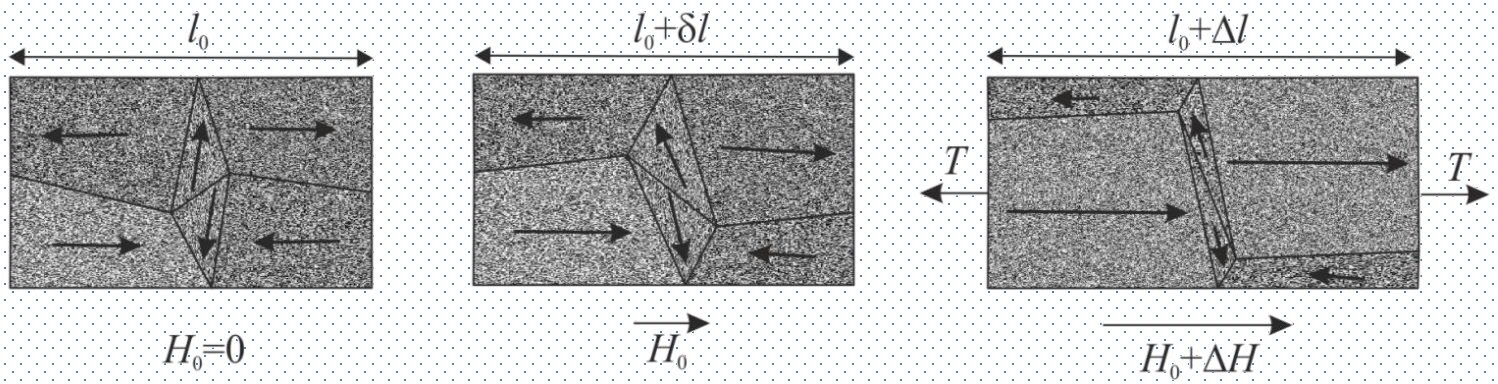






ściana Blocha

Ferromagnetyki pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego mogą też zmieniać rozmiary lub objętość (magnetostrykcja – zjawisko Joulea),
a pod wpływem naprężeń podatność magnetyczną (efekt Villariego)



$$S_{ij} = C^H_{ijkl} T_{kl} + d_{kij} H_k$$

$$B_j = d^*_{jkl} T_{kl} + \mu^T_{jk} H_k$$

$$d = \left.\frac{\partial S}{\partial H}\right|_T \qquad d^* = \left.\frac{\partial B}{\partial T}\right|_H$$

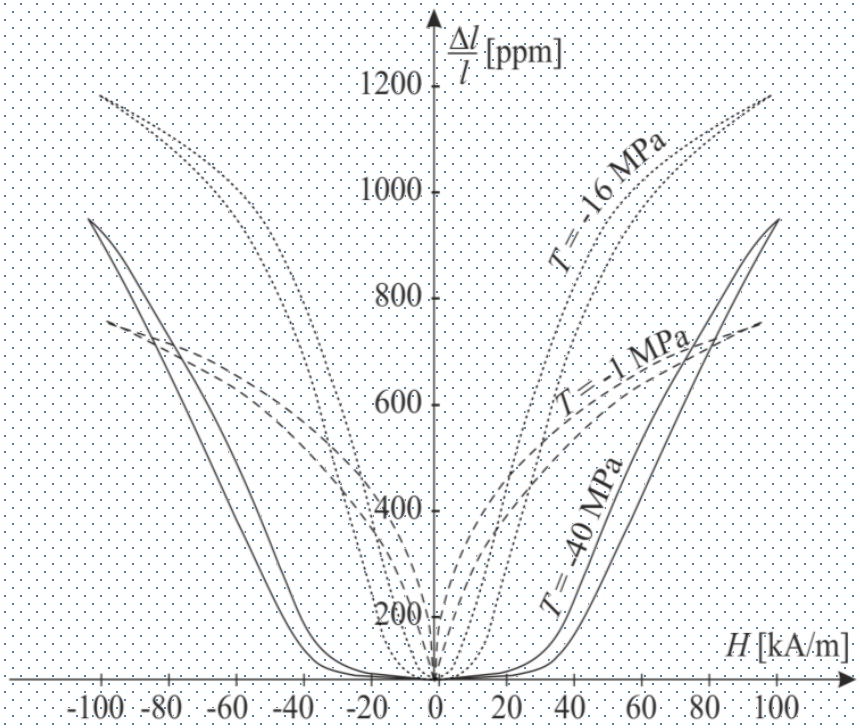
dla małych wartości pól i deformacji $d \approx d^*$

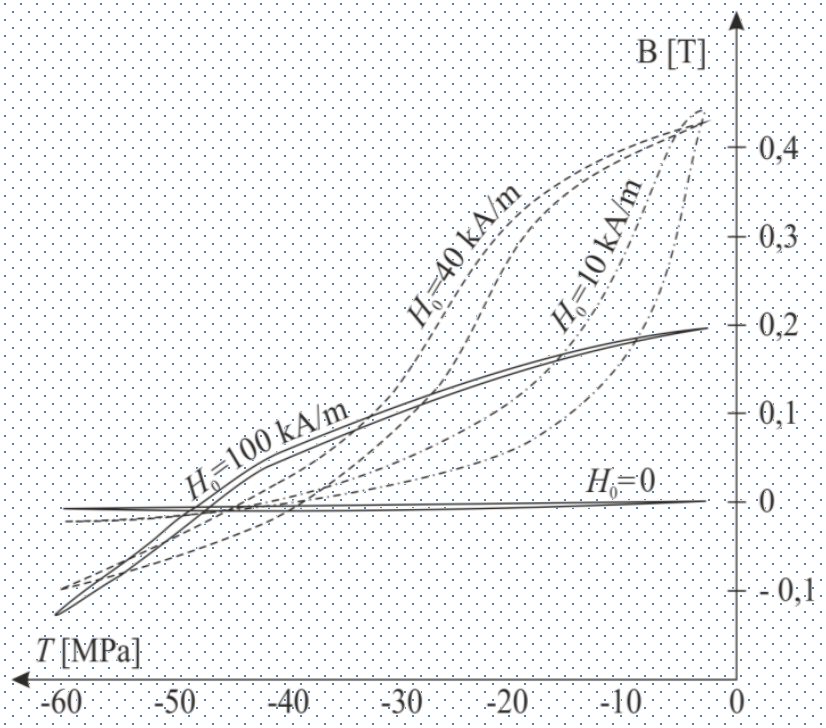
Po wyborze kierunku równania można sprowadzić do postaci jednoosiowej

$$\begin{bmatrix} S \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C^H & d \\ d & \mu^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T \\ H \end{bmatrix} \qquad S = \frac{\Delta l}{l}$$

Przy braku wstępnych naprężeń i pól magnesujących oraz niewielkich deformacjach zjawisko to może być opisane równaniem kwadratowym

$$S = d\,B^2$$





materiał	maksymalne osiągane wydłużenie względne · 10^{-6} [m]
Fe	-7
Ni	-33
Co	-62
Permendur $Co_{0,49}Fe_{0,49}V_{0,02}$	70
$CoFeO_4$ $x \approx 0,12 - 0,33$	-110
Galfenol $Fe_{1-x}Ga_x$	400
$SmFe_2$	-1560
$TbFe_2$	1753
Terfeol-D $Tb_xD_{1-x}Fe_2$ $x \approx 0,3$	2400

Często celem scharakteryzowania materiału elektrostrykcyjnego podaje się jego współczynnik sprzężenia magnetomechanicznego.
W konkretnym kierunku ma on postać:

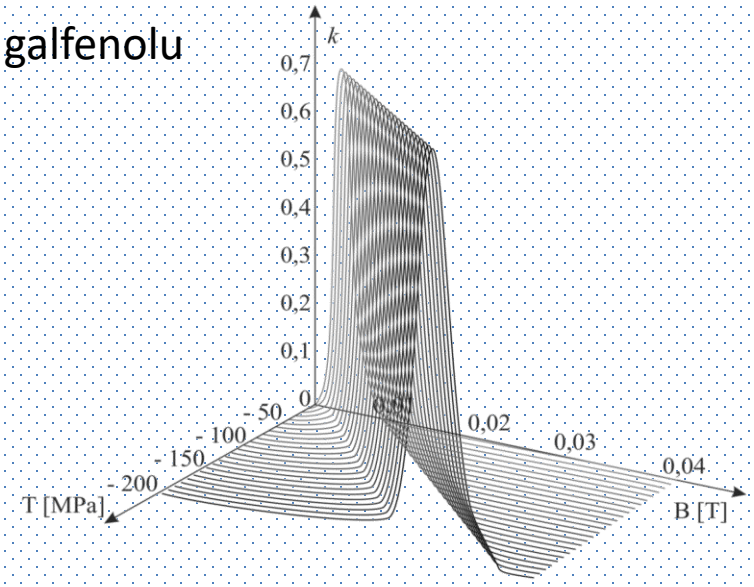
$$k = \frac{\mathbf{E}_{\mathrm{mM}}}{\sqrt{\mathbf{E}_{\mathrm{m}}\mathbf{E}_{\mathrm{M}}}} = \frac{d}{\sqrt{C^H \mu^T}}$$

$\mathbf{E}_{mM}$ jest wewnętrzną energią sprzężenia mechaniczno-magnetycznego, $\mathbf{E}_m$ energią mechaniczną, $\mathbf{E}_M$ energią magnetyczną.
Wartość tego współczynnika waha się od 0,5 nawet do ok. 0,9.

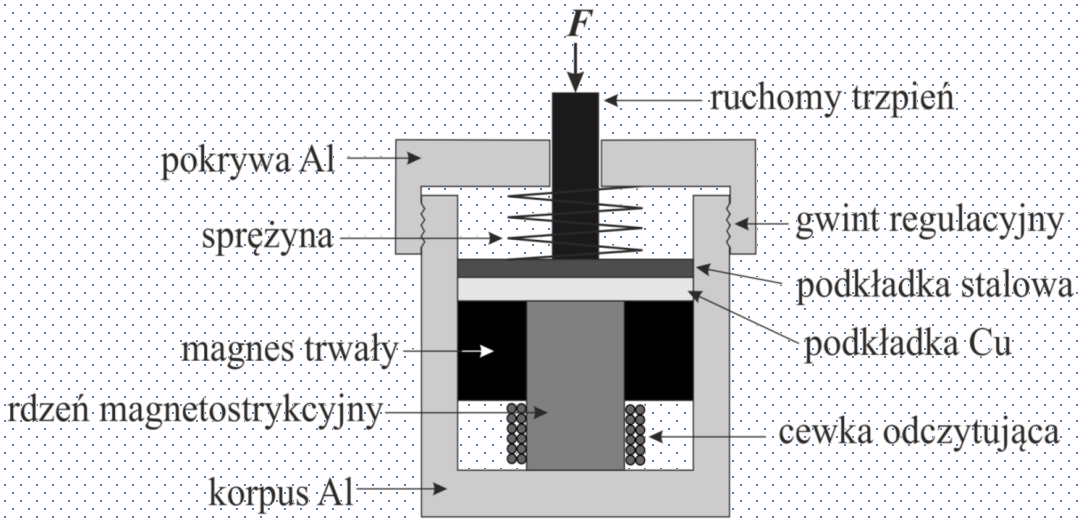
Porównanie Terfenolu-D z Galfenolem

parametr	jednostka	Terfenol-D	Galfenol
gęstość	kg/m^3	9250	7870
rezystywność	$\Omega m \cdot 10^{-6}$	0,58	0,18
względna przenikalność magnetyczna	-	1 - 5	1 - 800
magnetostrykcja	ppm	2200	350-400
wytrzymałość na rozciąganie	MPa	28	500
pole magnetyczne nasycające	kA/m	160	8
moduł Younga w nasyceniu	GPa	115	60-80
straty na jeden cykl magnesowania	kJ/m^3	23	2

Własności rezonansowe galfenolu



Czujniki bazujące na efekcie Villariego

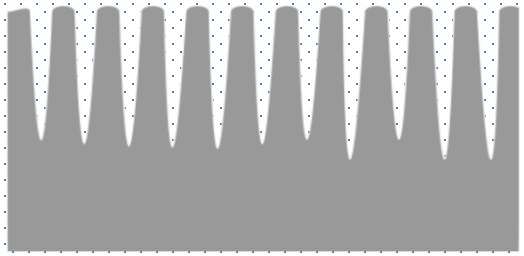


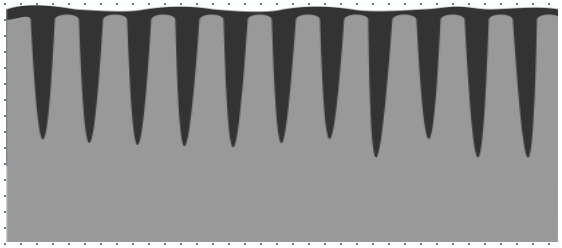
$$F = F_0 \sin \omega t$$

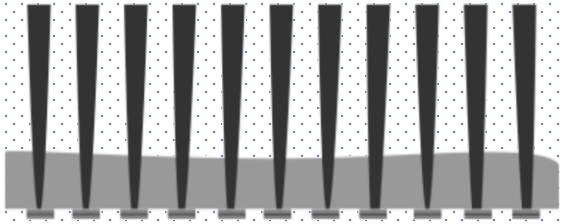
$$u(t) = -N\frac{d\Phi}{dt} = -NA\frac{dB}{dT}\frac{dT}{dt} = -Nd\frac{dF}{dt} = -Nd\omega F_0 \cos \omega t$$

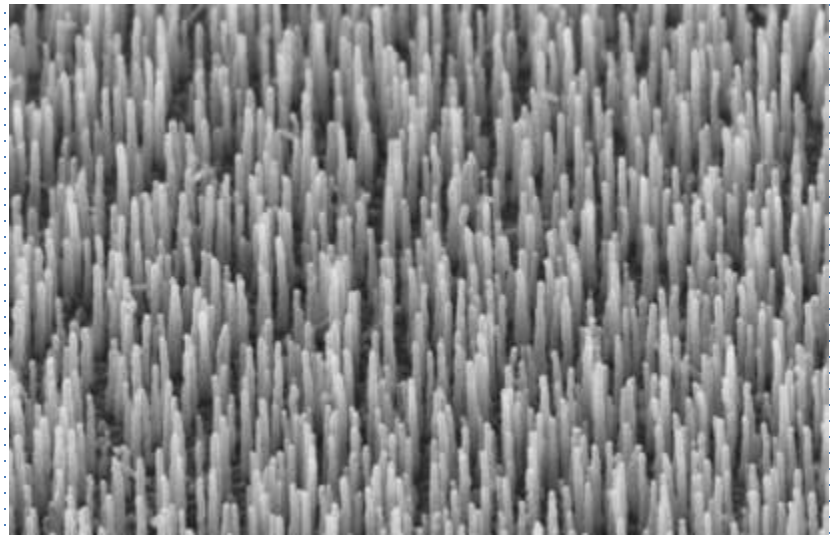
Czujniki z nanoprętami magnetostrykcyjnymi

Tego rodzaju przetworniki wzorowane są na układach biologicznych
struktura nabłonka migawkowego (rzęskowego)
nanopręty o średnicach od 20 do 200 nm i długościach od 10 do 15 mm otrzymuje się poprzez elektrochemiczne napylanie Galfenolu do porowatego podłoża Al







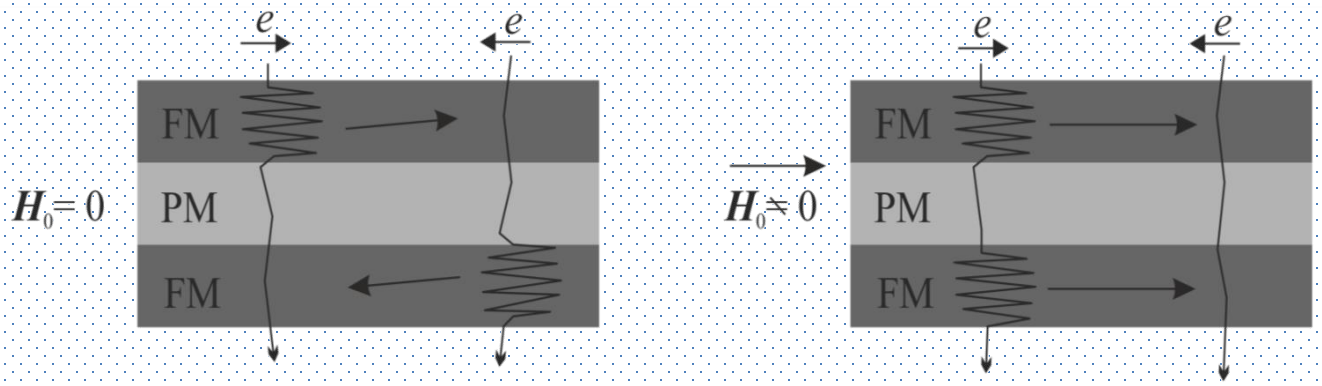


Odczyt stanu deformacji nanoprętów, a tym samym stanu ich namagnesowania realizowany jest za pomocą struktur z gigantycznym magnetooporem (GMR). Jest to zjawisko zmiany rezystancji elektrycznej pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego w strukturach cienkowarstwowych złożonych z naprzemiennie ułożonych warstw ferromagnetyków (FM) i paramagnetyków (PM)

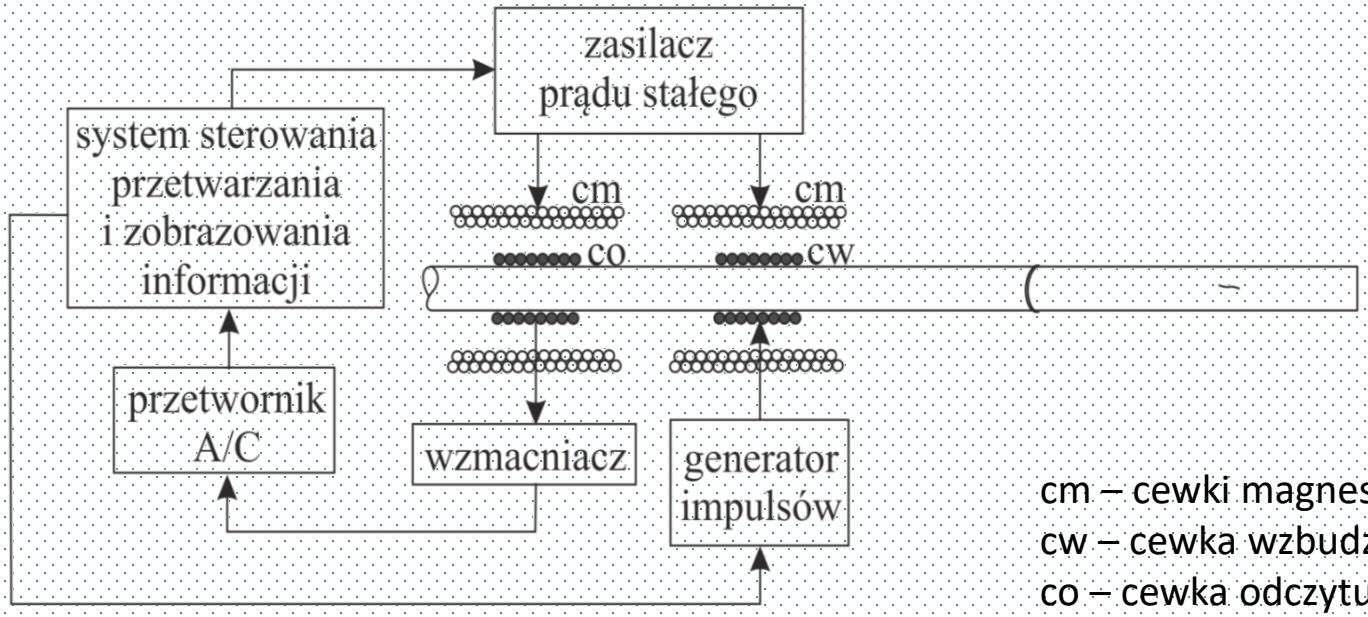
GMR jest złożonym zjawiskiem kwantowomechanicznym mającym za podstawę różnicę w prawdopodobieństwie rozpraszania elektronów o przeciwnych spinach w trakcie przechodzenia przez cienkie i naprzemiennie ułożone warstwy ferromagnetyków i paramagnetyków.

Pole magnetyczne porządkujące kierunki namagnesowania poszczególnych warstw ferromagnetycznych ułatwia przepływ elektronów o spinie dopasowanym do kierunku pola magnetycznego. Brak zewnętrznego pola i nieporządek w namagnesowaniu warstw przepływ ten znacznie utrudnia.

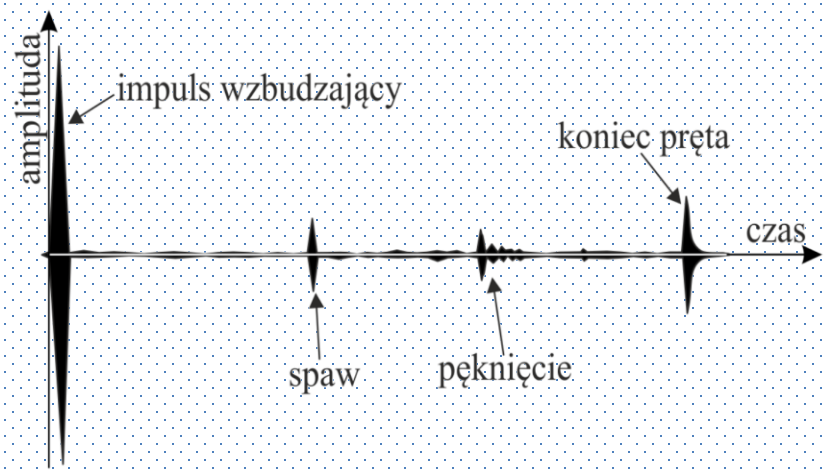
Grubości warstw są rzędu drogi swobodnej elektronu.



NDT



cm – cewki magnesujące
cw – cewka wzbudzająca
co – cewka odczytująca



Efekt **Widemanna**
generacja deformacji torsyjnej w pręcie pod wpływem płynącego w nim prądu
I podłużnego pola magnetycznego

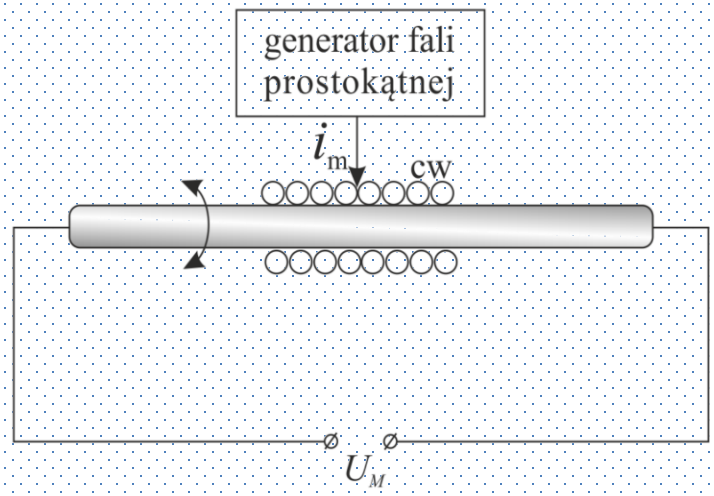
$$\alpha = j\frac{h_m}{2G}$$

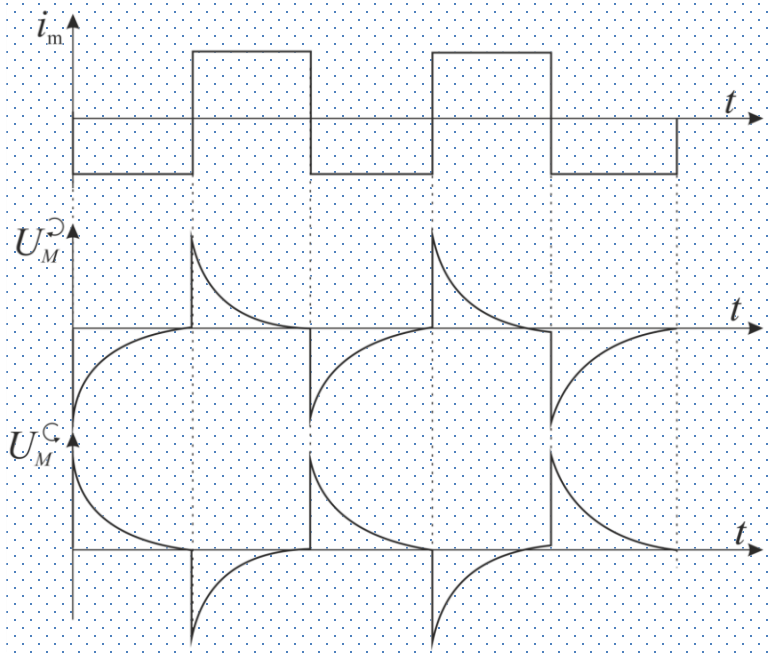
j jest gęstością prądu, h_m współczynnikiem magnetostrykcji torsyjnej, zaś *G* modułem Kirchhoffa

Odwrotny do efektu Widemanna jest efekt **Matteucciego**
generacja napięcia na końcach pręta magnetostrykcyjnego poddanego deformacji torsyjnej i znajdującego się w przemiennym zewnętrznym polu magnetycznym skierowanym wzdłuż tego pręta

Efekty Widemanna i Matteucciego można wykorzystać w NDT podobnie jak magnetostrykcję i efekt Villariego
W Galfenolu prędkość fali torsyjnej wynosi ok. 2850 m/s.

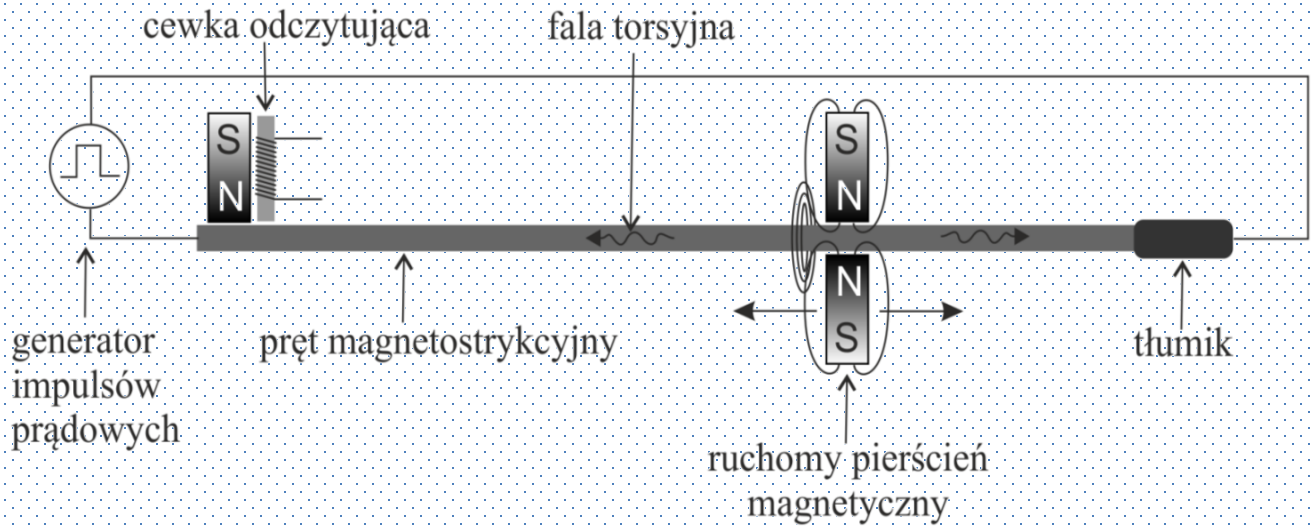
Sensor skręcenia pręta z efektem Matteucciego

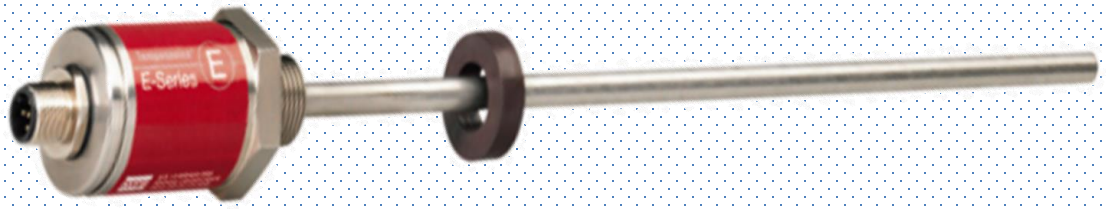




Przy stałej częstotliwości prądu magnesującego rzędu 10 kHz w liniowym zakresie skręceń ± 45 °/m uzyskuje się dla materiałów o wysokim współczynniku magnetostrykcji czułość na poziomie 2,5 mV/° oraz rozróżnialność kątową rzędu 20”

Czujnika położenia firmy MTS Sensor Technologie





Czujnik ten wykorzystywany jest do precyzyjnego pozycjonowania elementów zwierciadła radioteleskopu FAST (Five Hundred Meter Aperture Spherical Radio Telescope)

Czujnik ma zakres pomiarowy 50 – 2500 mm, nieliniowość mniejszą niż ± 0,02%, wysoką powtarzalność pomiaru ± 0,001%, maksymalną rozdzielczość 0,005 mm, odporność na szoki mechaniczne dochodzące do 100 G oraz wibracje do 2 kHz przy zakresie temperatur pracy -40 to +75 ºC.

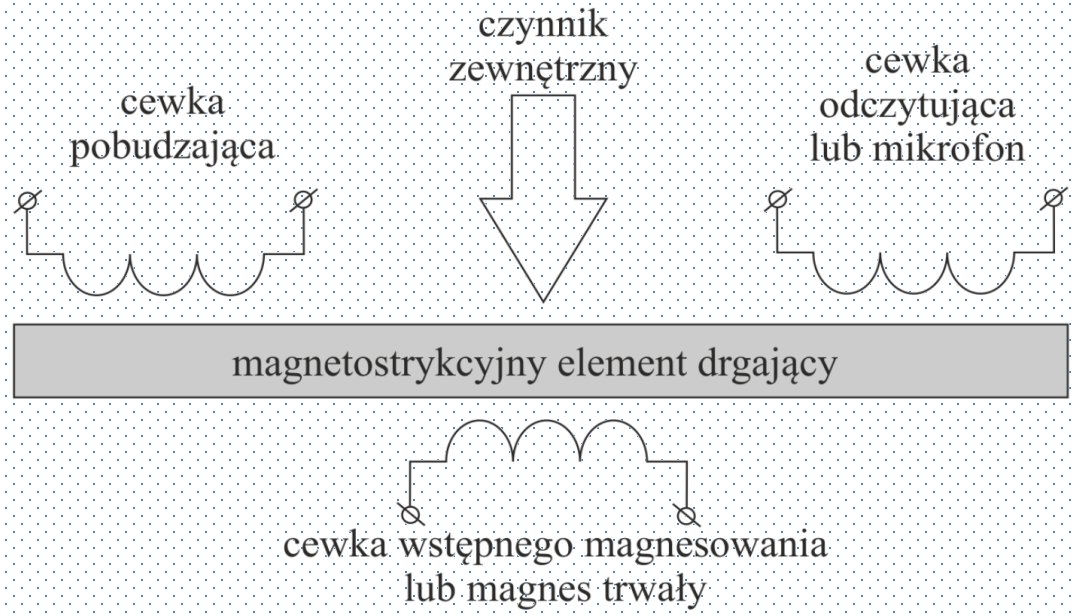
Zalety

- prostota konstrukcji
- możliwość fizycznego oddzielenia magnesu pozycjonującego od części odczytującej
- pręt może przechodzić np. przez betonową ścianę lub blok aluminiowy. Oczywiście obiekt, przez który on przechodzi powinien być obojętny magnetycznie.
- możliwość odczytu pozycji wielu magnesów (nawet 30)

五百米口径球面射电望远镜

Magnetostrykcyjne czujniki rezonansowe

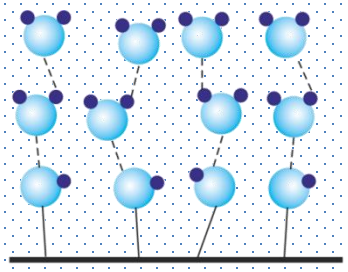
Drgania rezonansowe materiału magnetostrykcyjnego można wywołać za pomocą efektu Joule'a lub Widemanna
Spowodowane czynnikami zewnętrznymi zmiany częstotliwości rezonansowej dają się wykrywać przy zastosowaniu efektów Villariego bądź Matteucciego
(lub innych technik detekcyjnych)



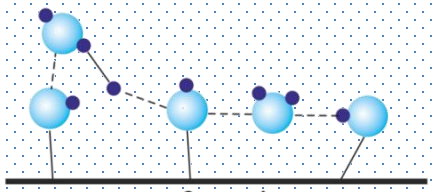
$$f_0 = \frac{v}{2L} = \frac{1}{2L}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

$$\Delta f = -f_0 \frac{\Delta m}{2m_0}$$

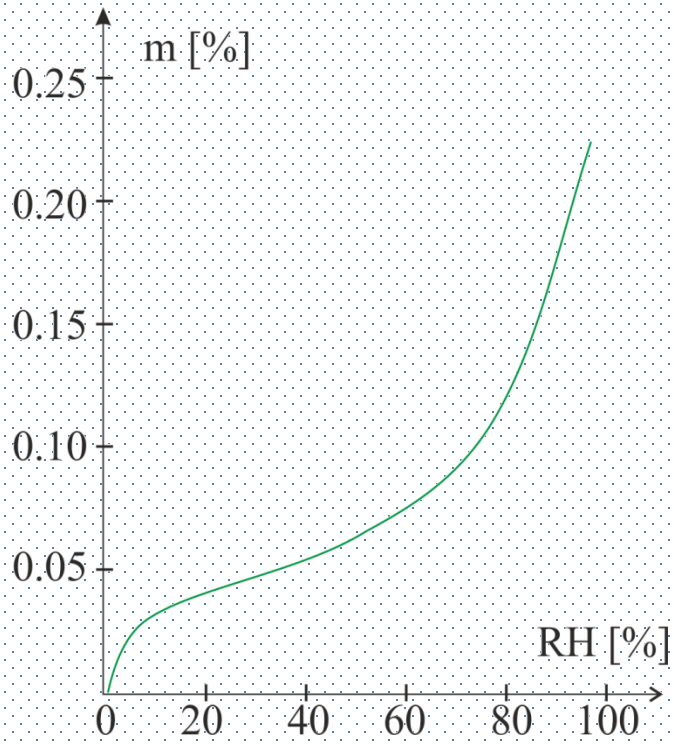
Adsorpcja wody na powierzchni kwarcu

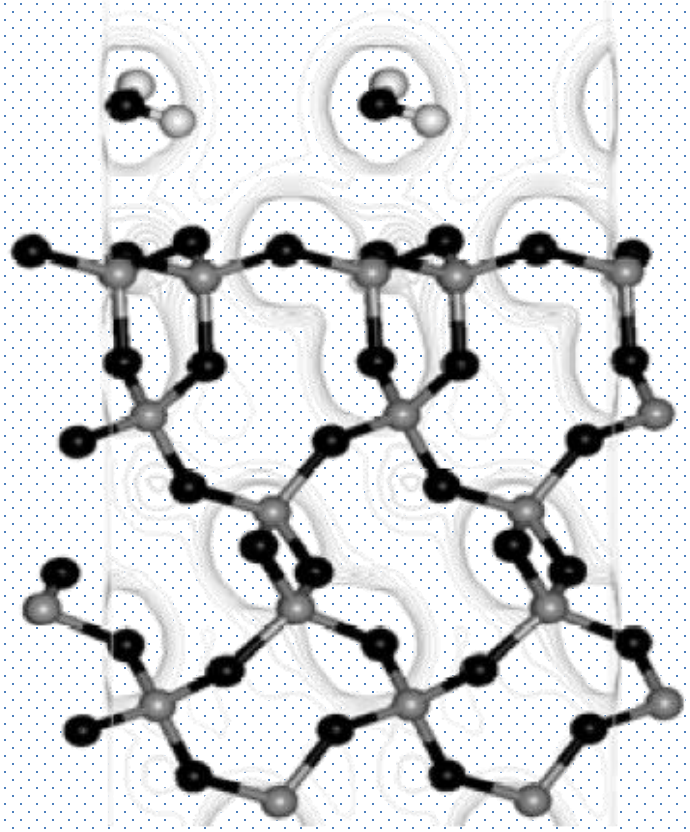


powierzchnia kwarcu
powietrze 25 °C



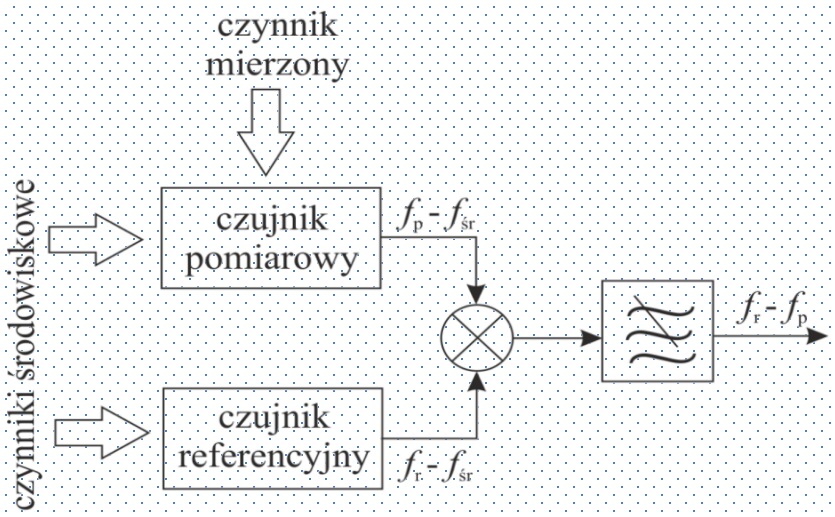
powierzchnia kwarcu
wysoka próżnia

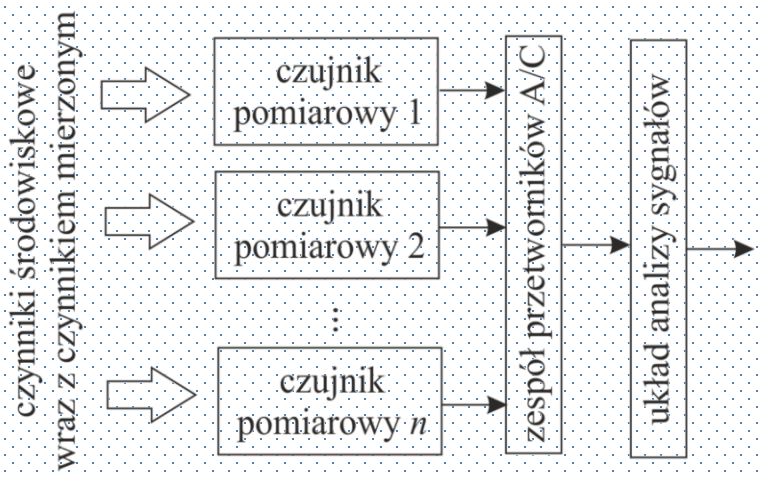




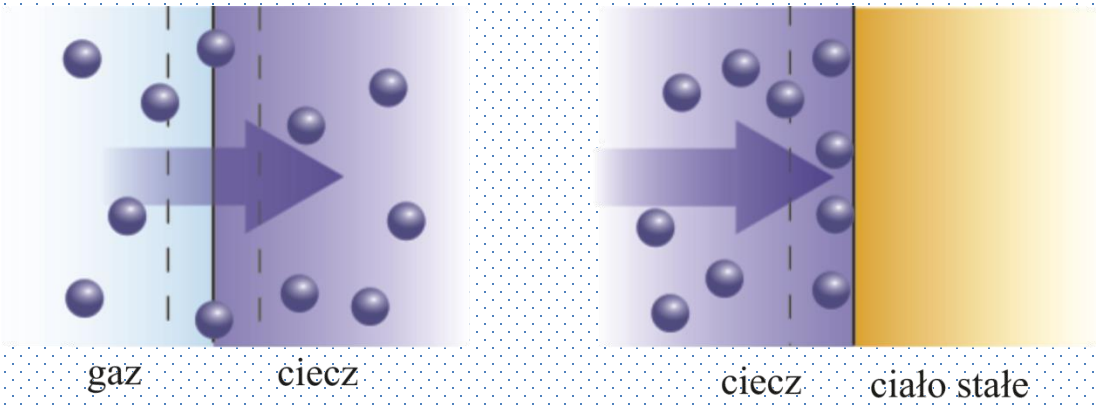
Każdy czujnik grawimetryczny jest czuły na wilgoć, zmiany temperatury i inne czynniki

Podstawowe metody kompensacji





Czujniki gazów lub par substancji chemicznych



Sorpcja cząstek zwiększa masę warstwy sorpcyjnej oraz zmienia jej parametry fizyczne takie jak lepkość czy gęstość

Parametry te wpływają na częstotliwość rezonansową układu drgającego.

