



WOJSKOWA AKADEMIA TECHNICZNA
WYDZIAŁ ELEKTRONIKI



Technologie przetomowe

SENSORY i PRZETWORNIKI

prof. dr hab. inż. Mateusz Pasternak
Instytut Radioelektroniki, Zakład Teledetekcji

mateusz.pasternak@wat.edu.pl
<https://mpasternak.wel.wat.edu.pl/Dydaktyka/dydaktyka.html>
tel. 261 83 76 67
bud. 80 p. 110

1

Konsultacje:

czwartki od 16.00, piątki do 15.00

w miarę możliwości także codziennie – osobiście lub przez dostępne media elektroniczne

Warunki zaliczenia:

- **pozytywna ocena zrealizowanego projektu**
- **pozytywna ocena z kolokwium końcowego - test wielokrotnego wyboru ok. 20 pytań**

Ocenie podlegać także będzie aktywność na wykładach

2

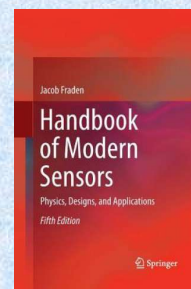
Literatura podstawowa

Jacob Fraden, *Handbook of Modern Sensors*, Springer, ed. 5, 2016.

John Vetelino, Aravind Reghu, *Introduction to sensors*, CRC Press 2010.

Walt Kester, *Data Conversion Handbook*, Elsevier, 2005.

Walt Kester, *Przetworniki A/C i C/A. Teoria i praktyka*, BTC 2014.



Literatura uzupełniająca

Kimmo Karvinen, Tero Karvinen, *Getting Started with Sensors: Measure the World with Electronics, Arduino, and Raspberry Pi, Make Community, LLC, 2014.*

Witold Wrotek, *Buduj roboty z Arduino. Od prostych konstrukcji do zaawansowanych systemów*, Helion 2025.

Mateusz Pasternak, *Czujniki akustyczne*, WAT, 2018.

Mateusz Pasternak, *Urządzenia z akustyczną falą powierzchniową*, WAT, 2025.



3

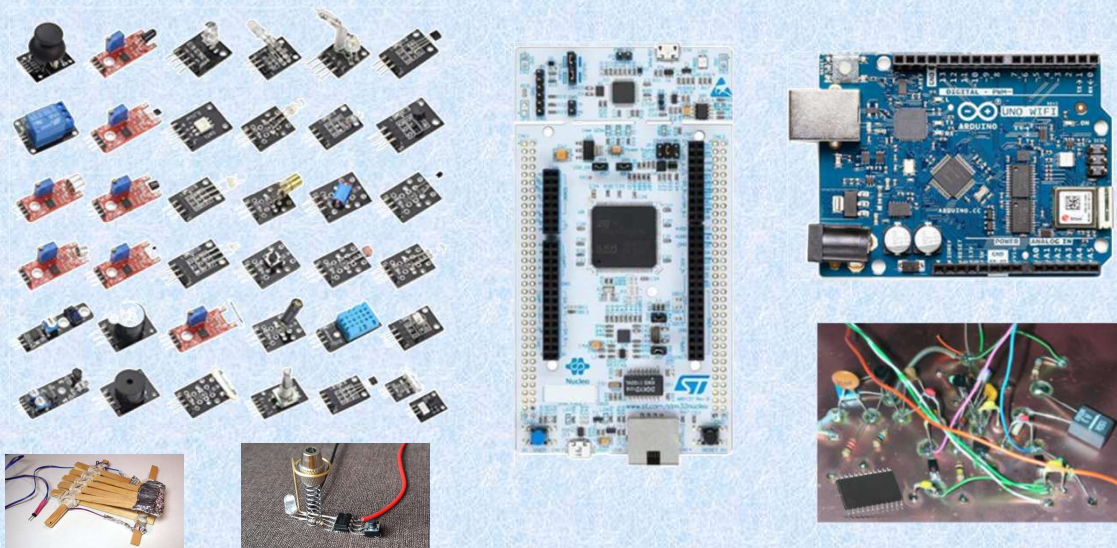
Treści kolejnych wykładów

1. Wprowadzenie. Właściwości i parametry sensorów.
2. Sensory mechaniczne.
3. Sensory termiczne. Konwersja ciepła na sygnał elektryczny. Zjawisko Seebecka. Termopary. Sensory dielektryczne i półprzewodnikowe. Piroelektryczność.
4. Sensory piezorezystancyjne.
5. Sensory piezomagnetyczne. Magnetostrykcja.
6. Sensory piezoelektryczne.
7. Sensory chemiczne i biochemiczne. Przetworniki stężenia wybranych gazów i par substancji chemicznych oraz czynników biologicznych na sygnały elektryczne z wykorzystaniem zjawisk sorpcji oraz wiązania antygenów zachodzących w elektrolitach, a także na powierzchniach półprzewodników i piezoelektryków.
8. Sensory optyczne. Podstawowe konstrukcje półprzewodnikowe, światłowodowe, laserowe oraz wykorzystujące siatki dyfrakcyjne i spektroskopię optyczną.
9. Sensory akustyczne. Przetwarzanie różnych fal akustycznych na sygnały elektryczne. Przetworniki elektromagnetyczno-akustyczne.
10. Przetworniki analogowo-cyfrowe przeznaczone do współpracy z sensorami. Przetworniki bazujące na metodzie bezpośredniego porównania, całkujące, próbkująco-pamiętające oraz $\sigma - \Delta$.
11. Przetworniki cyfrowo analogowe

4

Projekt

Skonstruowanie modelu laboratoryjnego układu współpracującego z wybranym typem czujnika oraz przeprowadzenie jego podstawowych badań



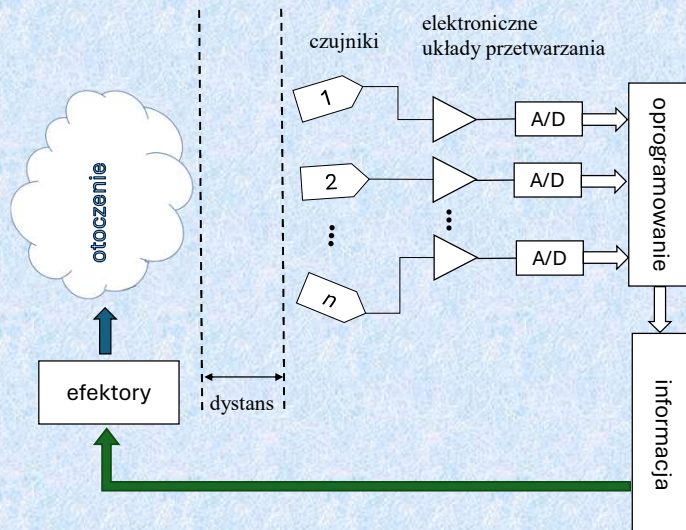
5

Ogólne właściwości sensorów

6

Współczesne systemy elektroniczne (tzw. systemy wbudowane) złożone są na ogół z czterech warstw odpowiedzialnych za:

- pozyskiwanie informacji z otoczenia
- kondycjonowanie i przekształcenie informacji na postać cyfrową
- przetwarzanie danych cyfrowych
- sterowane oddziaływanie na otoczenie



7

Przykład motoryzacyjny

warstwa sensorowa

detekcja przeszkody na drodze

warstwa sprzętowa

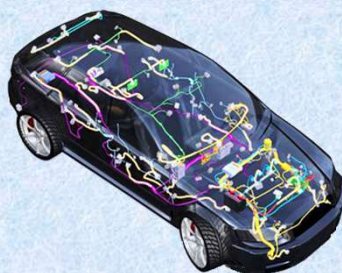
układy przetwarzania sygnałów analogowych na cyfrowe - komputery pokładowe

warstwa programowa

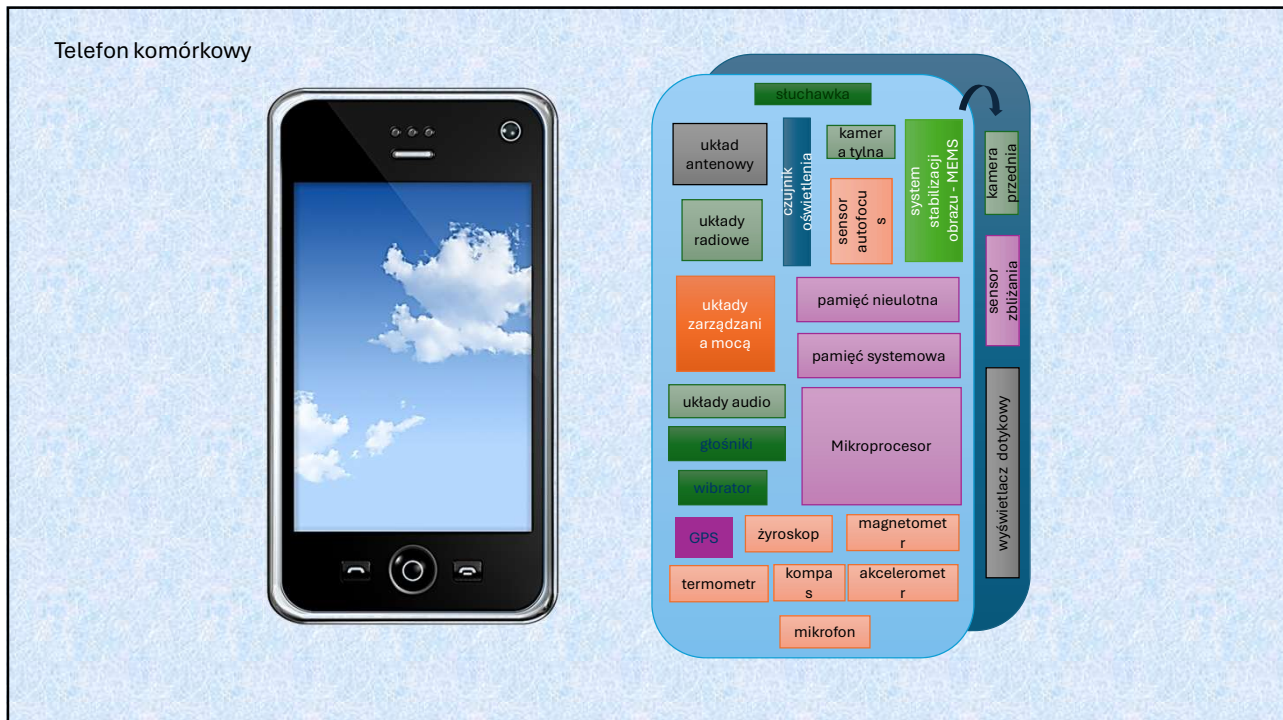
oprogramowanie komputerów pokładowych

warstwa efektorowa

siłowniki hamulców, siłowniki kierownicy, sygnalizacja



8



9

W języku polskim wymiennie używa się trzech określeń: czujnik, sensor i przetwornik

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 otoczenia do postaci sygnału niosącego możliwe do odczytania informacje o tym parametrze.

Przetwornik jest to urządzenie przekształcające określoną formę energii na formę inną. Dla przykładu przetwornik elektroakustyczny przekształca sygnał elektryczny na falę akustyczną (lub odwrotnie). W elektronice termin ten jest często stosowany w odniesieniu do urządzeń przekształcających określoną formę sygnału elektrycznego na inną np. przetwornik analogowo-cyfrowy.

10

Sygnał wejściowy sensora nazywany jest wymuszeniem, zaś wyjściowy odpowiedzią

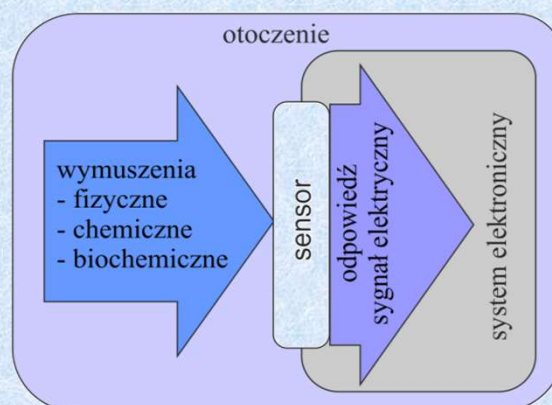
Sensor nie powinien oddziaływać z otoczeniem w sposób zmieniający przebieg zachodzących w nim procesów. Chociaż nie można całkowicie wyeliminować wpływu czujnika na otoczenie to jednak dąży się do tego aby był on minimalny

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

11

Ogólny schemat sensora elektronicznego



12

Sensor może mieć formę prostą lub złożoną i nie musi generować sygnałów elektrycznych. Przykłady sensorów:

parametr otoczenia	sensor	informacja
występowanie mebli w pokoju	mały palec u nogi	wrzask
kwasowość/zasadowość	papierek lakmusowy	zmiana barwy papierka
temperatura	słupek rtęci w kapilarze	wysokość słupka rtęci
natężenie światła	fotorezystor	rezystancja
natężenie prądu elektrycznego	ustrój magnetoelektryczny	kąt wychylenia ustroju
obecność określonego obiektu w przestrzeni powietrznej	RADAR	dotarcie impulsu echa do odbiornika

13

Do konstrukcji sensorów 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 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.