Istotnym czynnikiem jest tutaj dynamiczna równowaga pomiędzy liczbą cząsteczek w otoczeniu, a liczbą cząsteczek podlegających sorpcji.
Według prawa podziału Nernsta liczby te są do siebie proporcjonalne, a współczynnik proporcjonalności *K* nosi nazwę stałej podziału.

$$K = \frac{X_1}{X_2}$$

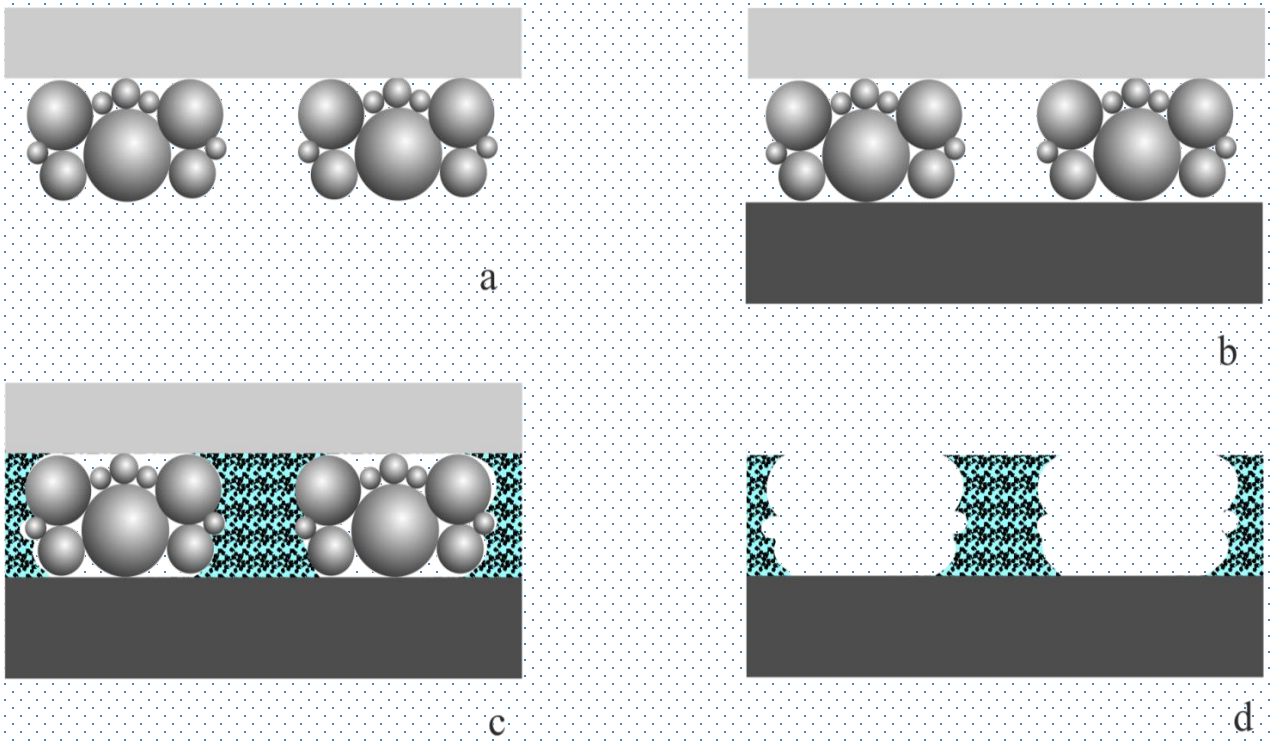
X_1 jest stężeniem substancji *X* w fazie 1, zaś X_2 jej stężeniem w fazie 2

Wartość stałej podziału dla przykładowych związków

			przykładowe polimery stosowane w warstwach chemoczułych		
			poliizobutylen	poli epichlorohydryna	fluoropoliol
przykładowe wykrywane związki chemiczne	1,2-dichloroetan	$C_2H_4Cl_2$	117,49	549,54	87,10
	toluen	C_7H_8	575,44	1071,52	436,52
	nitrometan	CH_3NO_2	35,48	776,25	707,95
	butanon	C_4H_8O	63,10	407,38	3019,95
	1-butanol	$C_4H_{10}O$	158,49	1047,13	4570,88

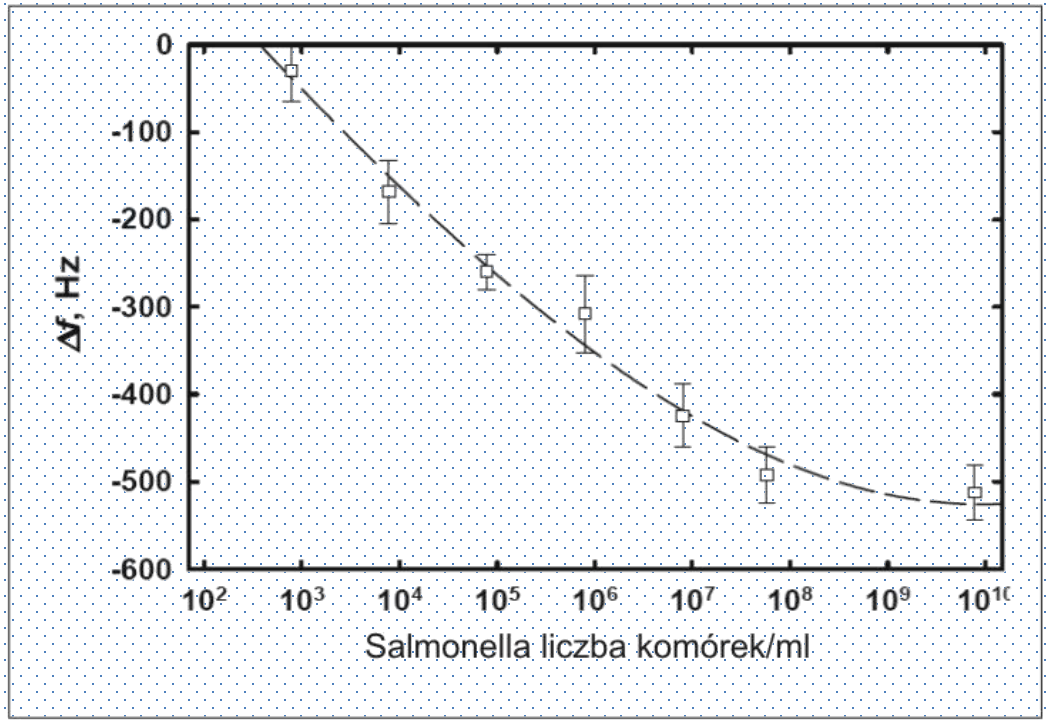
Większość związków jest znana z chromatografii gazowej
Każdy ma pewną czułość poprzeczną na inne substancje

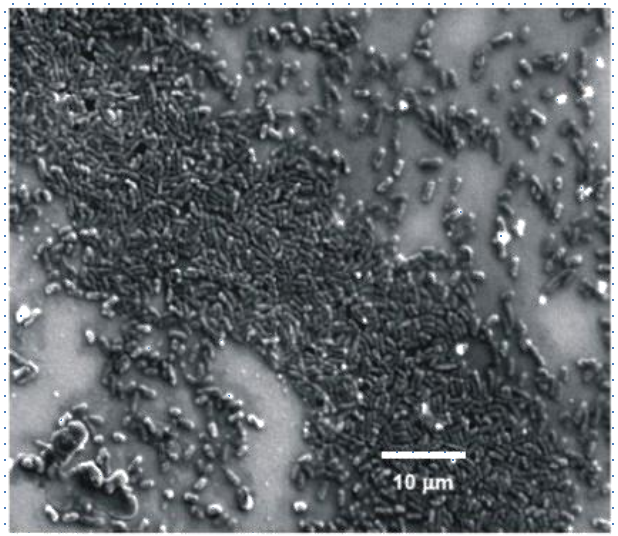
wdrukowywanie molekularne

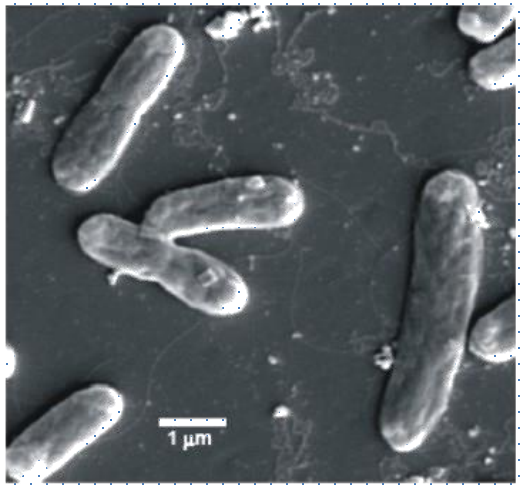


a – adsorpcja cząstek na powierzchni szkła, b – umieszczenie szkła z zaadsorbowanymi cząsteczkami na podłożu docelowym, c – polimeryzacja, d – usunięcie szkła i ekstrakcja cząstek z matrycy polimerowej

Możliwa jest także detekcja czynników biochemicznych







Wysoką selektywność czujników biochemicznych uzyskuje się przy zastosowaniu warstw biologicznie czynnych zawierających przeciwciała (białka wydzielane przez komórki plazmatyczne, które zdolne są do rozpoznawania antygenów.

Tą techniką udało się skonstruować czujniki reagujące na obecność bakterii *Escherichia coli*, *Staphylococcus aureus* i in.

Czujniki wiskozymetryczne

Z równania Naviera-Stokesa dla drgań harmonicznych cienkiej płyty zanurzonej w cieczy o gęstości ρ_c i lepkości dynamicznej η można wyznaczyć rozkład prędkości tej cieczy w kierunku prostopadłym do płyty, a następnie siłę tarcia przypadającą na jednostkę jej powierzchni i wreszcie zmianę częstotliwości drgań.
Dla wysokich lepkości rozwiązanie to, z dokładnością co do stałego współczynnika, jest zbliżone do zależności

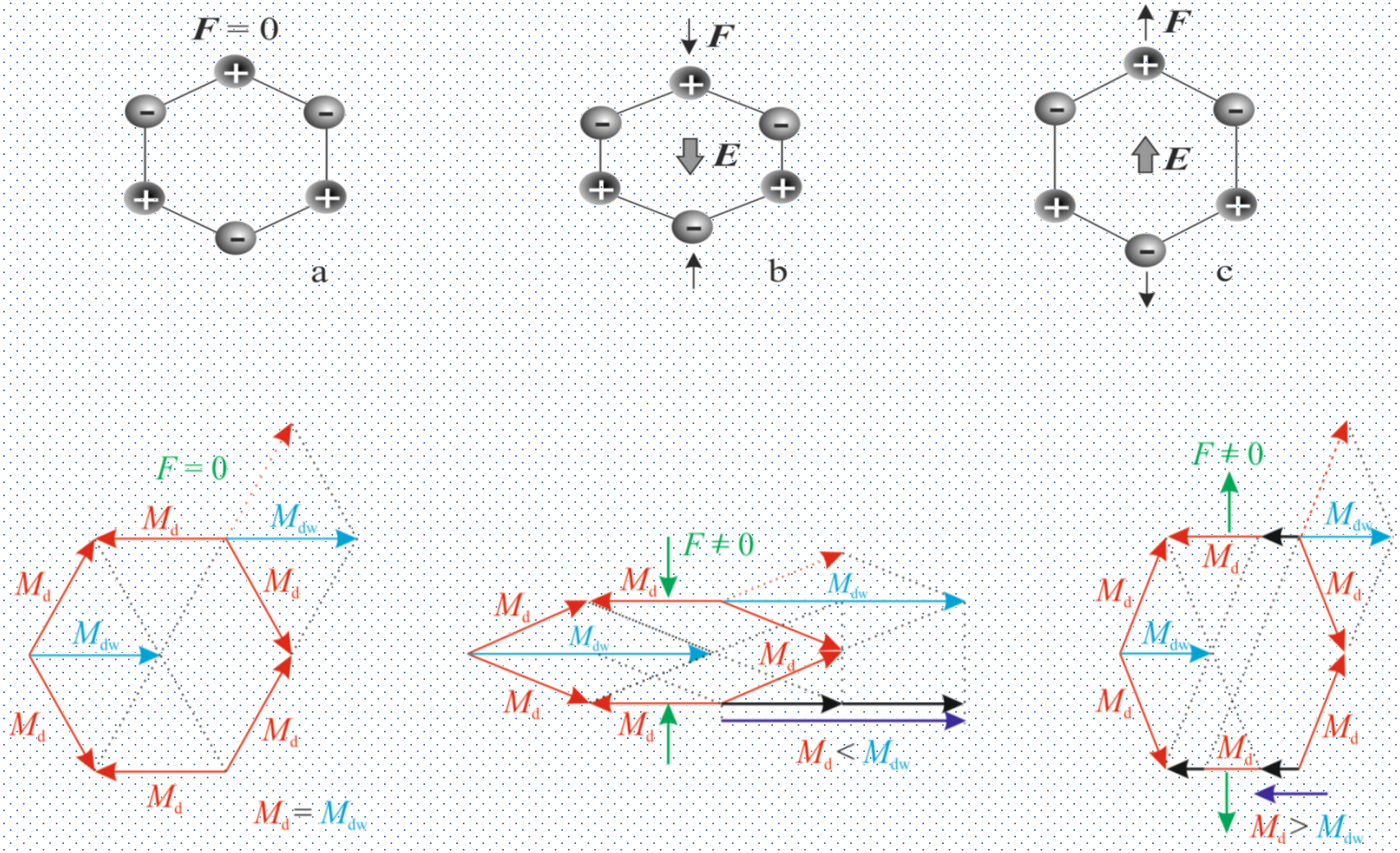
$$\Delta f = -f_0 \frac{\Delta m}{2m_0}$$

Oznacza to, że ciecz działa tak jak obciążenie masowe i zmiana częstotliwości praktycznie nie zależy jej lepkości.
Jeśli jednak lepkość cieczy jest dostatecznie niska, to zmiana częstotliwości drgań płyty wyraża się zależnością:

$$\Delta f = -\frac{\sqrt{\pi f_0}}{2\pi\rho h}\sqrt{\eta_c \rho_c}$$

f_0 jest podstawową częstotliwością drgań płyty, h grubością płyty, ρ jej gęstością

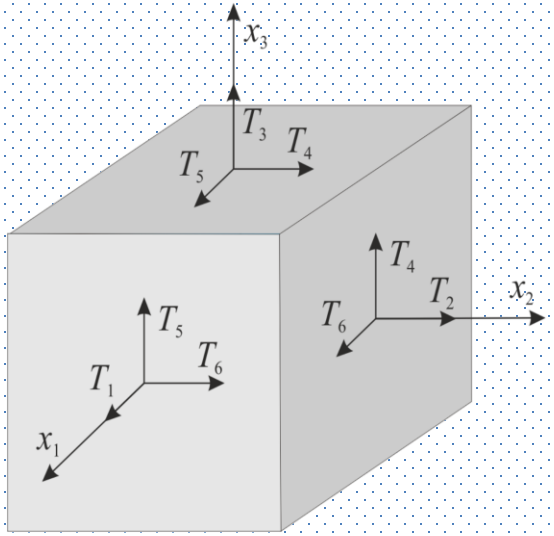
SENSORY PIEZOELEKTRYCZNE


F = 0
a
F
E
b
F
E
c
F = 0
M_d
M_dw
M_d = M_dw
F ≠ 0
M_d < M_dw
F ≠ 0
M_d > M_dw

Ilościowo piezoelektryczność opisuje się układem tensorowych równań sprzężonych, łączących ze sobą wielkości mechaniczne i elektryczne:

$$S_{ij} = s_{ijkl} T_{kl} + d_{kij} E_k \,,$$

$$D_i = d_{ijk} T_{jk} + \varepsilon_{ij} E_j \,,$$



Korzystając z symetrii naprężeń: $T_{ij} = T_{ji}$

i stosując specjalne oznaczenia indeksów (notacja Voigta):
11 → 1, 22 → 2 33 → 3, 23, 32 → 4, 13, 31 → 5, 12, 21 → 6
można zapisać deformacje i naprężenia jako wektory i zapisać układ równań tensorowych formie macierzowej:

$$\{S\} = \left[s^E \right] \{T\} + \left[d^t \right] \{E\} \,,$$

$$\{D\} = [d]\{T\} + [\varepsilon^T] \{E\} \,,$$

w której $[s^E]$ jest macierzą podatności mechanicznej przy stałym lub zerowym natężeniu pola elektrycznego, $[d^t]$macierzą współczynników piezoelektryczności odwrotnej (indeks *t* oznacza transpozycję macierzy współczynników piezoelektryczności prostej $[d]$), zaś $[\varepsilon^T]$ macierzą przenikalności elektrycznej przy stałym lub zerowym naprężeniu

W formie rozwiniętej

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & s_{14}^E & s_{15}^E & s_{16}^E \\ s_{21}^E & s_{22}^E & s_{23}^E & s_{24}^E & s_{25}^E & s_{26}^E \\ s_{31}^E & s_{32}^E & s_{33}^E & s_{34}^E & s_{35}^E & s_{36}^E \\ s_{41}^E & s_{42}^E & s_{43}^E & s_{44}^E & s_{45}^E & s_{46}^E \\ s_{51}^E & s_{52}^E & s_{53}^E & s_{54}^E & s_{55}^E & s_{56}^E \\ s_{61}^E & s_{62}^E & s_{63}^E & s_{64}^E & s_{65}^E & s_{66}^E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{21} & d_{13} \\ d_{12} & d_{22} & d_{32} \\ d_{13} & d_{23} & d_{33} \\ d_{14} & d_{24} & d_{34} \\ d_{15} & d_{25} & d_{35} \\ d_{16} & d_{26} & d_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & \varepsilon_{12} & \varepsilon_{13} \\ \varepsilon_{21} & \varepsilon_{22} & \varepsilon_{23} \\ \varepsilon_{31} & \varepsilon_{32} & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_2 \end{bmatrix}$$

SiO_2

ρ=2651 kg/m³

$$s_{ij}^{E} = 10^{-12} \cdot \begin{bmatrix} 12,77 & -1,79 & -1,22 & -4,5 & 0 & 0 \\ -1,79 & 12,77 & -1,22 & 4,5 & 0 & 0 \\ -1,22 & -1,22 & 9,6 & 0 & 0 & 0 \\ -4,5 & 4,5 & 0 & 20,04 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 20,04 & -9 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -9 & 29,12 \end{bmatrix} [\mathrm{m}^2/\mathrm{N}]$$

$$d_{ij} = 10^{-12} \cdot \begin{bmatrix} -2,3 & 0 & 0 \\ 2,3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -0,67 & 0 & 0 \\ 0 & 0,67 & 0 \\ 0 & 4,6 & 0 \end{bmatrix} [\mathrm{C/N}]$$

$$\frac{\varepsilon_{ij}}{\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} 4,52 & 0 & 0 \\ 0 & 4,52 & 0 \\ 0 & 0 & 4,68 \end{bmatrix}$$

$BaTiO_3$

ρ=6020 kg/m³

$$s_{ij}^{E} = 10^{-12} \cdot \begin{bmatrix} 8,05 & -2,35 & -5,24 & -1,02 & 0 & 0 \\ -2,35 & 8,05 & -5,24 & 1,02 & 0 & 0 \\ -5,24 & -5,24 & 15,7 & 0 & 0 & 0 \\ -1,02 & 1,02 & 0 & 18,4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 18,4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 8,84 \end{bmatrix} [\mathrm{m}^2/\mathrm{N}]$$

$$d_{ij} = 10^{-12} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & -34,5 \\ 0 & 0 & -34,5 \\ 0 & 0 & 85,6 \\ 0 & 392 & 0 \\ 392 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathrm{C/N}]$$

$$\frac{\varepsilon_{ij}}{\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} 2920 & 0 & 0 \\ 0 & 2920 & 0 \\ 0 & 0 & 168 \end{bmatrix}$$

PZT-5H

ρ=7500 kg/m³

$$s_{ij}^{E} = 10^{-12} \cdot \begin{bmatrix} 16,5 & -4,78 & -8,45 & 0 & 0 & 0 \\ -4,78 & 7,86 & -8,45 & 0 & 0 & 0 \\ -8,45 & -8,45 & 20,7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 43,5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 43,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 42,56 \end{bmatrix} [\mathrm{m}^2/\mathrm{N}]$$

$$d_{ij} = 10^{-12} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & -274 \\ 0 & 0 & -274 \\ 0 & 0 & 593 \\ 0 & 741 & 0 \\ 741 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathrm{C/N}]$$

$$\frac{\varepsilon_{ij}}{\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} 3130 & 0 & 0 \\ 0 & 3130 & 0 \\ 0 & 0 & 3400 \end{bmatrix}$$

Do opisu własności piezoelektrycznych materiałów używa się, obok modułów ***d***, zwanych też modułami odkształceniowymi także ich odwrotności ***h*** oraz stałych napięciowych ***g*** i ich odwrotności ***e***.

$$d_{ij} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial T_j}\right)^E = \left(\frac{\partial S_j}{\partial E_i}\right)^T \quad \left[\frac{\mathrm{C}}{\mathrm{N}}\right], \left[\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{V}}\right]$$

$$h_{ij} = -\left(\frac{\partial E_i}{\partial S_j}\right)^D = -\left(\frac{\partial T_j}{\partial D_i}\right)^S \quad \left[\frac{\mathrm{N}}{\mathrm{C}}\right], \left[\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}}\right]$$

$$e_{ij} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial S_j}\right)^E = -\left(\frac{\partial T_j}{\partial E_i}\right)^S \quad \left[\frac{\mathrm{V\,m}}{\mathrm{N}}\right], \left[\frac{\mathrm{C}}{\mathrm{m}^2}\right]$$

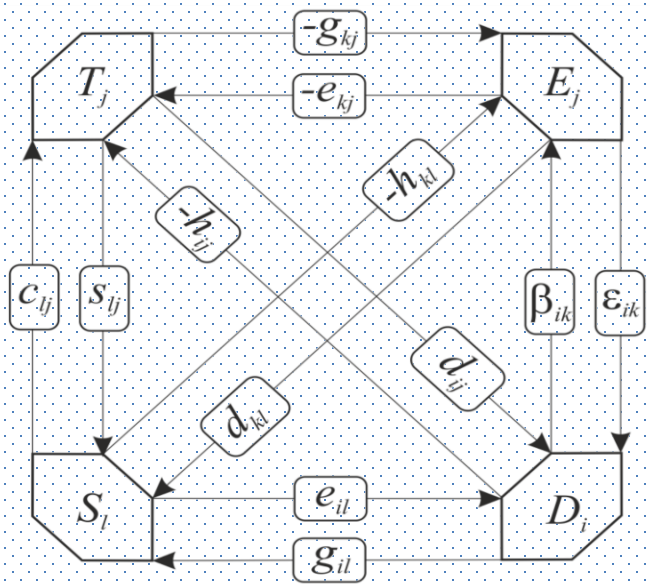
$$g_{ij} = -\left(\frac{\partial E_i}{\partial T_j}\right)^D = -\left(\frac{\partial S_j}{\partial D_i}\right)^T \quad \left[\frac{\mathrm{N}}{\mathrm{V\,m}}\right], \left[\frac{\mathrm{m}^2}{\mathrm{C}}\right]$$

układ równań dla sprzężenia elektromechanicznego może mieć kilka równoważnych form

$$\{E\} = \left[\beta^T\right]\{D\} - [g]\{T\},$$
$$\{S\} = [s^D]\{T\} + [g^t]\{D\},$$

$$\{D\} = \left[\varepsilon^S\right]\{E\} + [e]\{S\},$$
$$\{T\} = [c^E]\{S\} + [e^t]\{E\},$$

$$\{E\} = \left[\beta^S\right]\{D\} - [h]\{S\},$$
$$\{T\} = [c^D]\{S\} - [h^t]\{D\},$$



indeks górny *t* oznacza transpozycję, c^D są odwrotnościami s^D , β^S odwrotnościami ε^S

Efekty piezoelektryczne prosty i odwrotny są ze sobą ściśle powiązane.
Obserwacja efektu nie daje możliwości rozróżnienia przyczyny od skutku

Powiązanie to sprawia, że z praktycznego punktu widzenia przydatna okazuje się jeszcze jedna wielkość opisująca własności piezoelektryka nazywana współczynnikiem sprzężenia elektromechanicznego *k*

$$k = \sqrt{\frac{E_e}{E_m}}$$

E_e energia elektryczna zmagazynowana w piezoelektryku
E_m energia mechaniczna zmagazynowana w piezoelektryku
W katalogach zamiast *k* często podawane jest k^2.
W przypadku anizotropii w każdym kierunku będzie inaczej

$$k_{31} = \frac{d_{31}}{\sqrt{S_{33}^T s_{11}^E}}$$ wszystkie naprężenia zerowe oprócz T_1

$$k_{33} = \frac{d_{33}}{\sqrt{S_{33}^T s_{33}^E}}$$ wszystkie naprężenia zerowe oprócz T_3

$$k_{33} = \frac{e_{33}}{\sqrt{S_{33}^S s_{33}^D}}$$ wszystkie deformacje zerowe oprócz S_3

	k_{33} [%]
SiO_2	10
$LiNbO_3$	17
$BaTiO_3$	52
PZT	60

Często w zastosowaniach technicznych pole elektryczne, odkształcenie bądź naprężenie mają tylko jedną składową różną od zera i wtedy równania sprzężeniowe przechodzą w proste związki skalarne

Efekt piezoelektryczny podłużny - wektory S i E mają zgodne kierunki i zwroty
Dla przykładu w kierunku x_3

$$d_{33} = \frac{S_3}{E_3} = \frac{D_3}{T_3}$$

Efekt piezoelektryczny poprzeczny - wektory S i E są do siebie prostopadłe
W kierunkach x_1 oraz x_3:

$$d_{31} = \frac{S_1}{E_3} = \frac{D_3}{T_1}$$

Efekt piezoelektryczny skośny – wektor E jest prostopadły do płaszczyzny ścinania
Przykładowo dla sił ścinających działających wzdłuż płaszczyzny równoległej do x_1, x_2 lub x_2, x_3 i pola elektrycznego w kierunku x_1 otrzyma się:

$$d_{15} = \frac{S_5}{E_1} = \frac{D_1}{T_5}$$

Wszystkie podane zależności zakładają niezmienność temperatury
Współczynniki podawane są dla 20 ºC

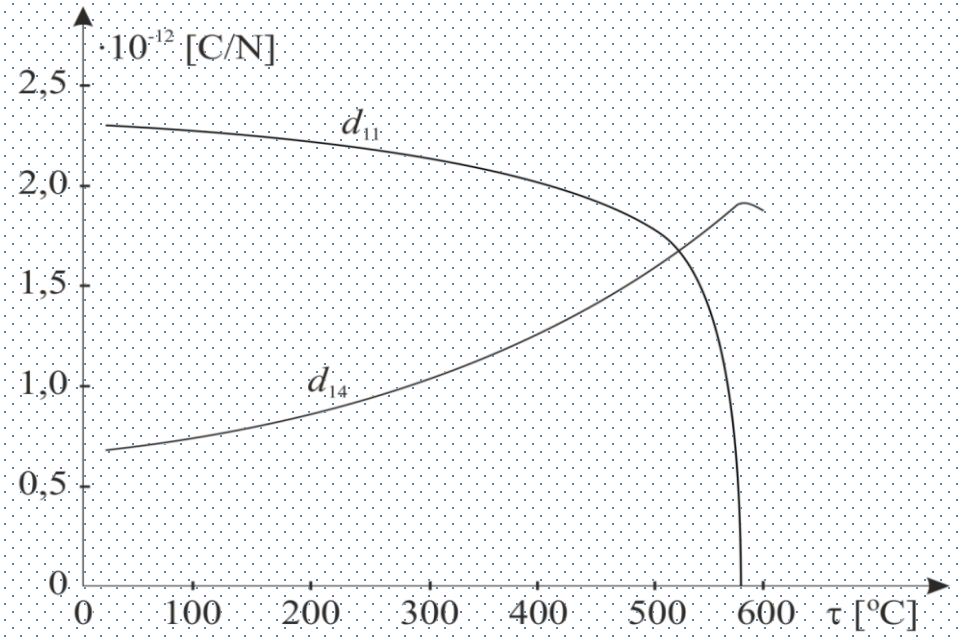
Temperaturowy współczynnik d_{ij} definiuje się następująco:

$$\mathbf{TWd}_{ik} = \frac{1}{d_{ik}} \frac{\partial d_{ik}}{\partial \tau}$$

Dla kwarcu

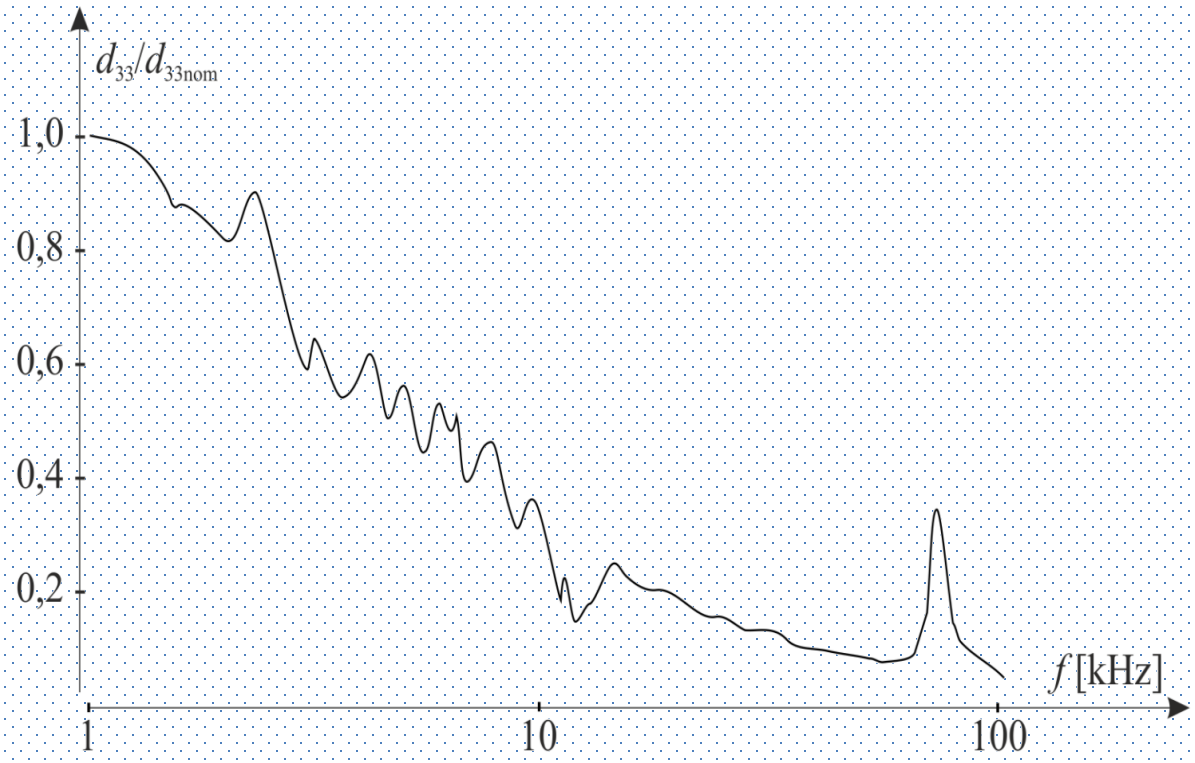
$$\mathbf{TWd}_{11} = -2{,}15 \cdot 10^{-4}\ [K^{-1}] \qquad \mathbf{TWd}_{14} = 12{,}9 \cdot 10^{-4}\ [K^{-1}]$$

Wartości współczynników temperaturowych nie są wysokie, a ich liniowe przybliżenie może być stosowane z dala od temperatury Curie (dla kwarcu poniżej ok. 400 ºC).



Wartości modułów maleją z częstotliwością

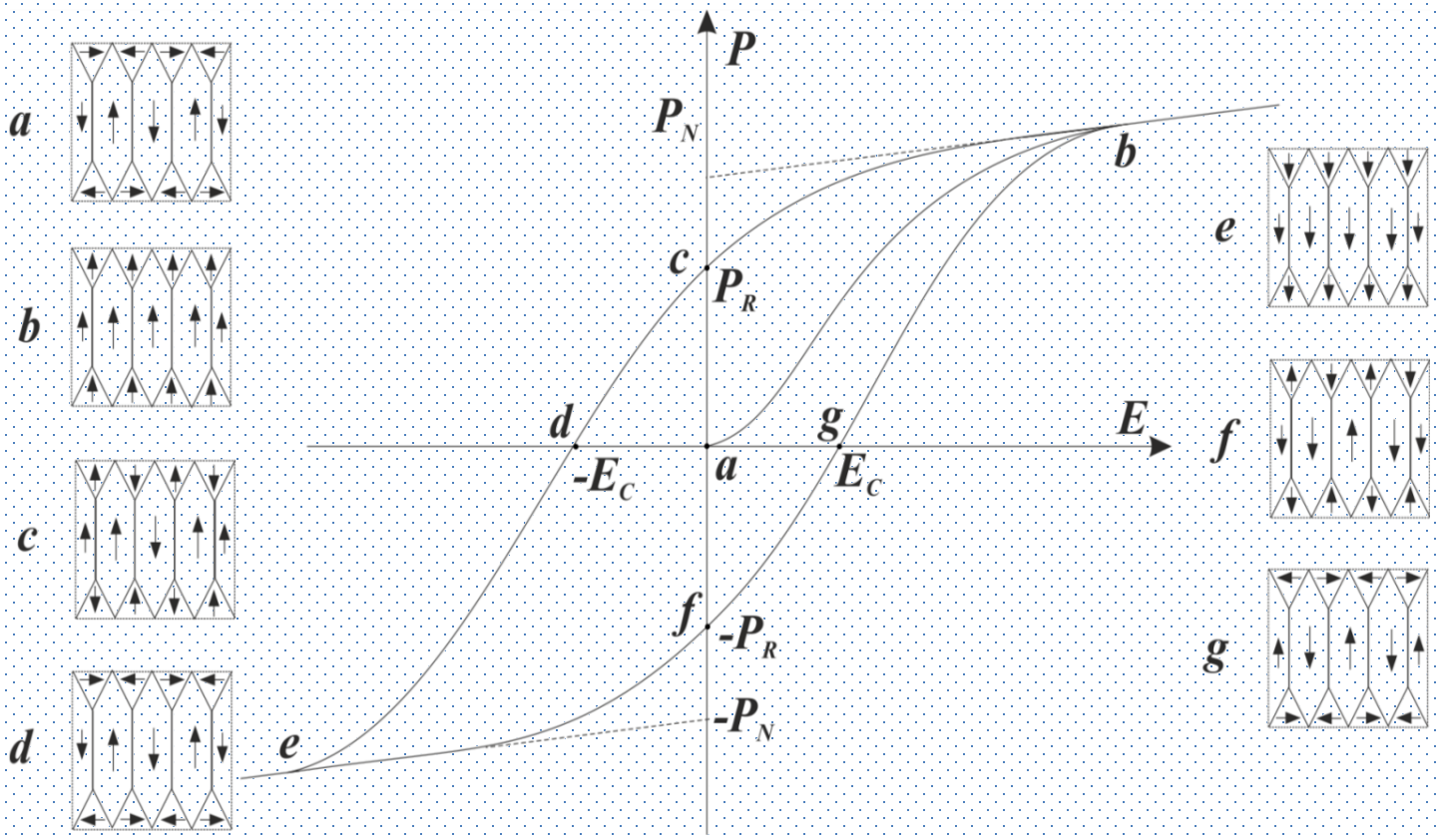
częstotliwościowa degradacja współczynnika d_{33} w PZT



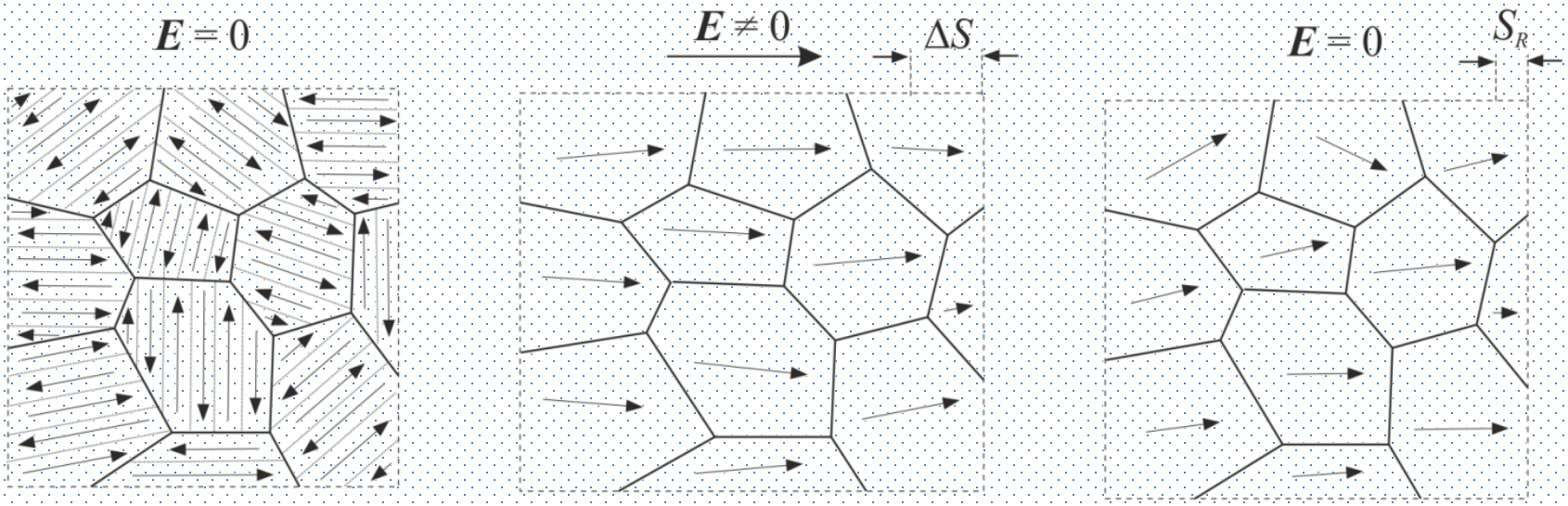
Degradacja procesem dość złożonym.
Na krzywą spadku nakładają się liczne rezonanse elektromechaniczne związane z ziarnistą strukturą materiału.
Najwolniejszy spadek wartości współczynników piezoelektrycznych obserwowany jest w monokryształach

Ferroelektryczność

Spośród wspomnianych 20 klas krystalograficznych wykazujących piezoelektryczność 10 należy do kryształów polarnych, z których wszystkie są piroelektrykami tzn. wykazują polaryzację elektryczną pod wpływem zmian temperatury. Niektóre z nich polaryzują się spontanicznie w określonym zakresie temperatur. Polaryzacja ta prowadzi do podziału objętości tych materiałów na mniejsze fragmenty zwane domenami.



Wstępna polaryzacja poprawia własności piezoelektryczne materiału



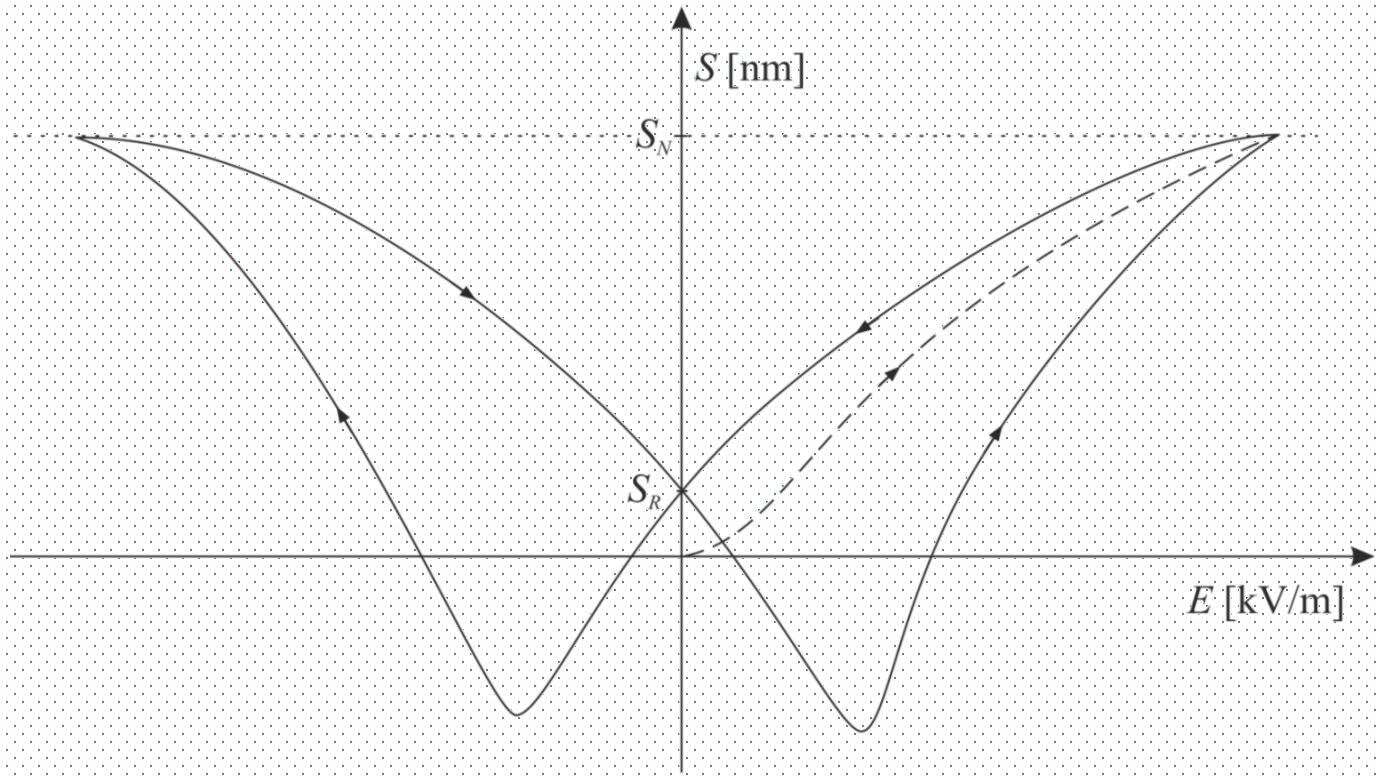
polaryzacja spontaniczna

polaryzacja wymuszona

polaryzacja remanencji

Materiały ferroelektryczne charakteryzuje bardzo silny efekt piezoelektryczny
Z uwagi na budowę wewnętrzną sprawdzają się one zakresie częstotliwości nie przekraczających kilkudziesięciu MHz.
Obecnie techniczne znaczenie mają $BaTiO_3$, $PbTiO_3$ oraz mieszanina tlenków tytanu cyrkonu i ołowiu $Pb[Zr_xTi_{1-x}]O_3$ ($0 \leq x \leq 1$) zwana ceramiką PZT.

Histereza deformacyjna

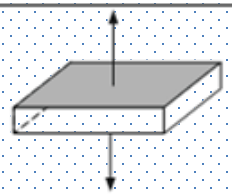
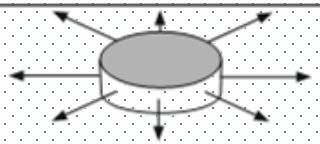
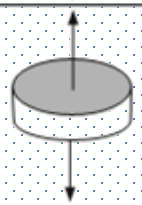
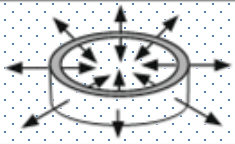


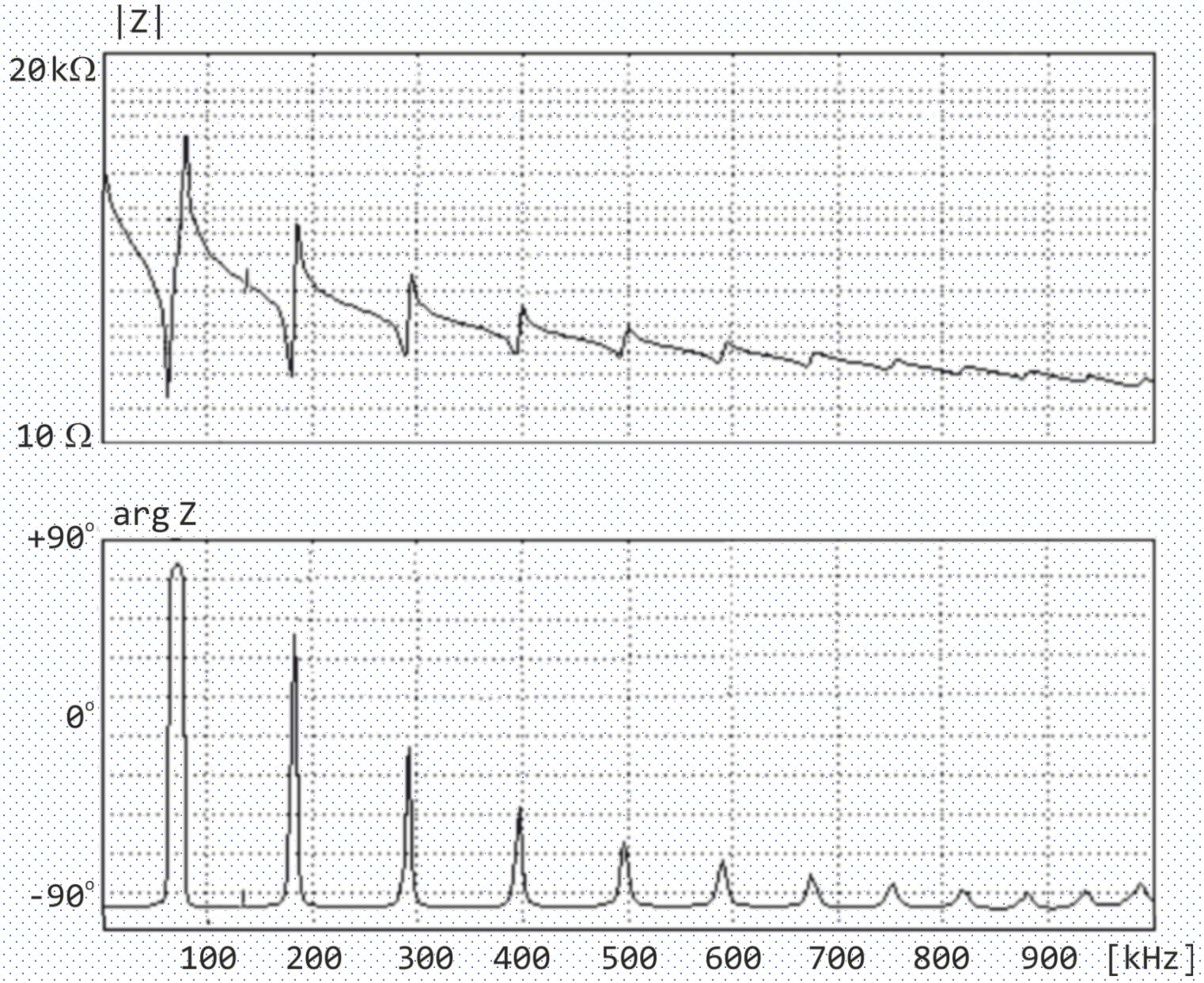
Sensory z akustyczną falą objętościową (AFO)

Buduje się zarówno przetworniki generatywne jak i parametryczne z AFO
Pierwsza grupa bazuje na prostym zjawisku piezoelektrycznym
Druga grupa korzysta zarówno z prostego jak i odwrotnego zjawiska piezoelektrycznego

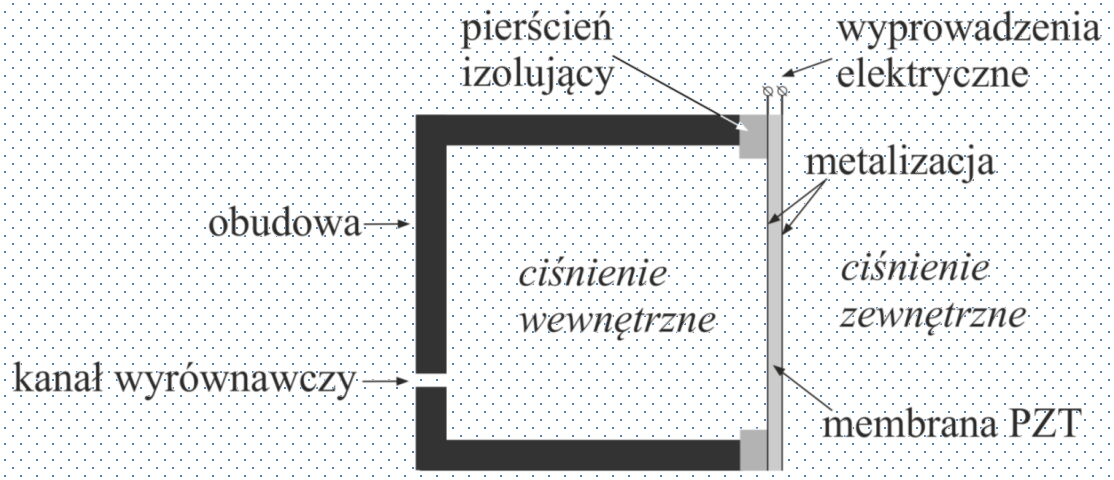
Charakterystyki przetwarzania obydwu wymienionych grup czujników zależą od szeregu czynników takich jak:
- rodzaj materiału piezoelektrycznego,
- zakres zmienności deformacji,
- geometrię przetwornika (kształt i rozmiary),
- rodzaj wykorzystywanych drgań,
- częstotliwość pracy,
- wartość obciążenia elektrycznego,
- wartość obciążenia mechanicznego,
- parametry otoczenia.