14

Zjawiska sprzężone występujące w przyrodzie

odpowiedź	wymuszenie			
	sita	ciepło	statyczne pole elektryczne	statyczne pole magnetyczne
zmiana rozmiaru lub kształtu	sprężystość	rozszerzalność cieplna	piezoelektryczność odwrotna	piezomagnetyzm odwrotny
			elektrostrykcja	magnetostrykcja
zmiana temperatury	piezokaloryczność	pojemność cieplna	elektrokaloryczność	magnetokaloryczność
zmiana polaryzacji elektrycznej	piezoelektryczność prosta	piroelektryczność	podatność elektryczna	brak sprzężenia
zmiana namagnesowania	piezomagnetyzm prosty	piromagnetyzm	brak sprzężenia	podatność magnetyczna
	magnetosprężystość			

15

Podstawowe cechy i parametry sensorów

16

Sensory można podzielić na cztery grupy ze względu na specyfikę ich działania:

generatywne - generują energię, nie wymagają zasilania

parametryczne - reagują poprzez zmianę jakiegoś parametru, konieczne zasilanie

odwracalne - wykorzystują zjawiska sprzężone

nieodwracalne - nie mogą być aktywatorami

czynne - wysyłają energię do otoczenia

bierne - nie wysyłają energii do otoczenia

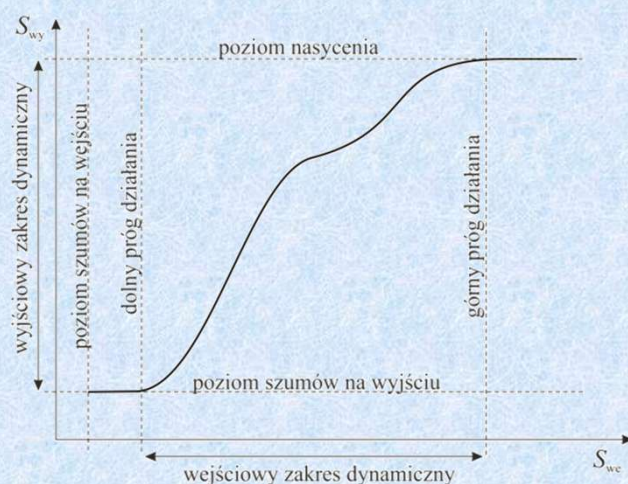
bezpośrednie - transformują energię z otoczenia na sygnał elektryczny
bez pośrednictwa innych form energii

pośrednie - transformują energię z otoczenia na sygnał elektryczny
za pośrednictwem odmiennych form energii (np. ciepła)

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

17

Transmitancja sensora



Górny próg działania zdefiniowany jest przez wartość poziomu nasycenia sensora.

Wartość ta jest zależna od szczegółów konstrukcji sensora, 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.

18

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

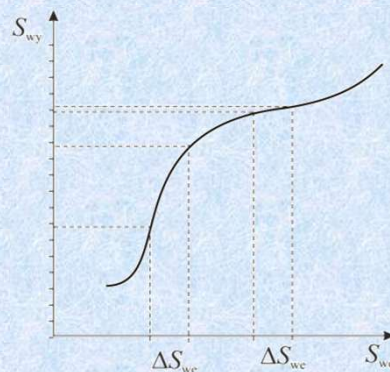
Podłożem fluktuacji są zjawiska związane z generacją i rekombinacją nośników prądu w czujniku, ich ziarnistą strukturą oraz efektami termicznymi.

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.

19

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.

20

Liniowość sensora

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 oddalone.

21

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 dla określonego zastosowania.

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.

22

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:

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

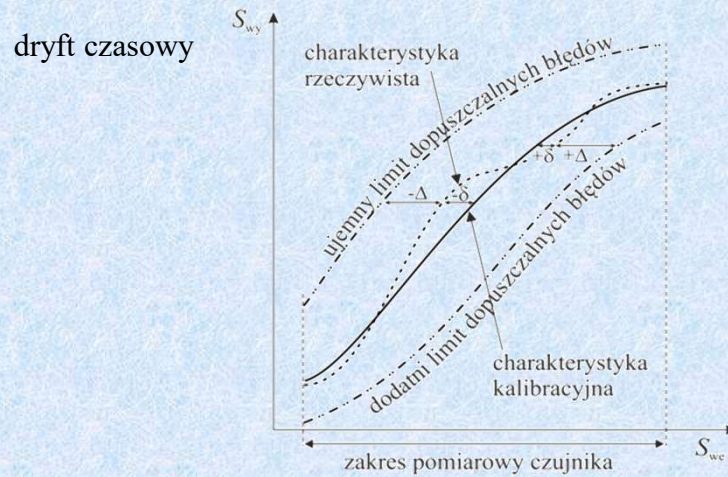
Czułość może osiągać wartości z przedziału

$$\langle 0; \infty \rangle$$

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.



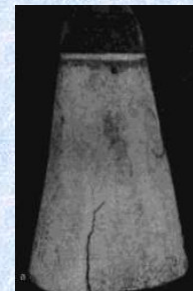
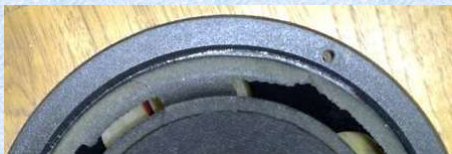
W przypadku liniowości błąd czujnika można podać za pomocą tylko jednej liczby.

25

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

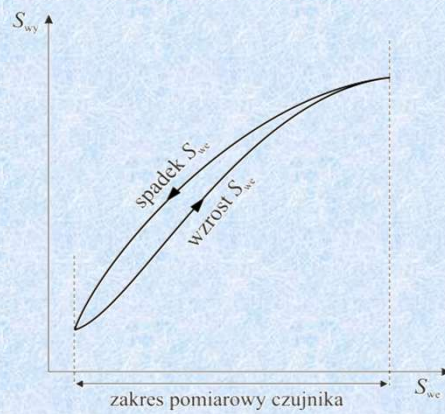
Starzenie się sensorów może być powodowane przez czynniki:

- wewnętrzne
np. powolne reakcje chemiczne, kumulacja defektów (zmęczenie)
- zewnętrzne
np. działanie światła, ciepła, bakterii, utlenianie, wibracje, wstrząsy



26

Histereza czujnika

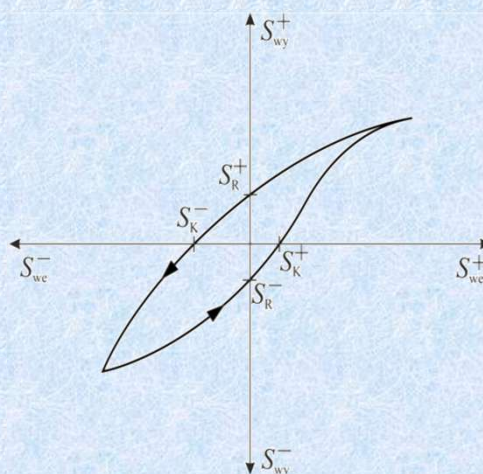


Historia zmian sygnałów na wejściu i wyjściu czujnika

27

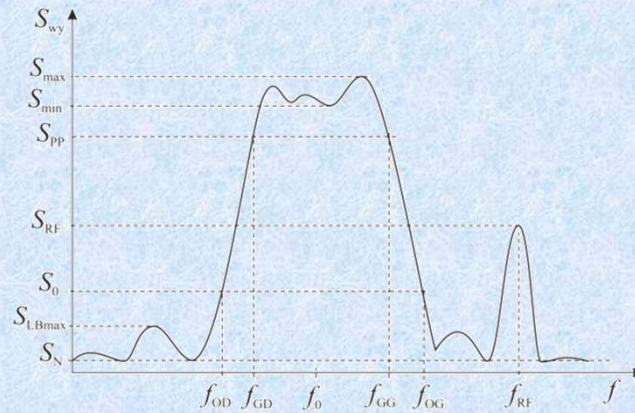
Parametry histerezy:

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



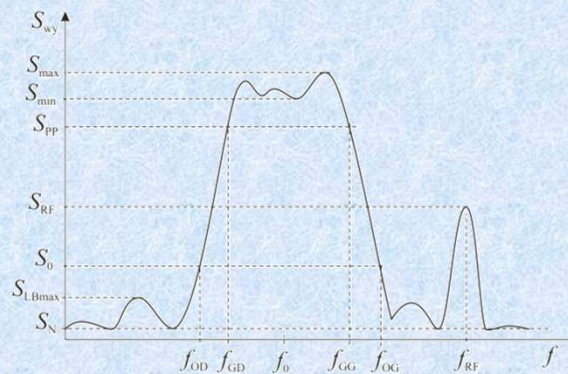
28

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

29



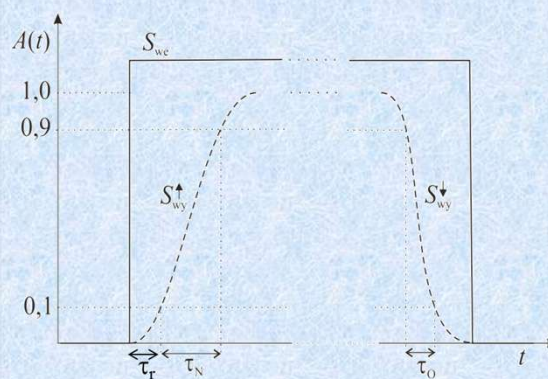
$$f_0 = \frac{f_{GG} - f_{GD}}{2} \quad B = f_{GG} - f_{GD} \quad SNR = S_{max} - S_N \quad S_{m0} = S_{max} - S_0$$

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

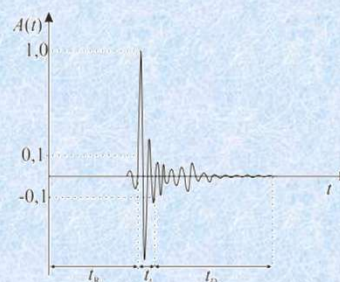
30

Parametry czasowe

czas reakcji
 czas wzrostu
 czas spadku



Odpowiedź na wymuszenie impulsowe

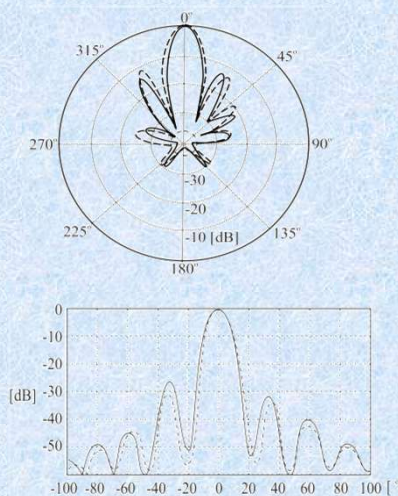
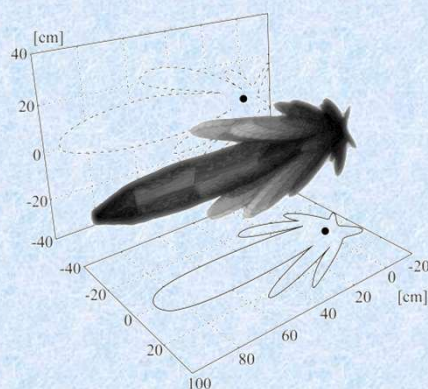


31

Parametry przestrzenne

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

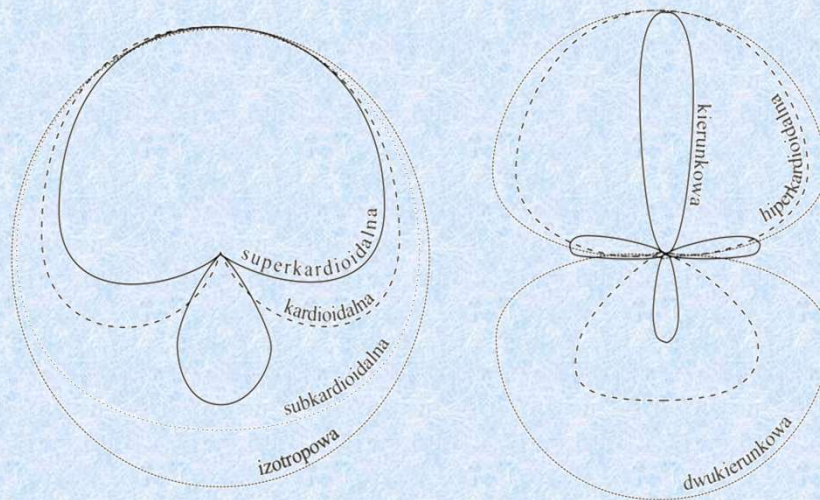
kształt charakterystyki



Parametry analogiczne do charakterystyki częstotliwościowej

32

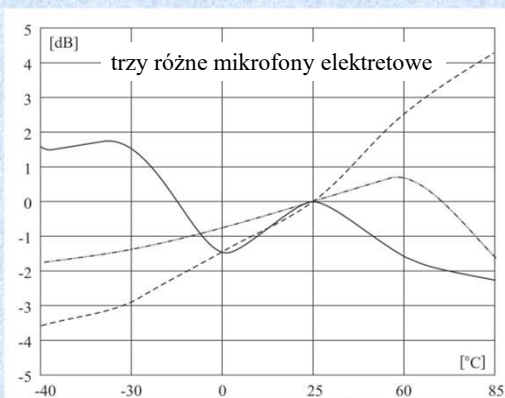
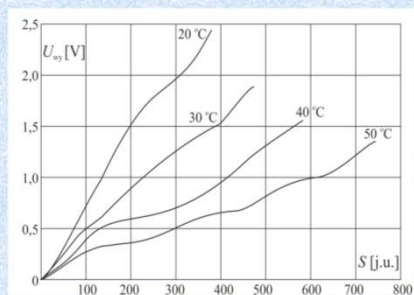
Podział kształtów charakterystyk



33

Parametry termiczne

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



34

wartość i charakter impedancji wyjściowej

maksymalny prąd/napięcie na wyjściu; moc czujnika

maksymalna (dopuszczalna) energia wielkości wejściowej

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.

35

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.

36

Parametry użytkowe

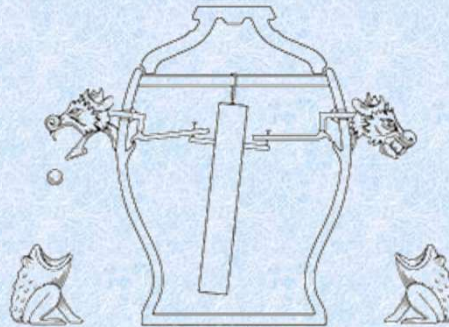
masa,
kształt,
rozmiary,
sposób mocowania,
wytrzymałość mechaniczna,
wytrzymałość elektryczna,
odporność na czynniki chemiczne i biologiczne,
napięcie i sposób zasilania,
pobór mocy,
poziom generowanych zakłóceń,
klasa ochronności,
inne.

37

**Sensory
mechaniczne**

38

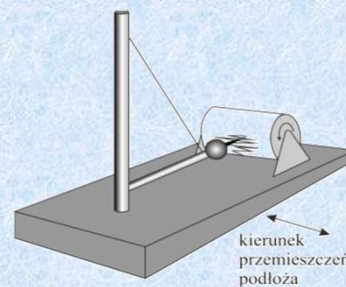
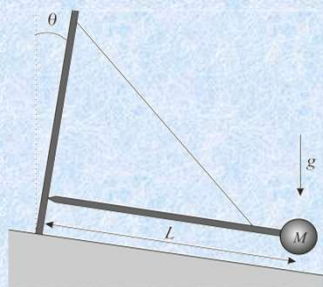
Detektor trzęsień ziemi



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

39

Sejsmometr Lehman



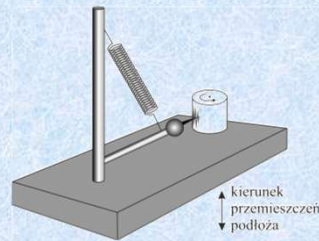
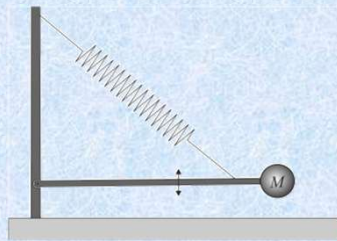
$$T = 2\pi \sqrt{\frac{L}{g \sin \theta}}$$

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

40

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

41

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 częstości różnić się tylko znakiem tzn. będą względem siebie przesunięte w fazie o π .

Z kolei dla częstości wysokich dominować będzie $\omega_0^2 v$, zatem:

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

przemieszczenia sensora będą odwrotnie proporcjonalne do kwadratu jego własnej częstości kołowej

42

Istnieje jeszcze inna możliwość

Dla dostatecznie wysokich współczynników tłumienia w równaniu dominować będzie człon

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

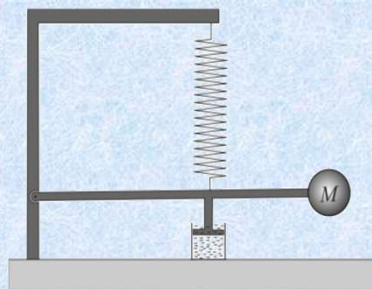
zatem

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

prędkość przemieszczeń sensora będzie proporcjonalna do przyspieszenia składowej pionowej fali sejsmicznej

43

Sensory tak działające muszą więc zawierać tłumik



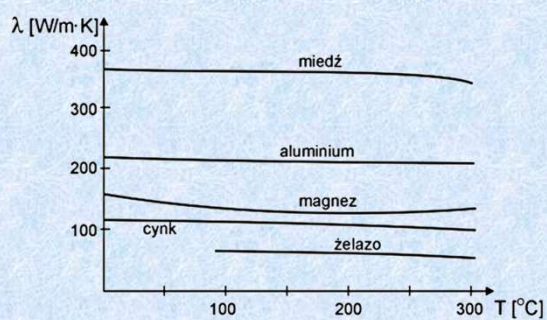
$$2h\omega_0 \dot{v} = -\ddot{u} \Rightarrow \dot{v} = -\frac{1}{2h\omega_0} \ddot{u} \Rightarrow \dot{v} = -\frac{M}{d} \ddot{u}$$

44

Sensory termiczne

45

Przewodność cieplna wybranych materiałów



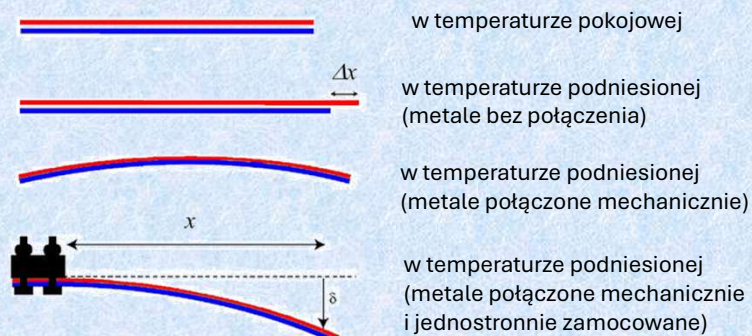
	λ W/(m·K)
grafen	4840 - 5300
diament	900 - 2320
srebro	429
miedź	370 - 400
złoto	317
stopy aluminium	100 - 200
stopy żelaza	17 - 50
woda	0,6
żywica	0,19
poliestrowa	0,19
drewno	0,2
korek	0,045 - 0,07
styropian	0,036
pianka poliuretanowa	0,025 - 0,045
powietrze	0,025

46

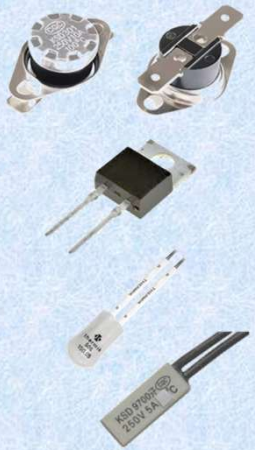
Bimetale

- trwałe mechaniczne połączenie dwóch metali lub stopów o możliwie najbardziej różnych rozszerzalnościach cieplnych. Najczęściej wykorzystuje się stopy **żelaza i niklu**

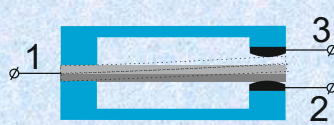
Powszechnie wykorzystywanym bimetalem nie zawierającym żelaza jest **kupal (Cu+AL)**. Zawiera on zwalcowane na gorąco warstwę aluminium i jedną lub dwie warstwy miedzi.