KSZTAŁTY NAJCZĘŚCIEJ WYKORZYSTYWANYCH ELEMENTÓW ORAZ SPOSOBY ICH DRGAŃ

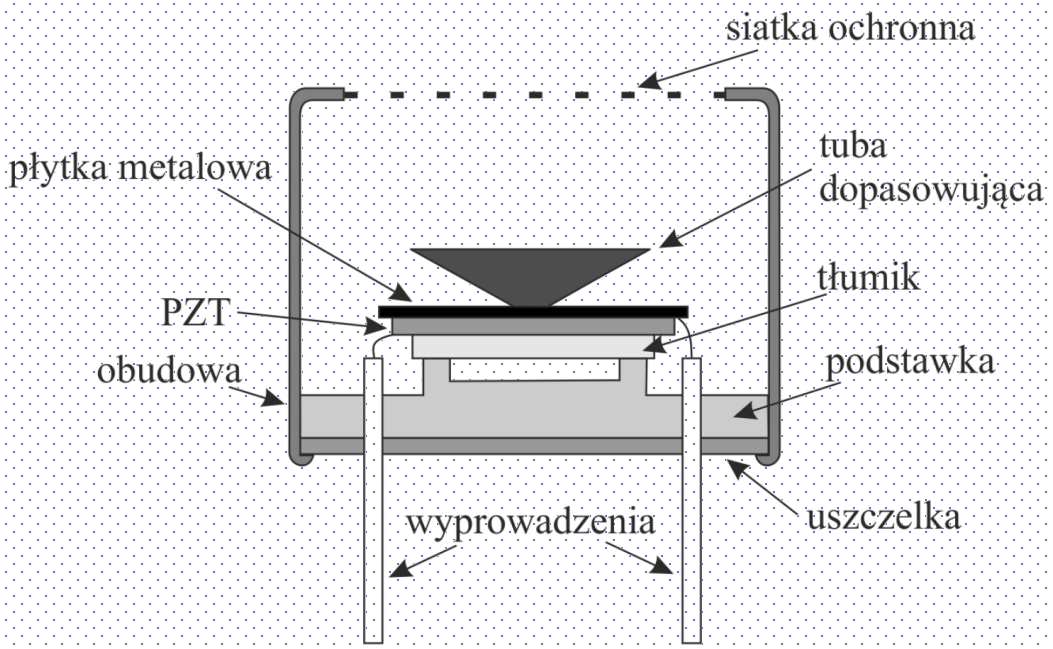
rodzaj drgań	kierunki działania sił	napięcie wyjściowe na elektrodach	uwagi
podłużne		$U = \frac{g_{31}F}{l}$	F – siła l - długość
grubościowe		$U = \frac{g_{33}F\,h}{l\,w}$	w – szerokość h – wysokość
ścinające		$U = \frac{g_{15}F\,h}{l\,w}$	
radialne		$U = \frac{g_{31}F}{2\pi r}$	r – średnica
grubościowe		$U = \frac{g_{33}F\,h}{\pi r^2}$	
grubościowe ścianek		$U = \frac{g_{31}F}{2\pi(r_Z - r_W)}$	r_Z – średnica zewnętrzna r_Z – średnica wewnętrzna

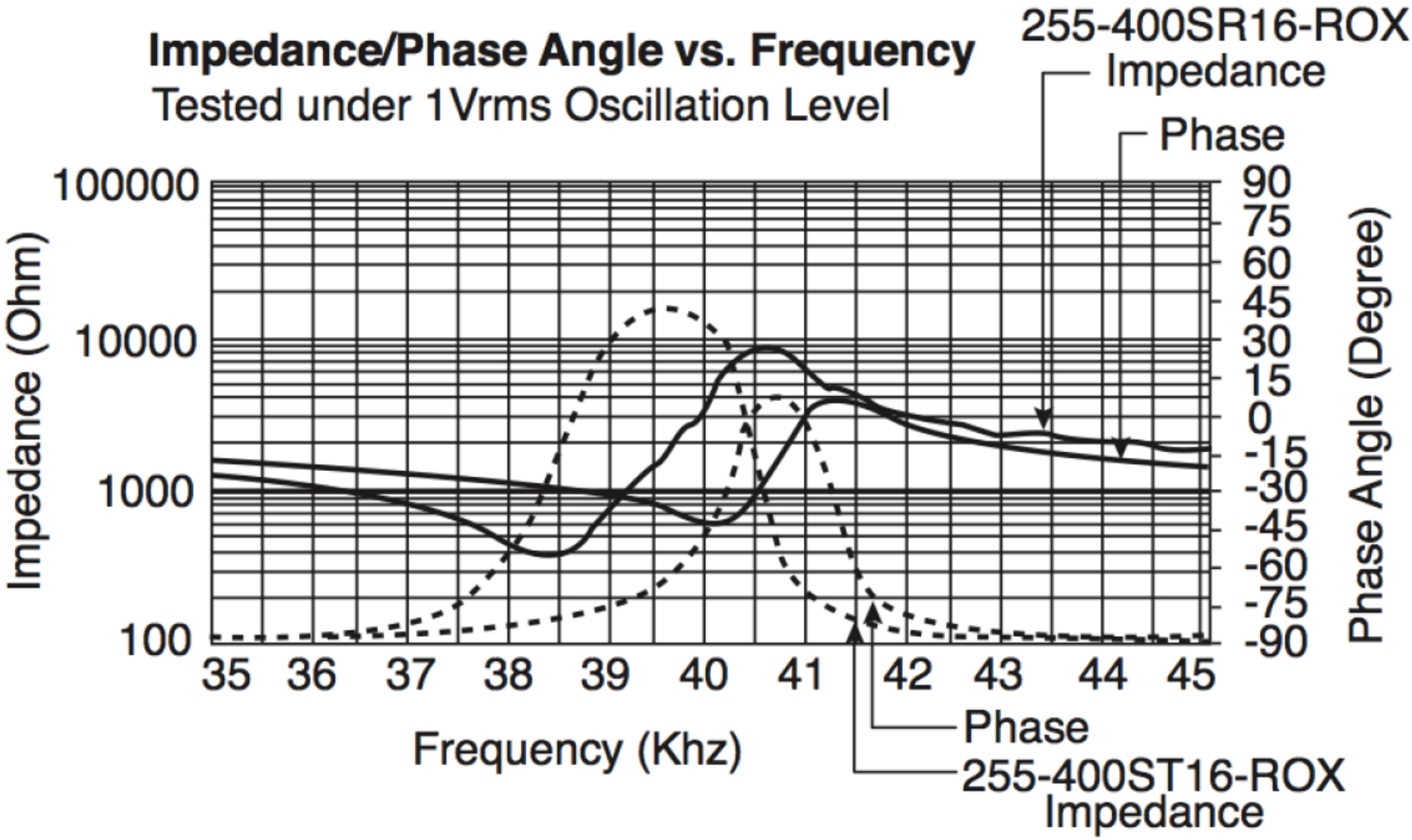

|Z|
20kΩ
10 Ω
arg Z
+90°
0°
-90°
100
200
300
400
500
600
700
800
900
[kHz]

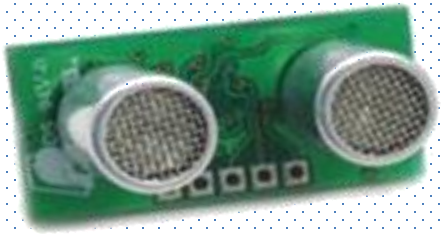
Konstrukcje ciśnieniowe

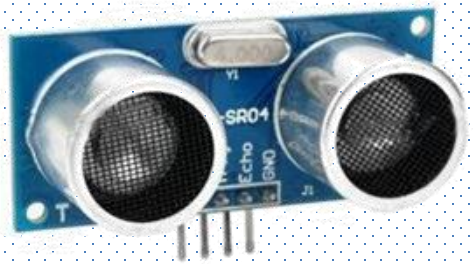


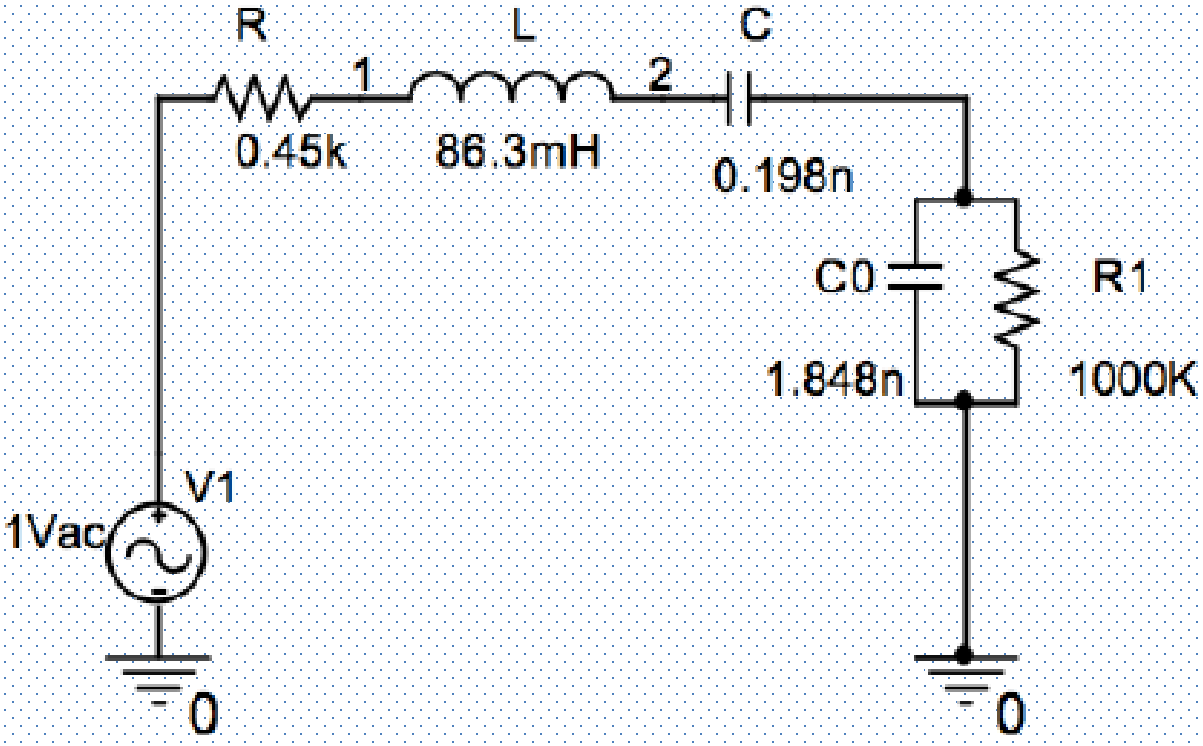
MA-40



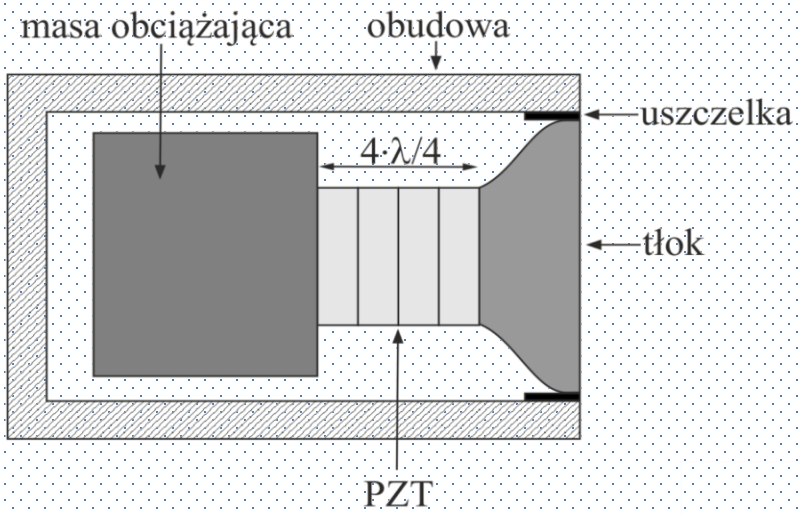

Impedance/Phase Angle vs. Frequency
Tested under 1Vrms Oscillation Level
255-400SR16-ROX
Impedance
Phase
100000
10000
1000
100
Impedance (Ohm)
90
75
60
45
30
15
0
-15
-30
-45
-60
-75
-90
Phase Angle (Degree)
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
Frequency (Khz)
Phase
255-400ST16-ROX
Impedance

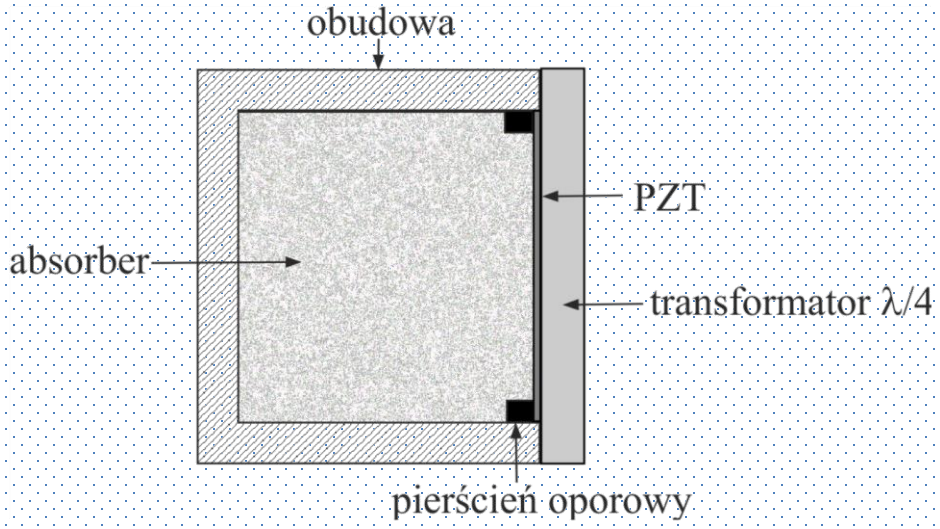



SR04
Echo
GND
T


R
L
C
1
2
0.45k
86.3mH
0.198n
C0
R1
1.848n
1000K
V1
1Vac
0
0

Tonpilz (*niem. Ton - ton, Pilz - grzybek*)





W przetwornikach ciśnieniowych bardzo istotną kwestią jest dopasowanie impedancyjne

Impedancja akustyczna ośrodka jest z definicji równa

$$Z_0 = \frac{\Delta p}{v} \left[\frac{\mathrm{Ns}}{\mathrm{m}^3} = \frac{kg}{m^2 s} \right] = [\mathrm{rayl}]$$

Δp - różnica pomiędzy maksymalnym ciśnieniem wywołanym falą akustyczną a ciśnieniem panującym w ośrodku niezaburzonym
v - prędkość ruchu ośrodka wywołana różnicą ciśnień Δp

Dla zaburzeń harmonicznych

$$Z_0 = \rho_0 v_0$$

dla powierza przy 20 ºC 413 [rayl]
dla $LiNbO_3$ $19 \cdot 10^6$ [rayl]

Współczynnik odbicia

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Dopasowanie polega na sprowadzeniu Γ do zera

Dwie metody

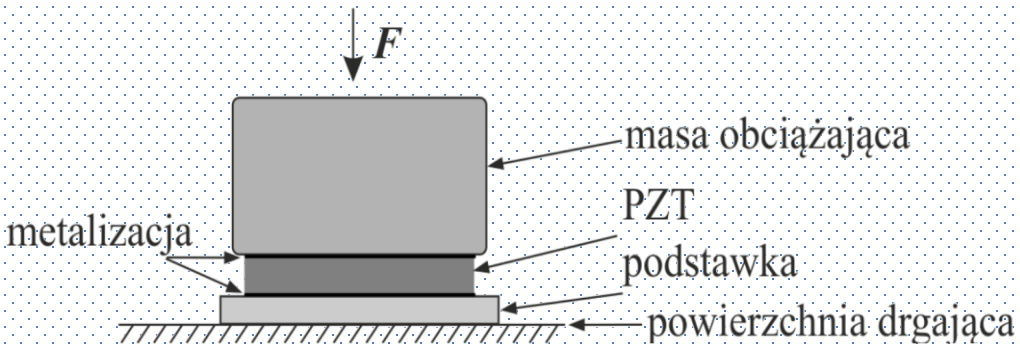
1. Zastosowanie układu transformującego niskie ciśnienia i wysokie prędkości objętościowe na wejściu w wysokie ciśnienia i niskie prędkości objętościowe na wyjściu.
   Układem takim jest tuba - falowód o zmiennej powierzchni przekroju

2. Zastosowanie warstwy pośredniczącej pomiędzy mediami.

Jej parametry znajduje się poszukując warunków pełnej transmisji energii z ośrodka o impedancji akustycznej Z_1 do ośrodka o impedancji akustycznej Z_2 poprzez trzeci ośrodek o nieznanej grubości i impedancji akustycznej. Warunki te spełnia warstwa o grubości równej całkowitej wielokrotności $\lambda/4$ i impedancji akustycznej wynoszącej

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Przetworniki inercjalne

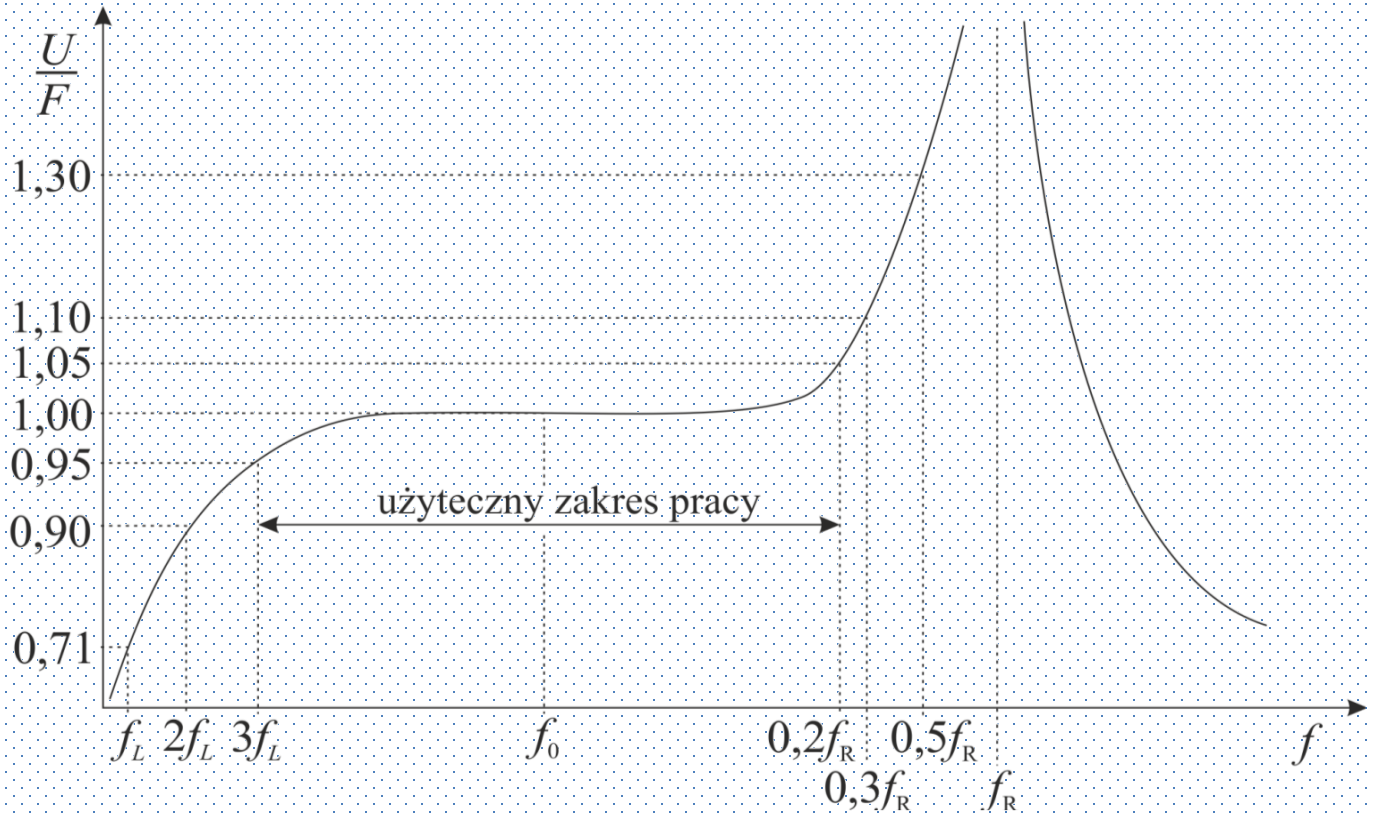


$$T_3 = \frac{F}{A} = \frac{ma}{A} \qquad S_3 = \frac{T_3}{E_3}$$

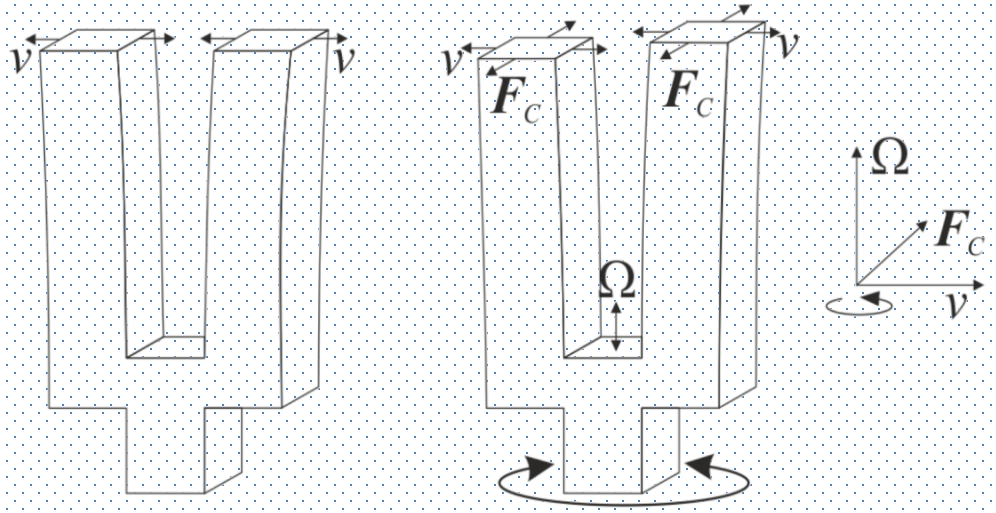
$$U_{wy} = g_{33} S_3 h = g_{33} h \frac{ma}{AE_3}$$

h - grubość piezoelektryka, E – moduł Younga

czułość $\frac{U_{wy}}{a} \sim m$


U/F
1,30
1,10
1,05
1,00
0,95
0,90
0,71
użyteczny zakres pracy
fL
2fL
3fL
f0
0,2fR
0,3fR
0,5fR
fR
f

żyroskopy akustyczne



$$\boldsymbol{F_C} = m\boldsymbol{a}_C = -2m\Omega \times \boldsymbol{v}$$

wektor prędkości liniowej końcówek widełek cyklicznie zmienia zwrot

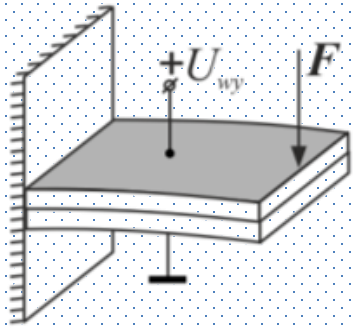
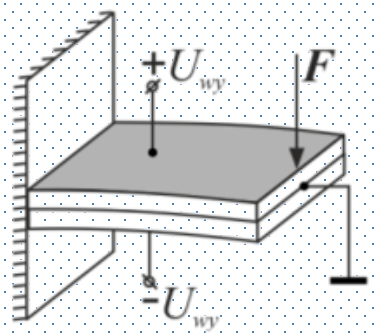
generowana siła Coriolisa także zmienia zwrot

w efekcie generowane są drgania w kierunku prostopadłym do kierunku ruchu drgającego

amplituda tych drgań jest proporcjonalna do prędkości ruchu obrotowego widełek

drgania w obydwu płaszczyznach separuje się częstotliwościowo odpowiednio dobierając przekrój widełek

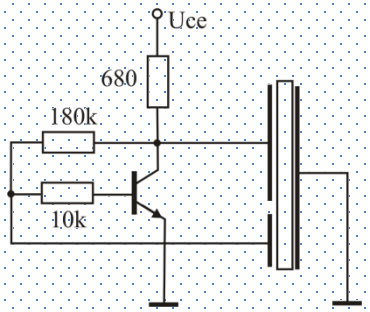
Przetworniki polimorficzne

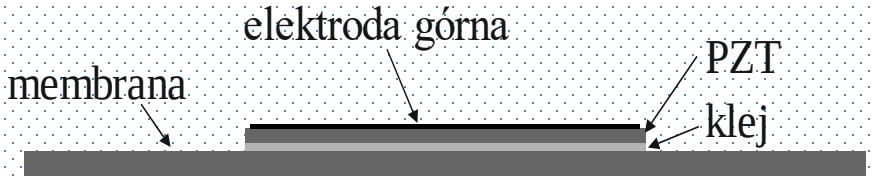
bimorf włączony asymetrycznie		$U = \frac{3g_{31}Fl}{2h_B w}$	h_B – wysokość bimorfu w – szerokość bimorfu l – długość bimorfu F – maksymalna siła zginająca
bimorf włączony symetrycznie		$U = \frac{3g_{31}Fl}{4h_B w}$	

$$f_0 = \alpha \frac{2h_B}{l^2} \sqrt{\frac{1}{\rho \varepsilon_{11}^E}}$$

α - parametr empiryczny, ρ gęstość, ε przenikalność elektryczna w kierunku zginania przy stałej wartości pola elektrycznego

membrany metalowe sztywno połączone z piezoelektrykiem zalicza się do unimorfów

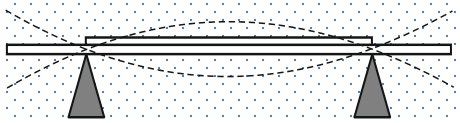




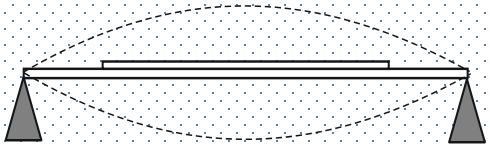
stosuje się ceramikę PZT rzadziej warstwę kwarcu lub $BaTiO_3$.

górne elektrody są napylane stopem srebra rzadziej jest to glin

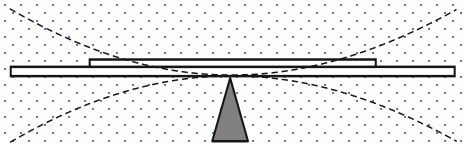
$$f_0 \approx \frac{\alpha h}{r^2} v$$



$\alpha = 0,412$



$\alpha = 0,233$



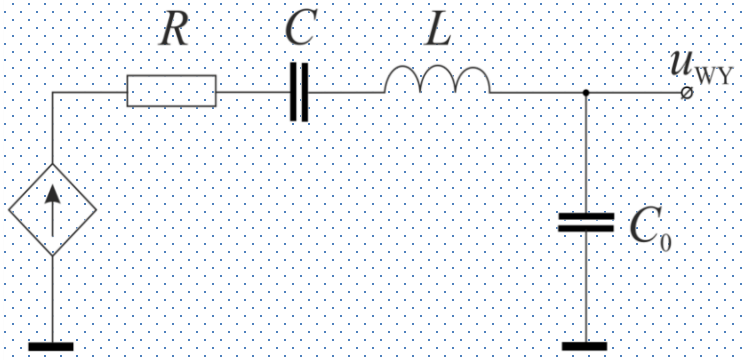
$\alpha = 0,172$

Odczyt stanu naprężenia elementu piezoelektrycznego zwykle wymaga zastosowania wzmacniacza ładunkowego jak najmniejszej pojemności i jak największej rezystancji wejściowej (ograniczenie odpływy ładunków)

$$C_{\mathrm{WE}} << C_0 + C$$

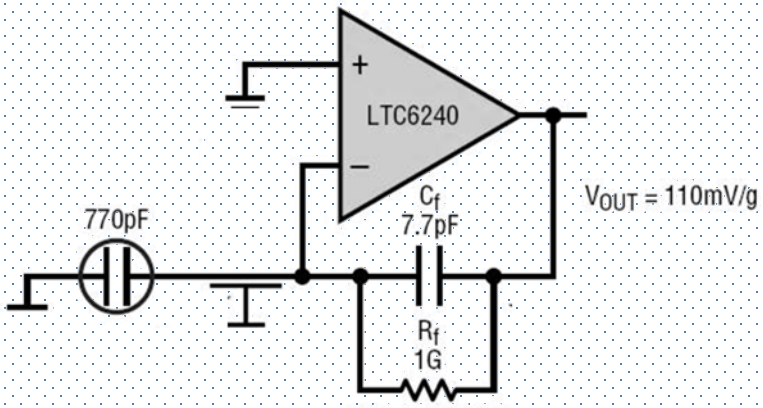
$$R_{\mathrm{WE}} >> \frac{1}{\omega\left(C_0 + C\right)}$$

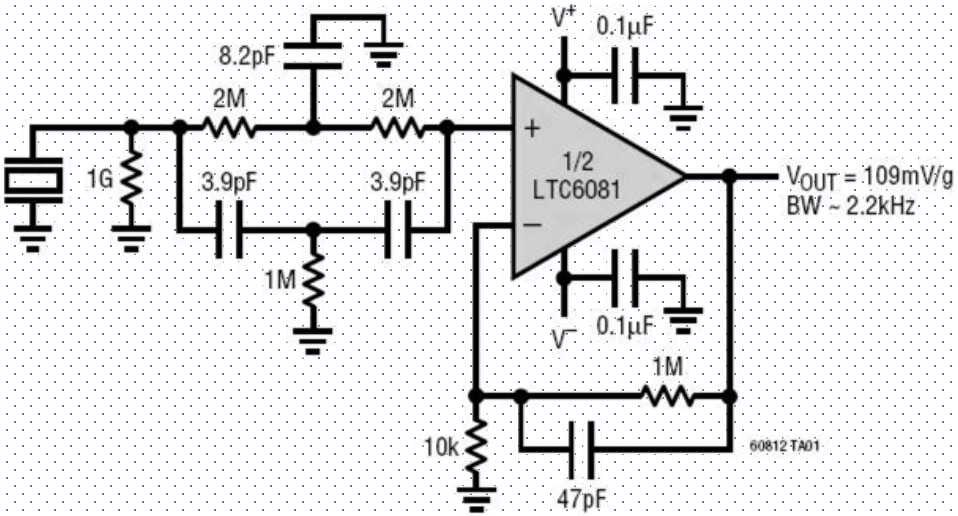
Elektryczny schemat zastępczy sensora piezoelektrycznego można, dla dostatecznie wąskiego zakresu częstotliwości drgań, przedstawić za pomocą szeregowego układu rezonansowego oraz pojemności elektrycznej, której okładkami są elektrody piezoelementu (model Butterworth'a – van Dyke'a)



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

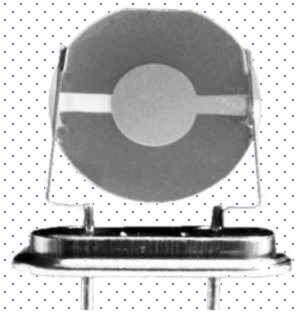
$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{CC_0}{C+C_0}}}$$

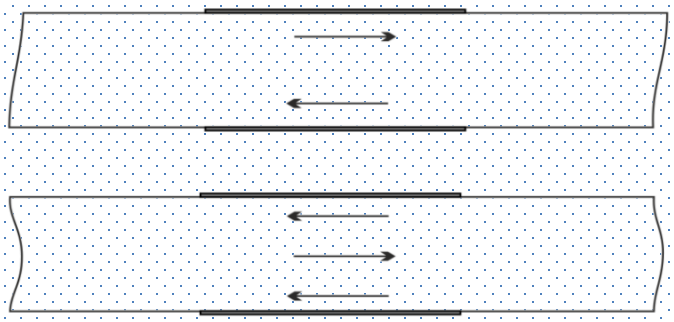




Mikrowagi kwarcowe

QCM – *quartz crystal microbalance*





$$f_0 = \frac{v}{\lambda_0} = \frac{1}{2h}\sqrt{\frac{\mu}{\rho}}$$

Dla kwarcu $\rho = 2{,}648\ \mathrm{g/cm^3}$

$\mu = 2{,}947 \cdot 10^{11}\ \mathrm{g/cm \cdot s^2}$

Zwiększenie grubości mikrowago o *dh* skutkować będzie obniżeniem częstotliwości rezonansowej

$$df_0 = -\frac{dh}{2h^2}\sqrt{\frac{\mu}{\rho}} = -\frac{dh}{h} f_0$$

Zwiększenie grubości od *dh* będzie związane ze wzrostem masy o $dm = A\,dh\,\rho$

$$df_0 = -\frac{dm}{A\rho h} f_0 = -\frac{dm}{A\rho h}\frac{f_0^2}{\frac{1}{2h}\sqrt{\frac{\mu}{\rho}}} = -\frac{2 f_0^2}{\sqrt{\mu\,\rho}}\frac{dm}{A}$$

A jest jednostronną powierzchnią mikrowagi

Dla przyrostów skończonych (wzór Sauerbreya)

$$\Delta f_0 = -\frac{2 f_0^2}{A\sqrt{\mu\,\rho}}\Delta m = -C\,\Delta m$$

Czułość masową wyraża się też w odniesieniu do jednostki powierzchni

$$S = \frac{\Delta f_0}{\frac{\Delta m}{A}} = \frac{2 f_0^2}{\sqrt{\mu \rho}} = \frac{2 f_0^2}{\rho v} = \frac{2 f_0^2}{Z_M}$$

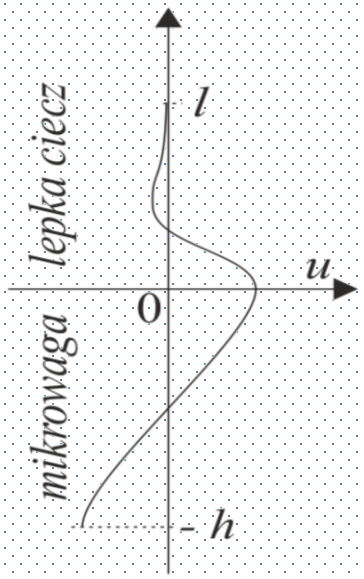
Jeśli przyjąć, że minimalna zauważana zmiana częstotliwości wynosi 1 Hz, to przy f_0 = 25 MHz i A = 0,1 cm^2 i v = 3,34·10^5 cm/s minimalna wykrywana zmiana masy wyniesie

$$70 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{g}$$

Zależność częstotliwości drgań mikrowagi od masy obciążającej można wykorzystać do:

- kontrolowania grubości osadzanych warstw
- kontroli zapylenia
- detekcji określonych par i gazów lub czynników biochemicznych

Jeśli mikrowaga pracuje w cieczy newtonowskiej o określonej lepkości, to zanik drgań w tej cieczy następuje na pewnym charakterystycznym dystansie od powierzchni mikrowagi.



Zgodnie z modelem Kanazawy-Gordona dystans zaniku drgań w cieczy wynosi:

$$l = \sqrt{\frac{2\eta_c}{\omega_0 \rho_c}}$$

Dla wody w 20 ºC dystans ten wynosi ok. 250 nm

Przyjmując, że wkład do masowego obciążania mikrowagi daje ciecz tylko na tym dystansie można uznać, że jej efektywna masa wynosi:

$$\Delta m_c = l\rho_c = \sqrt{\frac{2\rho_c\eta_c}{\omega_0}} = \sqrt{\frac{\rho_c\eta_c}{\pi f_0}}$$

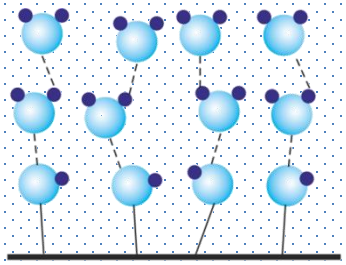
Wstawiając tę zależność do wzoru Sauerbraya uzyska się wyrażenie na zmianę częstotliwości mikrowagi zależnie od lepkości cieczy.

$$\Delta f_0 = -\frac{2f_0^2}{A\sqrt{\mu\rho}}\Delta m_c = -\frac{2f^{3/2}}{A}\sqrt{\frac{\rho_c\eta_c}{\pi\mu\rho}}$$

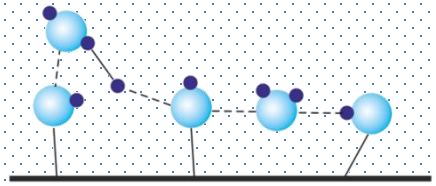
Dla wody w 20 ºC przy 5 MHz zmiana ta wynosi 6 kHz

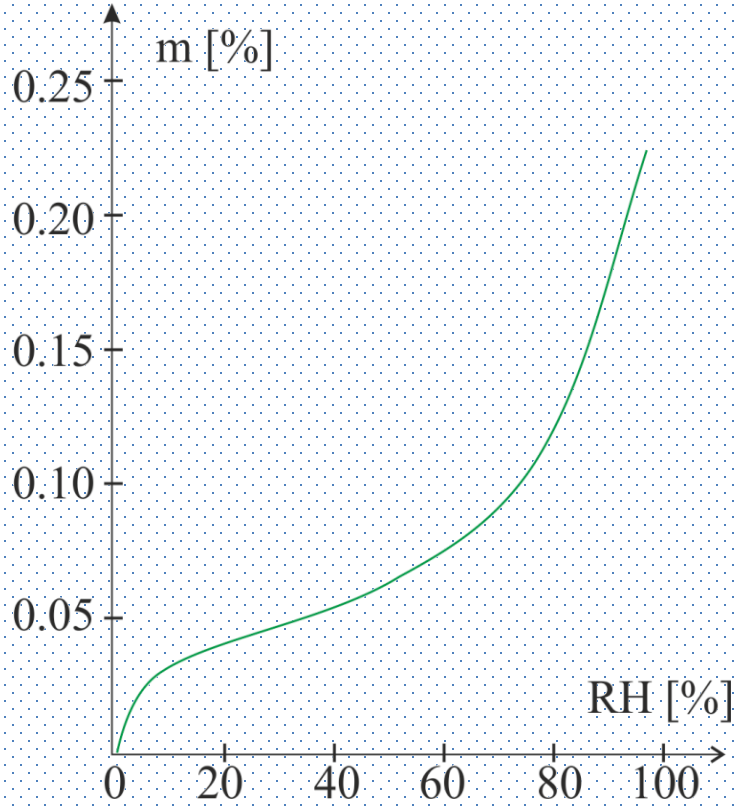
Naturalny czujnik wilgotności

suche powietrze

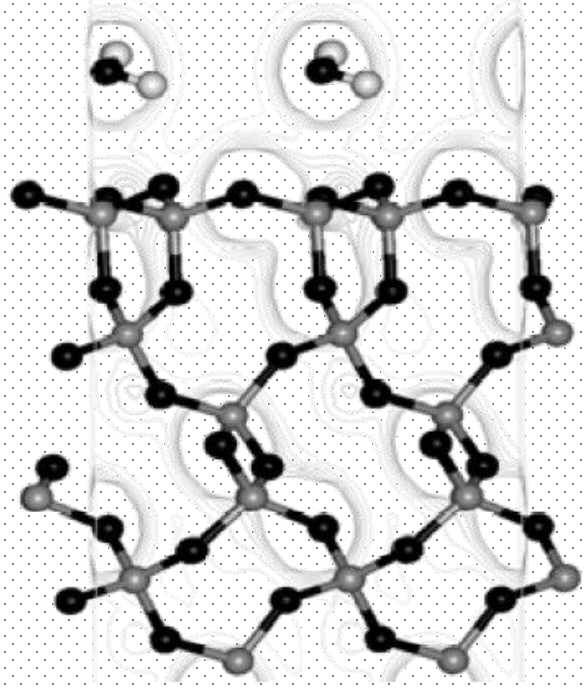


próżnia

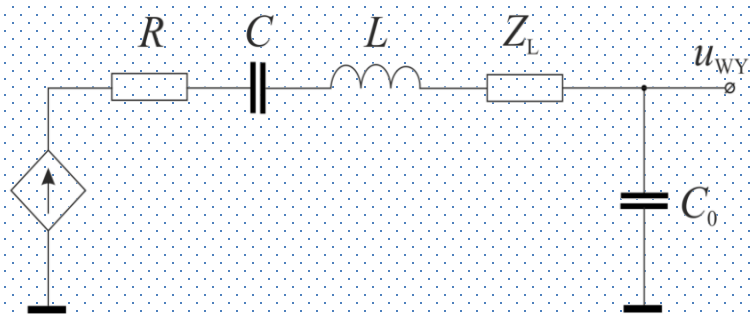


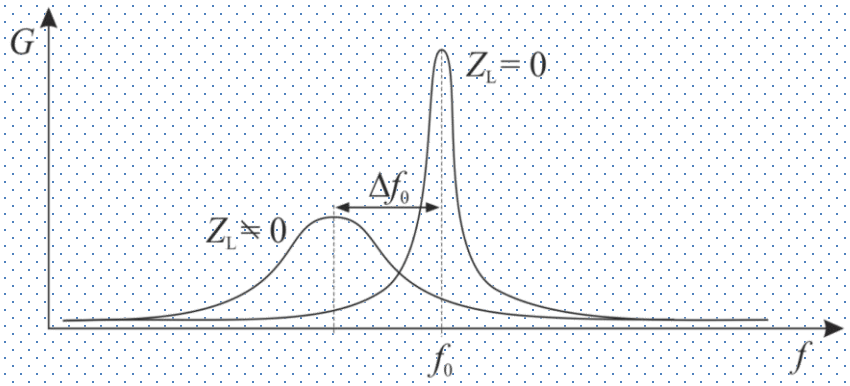


kwarc 20 ^{o}C



Do analizy mikrowagi z cienką warstwą absorpcyjną (polimer) wykorzystuje się najczęściej podejście linii transmisyjnych.
Zakłada ono, że układ mikrowaga-warstwa polimeru zachowuje się jak połączenie dwóch linii transmisyjnych o impedancjach akustycznych Z_M i Z_P, przy czym impedancję akustyczną polimeru można uznać za impedancję obciążającą.
Względna zmiana częstotliwości będzie proporcjonalna do stosunku Z_P/Z_M.
Odpowiada to dołączeniu do szeregowej gałęzi rezonansowej w modelu Butterworth'a – van Dyke'a dodatkowej impedancji obciążającej





Zmiana częstotliwości na jednostkę powierzchni mikrowagi

$$\Delta f_0 = -\frac{2Z_P}{\pi Z_M}\tan\left(\omega\frac{m_P}{Z_P}\right)$$

Dla dostateczne małej grubości polimeru $\tan\left(\omega \frac{m_P}{Z_P}\right)$ można rozwinąć w szereg Taylora.

Po ograniczeniu się do początkowych członów rozwinięcia uzyskuje się:

$$\Delta f_0 = -\frac{2 f_0^2}{Z_M} m_P \left[1 + \frac{Z_M^2}{Z_P^2} \left(\pi \frac{m_P}{m_M} \right)^2 \right]$$

Pierwszy ze składników jest tożsamy z wzorem Sauerbreya i związany jest z masą polimeru, zaś drugi opisuje jego właściwości dyssypacyjne.

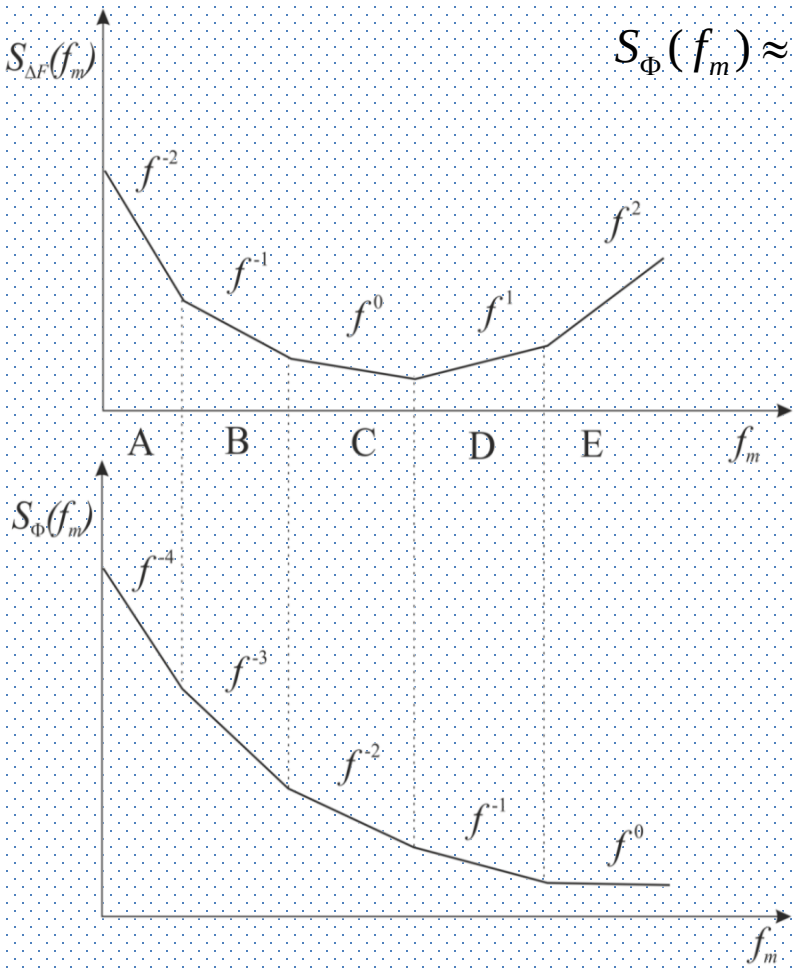
Δf_0 ma swoje ograniczenia związane z:

- technologią rezonatorów - max. f_0 ~ 100 MHz
- zanikaniem drgań z powodu przeciążenia
- naturalną niestabilnością drgań rezonatora

W układach QCM zmiana częstotliwości może zostać zamaskowana przez fluktuacje drgań mikrowagi i współpracującego z nią oscylatora.

Fluktuacje takie nazywane są szumami fazowymi oscylatora. Opisuje się je zwykle za pomocą częstotliwościowej lub fazowej gęstości spektralnej:

$$S_{\Phi}(f_m) \approx \frac{S_{\Delta F}(f)}{f_m^2} \left[\frac{\mathrm{rad}^2}{\mathrm{Hz}} \right]$$



A – szum swobodnego błądzenia
(czynniki zewnętrzne: wibracje, fluktuacje temperatury, ciśnienia, wilgotności)

B – szum migotania częstotliwości
(rezonator i wzmacniacz oscylatora)

C – szerokopasmowy częstotliwościowy szum biały
(dobroć rezonatora)

D – szum migotania fazy
(wzmacniacz i elementy pętli sprzężenia zwrotnego)

E – szerokopasmowy fazowy szum biały
(wszystkie elementy obwodu oscylatora)

Model Leesona

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

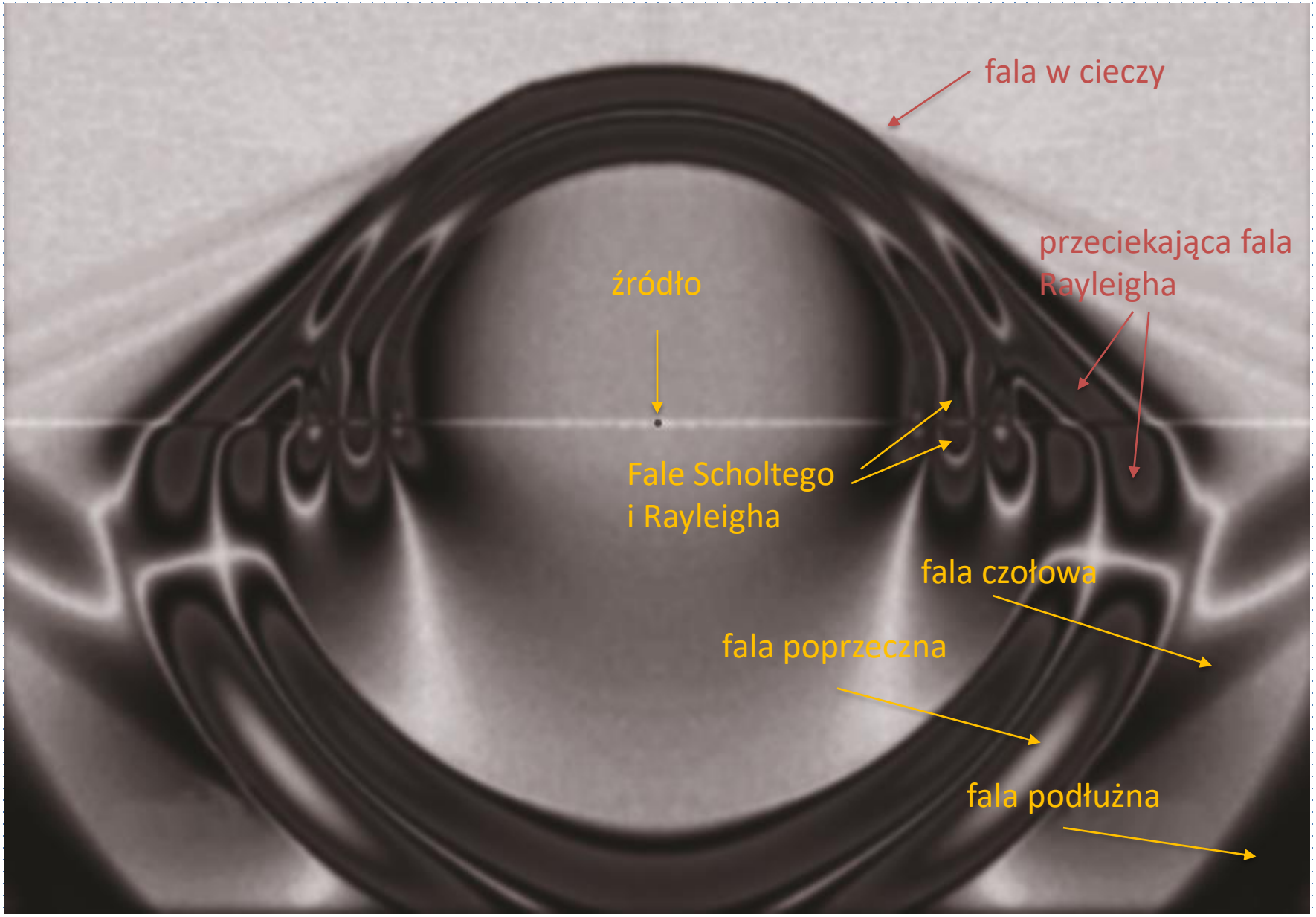
F współczynnik szumów elementu aktywnego
P średnia moc gromadzona w rezonatorze
f_m dewiacja f_0
$f_{1/f}$ dewiacja częstotliwości rozgraniczająca odcinki B i C krzywej $S_\Phi(f_m)$
Q_L dobroć całkowita rezonatora

dBc jest miarą decybelową, liczoną w stosunku do wartości częstotliwości nośnej

Z analizy tego modelu wynika, że w celu minimalizacji szumu fazowego mikrowagi i obwodu z nią współpracującego należy stosować rezonatory o wysokich dobrociach oraz niskoszumne elementy aktywne oscylatora.

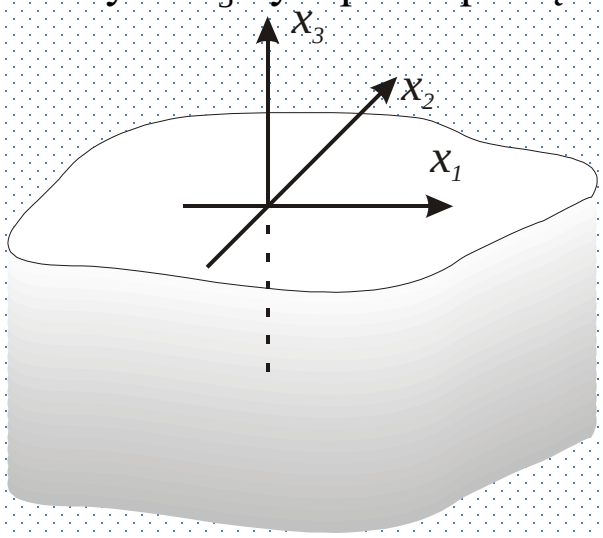
Sensory z falami powierzchniowymi

Fale generowane od punktowego źródła na granicy ciało stałe - ciecz



Każde ograniczenie przestrzeni generuje ośrodek propagacji nowych rodzajów fal

Przetnijmy przestrzeń sprężystą na pół i ulokujmy uzyskaną półprzestrzeń w kartezjańskim układzie współrzędnych tak aby oś x_3 była prostopadłą do powierzchni



Poszukiwać będziemy fal płaskich (u_2=0) propagujących się w kierunku x_1 i zanikających w głąb podłoża; równania fal przyjmą postać:

$$v_t^2 \nabla^2 u_1 + (v_l^2 - v_t^2) u_{1,11} u_{3,31} - u_{1,tt} = 0$$

$$v_t^2 \nabla^2 u_3 + (v_l^2 - v_t^2) u_{1,13} u_{3,33} - u_{3,tt} = 0$$

przy czym obecnie laplasjan jest 2D i ma postać $\nabla^2 = \frac{\partial}{\partial x_1} + \frac{\partial}{\partial x_3}$

Często w miejsce wektora przemieszczeń wprowadza się jego postać potencjałową

$$\boldsymbol{u} = grad\,\varphi + rot\,\boldsymbol{\Phi}$$

potencjał skalarny potencjał wektorowy

szczególna postać potencjału dla fal płaskich ma postać:

$$u_1 = \varphi_{,1} + \psi_{,3}$$

$$u_3 = \varphi_{,3} + \psi_{,1}$$

obydwa potencjały są tutaj skalarami; po ich podstawieniu do równań falowych

$$v_l^2 \nabla^2 \varphi - \varphi_{,tt} = 0$$

$$v_t^2 \nabla^2 \psi - \psi_{,tt} = 0$$

w.b.

$$T_{33} = 0,\ T_{31} = 0$$

po rozpisaniu i podstawieniu potencjałów

$$T_{33} = (\lambda + 2\mu)\varphi_{,33} + \lambda\varphi_{,11} - 2\mu\psi_{,13} = 0$$

$$T_{31} = \mu\left(2\varphi_{,13} - \psi_{,11} + \psi_{,33}\right) = 0$$

poszukiwać będziemy fal płaskich zanikających z głębokością o ogólnej postaci

$$\varphi = Ae^{-\alpha x_3 + i(kx_1 - \omega t)}$$

$$\psi = Be^{-\beta x_3 + i(kx_1 - \omega t)}$$

$$A\left[(\lambda + 2\mu)\alpha^2 - \lambda k^2\right] + 2iB\mu k\beta = 0$$

$$-2iAk\alpha + B\left(\beta^2 + k^2\right) = 0$$

współczynniki zanikania wyrazić można poprzez wektor falowy, w tym celu poszukiwane postacie fal wstawia się do równań ruchu, żądając ich spełnienia; stąd

$$\alpha^2 = k^2 - \frac{\omega^2}{v_l^2}, \quad \beta^2 = k^2 - \frac{\omega^2}{v_t^2}$$

$$A\left[(\lambda + 2\mu)\left(k^2 - \frac{\omega^2}{v_l^2}\right) - \lambda k^2\right] + 2iB\mu k\sqrt{k^2 - \frac{\omega^2}{v_t^2}} = 0$$

$$-2iAk\sqrt{k^2 - \frac{\omega^2}{v_l^2}} + B\left(2k^2 - \frac{\omega^2}{v_t^2}\right) = 0$$

przyrównując wyznacznik układu do 0 otrzymuje się następujące równanie charakterystyczne (dyspersyjne):

$$\left(2 - \frac{\omega^2}{k^2 v_t^2}\right)^2 - 4\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{k^2 v_l^2}}\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{k^2 v_t^2}} = 0$$

ponieważ $v = \frac{\omega}{k}$

$$\left(2 - \frac{v^2}{v_t^2}\right)^2 - 4\sqrt{1 - \frac{v^2}{v_l^2}}\sqrt{1 - \frac{v^2}{v_t^2}} = 0$$

równanie to posiada nietrywialne rozwiązania tylko dla $0 < v < v_t$, w szczególności dla ciał spotykanych w przyrodzie o określonych stałych Lame (i prędkościach fal objętościowych) prędkość v przyjmuje wartości:

$$0{,}874 v_t < v < 0{,}995 v_t$$

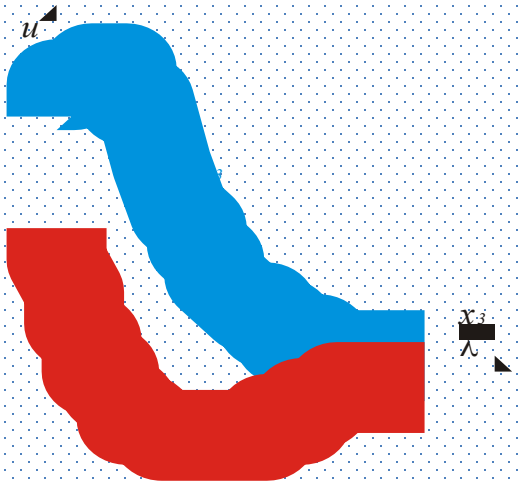
ciała ściśliwe ciała nieściśliwe

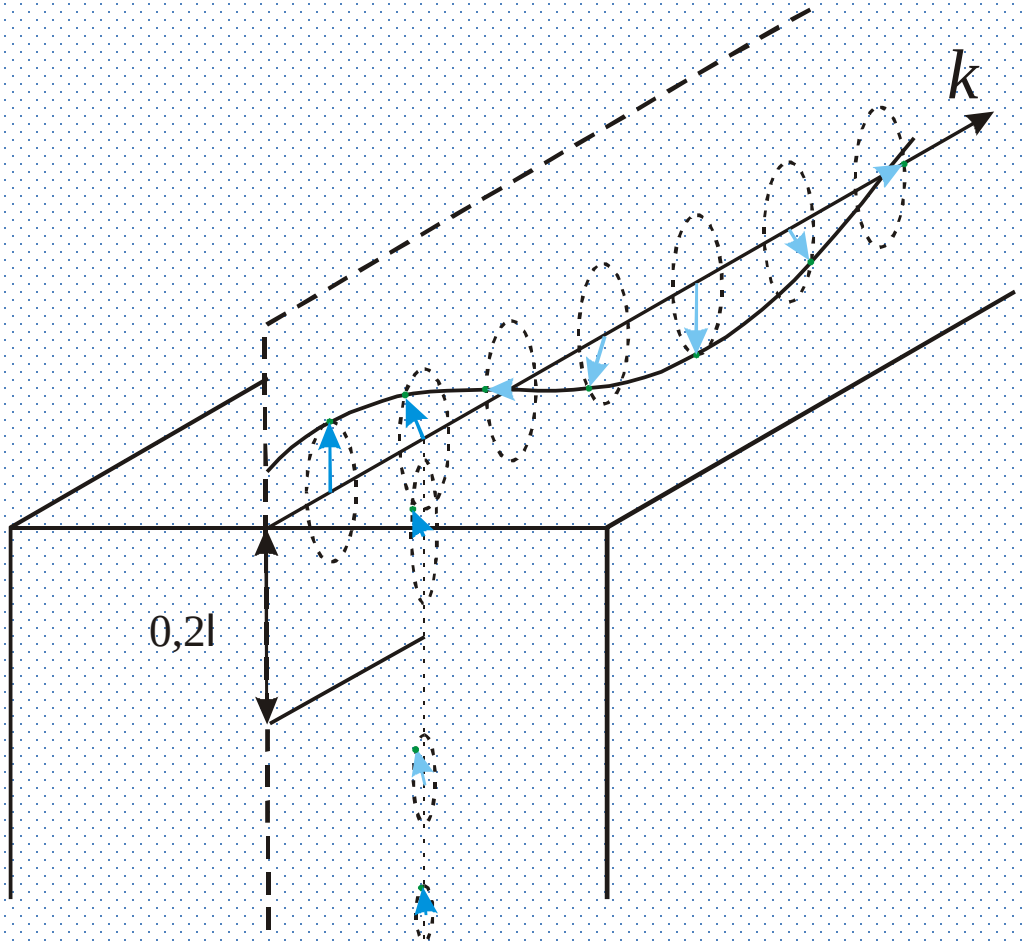
Przy powierzchni propagować się może fala, która nie jest ani poprzeczna ani podłużna. Wektory przemieszczeń tej fali mają postać:

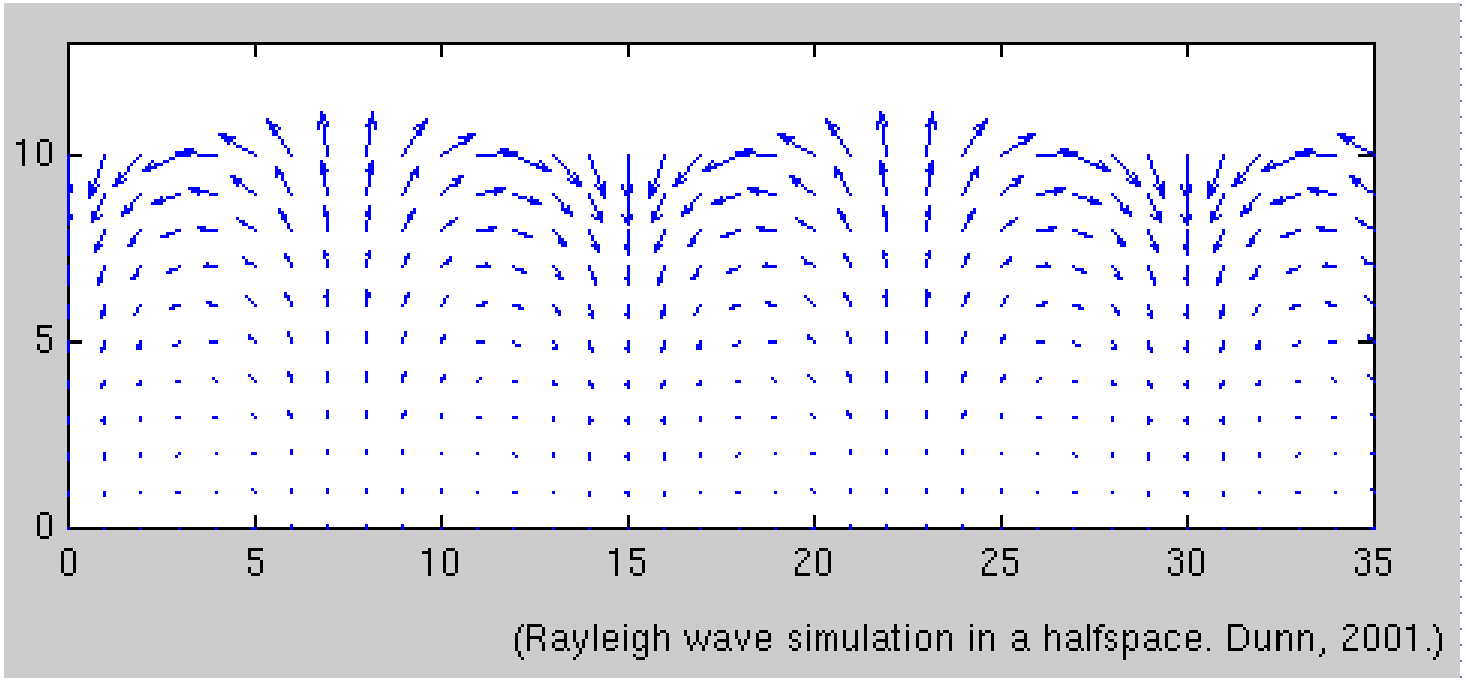
$$u_1 = A e^{-x_3 \sqrt{k^2 - k_l^2}} \cos\left(kx - vt\right)$$

$$u_3 = B e^{-x_3 \sqrt{k^2 - k_t^2}} \sin\left(kx - vt\right)$$

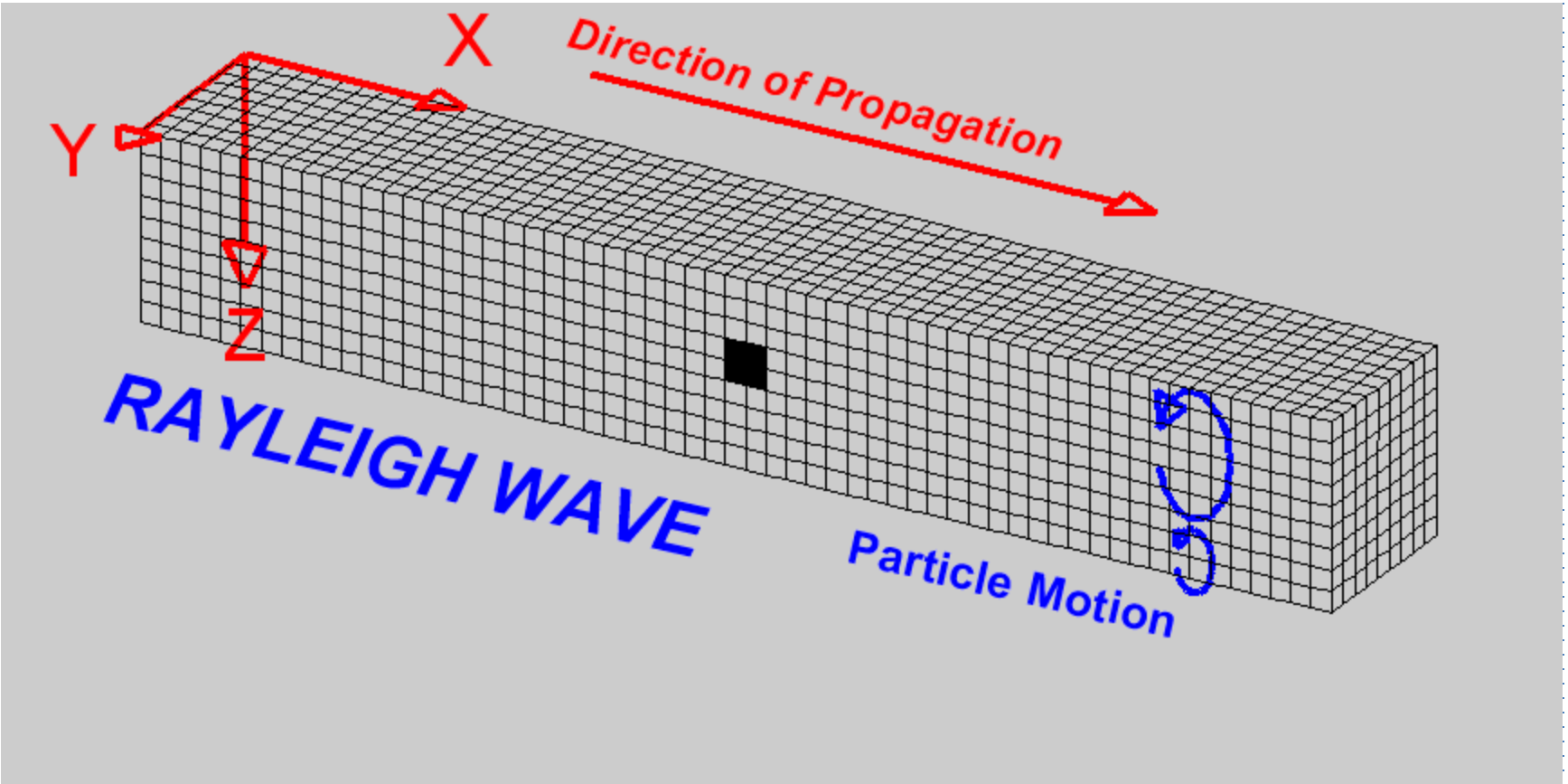
Fala to nosi nazwę fali Rayleigha


u
x3


k
0,2l



(Rayleigh wave simulation in a halfspace. Dunn, 2001.)


X
Direction of Propagation
Y
Z
RAYLEIGH WAVE
Particle Motion

Najważniejsze własności fali Rayleigha

- amplituda zanika wraz z oddalaniem się od powierzchni na dystansie rzędu λ

- amplituda jest rzędu ułamka długości fali nawet $\sim\lambda^{-5}$

- fala ta posiada tylko dwie składowe (brak składowej poprzecznej)

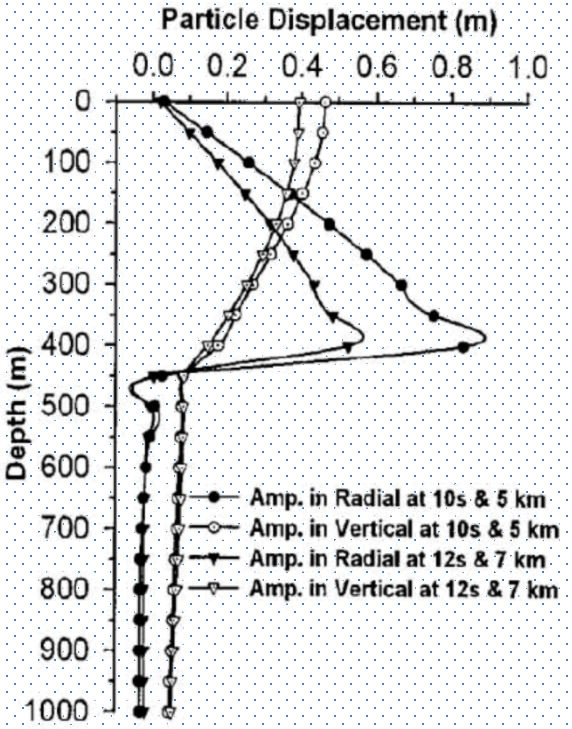
- fala ta posiada polaryzację eliptyczną

- wektor przemieszczeń zatacza trajektorie eliptyczne w kierunku przeciwnym do ruchu fali

- jest to fala płaska, fronty falowe są liniami prostymi (ew. odcinkami) – słabe tłumienie

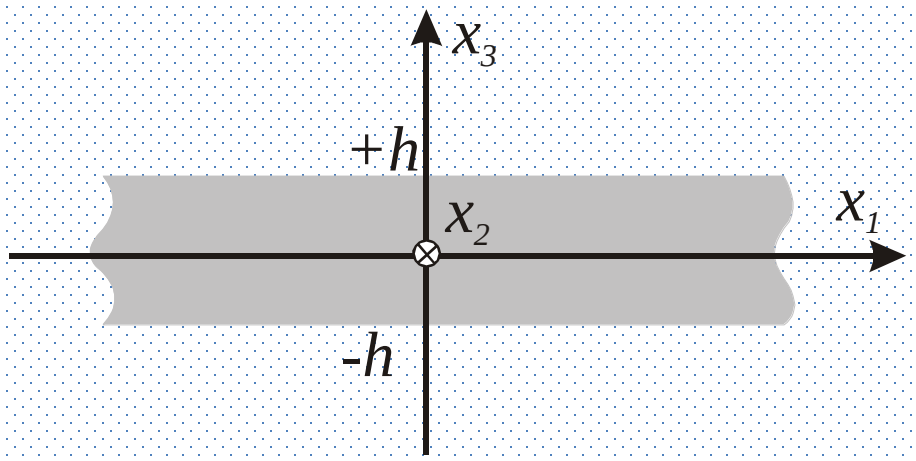
- $0,874v_t < v < 0,995v_t$

- jest przypowierzchniowym złożeniem modów poprzecznych i wzdłużnych



Każde ograniczenie przestrzeni generuje ośrodek propagacji nowych rodzajów fal

Ograniczmy półprzestrzeń sprężystą do warstwy (płyty) o grubości $2h$ i ulokujmy ją w kartezjańskim układzie współrzędnych tak aby oś x_3 była prostopadła do powierzchni



Poszukujemy nowego rodzaju fal propagujących się w kierunki x_1 o prędkości v różnej od v_l i v_t.

Ponieważ jak dla fali Rayleigha problem jest płaski zastosujemy potencjały:

$$u_1 = \varphi_{,1} + \psi_{,3}$$
$$u_3 = \varphi_{,3} + \psi_{,1}$$

spełniające równania:

$$v_l^2 \nabla^2 \varphi - \varphi_{,tt} = 0$$
$$v_t^2 \nabla^2 \psi - \psi_{,tt} = 0$$

naprężenia wyrażą się jak poprzednio poprzez:

$$T_{33} = \left(\lambda + 2\mu\right)\varphi_{,33} + \lambda\varphi_{,11} - 2\mu\psi_{,13} = 0$$
$$T_{31} = \mu\left(2\varphi_{,13} - \psi_{,11} + \psi_{,33}\right) = 0$$

w.b. $T_{33} = T_{31}$ dla $x_3 = \pm h$

Rozwiązań równań falowych $v_l^2 \nabla^2 \varphi - \varphi_{,tt} = 0$ poszukiwać będziemy w postaci:

$$v_t^2 \nabla^2 \psi - \psi_{,tt} = 0$$

$$\varphi = \Phi(x_3) e^{-i(kx_1 - \omega t)}$$

$$\psi = \Psi(x_3) e^{-i(kx_1 - \omega t)}$$

Wstawiając prognozowane rozwiązania do równań falowych otrzymamy układ:

$$\Phi_{,33} - (k^2 - k_l^2)\Phi = 0$$

$$\Psi_{,33} - (k^2 - k_t^2)\Psi = 0$$

którego rozwiązania mają postać:

$$\Phi(x_3) = A \sinh \sqrt{k^2 - k_l^2}\, x_3 + B \cosh \sqrt{k^2 - k_t^2}\, x_3 \qquad \sinh x = -i \sin ix\,, \ \cosh x = \cos ix$$

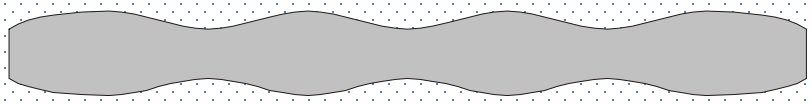
$$\Psi(x_3) = C \sinh \sqrt{k^2 - k_l^2}\, x_3 + D \cosh \sqrt{k^2 - k_t^2}\, x_3 \qquad \sinh x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}\,, \quad \cosh x = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$$

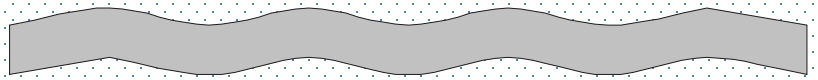
Podstawiając te rozwiązania do rozwiązań prognozowanych oraz do wyrażenia na potencjały można wyznaczyć wektor przemieszczeń dla nowej fali i korzystając ze wzorów na naprężenia wyrazić na nowo w.b.

Otrzyma się w ten sposób układ 4 równań jednorodnych względem współczynników A, B, C i D. Rozwiązanie tego układu istnieje jeśli jego wyznacznik jest równy 0. Otrzymuje się w ten sposób równanie charakterystyczne pozwalające wyznaczyć prędkość nowej fali.

Dyskusja całego rozwiązania jest złożona.

Rozpatrzmy dwa szczególne (i zarazem najprostsze) przypadki kiedy przemieszczenia na powierzchniach warstwy są względem płaszczyzny x_3 symetryczne i antysymetryczne.





W przypadku symetrycznym symetryczne są naprężenia T_{33} natomiast T_{31} będą antysymetryczne.

W takim przypadku ogólną postać rozwiązań można zredukować do:

$$\varphi_1(x_3) = B\cosh\sqrt{k^2 - k_l^2}\,x_3 e^{i(\omega t - kx_1)}$$

$$\psi_1(x_3) = C\sinh\sqrt{k^2 - k_t^2}\,x_3 e^{i(\omega t - kx_1)}$$

Dzięki symetrii wystarczy spełnić w.b. tylko w jednej płaszczyźnie ograniczającej warstwę stąd układ:

$$-\left(\rho\omega^2 - 2\mu k^2\right) B \cosh\sqrt{k^2 - k_l^2}\, h - 2i\mu k\sqrt{k^2 - k_t^2}\, C \cosh\sqrt{k^2 - k_t^2}\, h = 0$$

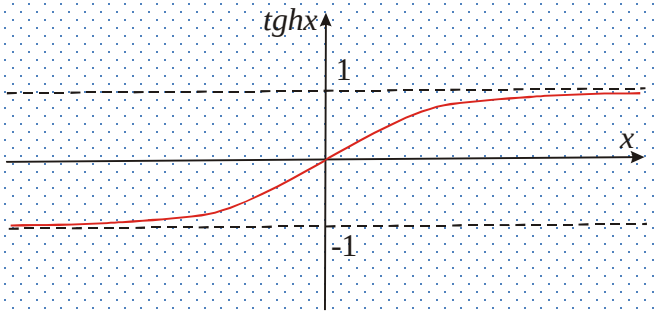
$$-2ik\sqrt{k^2 - k_l^2}\, B \sinh\sqrt{k^2 - k_l^2}\, h - \left(\sqrt{k^2 - k_t^2} + k^2\right)\sinh\sqrt{k^2 - k_t^2}\, h = 0$$

generujący równanie dyspersyjne (charakterystyczne) w postaci:

$$\frac{tgh\sqrt{k^2 - k_l^2}\, h}{tgh\sqrt{k^2 - k_t^2}\, h} - \frac{\left(2 - \frac{v^2}{v_t^2}\right)^2}{4\sqrt{1 - \frac{v^2}{v_l^2}}\sqrt{1 - \frac{v^2}{v_t^2}}} = 0$$

dla cienkich warstw (małe *kh*) można *tgh* aproksymować ich argumentami, wtedy równanie dyspersyjne uprości się do postaci:

$$\left(\sqrt{k^2 - k_t^2} + k^2\right)^2 - 4k^2\sqrt{k^2 - k_l^2} = 0$$



stąd $\quad v = 2\sqrt{v_l^2 - v_t^2}$

Jeśli zaś warstwa jest gruba $\lambda << h$ to kh są duże i stosunek tgh w równaniu dyspersyjnym jest w przybliżeniu równy 1.
W takim wypadku otrzymuje się równanie dyspersyjne jak dla fali Rayleigha.

Dla modów antysymetrycznych T_{33} będą także antysymetryczne, zaś T_{31} symetryczne i rozwiązania próbne przyjmą postać:

$$\varphi_2(x_3) = A\sinh\sqrt{k^2 - k_l^2}\, x_3 e^{i(\omega t - kx_1)}$$

$$\psi_2(x_3) = D\cosh\sqrt{k^2 - k_t^2}\, x_3 e^{i(\omega t - kx_1)}$$

Analogicznie jak dla modów symetrycznych dochodzi się do równania dyspersyjnego, które tym razem przyjmie postać:

$$\frac{tgh\sqrt{k^2 - k_l^2}\, h}{tgh\sqrt{k^2 - k_t^2}\, h} - \frac{4\sqrt{1 - \frac{v^2}{v_l^2}}\sqrt{1 - \frac{v^2}{v_t^2}}}{\left(2 - \frac{v^2}{v_t^2}\right)^2} = 0$$

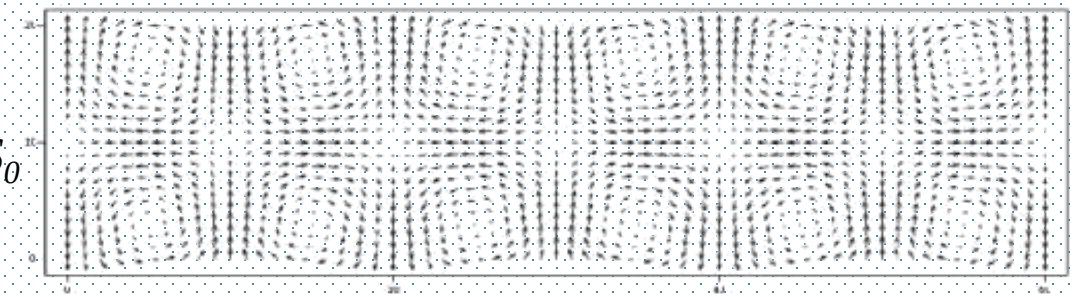
Dla płyt cienkich (długich fal) po rozwinięciu tgh w szereg i odrzuceniu wyrazów małych:

$$\frac{v^2}{v_t^2} = \frac{4}{3}(kh)^2\left(1 - \frac{v_t^2}{v_l^2}\right)$$

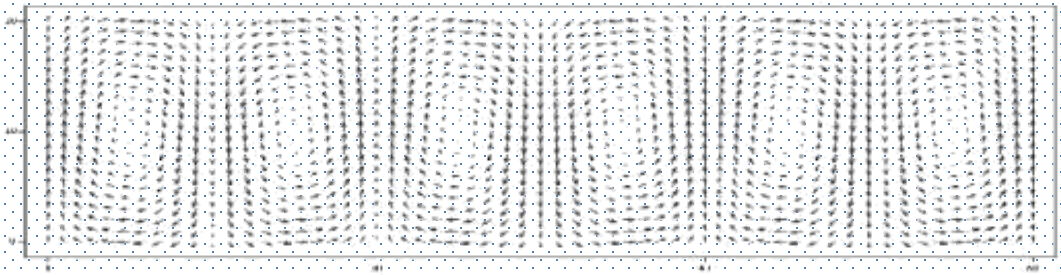
Dla płyt grubych (krótkich fal) równania przechodzą w postać fali Rayleigha.

Rodzaje przemieszczeń generowanych przez fale Lamba odpowiadają określonym modom falowym typu symetrycznego i asymetrycznego. Istnieje duże liczba takich modów zależnie od grubości płyty i częstotliwości. Różnią się one między sobą prędkościami fazowymi i ścisły ich opis można podać poprzez krzywe dyspersyjne reprezentujące każdy z nich S_0, A_0, S_1, A_1 itd.

S_0

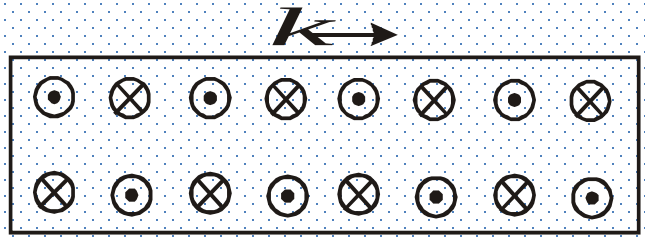


A_0



W płytach mogą też rozchodzić się, podobnie jak fale Lamba, symetryczne i asymetryczne mody poprzeczne.

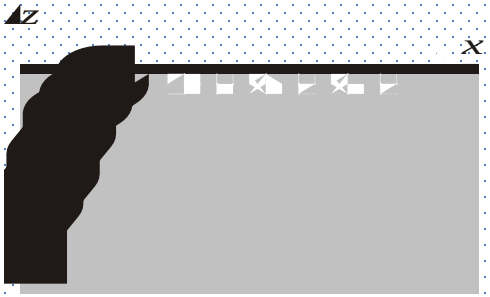
mod SH_0



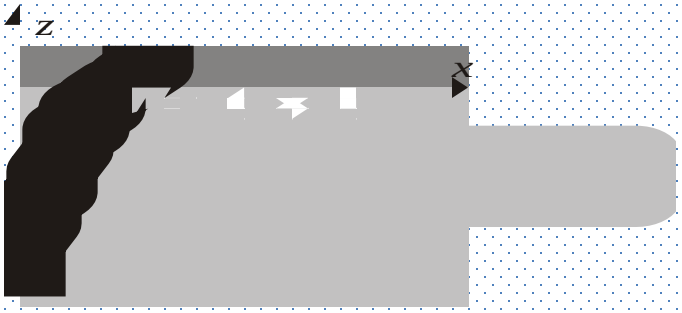
W podobny sposób można poszukiwać fal w różnych ośrodkach.