47



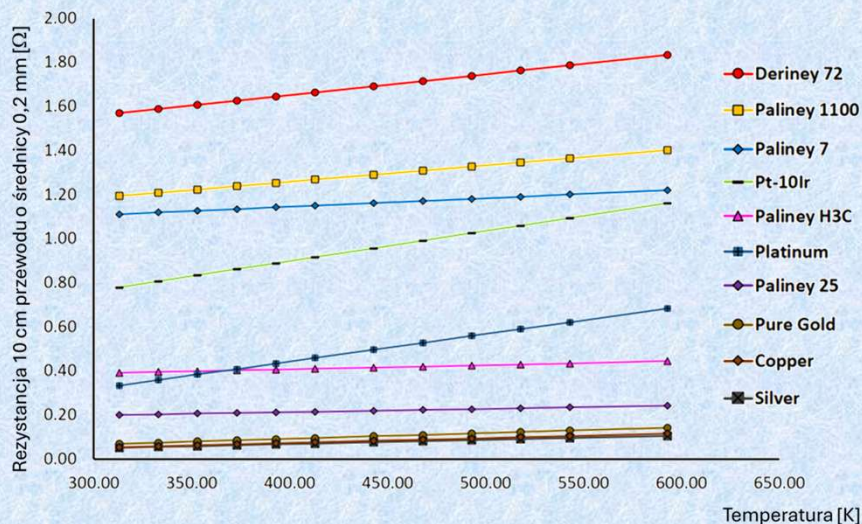
najczęściej spotykane bimetale zawierające żelazo					
składniki		Wygięcie właściwe $\cdot 10^{-2}$ mm/(mm · K)	Najwyższa temperatura pracy ciągłej °C	Rezystywność $\mu\Omega \cdot m$	
materiał o małej wydłużalności	materiał o dużej wydłużalności			20°C	200°C
36% Ni + Fe	Ni	0,097	200	0,154	0,27
36% Ni + Fe	Ni + Mn + Fe	0,128	500	0,7	0,87
36% Ni + Fe	20% Ni + 6% Mo + Fe	0,17	250	0,8	0,93
Fe	20% Ni + 6% Mo + Fe	0,06	500	0,32	0,84
Fe	mosiądz	0,05	150	0,09	0,23
30% Ni + Fe	mosiądz	0,143	150	0,11	0,24





48

Każdy metal jest w pewnym zakresie liniowym sensorem temperatury



49

Przewodnictwo elektryczne materiałów – rezystywność i konduktywność

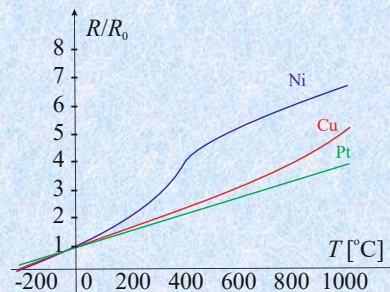
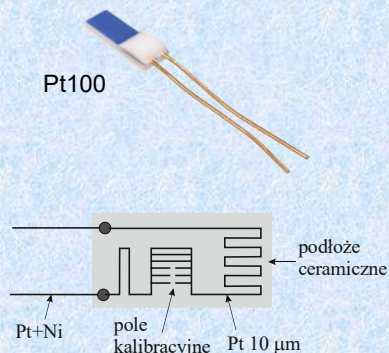
Materiał przy 20 °C	Rezystywność ρ [Ωm]	Konduktywność σ [$1/\Omega\text{m}$]=[S/m]	Temperaturowy wsp. rezystancji α_{20} [$1/^\circ\text{C}$] TWR
Aluminium	$0,0285 \cdot 10^{-6}$	$35 \cdot 10^6$	$4,1 \cdot 10^{-3}$
Cyna	$0,115 \cdot 10^{-6}$	$8,7 \cdot 10^6$	$4,4 \cdot 10^{-3}$
Miedź	$0,0178 \cdot 10^{-6}$	$56 \cdot 10^6$	$3,9 \cdot 10^{-3}$
Srebro	$0,016 \cdot 10^{-6}$	$62,5 \cdot 10^6$	$3,6 \cdot 10^{-3}$
Chromonikielina	$1,0 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^6$	$1,4 \cdot 10^{-4}$
Konstantan	$0,5 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^{-5}$
Węgiel elektrotechniczny	$2 - 4 \cdot 10^{-5}$	$2,86 \cdot 10^4$	$-2 \cdot 10^{-3}$

Rezystancja przewodników zmienia się wraz z temperaturą: $R_t = R_{20} [1 + \alpha_{20} (t - 20^\circ)]$

1. Metale nieferromagnetyczne np. aluminium, miedź, cyna, srebro zmieniają swoją rezystywność w sposób liniowy $\alpha_{20} = 0,0004 \text{ } 1/^\circ\text{C}$
2. Metale ferromagnetyczne w temperaturze poniżej punktu Curie (temperatura utraty właściwości magnetycznych, żelazo ok. 760°C) zmieniają współczynnik w znacznym stopniu w zależności od temperatury $\alpha_{20} = 0,0006 \text{ } 1/^\circ\text{C}$, jednak w temperaturze pokojowej można go przyjąć jako stały
3. Materiały oporowe: chromonikielina, konstantan wykazują niezależność rezystancji od temperatury
4. Półprzewodniki np. tlenki miedzi i tlenki manganu mają współczynnik α_{20} ujemny, stosowane jako termistory, ograniczają wartość prądu po włączeniu

50

Zależność rezystancji od temperatury wykorzystuje się do budowy czujników. Najczęściej wykorzystuje się nikiel, miedź oraz platynę.



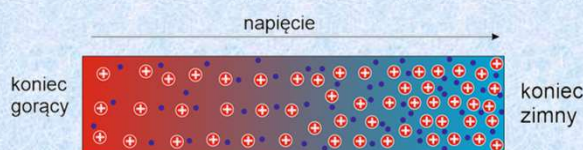
Platyna zachowuje się liniowo w bardzo dużym zakresie temperatur i jest odporna na utlenianie. Standardowe czujniki Pt100 i Pt1000 mają w temperaturze 0°C rezystancje odpowiednio 100 i 1000 Ω.

Każdy czujnik tego typu projektowany jest na określony zakres temperatur.

51

Termopary (termoogniwa, termoelementy, ogniwa termoelektryczne)

Zasada działania oparta jest na zjawisku Seebecka: liczba elektronów swobodnych w metalu zależy od temperatury, a zatem na końcu zimniejszym koncentracja elektronów będzie wyższa - powstanie różnica potencjałów (niektóre stopy zachowują się odwrotnie)



Łącząc dwa różne metale można to zjawisko wzmocnić, ponieważ istnieją przewodniki o ujemnym i dodatnim współczynniku Seebecka.

Termoparę stanowią dwa przewodniki połączone na końcach. Napięcie na termoparze zależy od iloczynu różnicy współczynników Seebecka oraz różnicy temperatur.

$$V = (S_A - S_B)(T_B - T_A)$$

52

przewodnik	wsp. Seebecka [μV/K]
antymon	47
molibden	10
nikiel	-15
konstantan	-35
bismut	-72
miedź	1,2

termopara	wsp. Seebecka [μV/K]
chromel* - konstantan	60
żelazo - konstantan	51
miedź - konstantan	40
chromel – alumel**	40

* stop 90% Ni + 10% Cr)

** stop Ni + 2,5% Al + ~2% Mg + 2% Si
+ dodatki stopowe Fe, Co ...

Termopary wykorzystuje się jako czujniki temperatury pracujące do temperatur dochodzących nawet do 2300 °C, rzadziej jako źródło zasilania o bardzo niskim napięciu i relatywnie wysokim prądzie (niemal zwarcie).