W podobny sposób można poszukiwać fal w różnych ośrodkach.
Do dobrze poznanych rozwiązań zaliczyć należy:

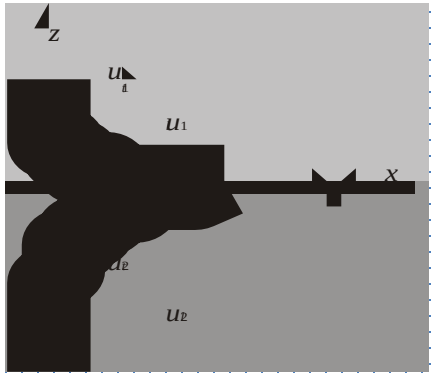
Fale poprzeczne



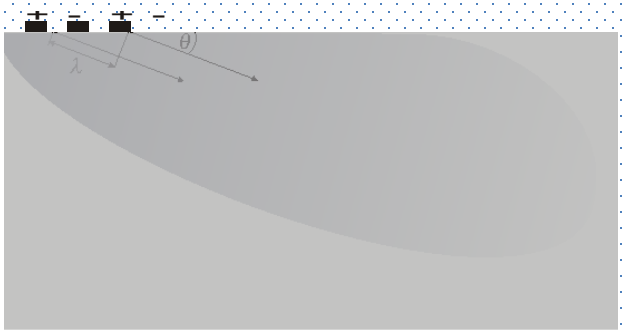
Fale Love'a



Fale Stonley'a



SSBW

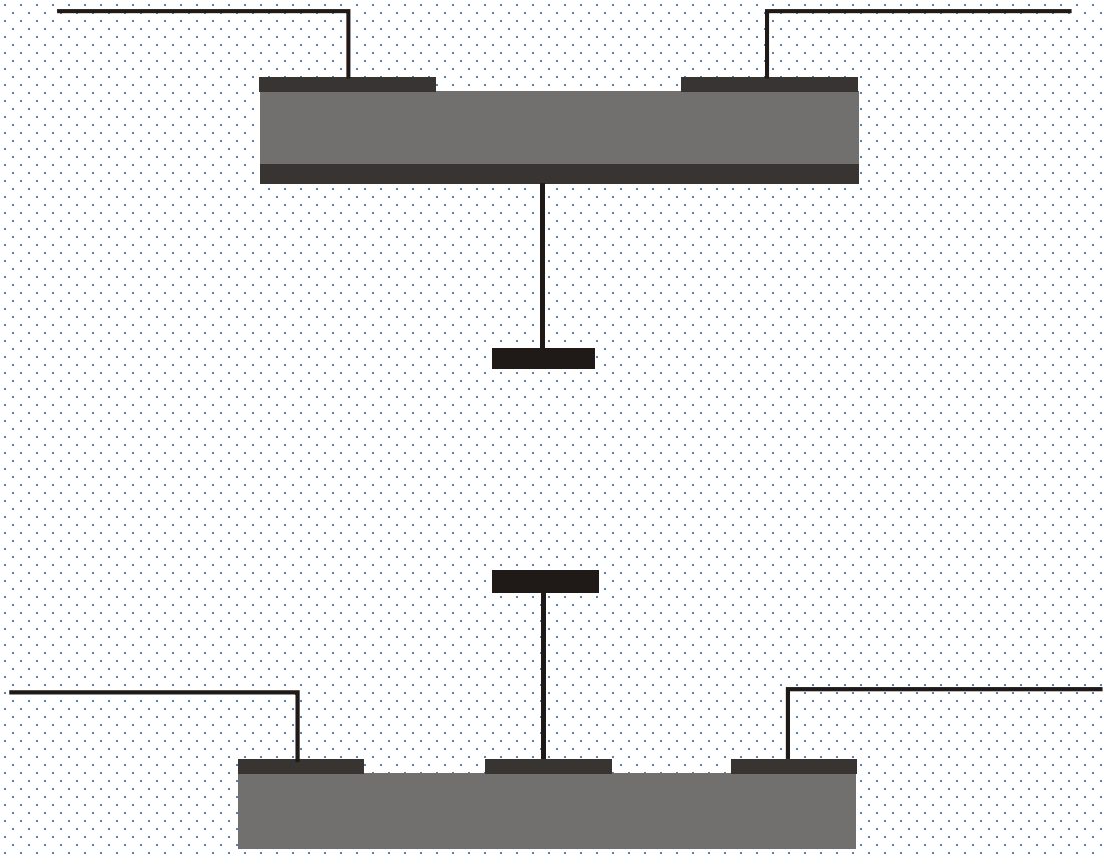


Wzbudzanie i detekcja akustycznych fal powierzchniowych

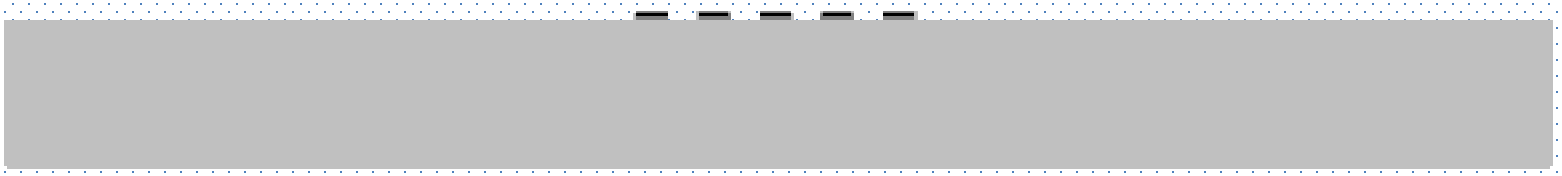
Historia

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

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



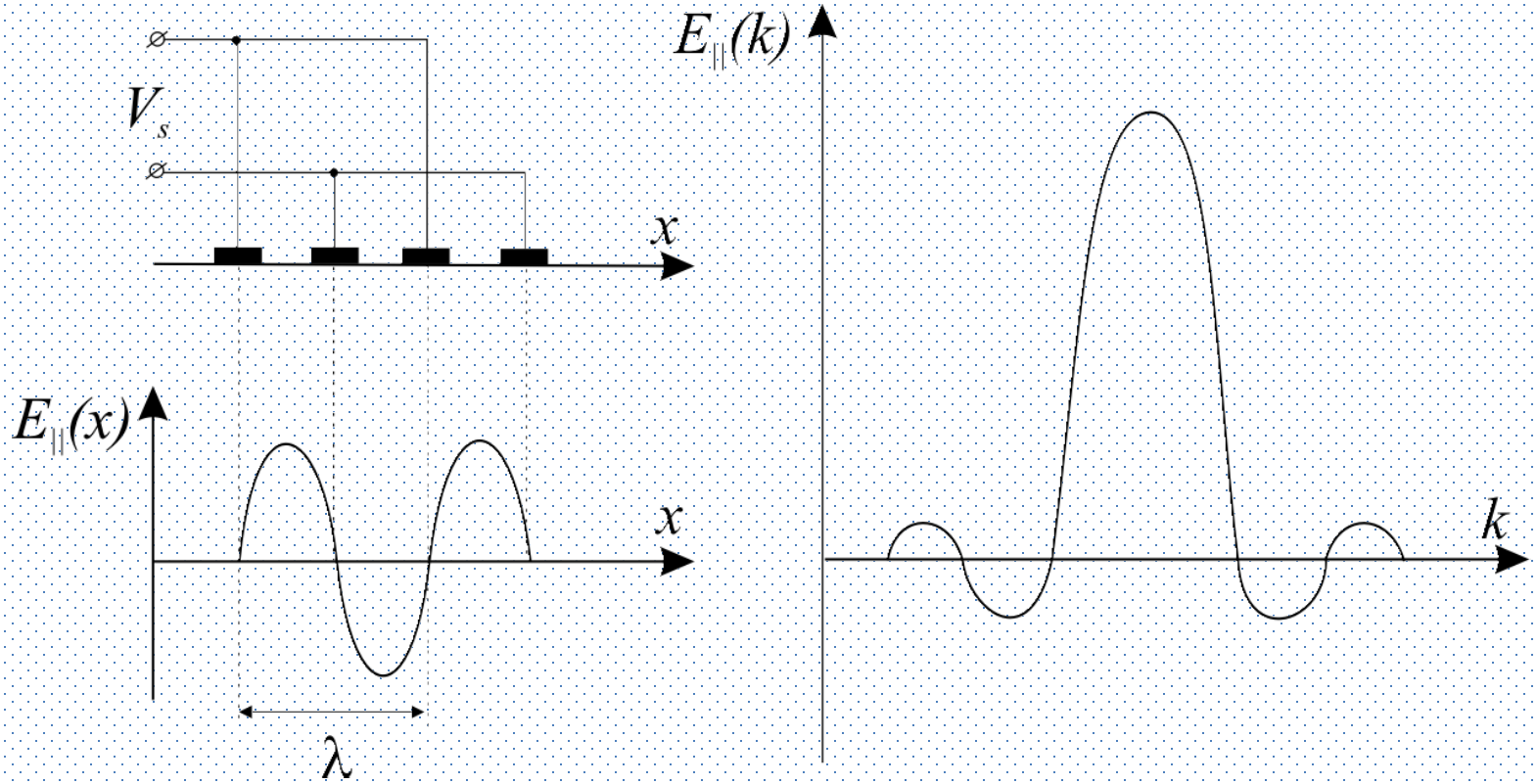
przetwornik IDT - międzypalczasty

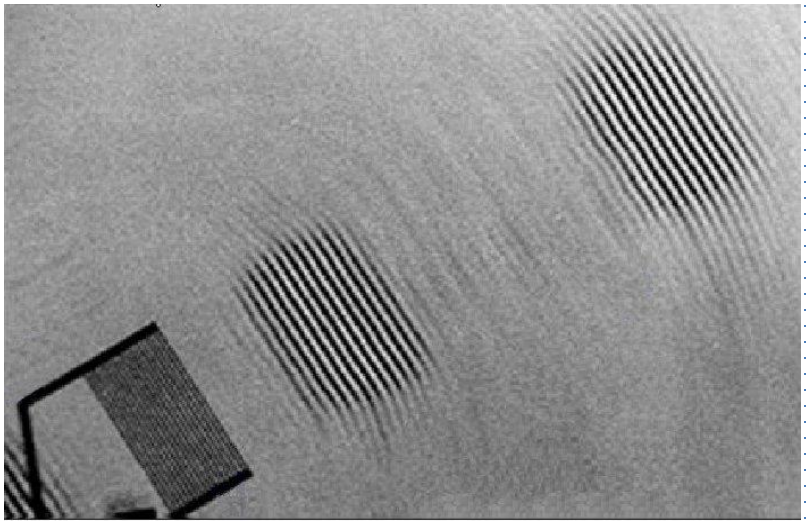


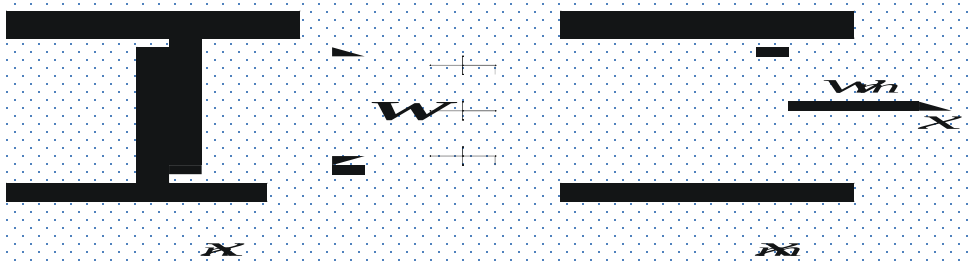
$V = \delta$ - Diraca

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

E_n amplitudy impulsów przyłożonych między elektrodami w miejscach x_n

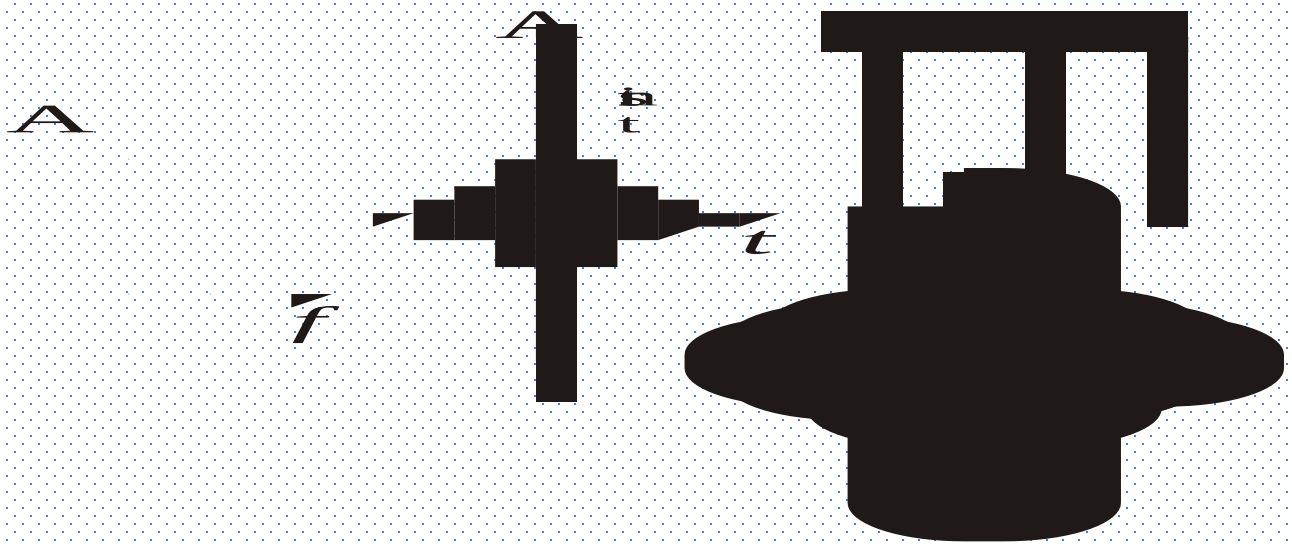

V_s
x
$E_{||}(x)$
x
λ
$E_{||}(k)$
k

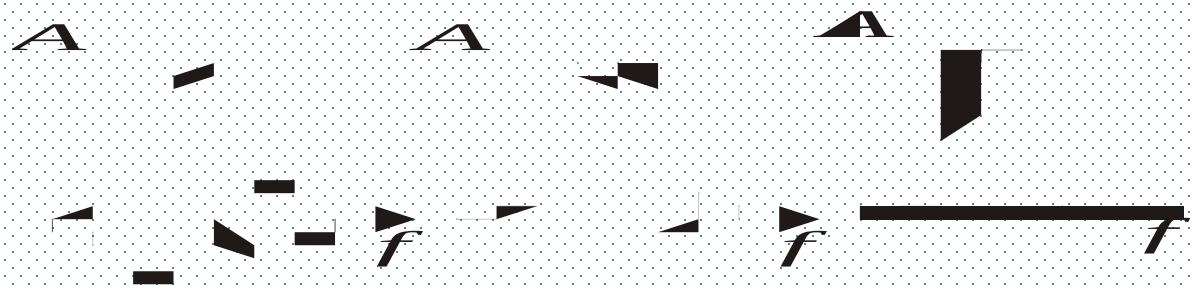




$$S(\tau) = s_1(\tau) * s_2(\tau) \qquad H(\omega) = H_1(\omega) H_2(\omega)$$

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

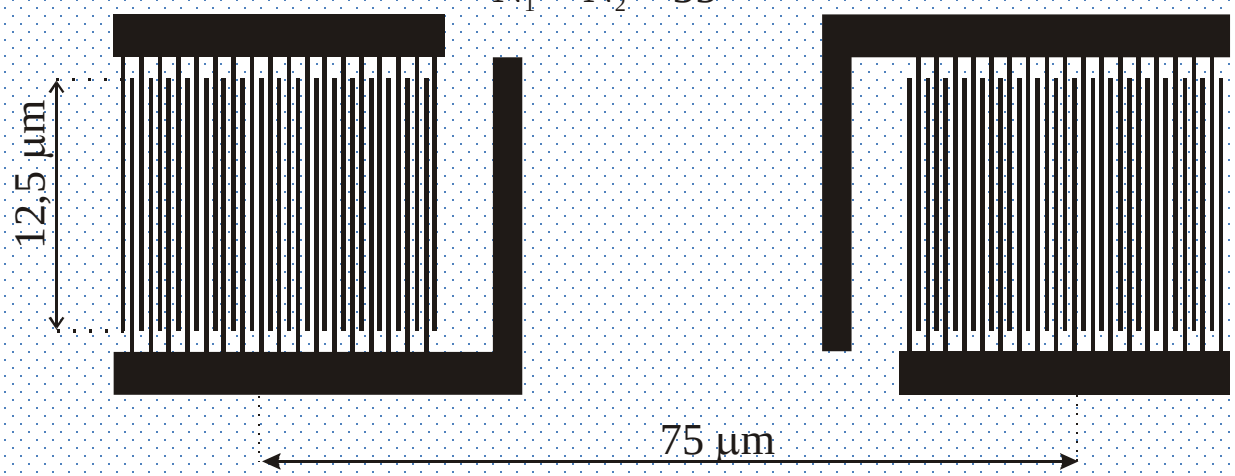


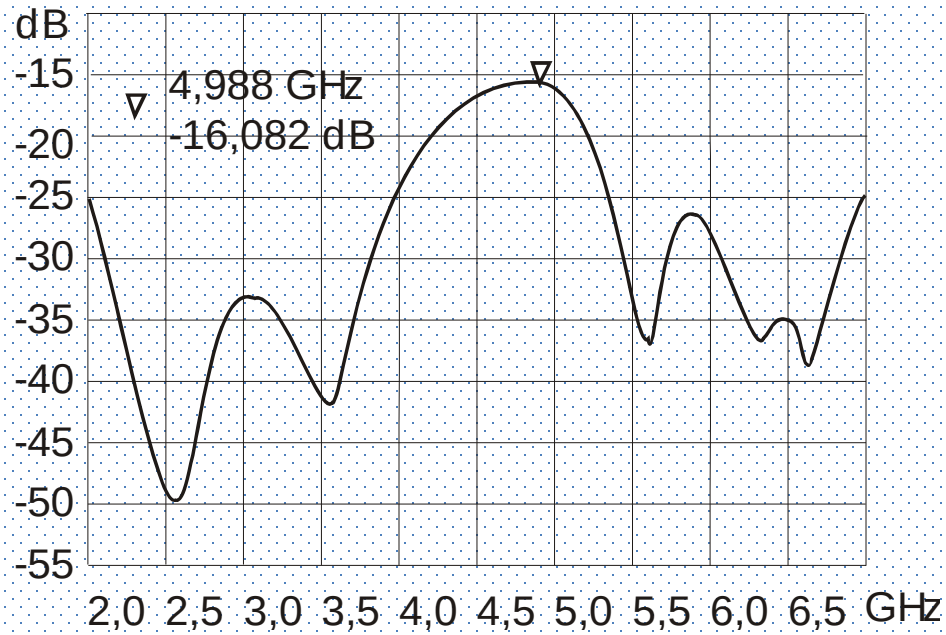


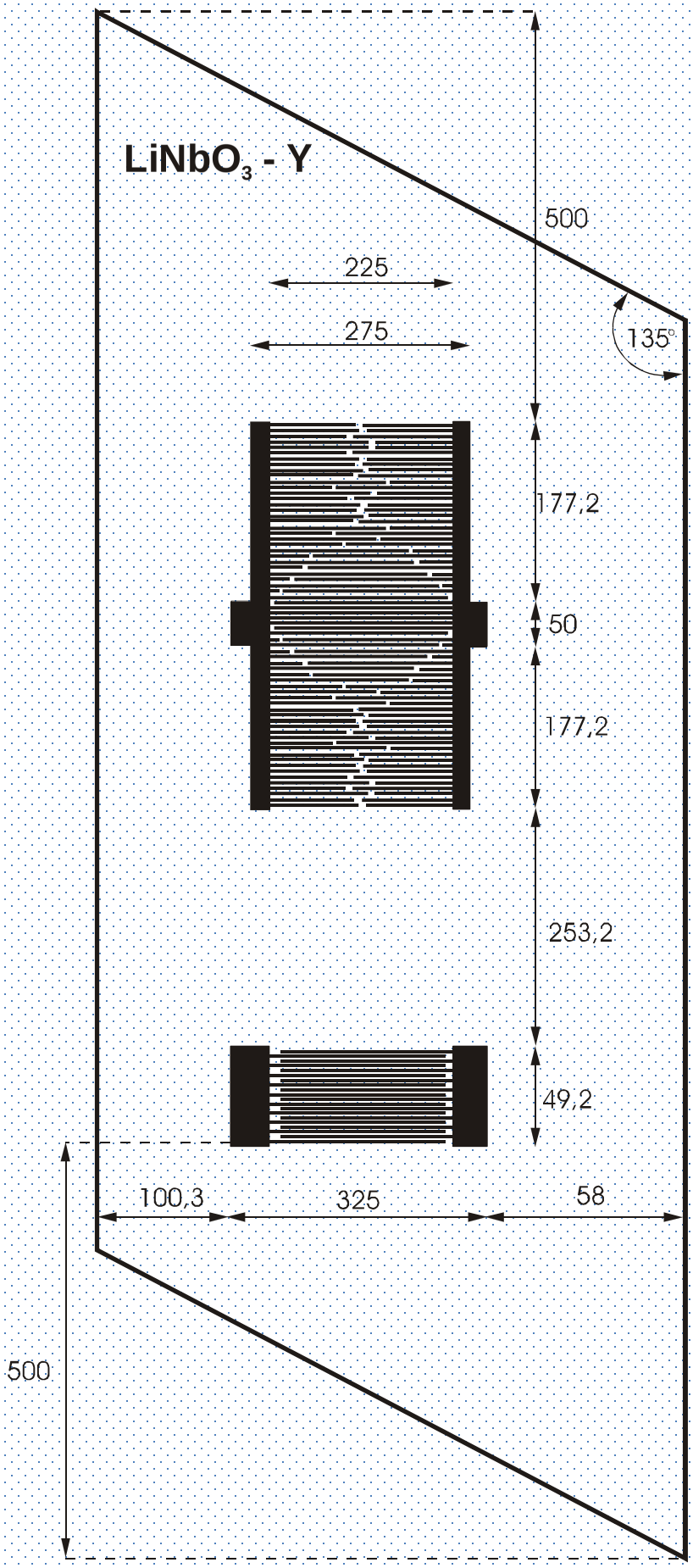
$$W = const \qquad W = Sinc(x)F_{OP} \qquad W = Sinc(x)F_{OP}F_w$$

$\lambda/4 = 0{,}1875\ \mu m$

$N_1 = N_2 = 35$



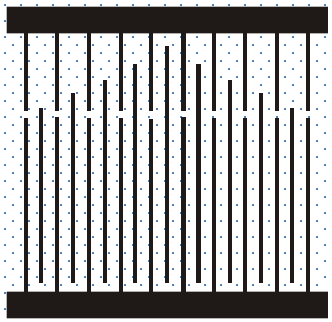



LiNbO3 - Y
500
225
275
135°
177,2
50
177,2
253,2
49,2
100,3
325
58
500

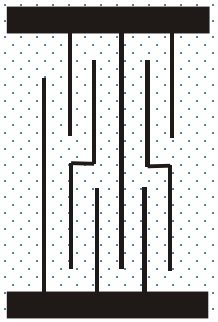
W celu poprawy parametrów stosuje się m. in.

- 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

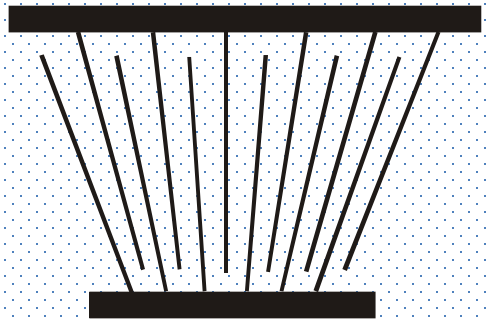
Spotykane metody ważenia



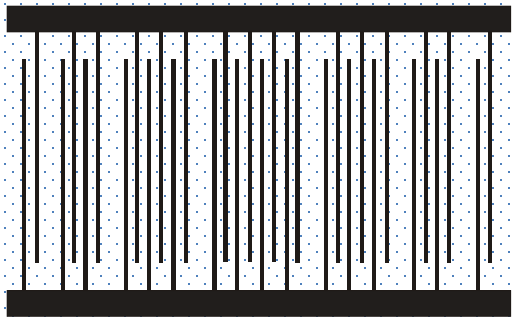
ważenie pojemnościowe



łamanie elektrod

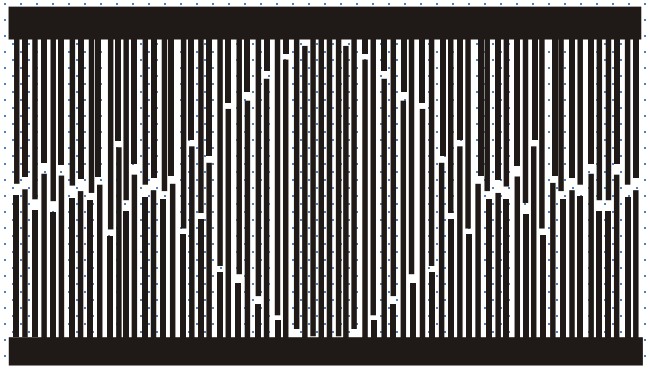


pochylanie elektrod

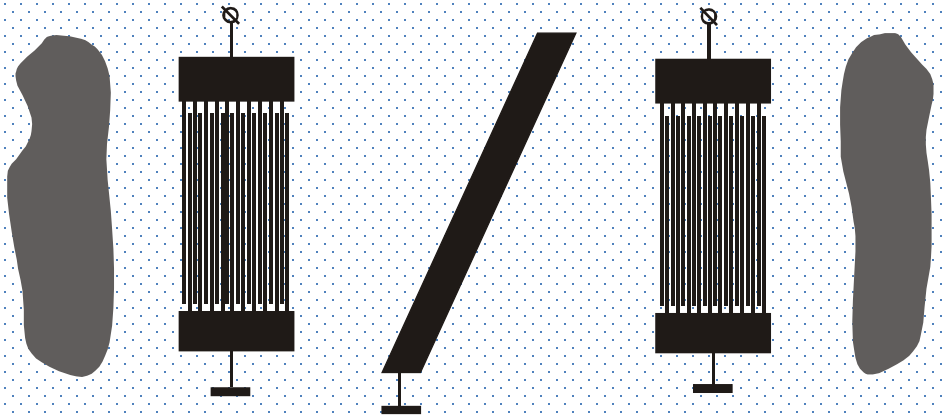


wycinanie elektrod elektrod

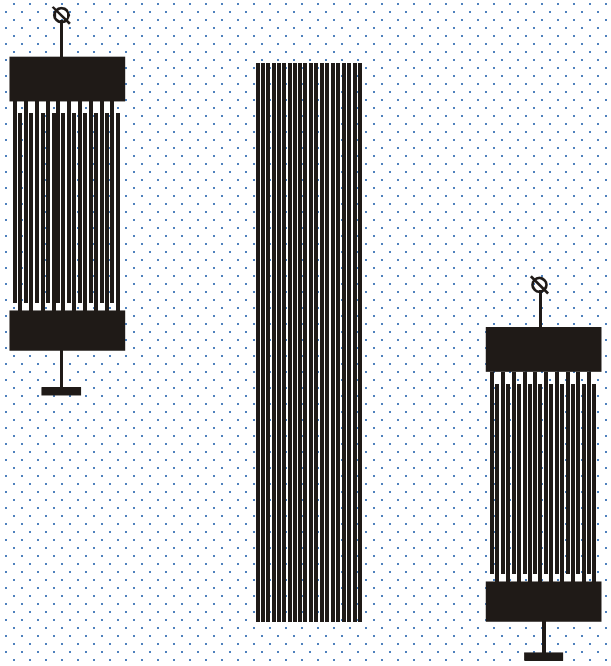
Metody poprawy parametrów



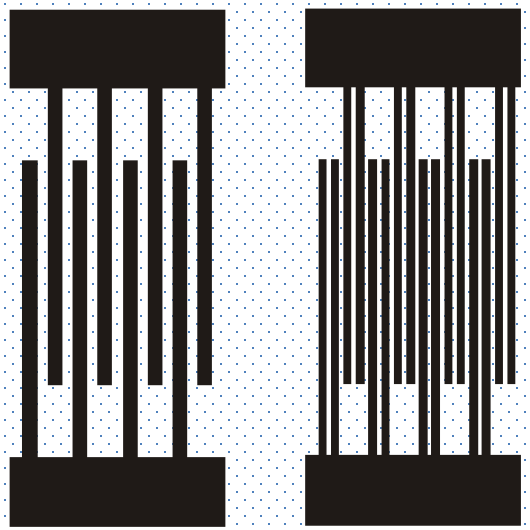
wstawianie elektrod ślepych (dummy)



ekranowanie przejścia bezpośredniego
i tłumienie szkodliwych odbić



stosowanie sprzęgaczy kierunkowych

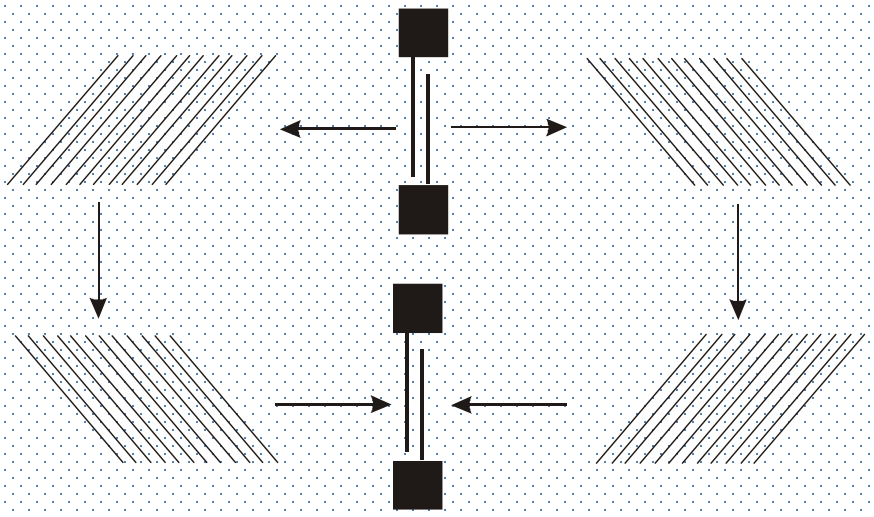


dzielenie elektrod

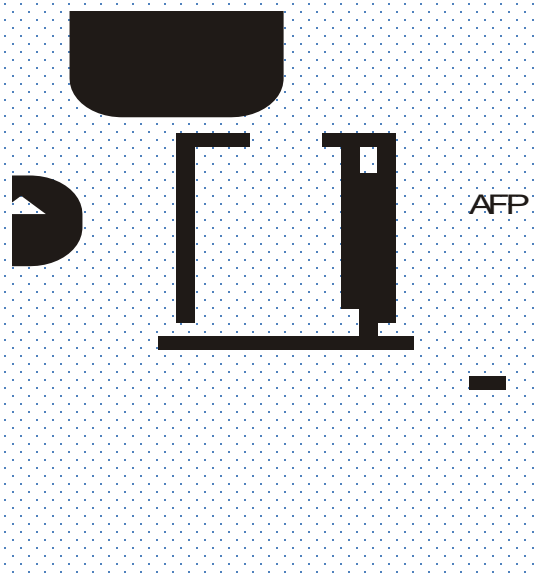
Metodą tą otrzymuje się filtry **środkowoprzepustowe** czarakteryzujące się

- 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

Eliminacja dwukierunkowości

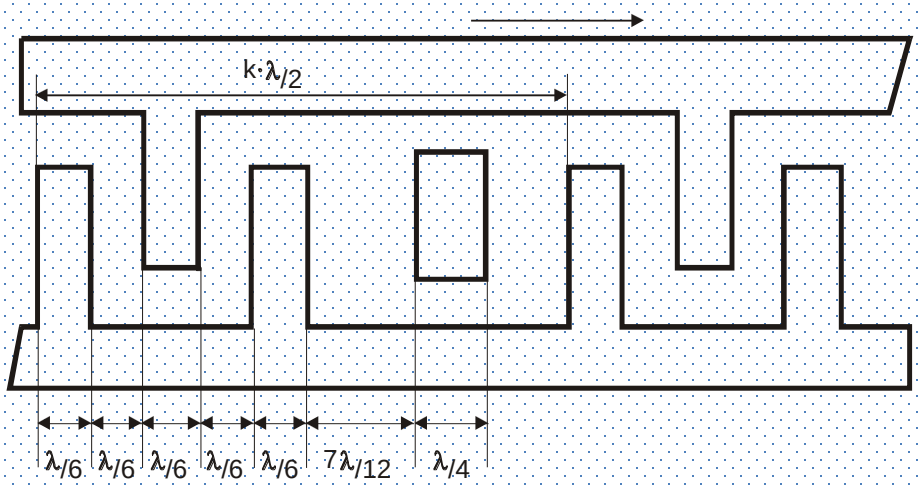


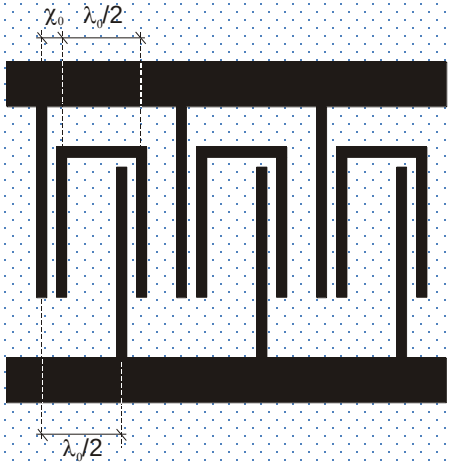
zastosowanie reflektorów

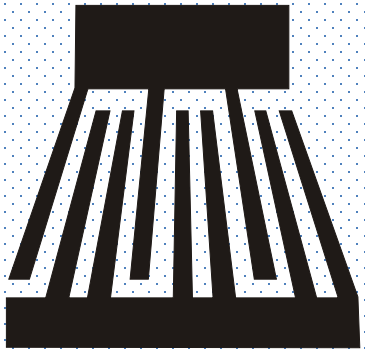


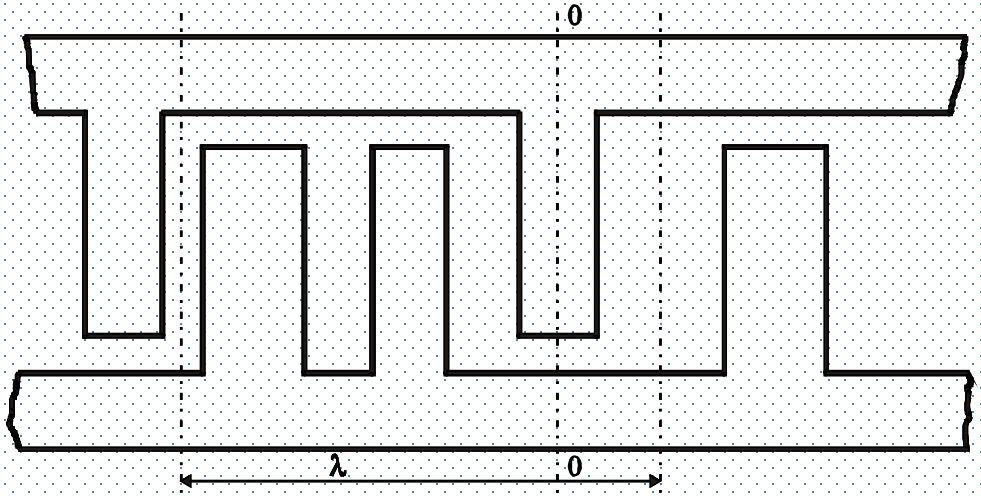
przetwornik dwufazowy

Przetworniki jednokierunkowe jednofazowe (SPUDT)







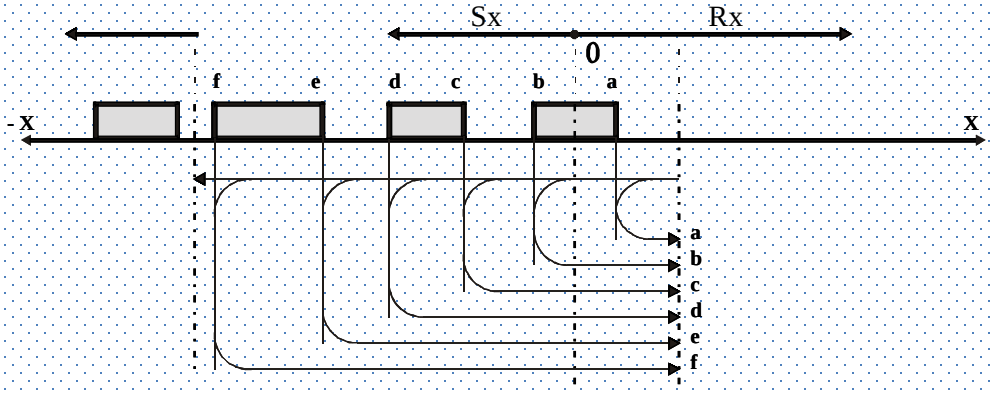


amplituda fali postępującej

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

amplituda fali wstecznej

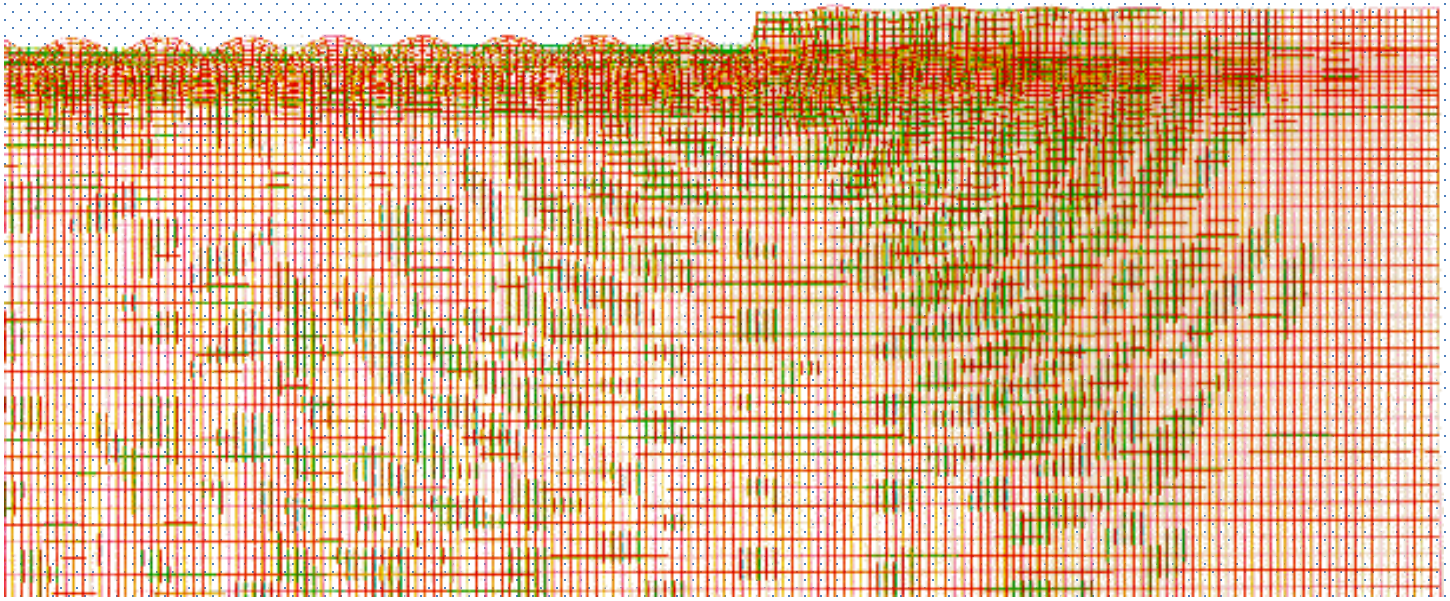
$S_x = E[(1+r)-j\,0{,}73\,r]$,



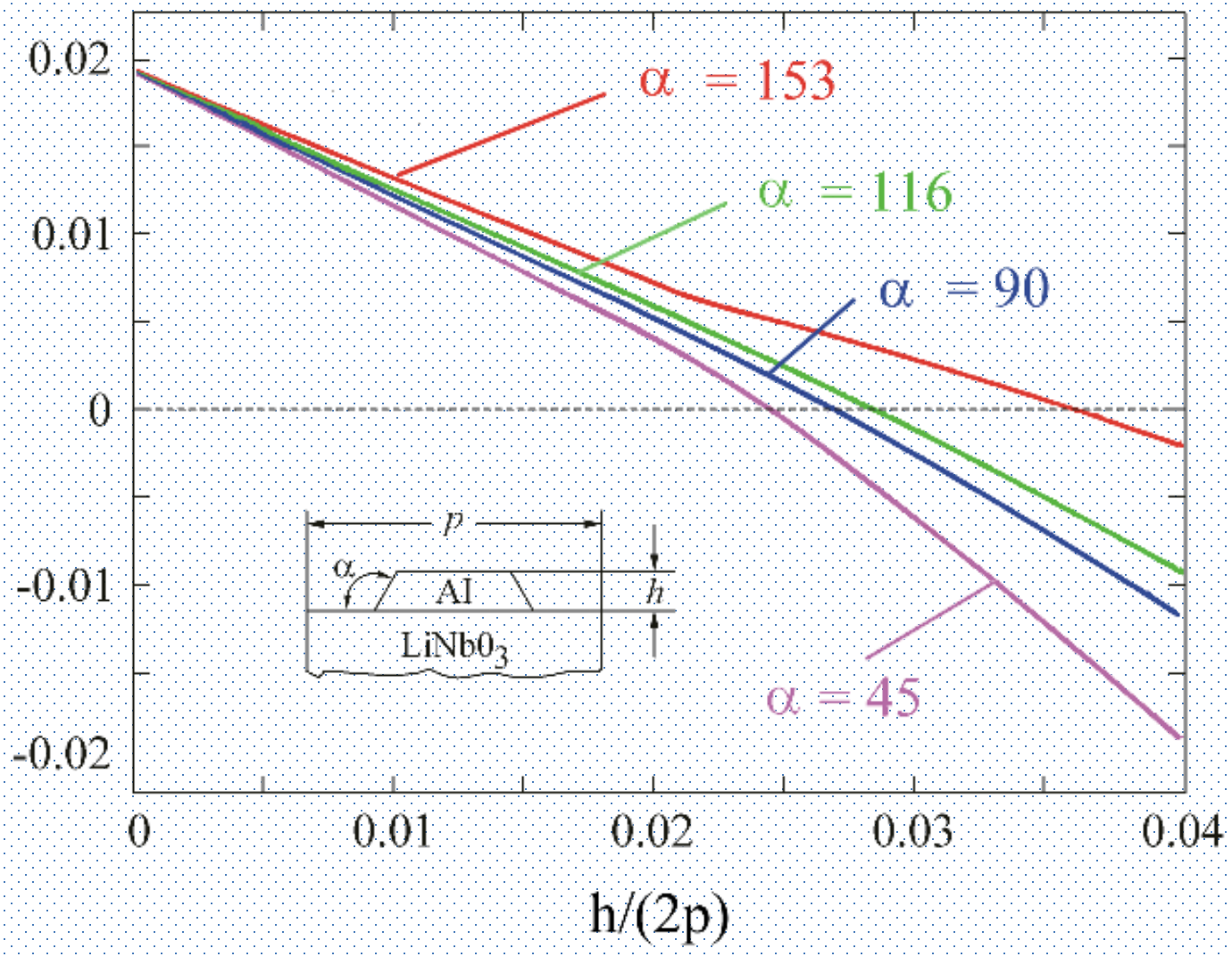
E – amplituda pola elektr.
r – wsp. odbicia od krawędzi elektrody

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

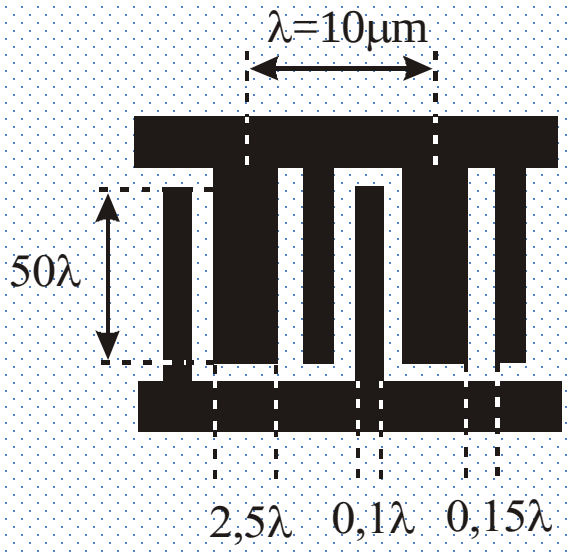
Symulacja odbicia fali na elektrodzie

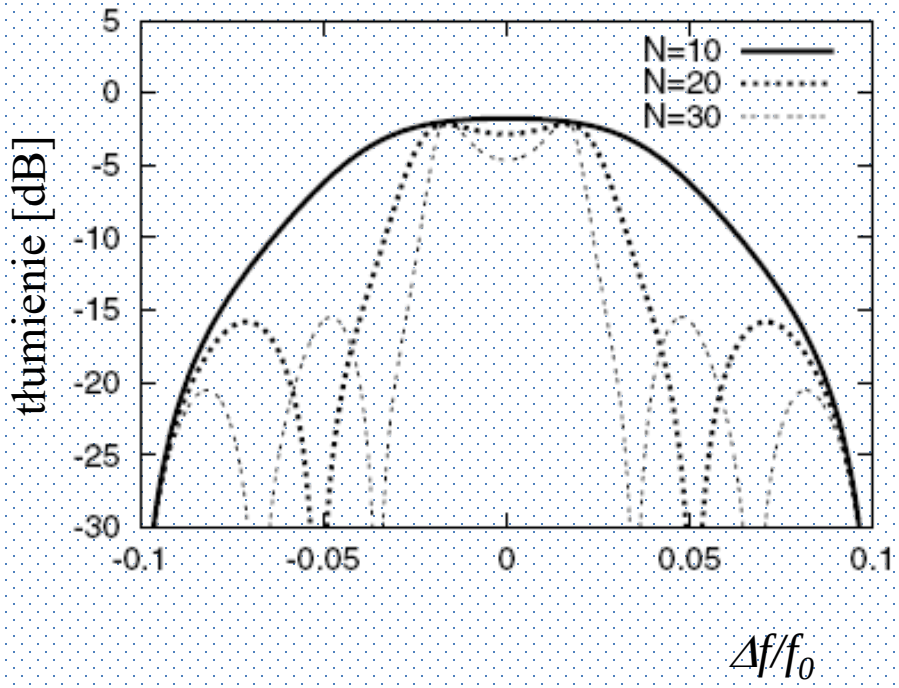


współczynnik odbicia



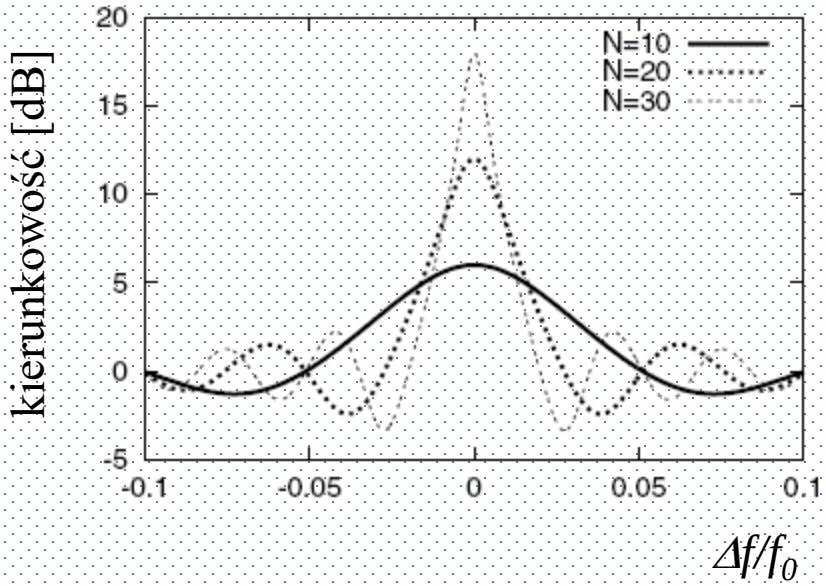
Jedna sekcja SPUDT



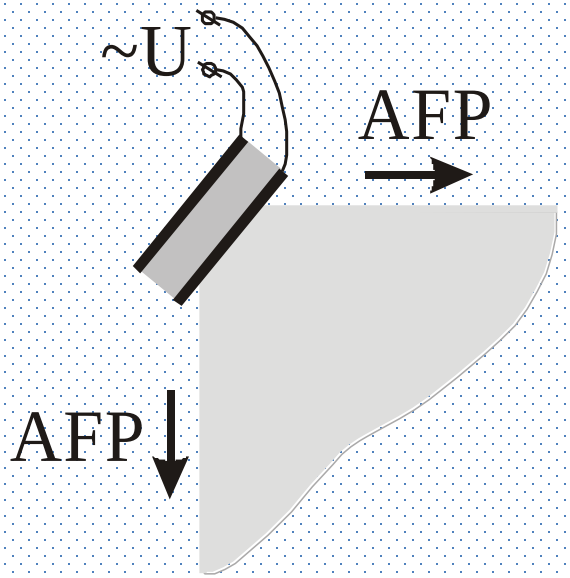


350 MHz

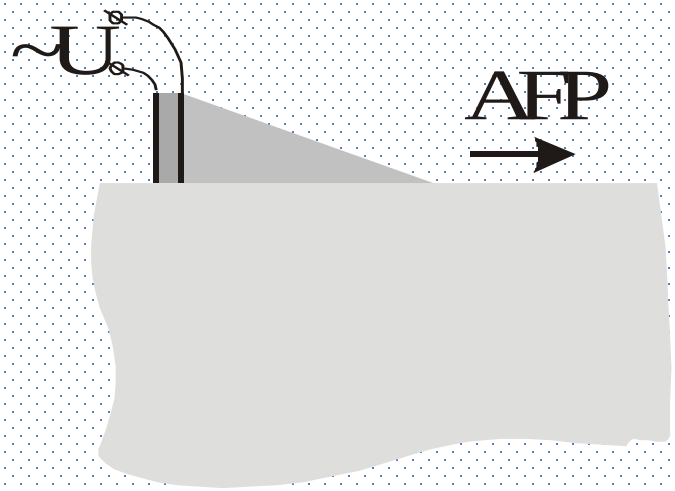
128° XY $LiNbO_3$



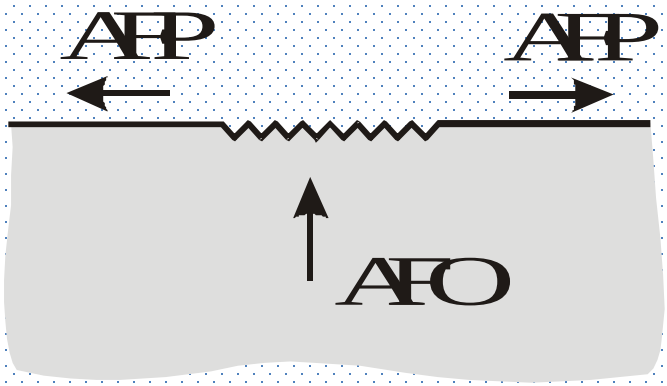
Inne metody wzbudzania AFP



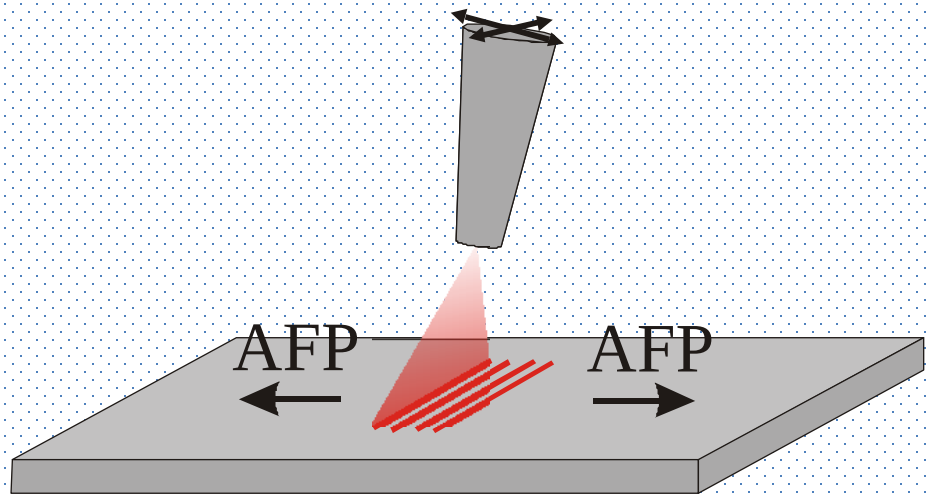
przetwornik krawędziowy



przetwornik klinowy



przetwornik rowkowy



wzbudzanie AFP laserem

Modele analityczne IDT. Model schematu zastępczego.

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

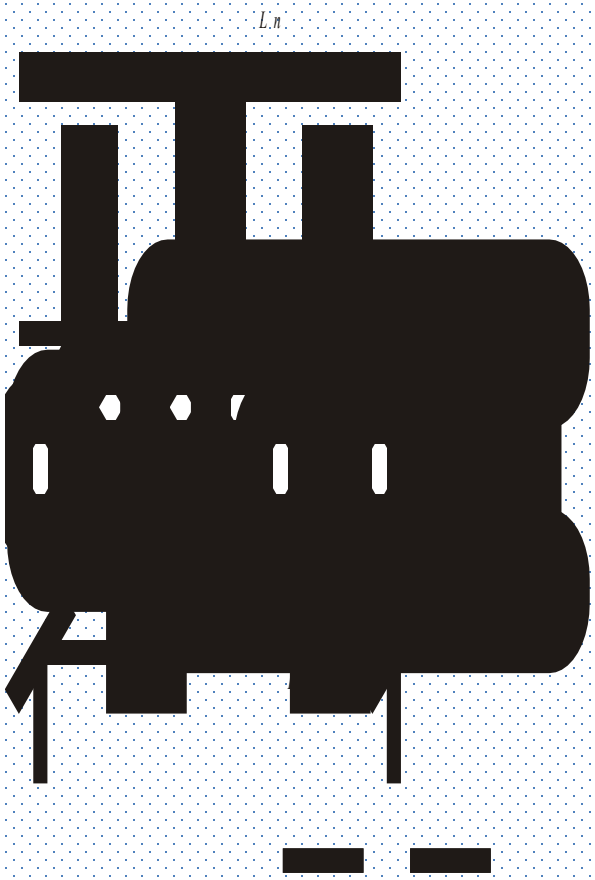
odbicia AFP:
- międzyelektrodowe,
- międzyprzetwornikowe (nieparzyste echa)
- od granic podłoża

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

Uwzględnienie tych efektów możliwe jest przy zastosowaniu innych metod modelowania.
Należą do nich:

- udoskonalona metoda δ funkcji
- metoda schematu zastępczego,
- metoda widmowa
- metody macierzowe (Y, S),
- metoda modów sprzężonych (COM)
- algorytm Rameza
- metody numeryczne (FEM i BEM)
- inne

Metoda schematu zastępczego



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

jedna sekcja przetwornika

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

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

schemat zastępczy sekcji

kanał akustyczny

$$D_n = jZ_o i_n$$

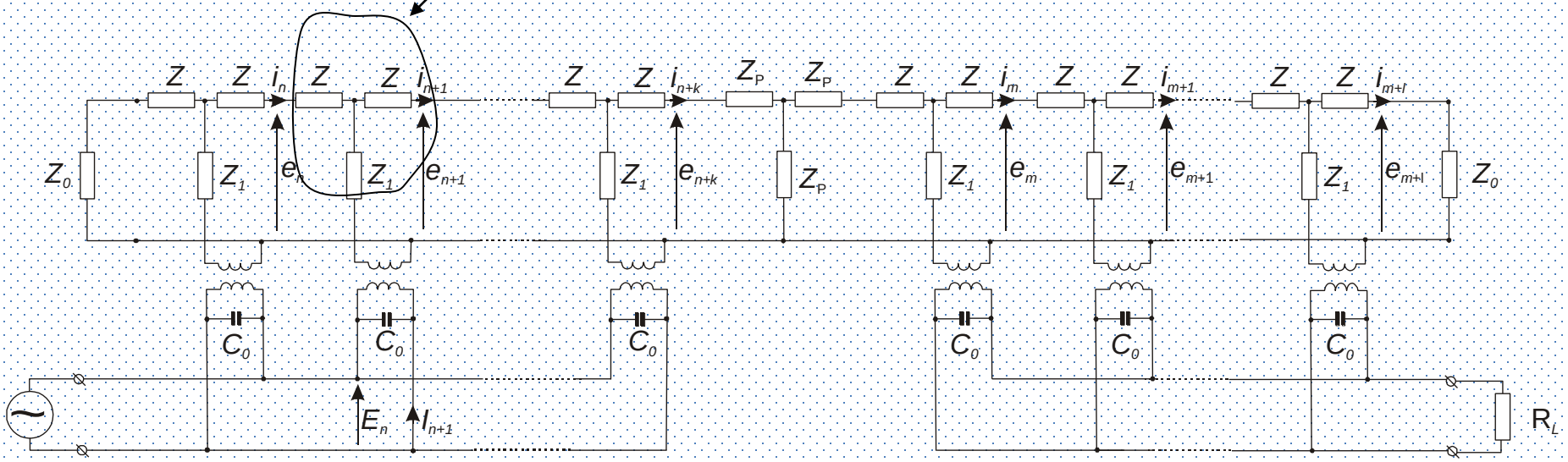
$$I_n = j\omega C_0 E_n + \frac{j(D_n - D_{n+1})}{Z_0}$$

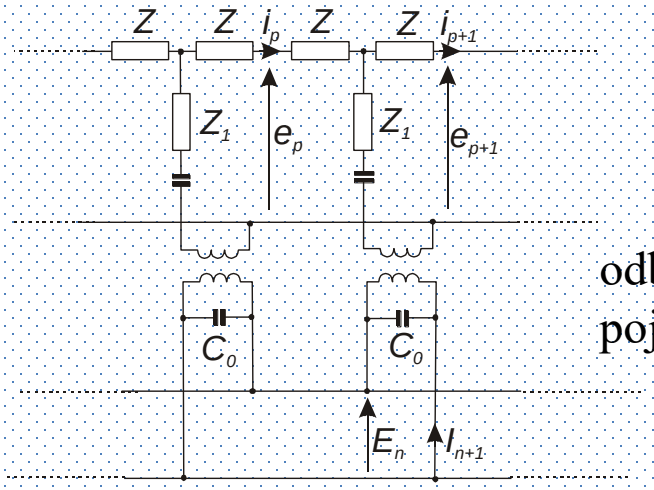
kanał elektryczny

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

Schemat zastępczy dwóch współpracujących przetworników

zmieniając wartości impedancji można uwzględniać odbicia





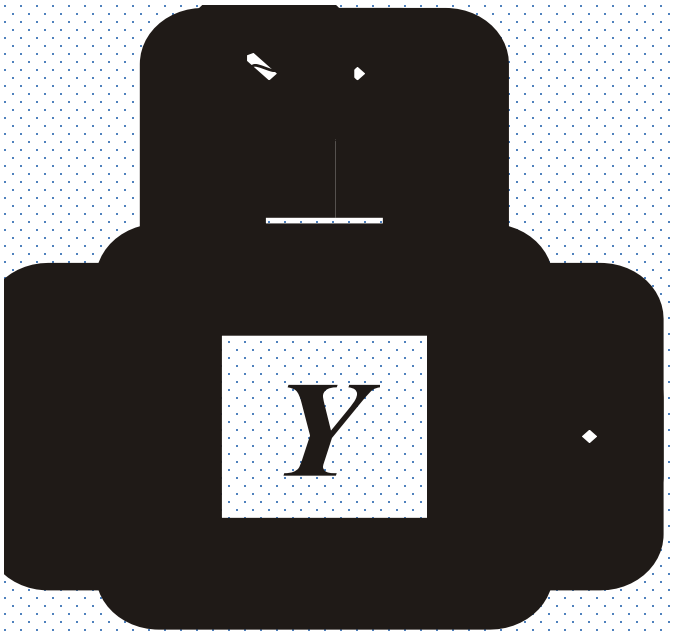
odbicia można uwzględniać także przez wprowadzenie pojemności

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

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

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

Opis przy pomocy macierzy admitancyjnej



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

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

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

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

definiowane są przez relacje:

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

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

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

Z rozwiązania układu równań opisujących układ otrzymuje się jego charakterystykę częstotliwościową

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

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

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

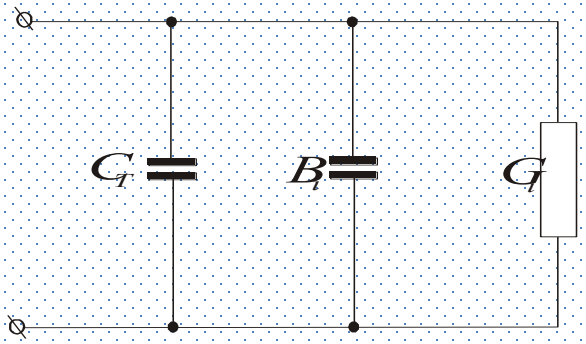
Admitancja wejściowa i wyjściowa zależą od częstotliwości i są opisane za pomocą konduktancji i susceptancji:

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

Wyrażenie

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

można przedstawić na następującym pomocniczym schemacie zastępczym



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

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

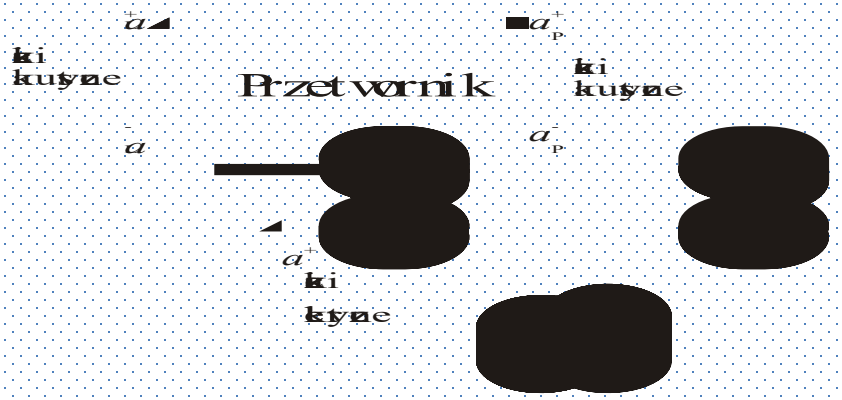
Susceptancja B jest związana z konduktancją G poprzez transformację Hilberta:

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

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

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

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



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

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

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

Y_T jest admitancją przetwornika, zaś G jego konduktancją promieniowania.

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

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

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

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

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

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

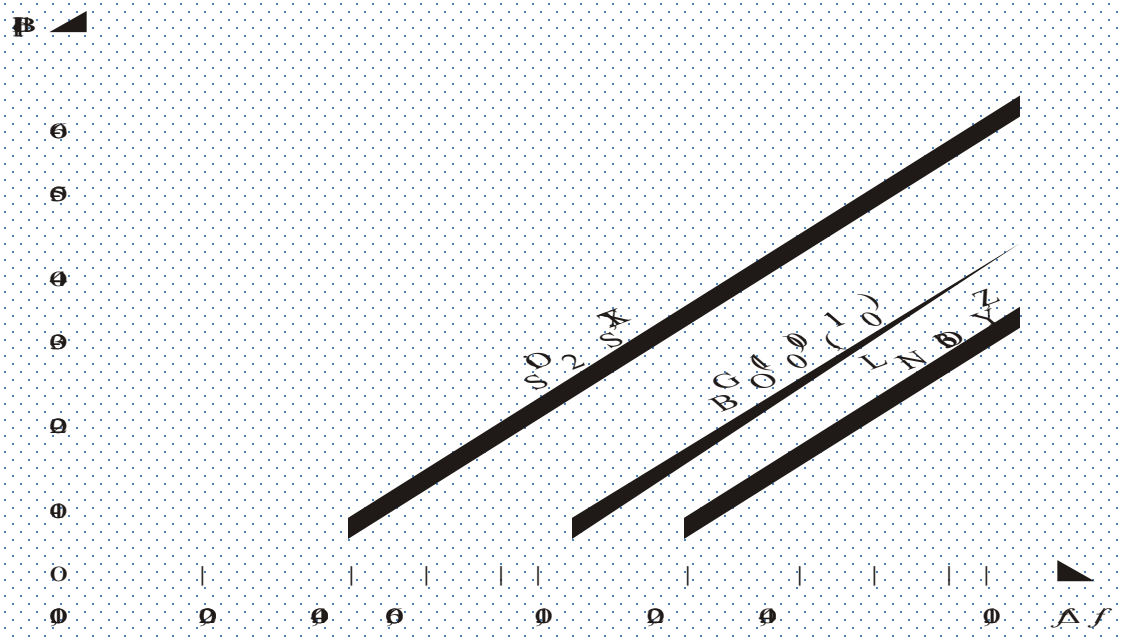
$$Q_e = \omega_0 C / G$$

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

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

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

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


0
0
0

Metoda modów sprzężonych (COM)

Umożliwia projektowanie szerokiego spektrum układów z AFP

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

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

Nadaje się przede wszystkim do projektowania struktur rezonansowych

Umożliwia konstrukcję szybkich algorytmów numerycznych

Umożliwia optymalizację algorytmów

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

Równania COM

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

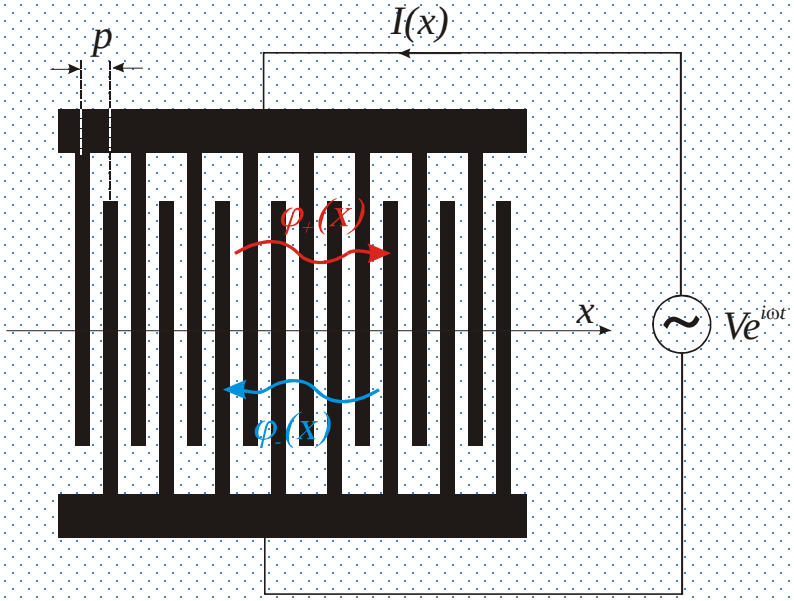
v – prędkość fali, γ – parametr tłumienia, C – pojemność elektryczna na jednostkę długości
κ_{ij}, α_i, η_i są parametrami COM

sumaryczna moc akustyczna

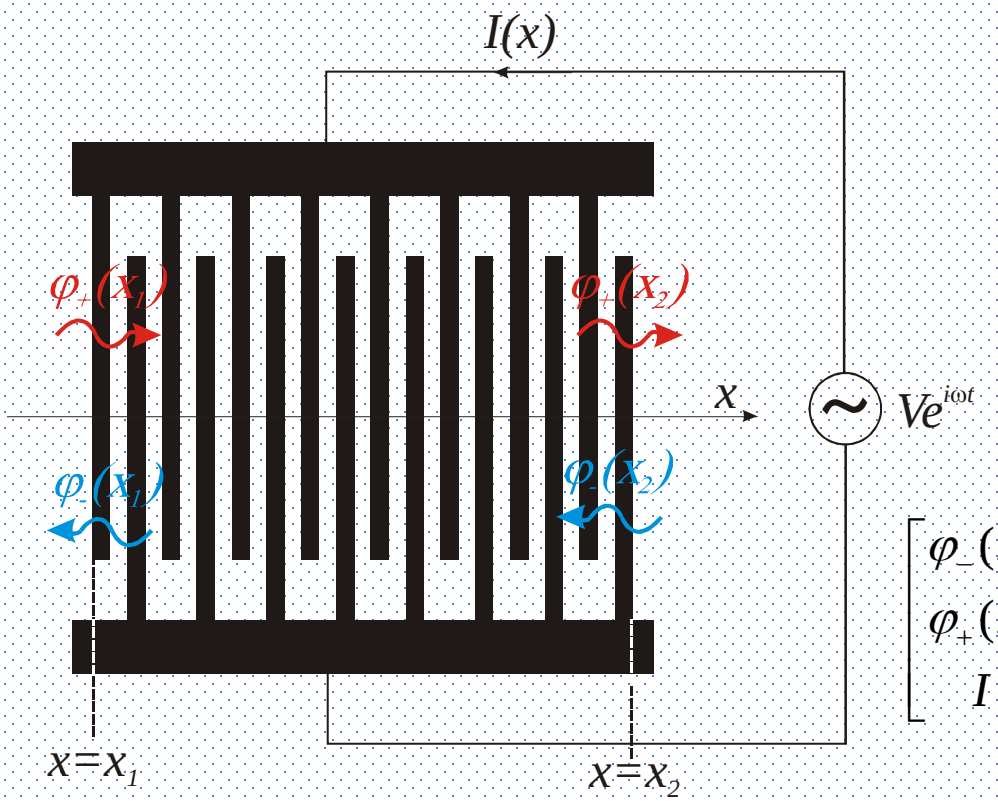
$$P_A(x) = \frac{1}{2}\left|\varphi_+(x)\right|^2 - \frac{1}{2}\left|\varphi_-(x)\right|^2$$

sumaryczna moc elektryczna

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



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



fala wchodząca efektywność IDT

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

generowany prąd admitancja układu

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

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

(suma energii transmitowanej i odbitej)

Wyrazy macierzy nie są niezależne

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

Jeśli układ jest symetryczny dodatkowo

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

Kaskada dwóch bloków generuje macierz o wyrazach:

$$P_{11} = P_{11}^{A} + P_{11}^{B}\frac{P_{21}^{A}P_{12}^{A}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{B}} \qquad P_{12} = \frac{P_{12}^{A}P_{12}^{B}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{A}} = P_{21} \qquad P_{13} = P_{13}^{A} + P_{12}^{A}\frac{P_{13}^{B}+P_{11}^{B}P_{23}^{A}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{A}}$$

$$P_{22} = P_{22}^{B} + P_{22}^{A}\frac{P_{12}^{B}P_{21}^{B}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{A}} \qquad P_{23} = P_{23}^{B} + P_{21}^{B}\frac{P_{23}^{A}+P_{22}^{A}P_{13}^{B}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{A}}$$

$$P_{33} = P_{33}^{A} + P_{33}^{B} + P_{32}^{A}\frac{P_{13}^{B}+P_{11}^{B}P_{23}^{A}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{A}} + P_{31}^{B}\frac{P_{23}^{A}+P_{22}^{A}P_{13}^{A}}{1-P_{11}^{B}P_{22}^{A}}$$

Wartości wyrazów dla dwukierunkowych IDT

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

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

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

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

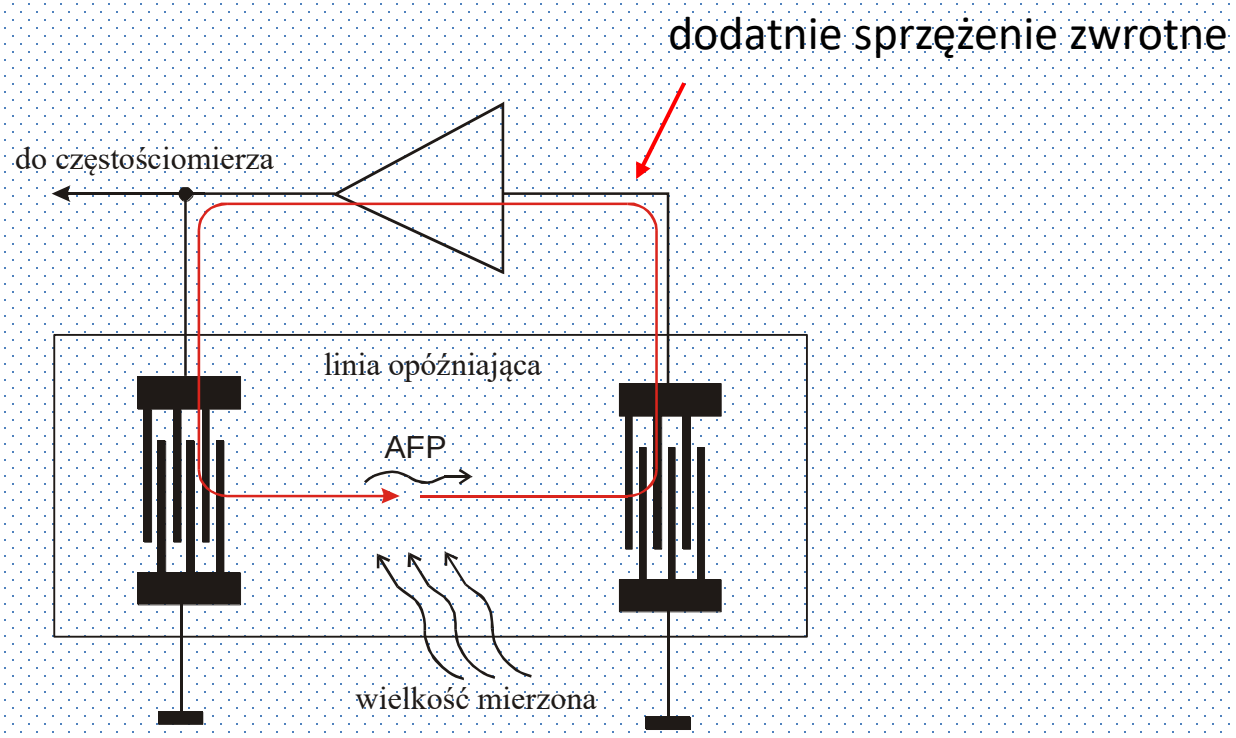
$$P_{33} = -\frac{4\alpha(\delta+\kappa)}{q^3} \frac{(\delta+\kappa)\left[1-\cos(qL)\right] - iq\sin(qL)}{q\cos(qL) + i\delta\sin(qL)} - i\frac{4\alpha^2}{(\delta-\kappa)} L + i\omega CL$$

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

parametr	normowanie	jednostki SI	przykładowe wartości
prędkość	v	m/s	3158
reflektancja	$\kappa_p = \kappa\lambda_0$	-	~ -0,7
wsp. przekształcania	$\alpha_p = \alpha\lambda_0$	$1/\sqrt{\Omega}$	~ $3{,}3\cdot10^{-5}\sqrt{W/\lambda_0}$
znormalizowany wsp. przekształcania	$\alpha_n = \alpha_p / \sqrt{W/\lambda_0}$	$1/\sqrt{\Omega}$	~ $3{,}3\cdot10^{-5}$
tłumienie	$\gamma_p = \gamma\lambda_0$	Np/λ_0	~10^{-5}
pojemność	$C_p = C\lambda_0$	F	$48-64\cdot10^{-5}\cdot W$ [pF/μm]
pojemność znormalizowana	$C_n = C_p / W$	F/m	$48-64\cdot10^{-5}$ [pF/μm]

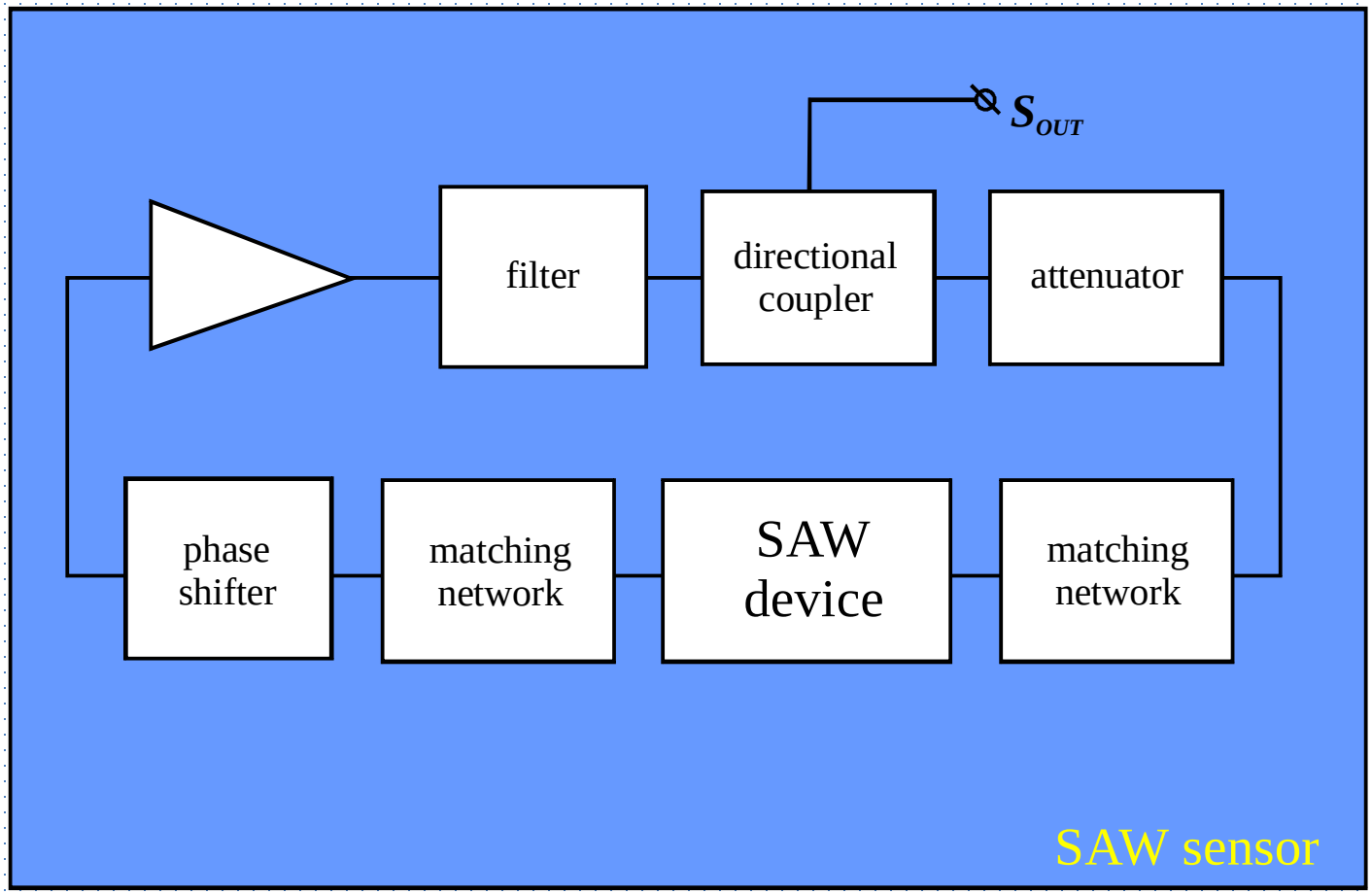
$$1Np = 8{,}6859\text{dB}$$

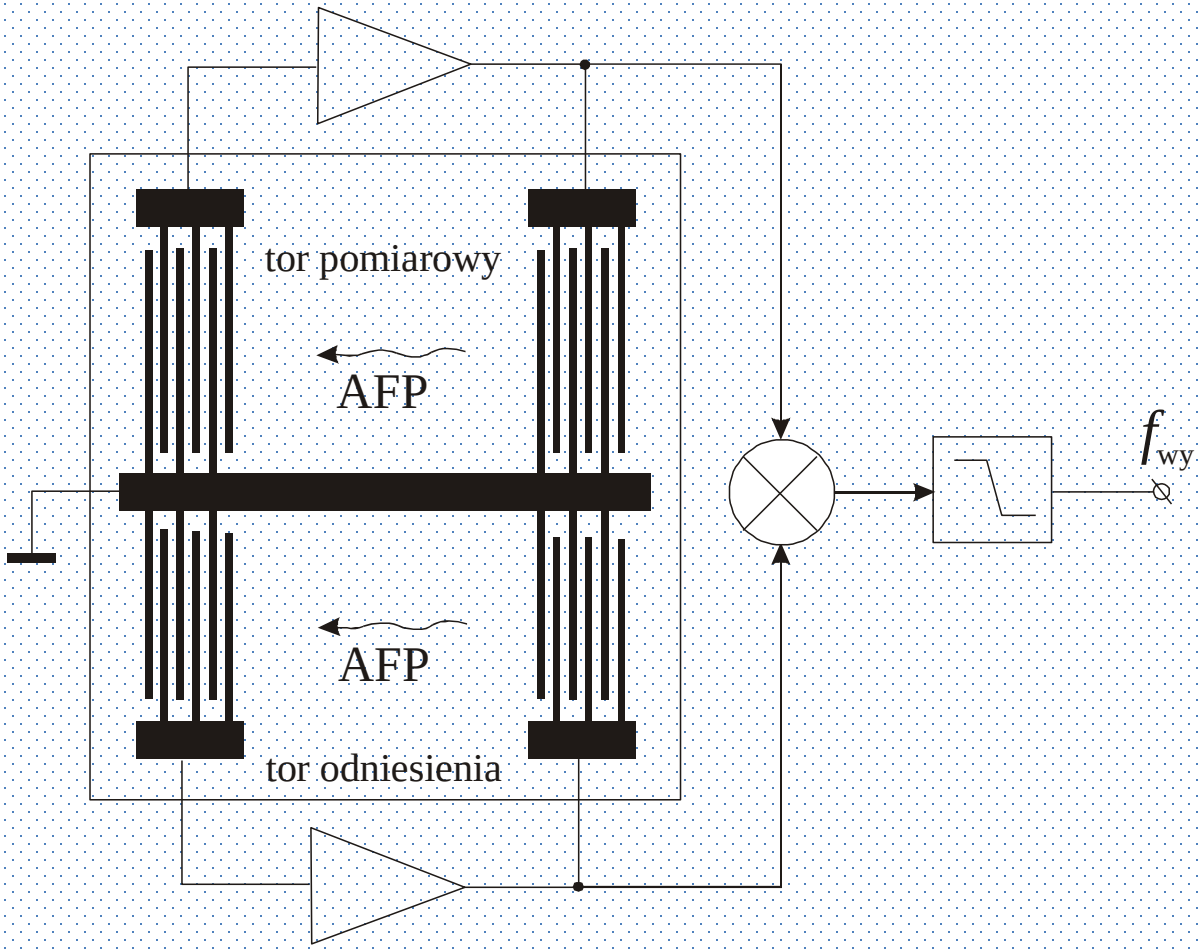
Czujniki akustoelektroniczne



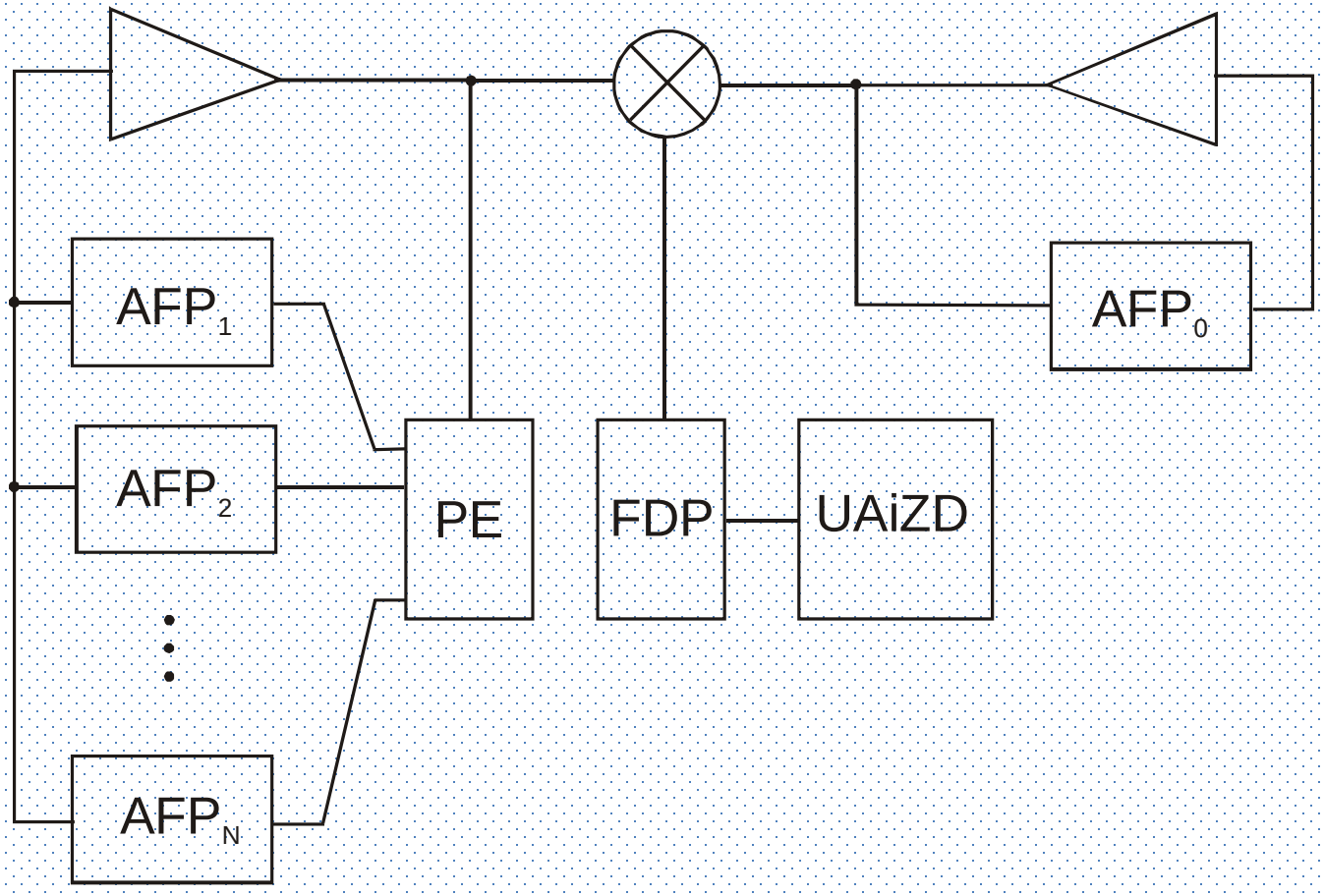
$$G_{DPS} \geq 1 \qquad \sum \varphi_i = 2\pi n = n\,360^\circ$$

typical SAW sensor structure



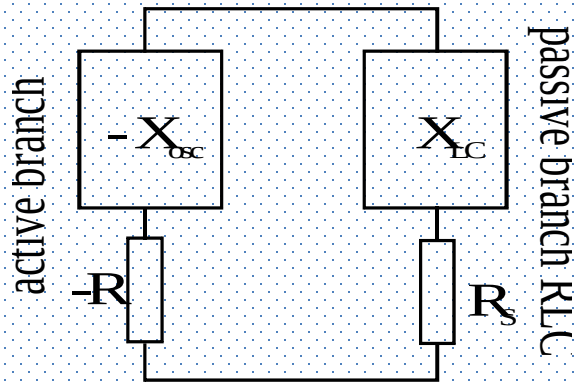

tor pomiarowy
AFP
AFP
tor odniesienia
f_{wy}

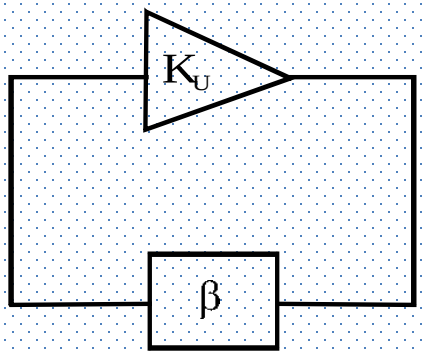
E-nos

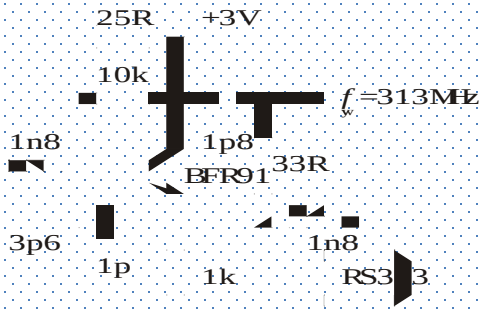


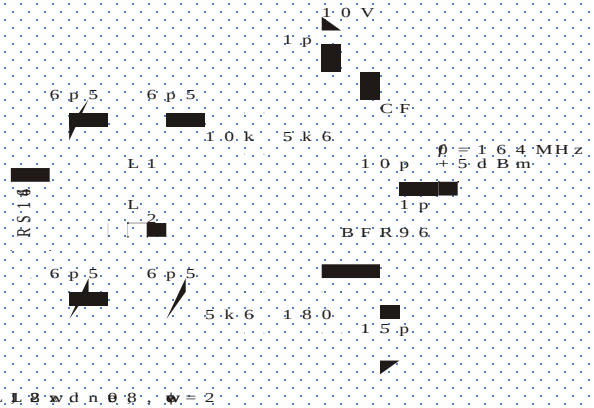
Warstwy chemoczułe reagują na obecność konkretnych gazów lub wielkości równania LSER – cechy gazów

basic oscillators architectures

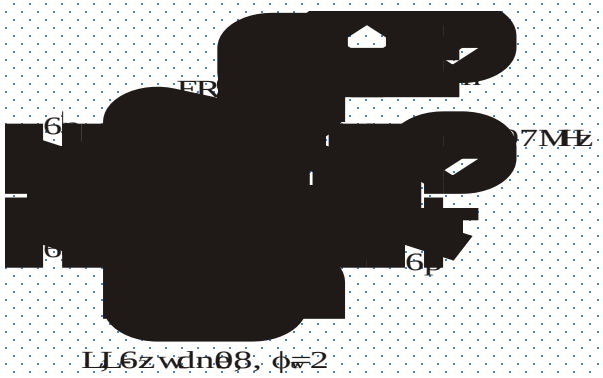


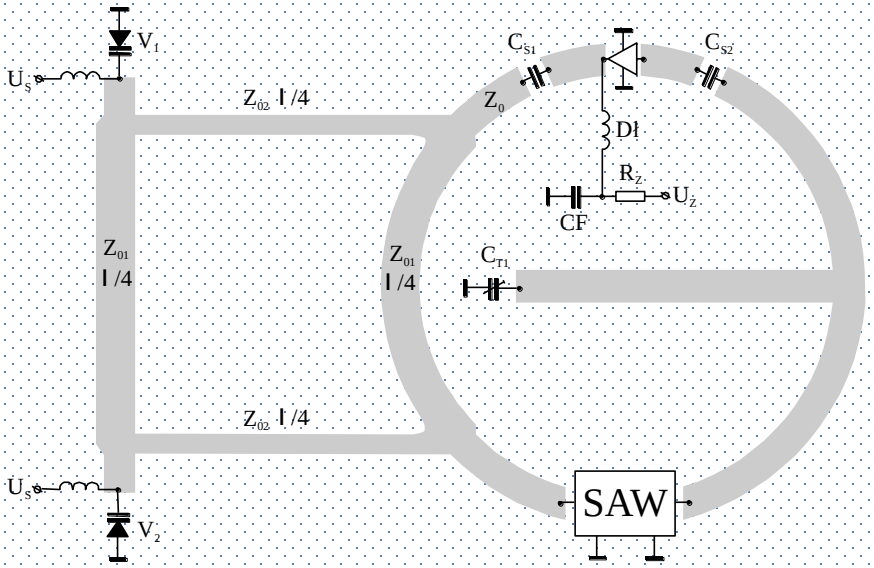


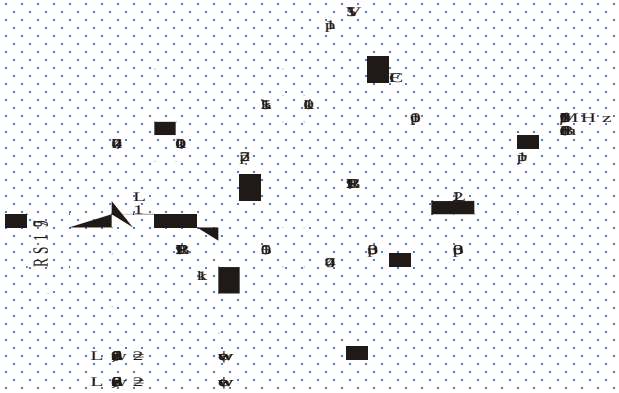


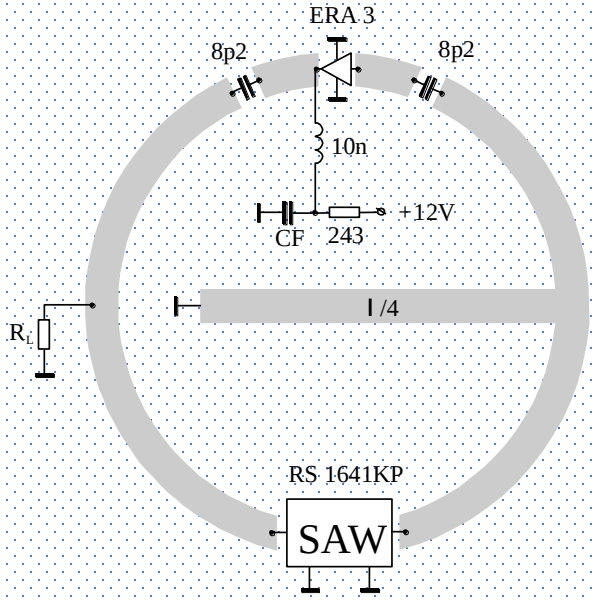


Examples

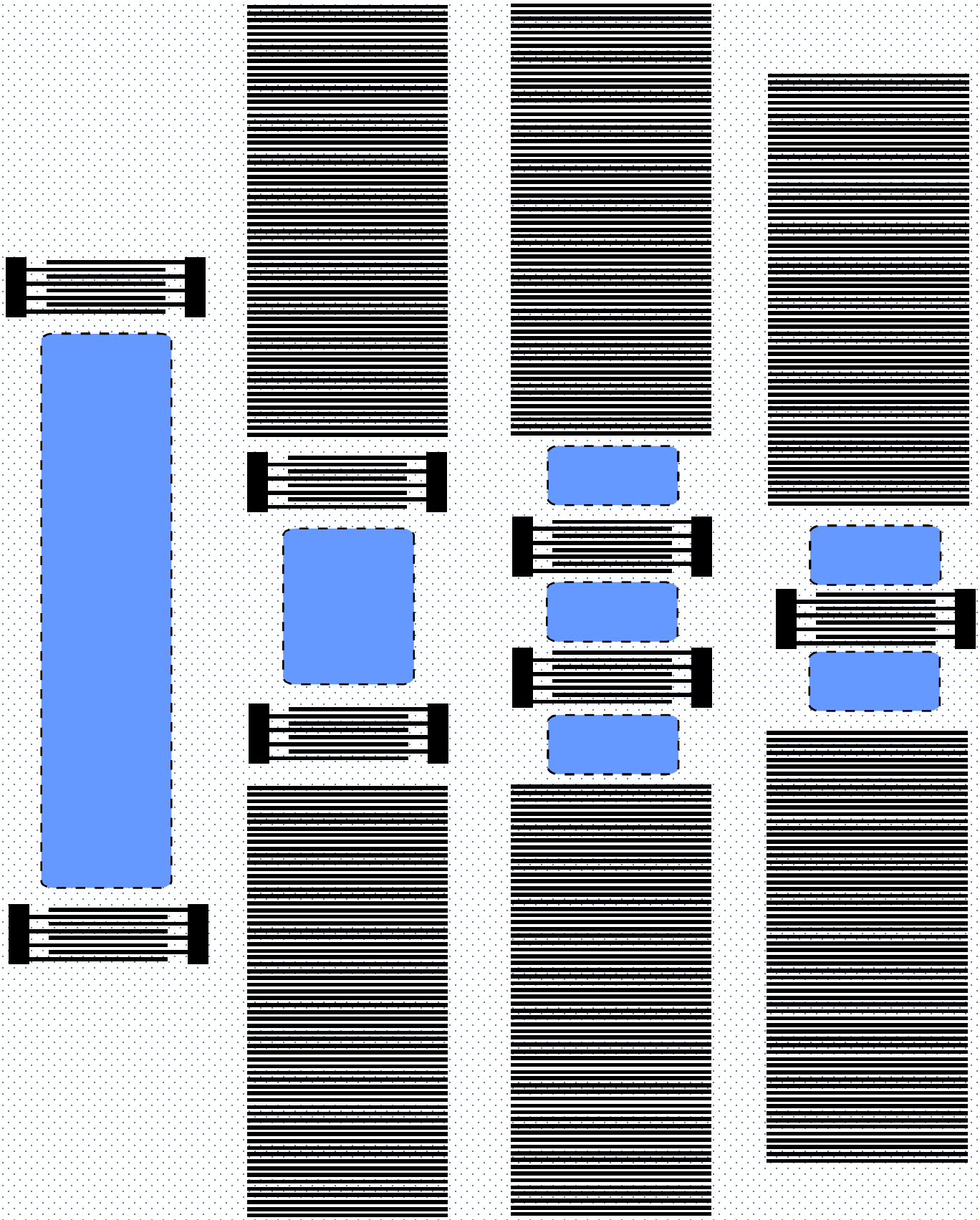



V1
US
Z02 l /4
CS1
CS2
Z0
Dl
RZ
UZ
CF
Z01
l /4
CT1
Z02 l /4
US
V2
SAW

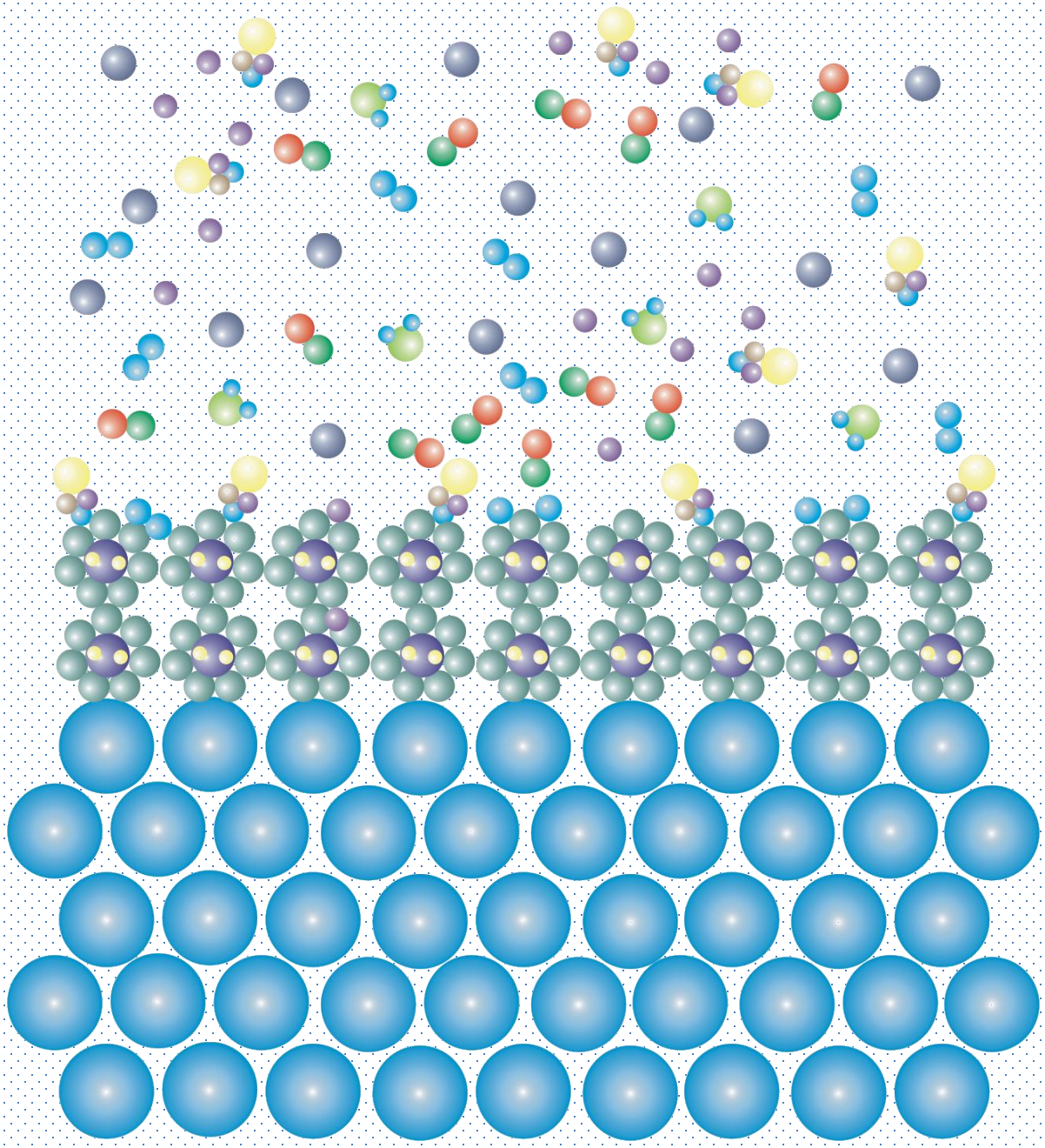



ERA 3
8p2
8p2
10n
CF
243
+12V
l /4
RL
RS 1641KP
SAW

possible SAW devices for sensors applications



Czujniki gazów



Stosunek koncentracji par w fazie stałej do koncentracji w fazie gazowej jest stały

$$K = \frac{C_s}{C_v}$$

parametry empiryczne

$$\log K = c + rR_2 + s\tau_2^H + a\sum \alpha_2^H + b\sum \beta_2^H + l \log L^{16}$$

wskaźnik zdolności do stabilizacji wskaźnik kwasowości wskaźnik zasadowości wskaźnik dyspersyjności

dla rozpuszczania w heksadekanie przy 298 K

Czułość sensorów z AFP określa się formułą:

$$S_m = \lim_{\Delta m \to 0} \frac{\Delta v}{v_0 \Delta m} = \lim_{\Delta m \to 0} \frac{\Delta f}{f_0 \Delta m}$$

Δm przyrost masy obciążającej powierzchnię

Δv przyrost prędkości fali

v_0 prędkość fali przy braku czynnika wykrywanego

Przyrost masy obciążającej powierzchnię można określić na podstawie znajomości masy i koncentracji wykrywanych cząstek na powierzchni polimeru.
Stosunek koncentracji par w fazie stałej do koncentracji w fazie gazowej

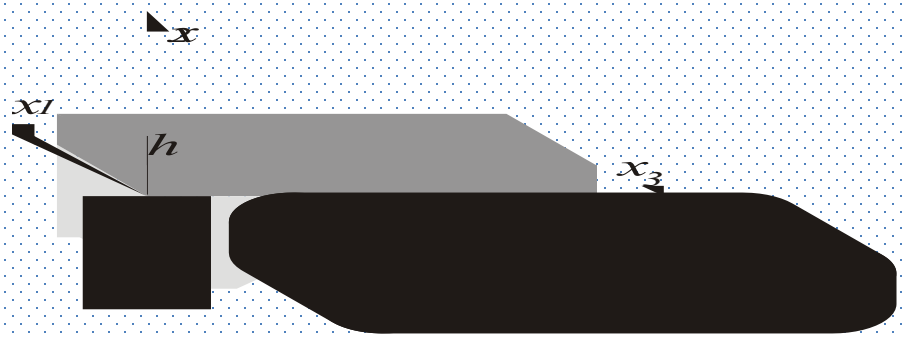
$$K = \frac{C_s}{C_v}$$

wyznacza się z równania LSER (linear solvation energy relationship):

Rozważmy falę propagującą się w kierunku x_3 po powierzchni obciążonej warstwą o grubości h w postaci:

$$\boldsymbol{u} = \hat{u}(y)e^{i(\omega t - kx_3)} \qquad (1)$$

gdzie $k = \dfrac{2\pi}{\lambda} = \dfrac{\omega}{v_0}$ jest liczbą falową.



Z klasycznego wzoru mechaniki można obliczyć stowarzyszone z falą odkształcenia:

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i}\right)$$

Odkształcenia w kierunku x_3 mają postać:

$$\varepsilon_{i3} = \frac{1}{2}\frac{\partial u_i}{\partial x_3} = -\frac{iku_i}{2} \qquad i = 1, 2, 3. \qquad (2)$$

ε_{13} i ε_{23} są odkształceniami ścinającymi, zaś ε_{33} odkształceniem ściskającym.
Dolna powierzchnia warstwy jest odkształcana poprzez propagującą się falę, górna wnosi do układu bezwładność wyrażoną przez . $\hat{u}(y)$
Równanie ruchu ma postać:

$$\frac{\partial \sigma_{ij}}{\partial x_j} = \rho v_{i,t} = -\rho\omega^2 u_i \qquad (3)$$

gdzie i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3. Zastosowano tu konwencję sumacyjną Einsteina (sumowanie po powtarzającym się wskaźniku), σ_{ij} jest tensorem naprężeń (siłą działającą na jednostkę powierzchni w kierunku i w płaszczyźnie normalnej do kierunku j).

Jeśli górna powierzchnia warstwy jest wolna od naprężeń tzn. $\sigma_{i2}(h) = 0$

to można przyjąć aproksymację:

$$\frac{\sigma_{i2}}{\partial x_2} \approx -\frac{\sigma_{i2}(0)}{h} \qquad (4)$$

Z wyrażenia (3) otrzyma się wtedy:

$$\sigma_{i2}(0) = \rho\omega^2 h u_{i0} \tag{5}$$

indeks 0 odnosi się do granicy podłoże-warstwa.

Poprzeczne odkształcenia w warstwie odpowiadają naprężeniom:

$$\sigma_{ij} = 2G\varepsilon_{ij} \qquad (i \neq j) \tag{6}$$

gdzie *G* jest modułem Kirchhoffa (współczynnikiem sprężystości poprzecznej tzn. stosunkiem naprężenia stycznego do kąta odkształcenia postaciowego).
Korzystając z (5) można wyrazić odkształcenia ścinające na złączu poprzez:

$$\varepsilon_{i2}(0) = \frac{\sigma_{i2}(0)}{2G} = \frac{\rho\omega^2 h u_{i0}}{2G}, \quad i = 1, 3. \tag{7}$$

Unormowany współczynnik propagacji fali ma postać:

$$\frac{\Delta\gamma}{k_0} = \frac{\Delta\alpha}{k_0} + j\frac{\Delta v}{v_0} = c_i Z_i \tag{8}$$

gdzie

$$c_i = \frac{v_{i0}^2}{4k_0 P} = \frac{\omega^2 u_{i0}^2}{4k_0 P} \tag{9}$$

P jest gęstością mocy AFP.

Impedancja akustyczna na granicy podłoże-warstwa wynosi:

$$Z_i\Big|_{x_3=0} = -\frac{\sigma_{i3}}{v_i} \qquad (10)$$

Dla warstwy izotropowej składowe T_{i3} mogą być liczone oddzielnie.
Jeśli warstwa jest gruba akustycznie tj. jeśli h jest rzędu λ równanie ruchu przyjmie postać:

$$\frac{\sigma_{i2}}{\partial x_2} + \frac{\sigma_{i3}}{\partial x_3} = \rho v_{i,t} \qquad (11)$$

Składowe tensora naprężeń:

$$\sigma_{i2} = M^{(i)} \frac{\partial u_i}{\partial x_2} \quad \text{oraz} \quad \sigma_{i3} = E^{(i)} \frac{\partial u_i}{\partial x_3} \qquad (12, 13)$$

gdzie: $E^{(i)}$ jest modułem Younga (współczynnikiem sprężystości wzdłużnej – stosunkiem naprężenia normalnego do wydłużenia względnego):

$$E^{(i)} = \left(\frac{1+\delta_{i3}}{2}\right)\frac{\sigma_{i3}}{\varepsilon_{i3}} \qquad (14)$$

$M^{(1)}=M^{(3)}=G$, $M^{(2)}=K$, K jest modułem Helmholtza (współczynnikiem sprężystości objętościowej – stosunkiem ciśnienia do względnej zmiany objętości).

Moduły te są ze sobą powiązane poprzez stałe Lamé (λ, μ) oraz stałą Poissona (υ):

$$\mu = G \qquad \lambda = K - \frac{2}{3}G \qquad \frac{E}{G} = 2(1+\upsilon) \qquad \frac{E}{K} = 3(1-2\upsilon)$$

Odpowiednie moduły Younga powiązane są z modułami Helmholtza i Kirchhoffa:

$$E^{(1)} = G \qquad E^{(2)} = \frac{2\pi G(G+3K)}{3(4G+K)}\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \qquad E^{(3)} = \frac{4G(3K+G)}{3K+4G}$$

W stawiając te wyrażenia do równania ruchu otrzymuje się:

$$M^{(i)}\frac{\partial^2 u_i}{\partial x_2^2} + E^{(i)}\frac{\partial^2 u_i}{\partial x_3^2} = \rho v_{i,t} \tag{15}$$

Po wstawieniu postaci fali (1) uzyskuje się następujące jednorodne równanie różniczkowe zwyczajne:

$$\frac{d^2 u_i}{dx_2} + u_i \beta_i^2 = 0 \tag{16}$$

gdzie oznaczono

$$\beta_i = \omega\sqrt{\frac{\rho - \frac{E^{(i)}}{v_0^2}}{M^{(i)}}}$$

Rozwiązaniem równania (16) jest superpozycja fal:

$$u_i(y) = A\mathrm{e}^{i\beta_i x_2} + B\mathrm{e}^{-i\beta_i x_2} \tag{17}$$

Współczynniki *A* i *B* można wyznaczyć z następujących warunków brzegowych:

- równości przemieszczeń na granicy warstwa-podłoże:

$$u_{i0}(0^+) = u_{i0}$$

wtedy $A + B = u_{i0}$

oraz znikania naprężeń na powierzchni warstwy:

wtedy $Ae^{i\beta_i h} - Be^{-i\beta_i h} = 0$

Mają one postać:

$$A = \frac{u_{i0}e^{-i\beta_i h}}{e^{i\beta_i h} + e^{-i\beta_i h}} \qquad B = \frac{u_{i0}e^{i\beta_i h}}{e^{i\beta_i h} + e^{-i\beta_i h}}$$

Rozwiązanie jest więc następujące:

$$u_i(x_2) = u_{i0}\frac{\cosh\left(i\beta_i(x_2 - h)\right)}{\cosh\left(i\beta_i h\right)} \tag{18}$$

Wstawiając to rozwiązanie do równania ruchu (15) otrzymuje się:

$$\sigma_{i2}(0) = M^{(i)} \frac{\partial u_i}{\partial x_2} = i\beta_i M^{(i)}(A - B) \tag{19}$$

Prędkość punktu materialnego na granicy podłoże-warstwa:

$$v_i(0) = u_{i,t}(0) = i\omega u_i(0) = i\omega(A + B) \tag{20}$$

Wstawiając uzyskane wyrażenia (19) i (20) do wzoru określającego impedancję otrzymuje się:

$$Z_i = -\frac{\beta_i M^i}{\omega}\left(\frac{A - B}{A + B}\right) = \frac{\beta_i M^{(i)}}{\omega}\tanh\left(i\beta_i h\right) \tag{21}$$

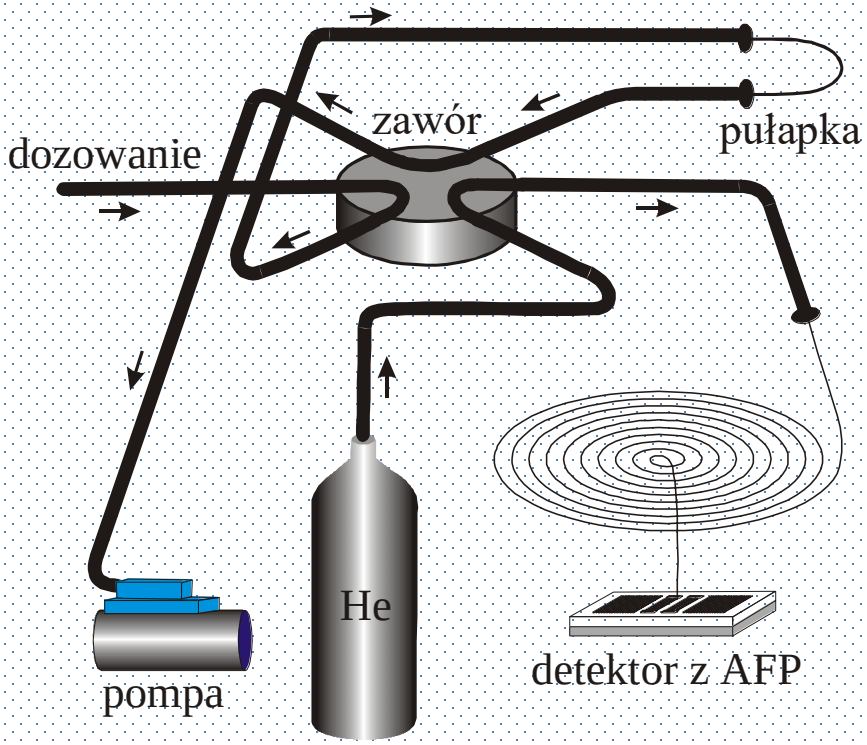
Wstawiając postać impedancji (21) do (8) uzyskać można:

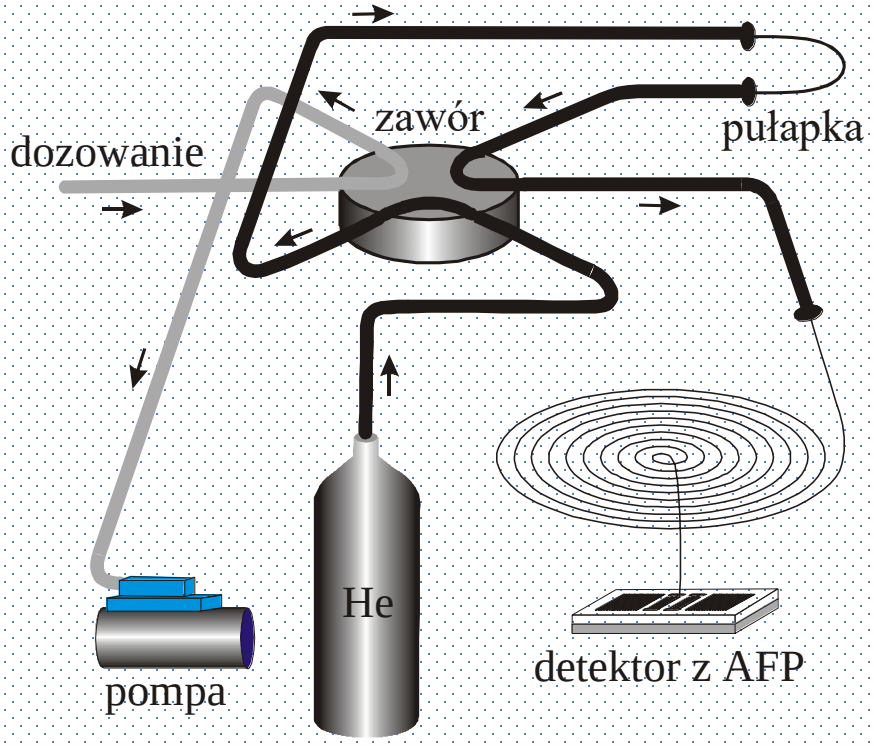
$$\frac{\Delta\gamma}{k_0} = \frac{c_i \beta_i M^{(i)}}{\omega}\tanh(i\beta_i h) \tag{22}$$

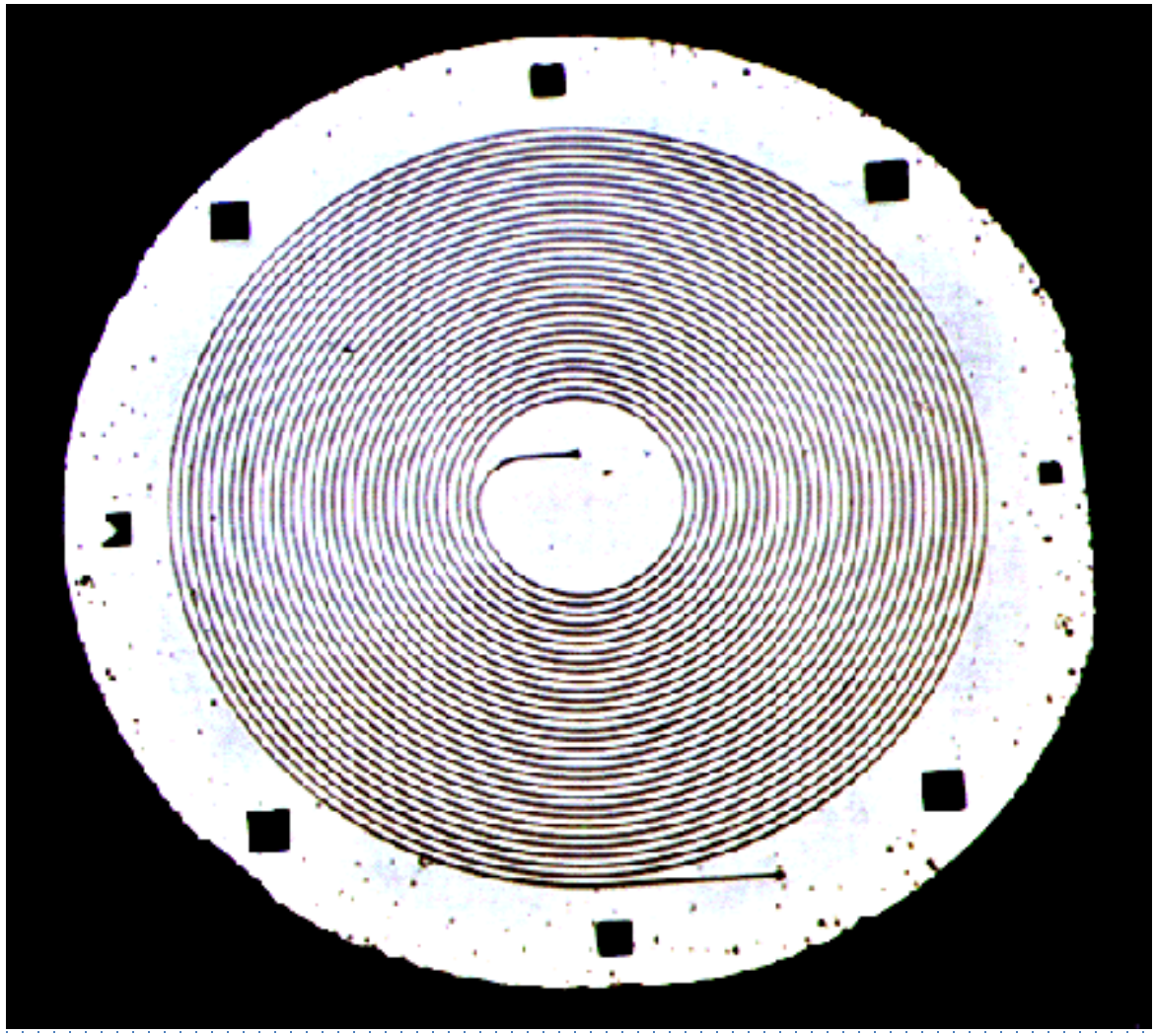
Stąd:

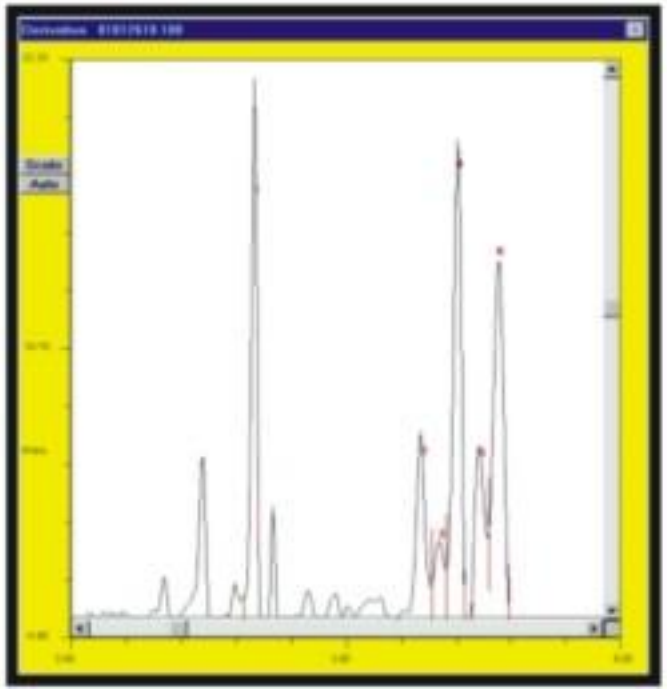
$$\frac{\Delta v}{v_0} = \mathrm{Im}\left(\frac{c_i \beta_i M^{(i)}}{\omega}\tanh(i\beta_i h)\right) \tag{23}$$

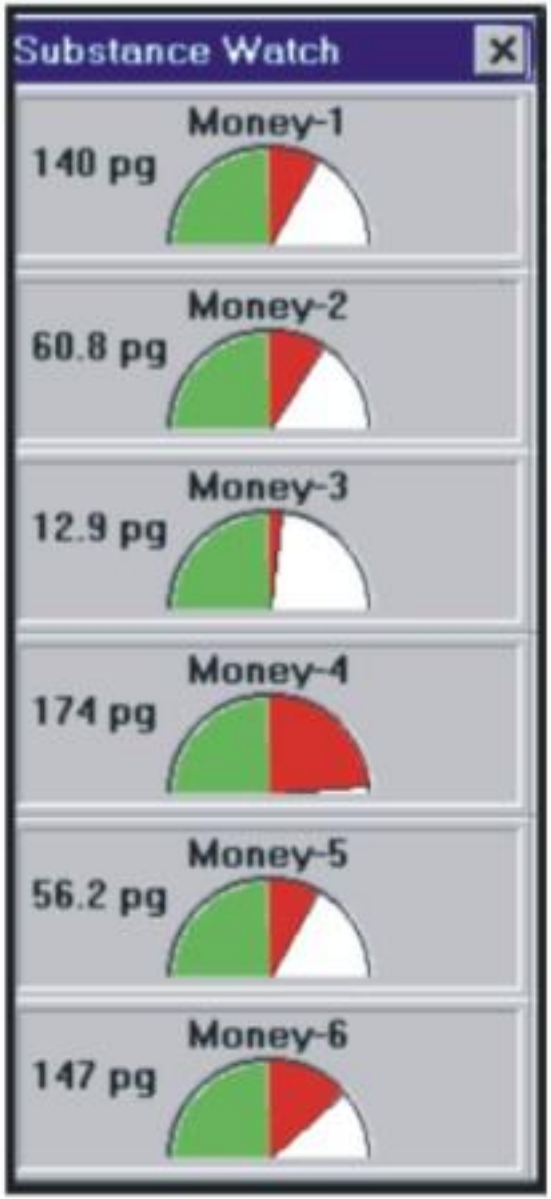
Z-nos

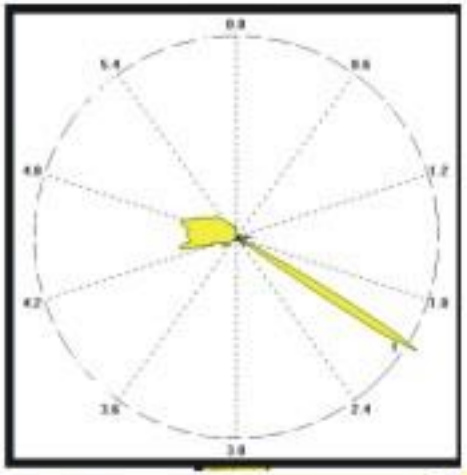

zawór
dozowanie
pułapka
He
pompa
detektor z AFP


zawór
dozowanie
pułapka
He
pompa
detektor z AFP







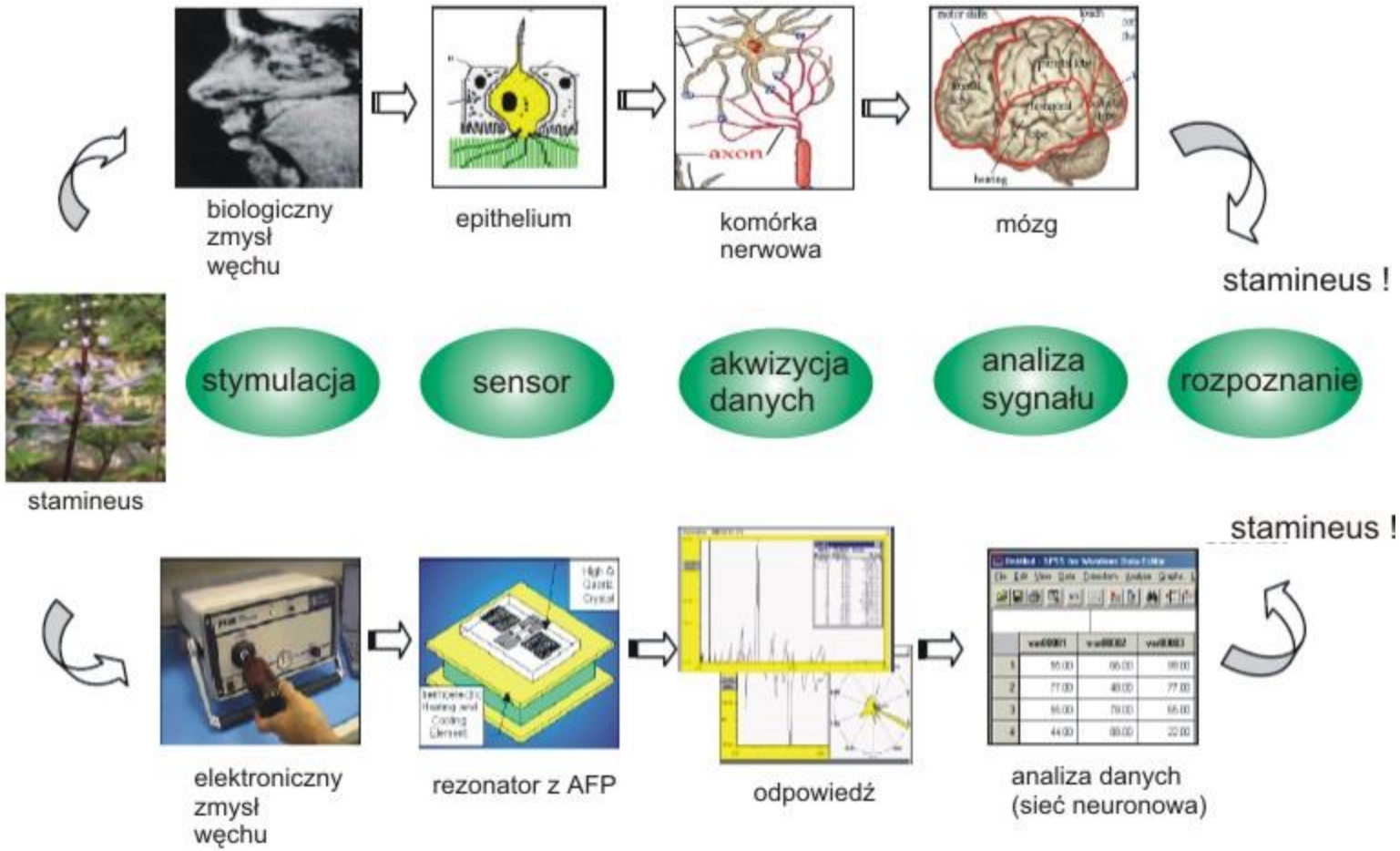


Peaks (log diacetyl)

⊙Hz ○ppm ○pg ☐Al

Range: 0.0 Hz | Tagged

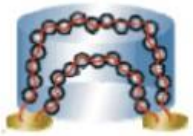
Peak	R.Time	Amount S
1	0.60	160 Hz
2	1.04	669 Hz
3	1.48	2,470 Hz
4	1.80	376 Hz
5	2.02	20,315 Hz
6	2.24	737 Hz
7	3.08	472 Hz
8	3.44	841 Hz
9	3.86	1,098 Hz
10	4.28	2,420 Hz
11	4.50	221 Hz
12	6.48	84 Hz
13	7.12	191 Hz
14	7.88	285 Hz
15	9.86	58 Hz
16	10.46	22 Hz


biologiczny zmysł węchu
epithelium
komórka nerwowa
mózg
stamineus !
stamineus
stymulacja
sensor
akwizycja danych
analiza sygnału
rozpoznanie
stamineus !
elektroniczny zmysł węchu
rezonator z AFP
odpowiedź
analiza danych (sieć neuronowa)

Cyrano

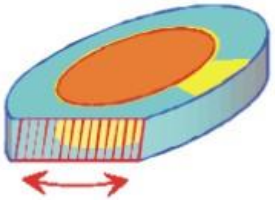
SAWtek

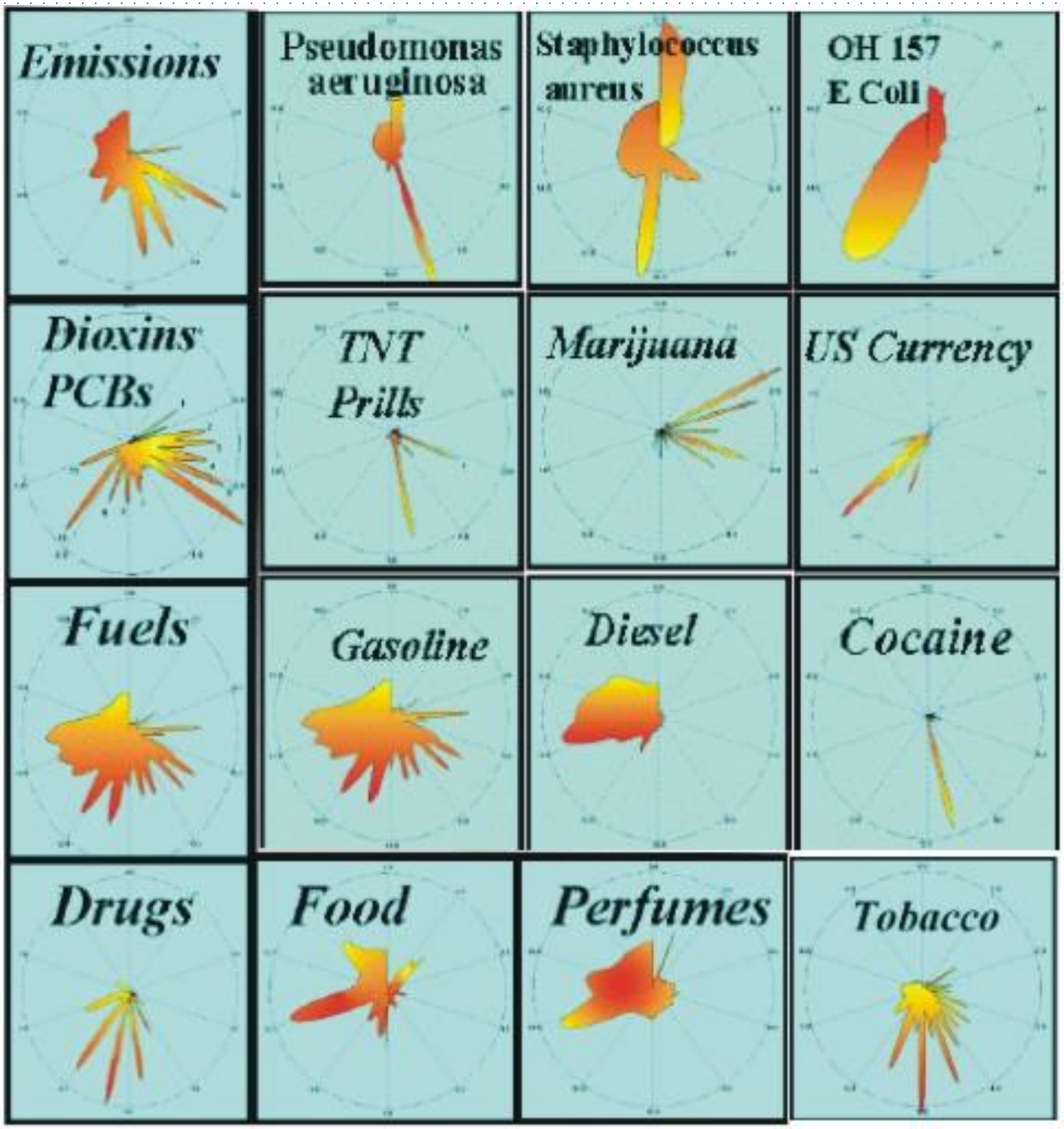
Carbon-Black

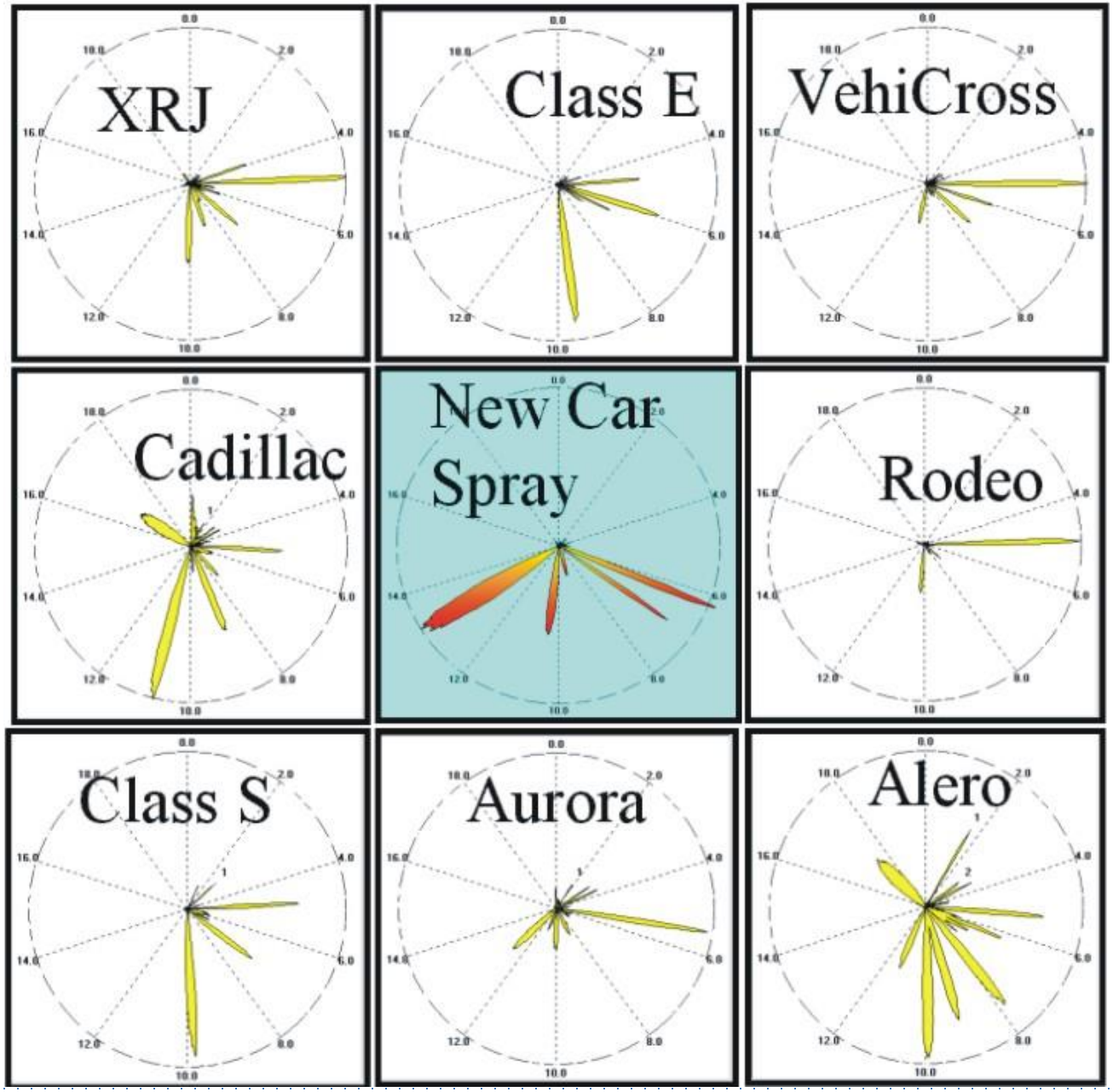


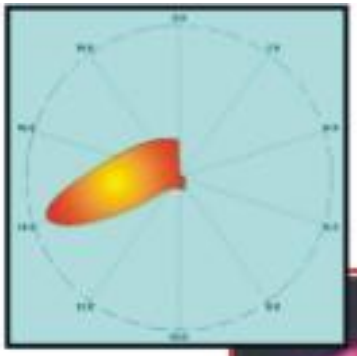
SAW

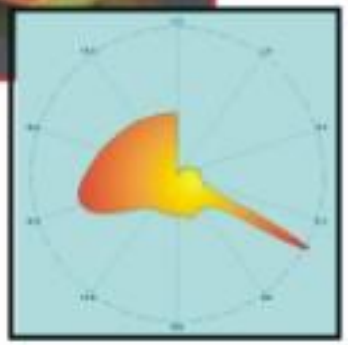
BAW



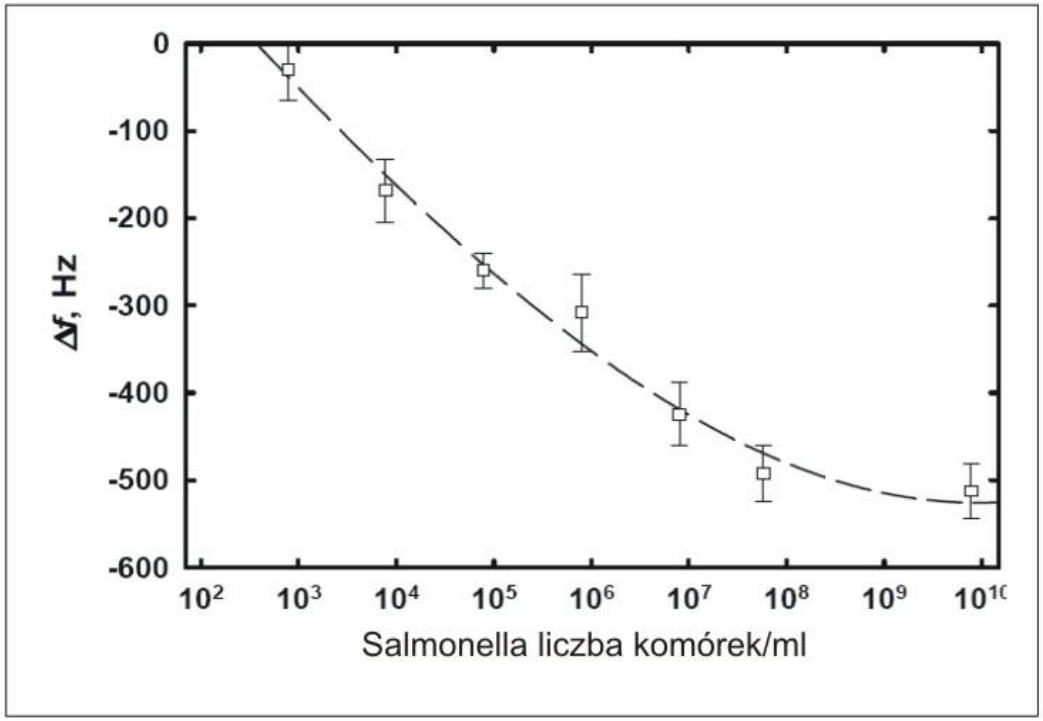

Emissions
Pseudomonas aeruginosa
Staphylococcus aureus
OH 157 E Coli
Dioxins PCBs
TNT Prills
Marijuana
US Currency
Fuels
Gasoline
Diesel
Cocaine
Drugs
Food
Perfumes
Tobacco

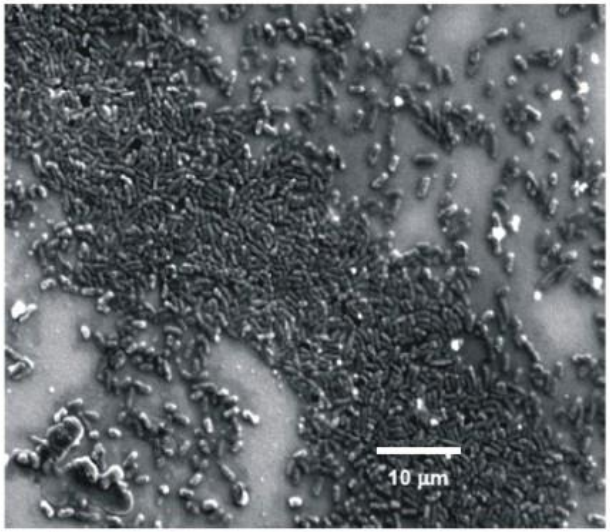

XRJ
Class E
VehiCross
Cadillac
New Car Spray
Rodeo
Class S
Aurora
Alero





	poziom detekcji [ppb]	
analit	powietrze	woda
Chloroform	**45**	**0.65**
***Cis* 1,2 Dichloroethene**	**47**	**1.7**
Benzene	**42**	**0.96**
Carbon Tetrachloride	**130**	**16.49**
Trichloroethylene	**6.3**	**0.40**
Toluene	**11**	**0.15**
Tetrachloroethylene	**5.7**	**0.57**
Ethylbenzene	**2.7**	**0.07**
***O* - Xylene**	**2.5**	**0.11**
1,1,2,2 Tetrachloroethane	**3.6**	**0.56**

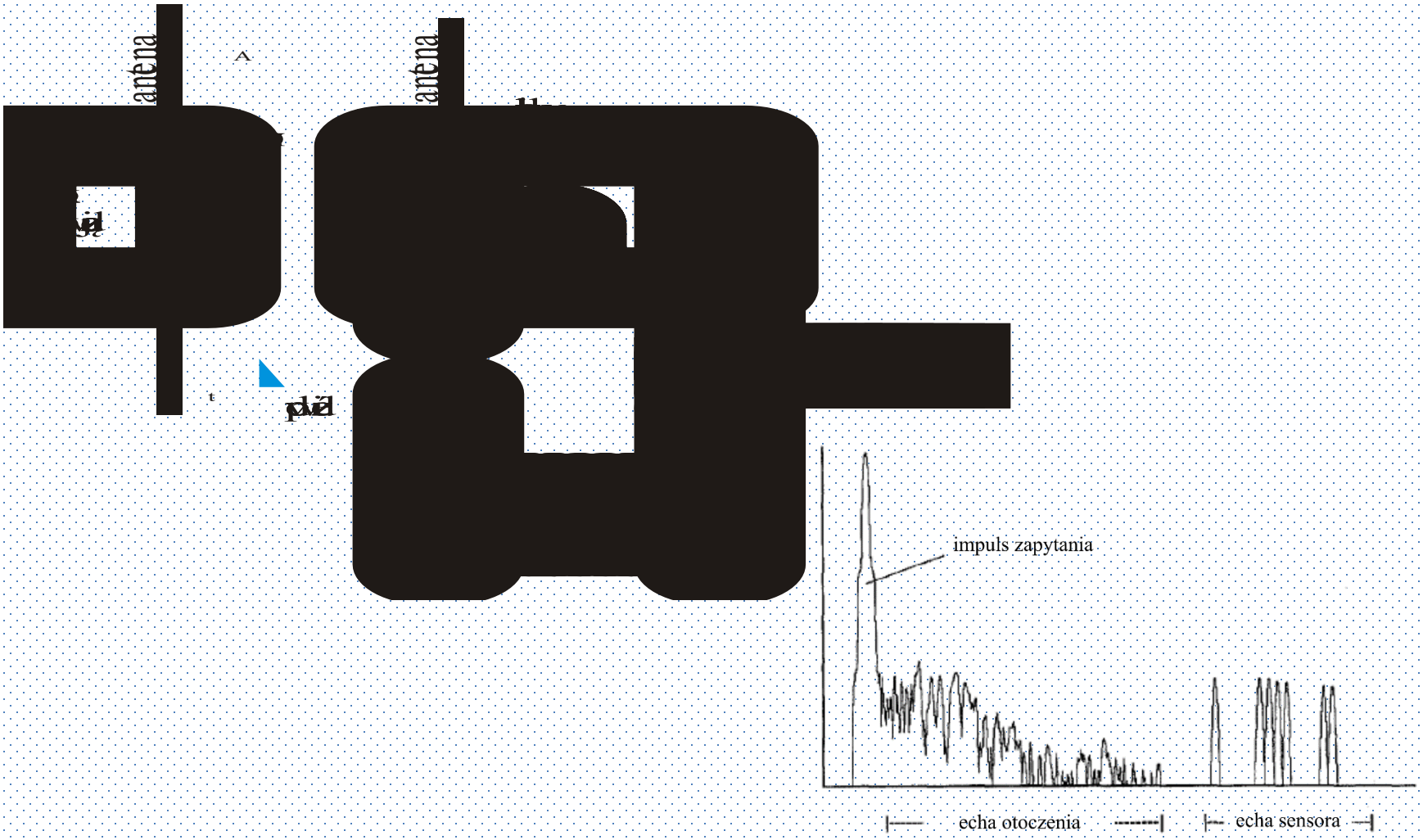

0
-100
-200
-300
-400
-500
-600
Δf, Hz
10²
10³
10⁴
10⁵
10⁶
10⁷
10⁸
10⁹
10¹⁰
Salmonella liczba komórek/ml


10 µm

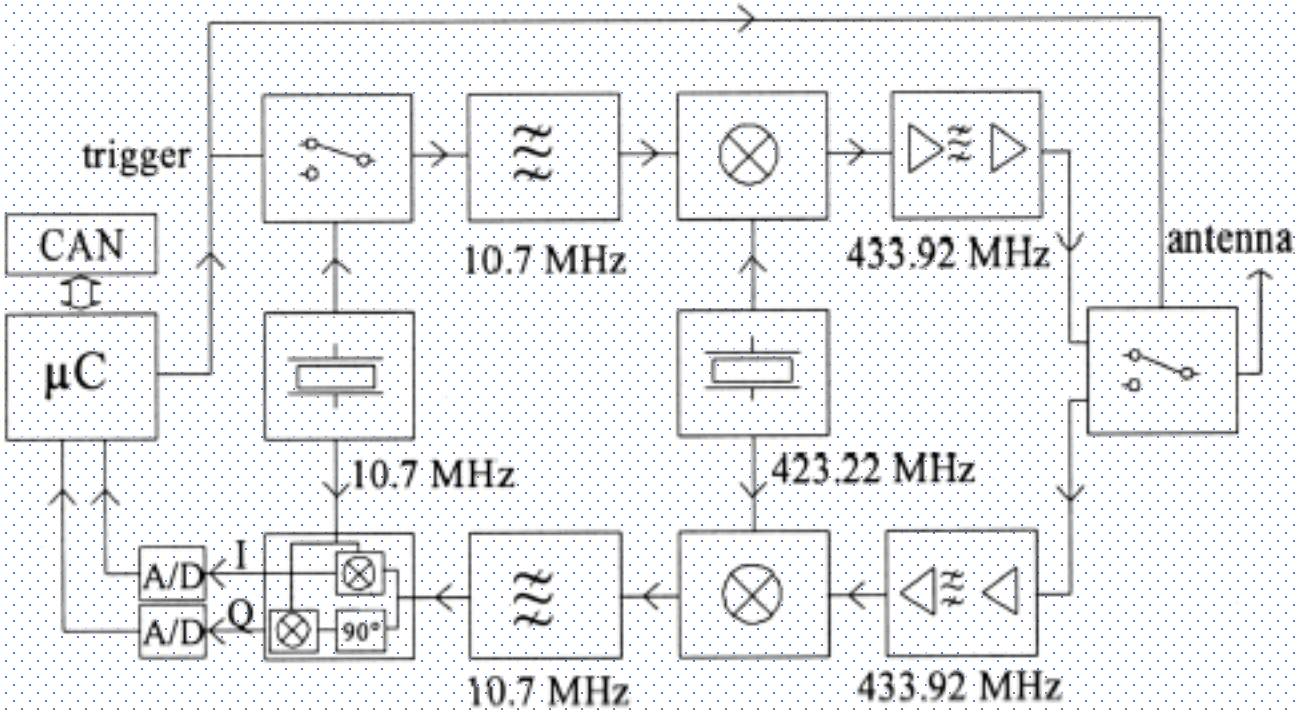
1 µm

RFID

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



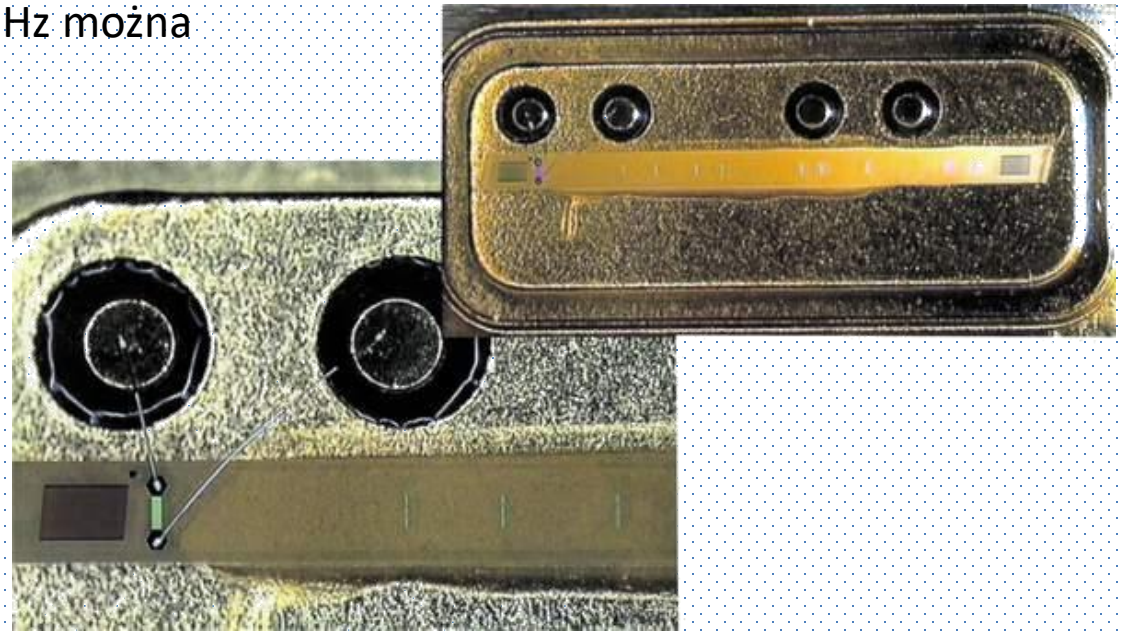
Wymagane parametry
zakres częstotliwości 0,15 – 3 GHz
pasmo 1- 36 MHz
dynamika 85 dB
moc wyjściowa 40 dBm
rozdzielczość amplitudy ± 5 dB
rozdzielczość fazy ± 1°
współczynnik szumów 5 dB

Zasięg wynika z równania radarowego

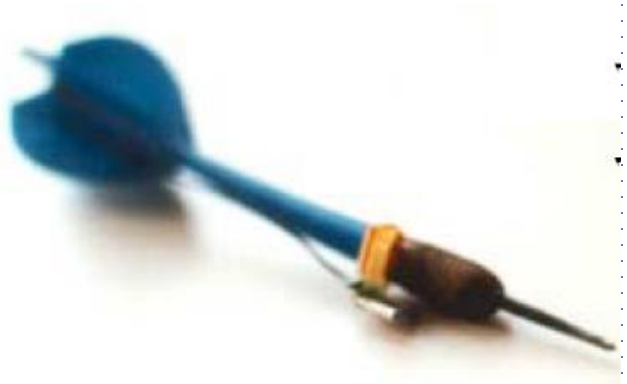
$$r = \frac{1}{4\pi}\sqrt[4]{\frac{P_o G_i^2 G_e^2 \lambda^4}{kT_o BF \, S/N \, D}}$$

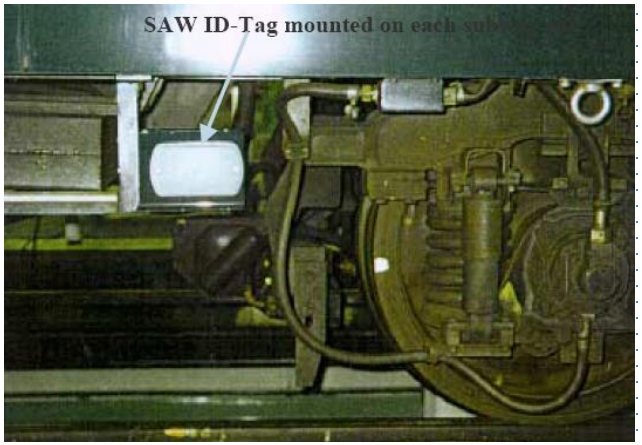
P_0 moc nadajnika pytającego
G_i wzmocnienie odbiornika
G_e zysk anteny sensora
D straty sensora
kT_0 energia szumów anteny odbiorczej
B pasmo systemu
F współczynnik szumów systemu
S/N stosunek sygnału do szumu

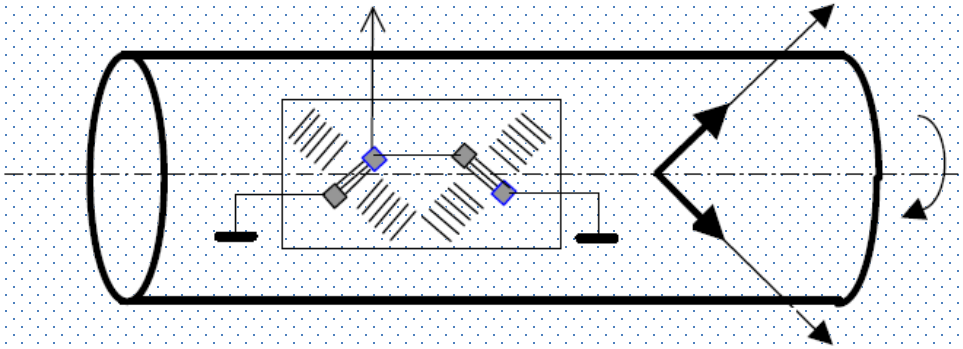
Dla dużych mocy nadajnika (rzędu 10 W) i częstotliwości rzędu 400 MHz można uzyskać zasięg ponad 1 km.

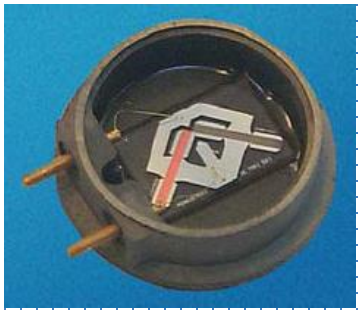


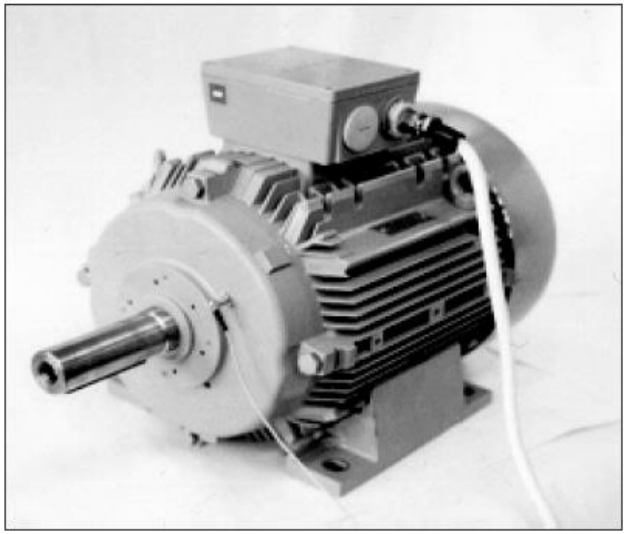
Przykłady zastosowań

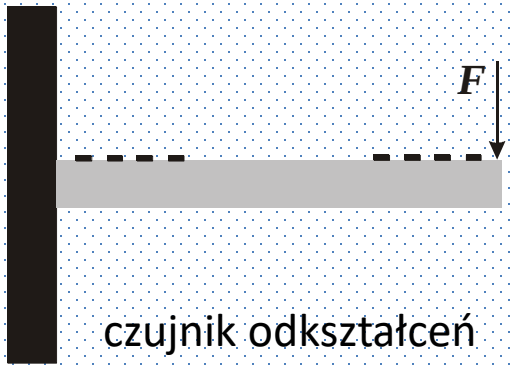




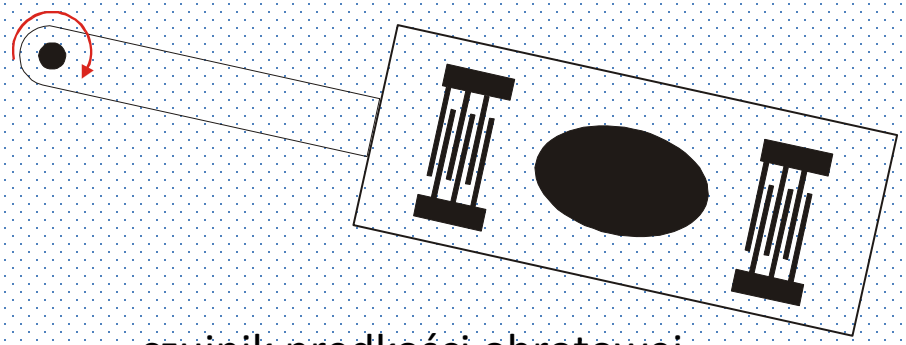




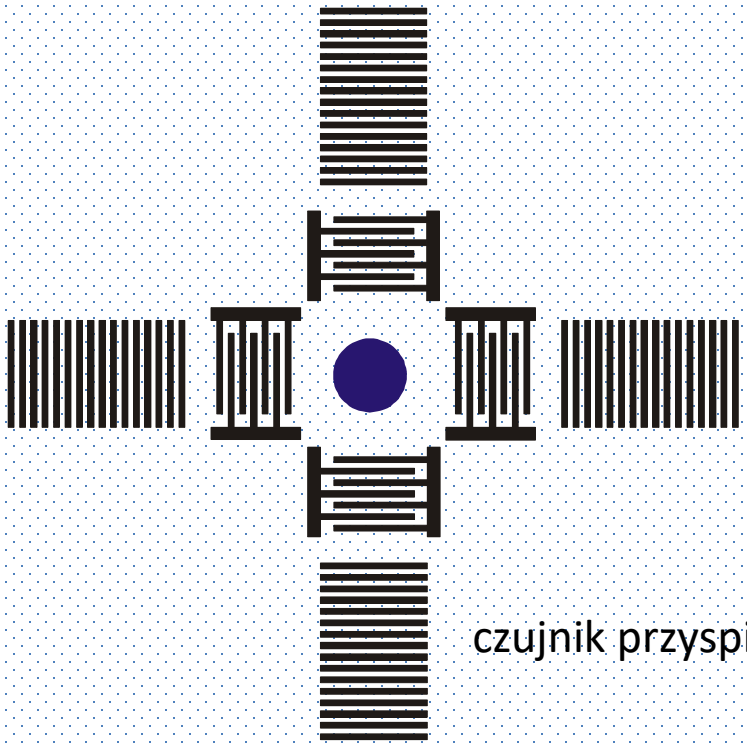




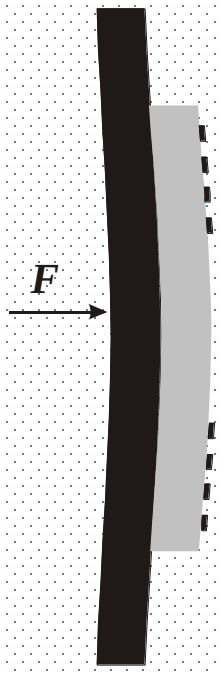
czujnik odkształceń
(przyspieszenia)



czujnik prędkości obrotowej

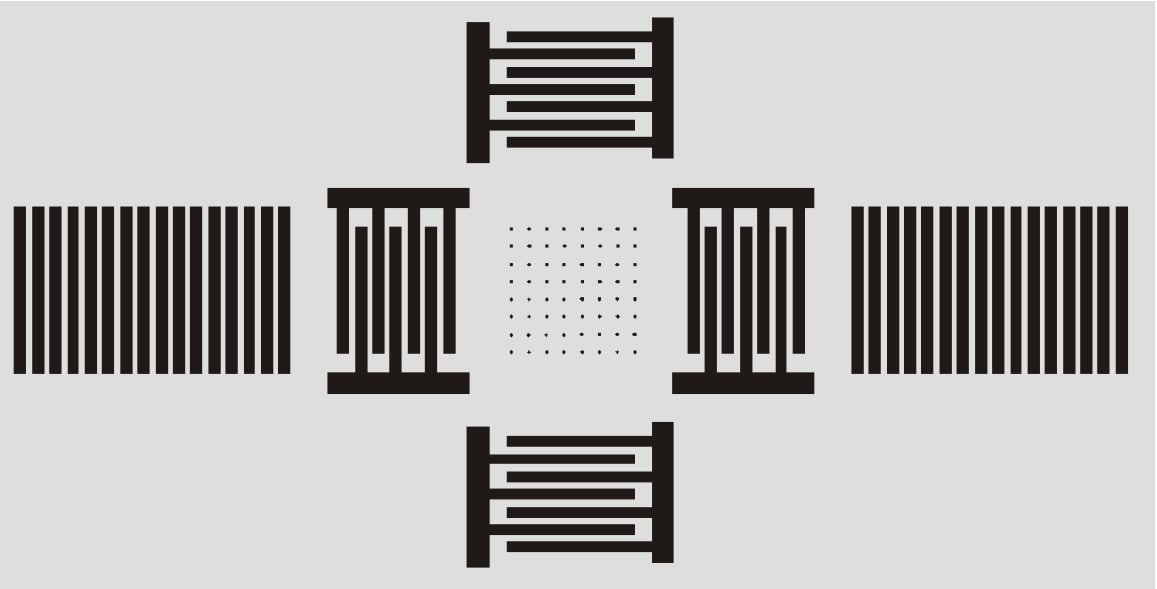


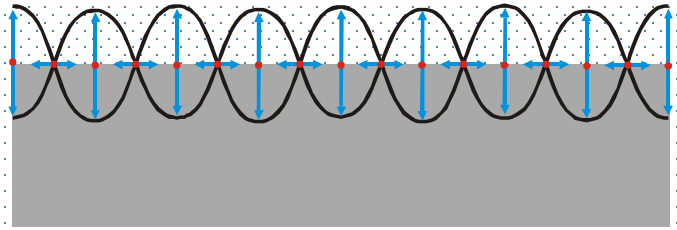
czujnik przyspieszenia

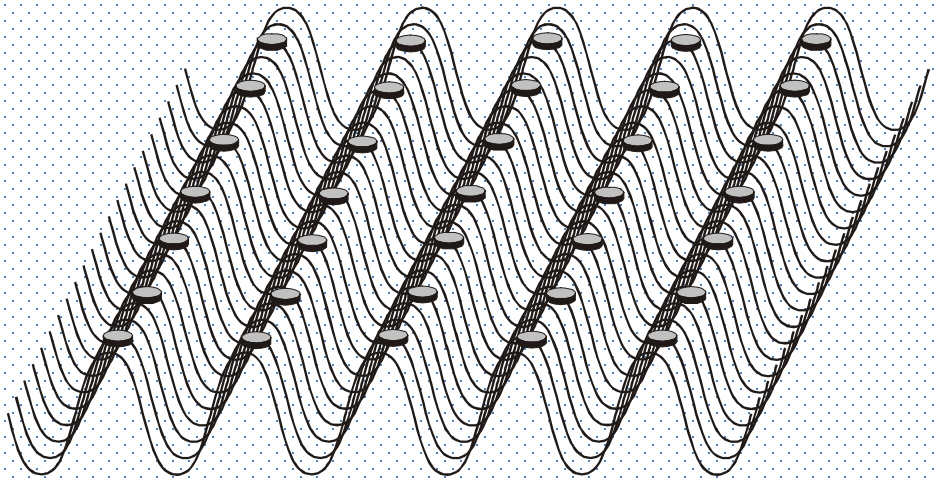


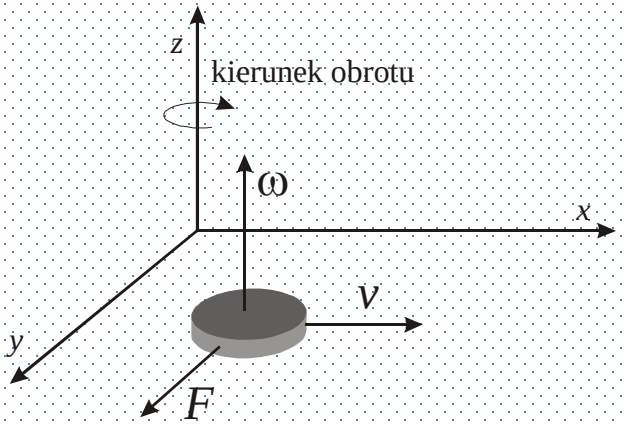
czujnik odkształceń

Żyroskop

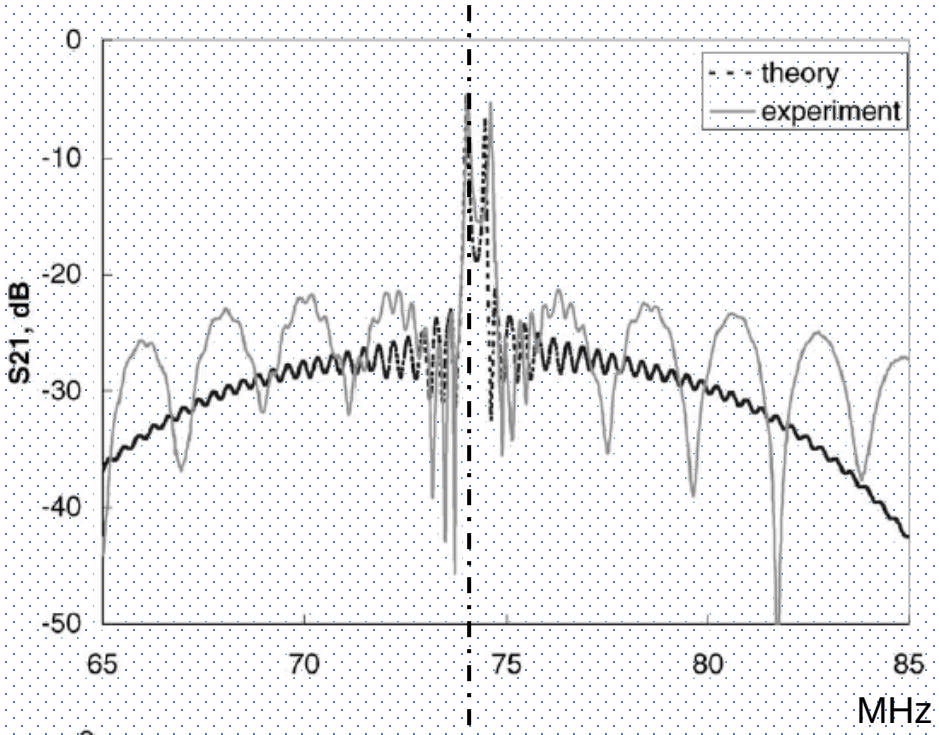


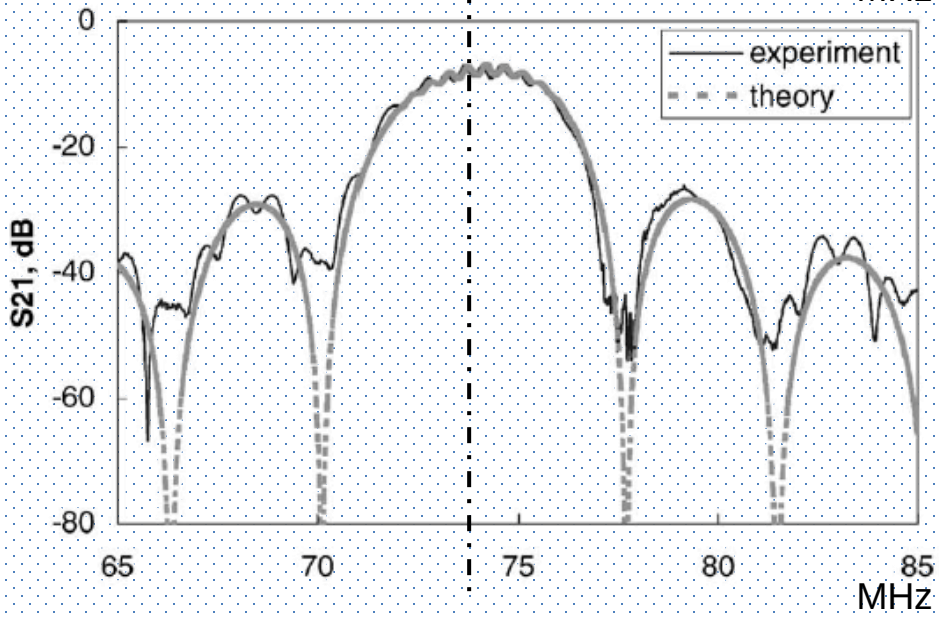


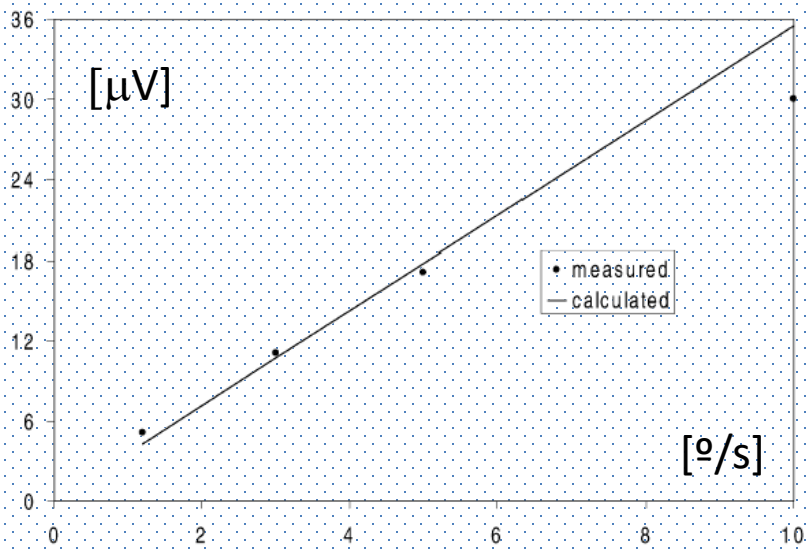




$$F = 2m\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{\omega}$$

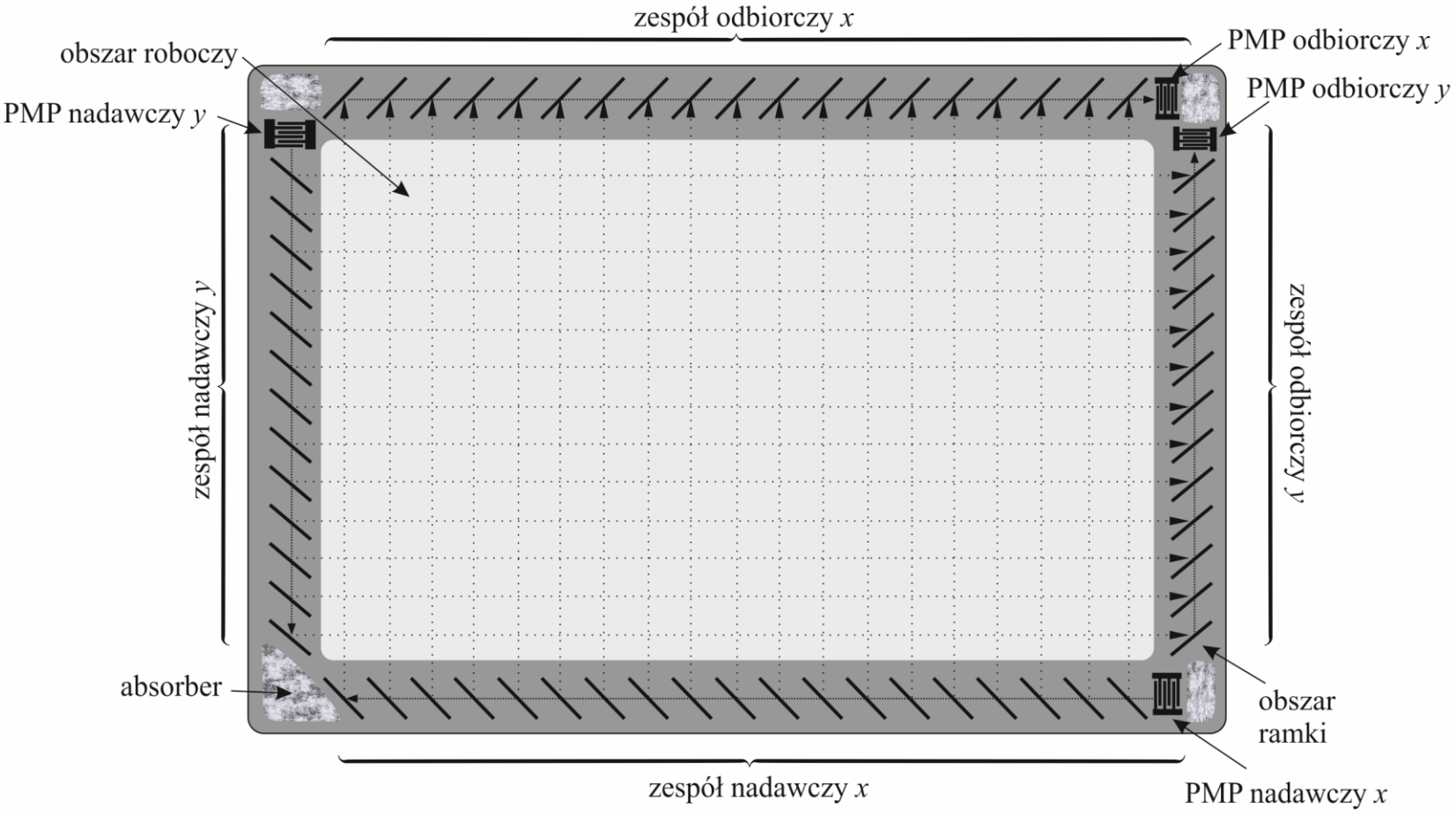




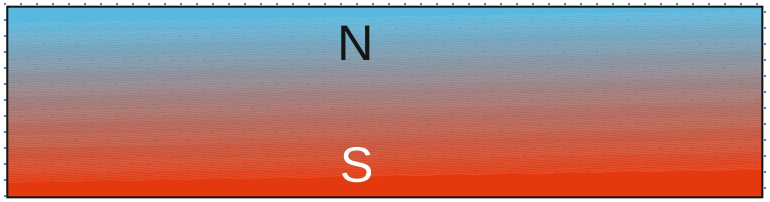
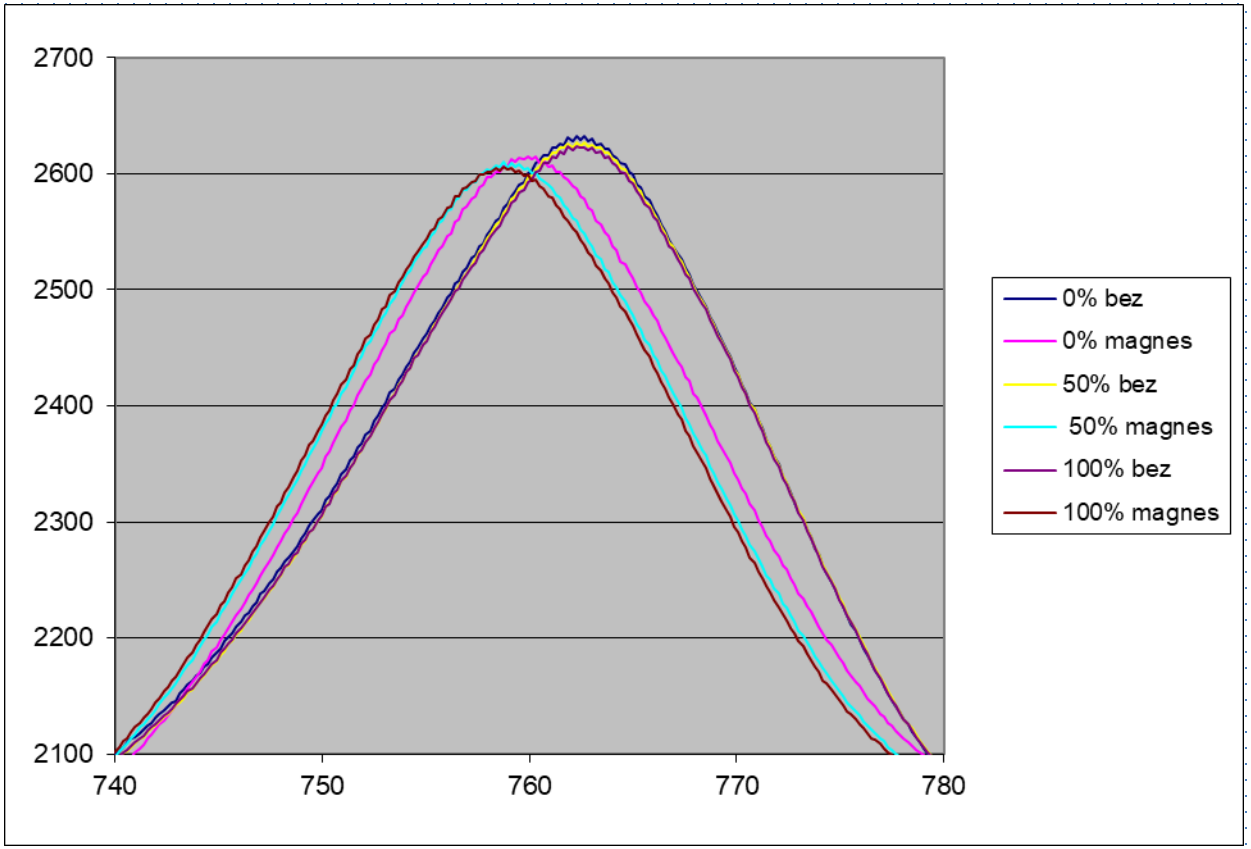


przeciętne rozmiary 10 x 10 mm
czułość rzędu º/s
„prędkość obrotowa” równa częstotliwości fali Rayleigha

Panele dotykowe



Paramagnetyczne czujniki tlenu



podłoże