Zalety:

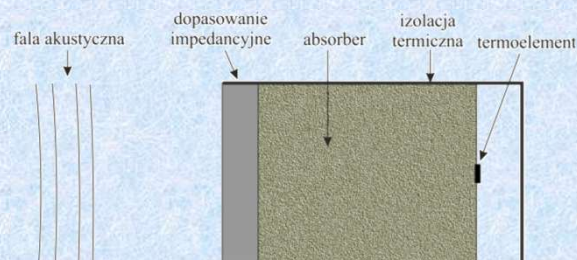
wysoka temperatura pracy ciągłej
wysoka odporność na czynniki zewnętrzne
generatywność
niski TWR
stałość parametrów w czasie
prostota konstrukcji

Wady:

mechaniczna nietrwałość złącza
niskie wartości wsp. Seebecka
(w metalach – w półprzewodnikach
mogą sięgać 2000)

53

Termoparę można zastosować do detekcji ultradźwięków wysokiej mocy



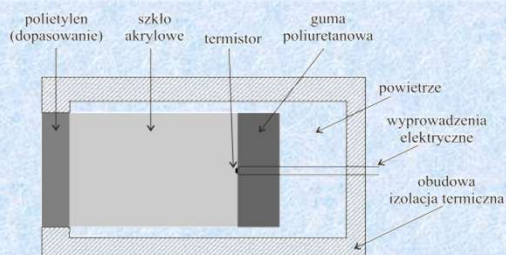
Jeśli przyjąć, że moc płaskiej fali akustycznej P_0 padającej na cylindryczny absorber jest rozpraszana wykładniczo, zależnie od współczynnika absorpcji α , to zmiana temperatury będzie opisana zależnością:

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

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

54

Przykład budowy czujnika termoaustycznego pracującego w cieczy



Wybrane katalogowe parametry komercyjnego czujnika termoaustycznego

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



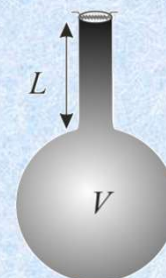
55

Czujnik z gorącym przewodem

Platynowy przewód jest podgrzewany niewielkim prądem stałym.

Fala akustyczna docierająca do wylotu szyjki 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.



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

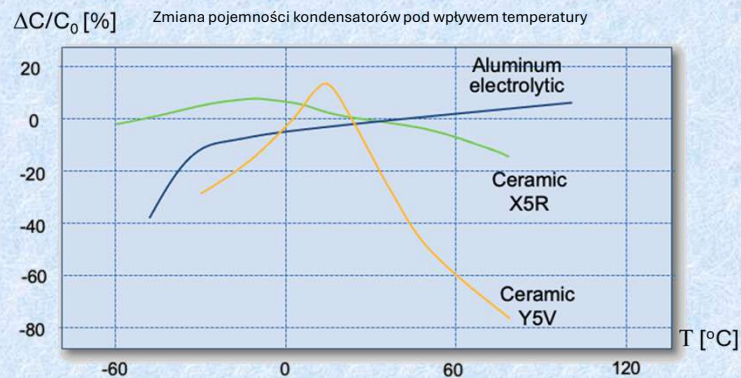
Typowa konfiguracja wykorzystuje drut o średnicy 6 μm i rezystancji 350 Ω podgrzewany prądem 30 mA oraz kolbę o objętości 125 ml z szyjką o długości 5 cm i powierzchnią wylotu 1,5 cm². Daje to częstotliwość rezonansową około 256 Hz.

Detektor jest stosunkowo szybki i łatwy w konstrukcji oferując możliwości wykrywania dźwięków o bardzo niskich częstotliwościach.

56

Dielektryczne czujniki temperatury

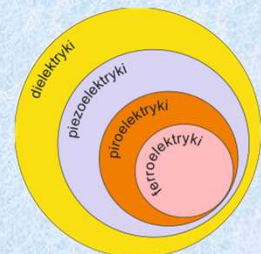
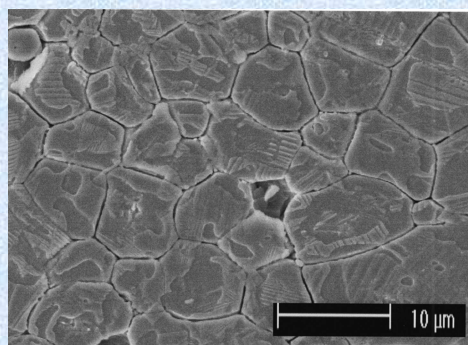
Zmiany temperatury powodują zmiany przenikalności elektrycznej oraz strat w dielektrykach. Zależność ta zależy od częstotliwości i jest tym silniejsza im większe jest ϵ .



Fakt ten można wykorzystać do monitorowania zmian temperatury

57

Ferroelektryki (Seignetto-elektryki) charakteryzują się strukturą domenową, tj. posiadają obszary gdzie elementarne momenty dipolowe są ustawione zgodnie. Dlatego poniżej pewnej temperatury (tzw. temperatury Curie), gdy ruchy termiczne nie burzą tego uporządkowania, zachowują się one podobnie jak ferromagnetyki. Zjawisko to wykryto po raz pierwszy w soli Seignetta. Najbardziej rozpowszechnionym obecnie ferroelektrykiem jest BaTiO_3 .



Dla tytanianu baru spontaniczna polaryzacja zanika powyżej temperatury $T = 485 \text{ K}$. Ferroelektryki charakteryzują się bardzo dużą przenikalnością elektryczną nawet rzędu 10^4 .

58

Związek pomiędzy polaryzacją i natężeniem pola elektrycznego w ferroelektrykach ma postać:

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}_0 + \chi \mathbf{E}$$

$\mathbf{P}_0$ - stały wektor polaryzacji spontanicznej

χ - podatność elektryczna

$\mathbf{E}$ - natężenie zewnętrznego pola elektrycznego

Zależność przenikalności elektrycznej od temperatury dla ferroelektryka:

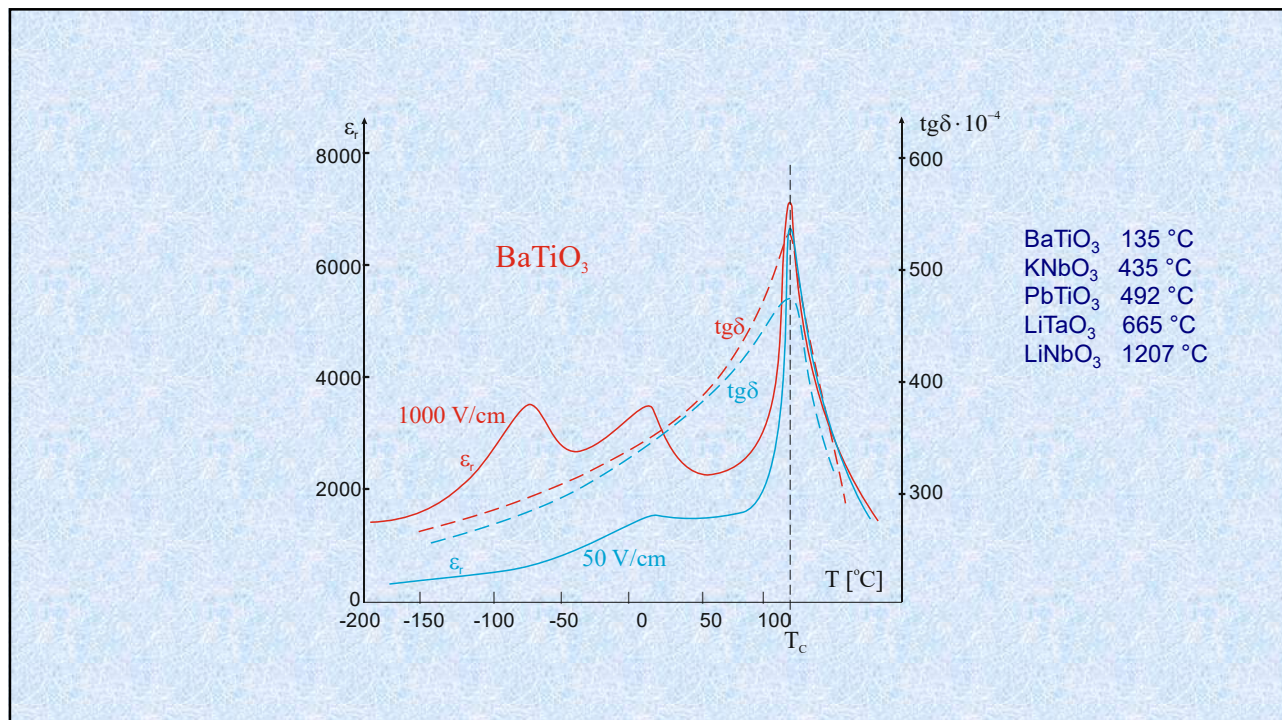
$$\varepsilon - 1 = \frac{C}{T - T_C}$$

Zależność ta nosi nazwę prawa Curie-Weissa.

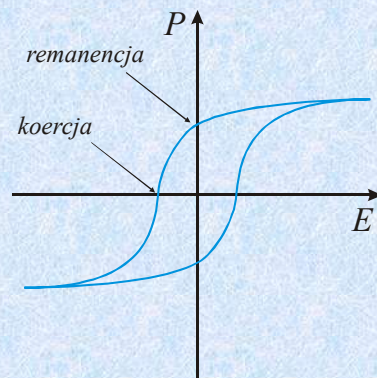
Dla tytanianu baru $C = 1,8 \cdot 10^5$ K

Od temperatury zależy też $\text{tg} \delta$ – najsilniejsza zależność występuje w pobliżu temperatury Curie

59



60



BaTiO_3 (408K)
 KNbO_3 (708K)
 PbTiO_3 (765K)
 LiTaO_3 (938K)
 LiNbO_3 (1480K)

Wszystkie ferroelektryki są piroelektrykami i piezoelektrykami – jednak nie odwrotnie.

Zjawisku zmiany polaryzacji często towarzyszy zmiana objętości kryształu.

61

Efekt piroelektryczny polega na powstawaniu ładunków elektrycznych na powierzchni kryształów pod wpływem zmiany ich temperatury. Gdy podczas ogrzewania jeden koniec próbki piroelektryka staje się dodatni, a drugi ujemny, to przy ochładzaniu zajdzie zjawisko odwrotne. Zjawisko piroelektryczne zostało odkryte w 1756 roku przez Aepinusa. Wartość ładunku piroelektrycznego zależy od szybkości zmian temperatury i zwykle wynosi ok. $10^{-15} \text{ C/cm}^2/^{\circ}\text{C}$.

Efekt odwrotny nosi nazwę efektu elektrokalorycznego

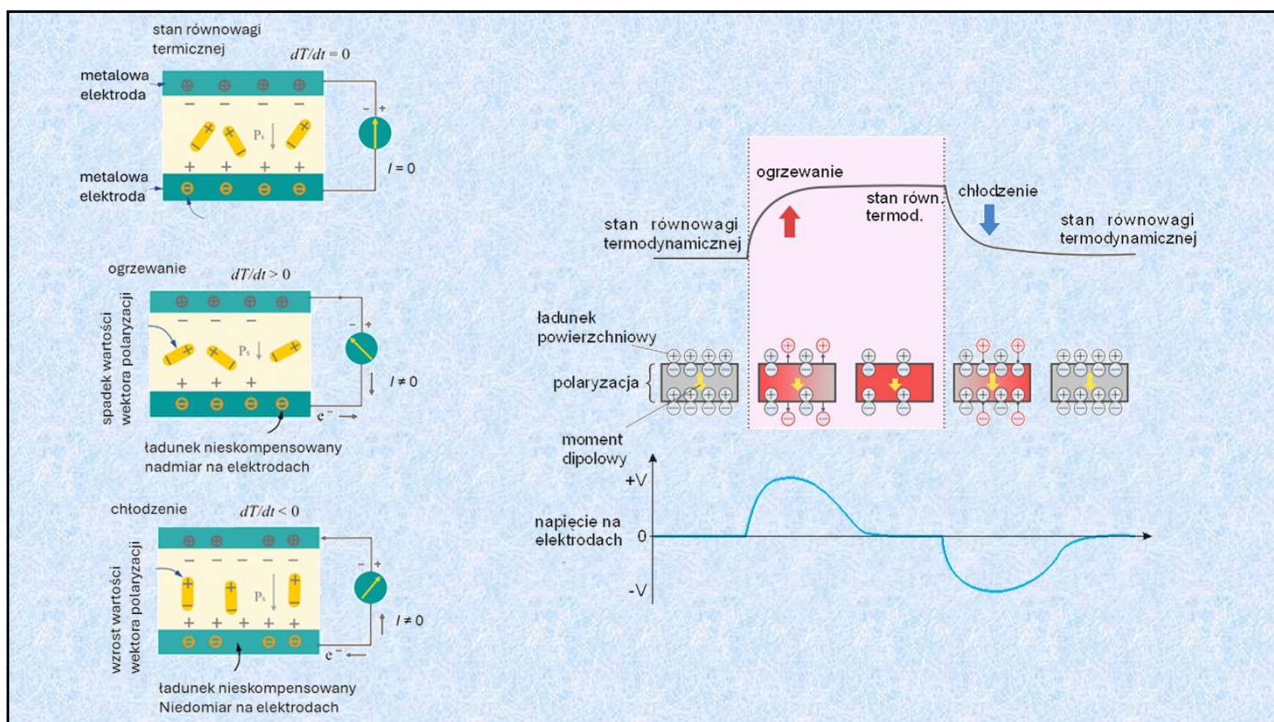
Piroelektryk jest ferroelektrykiem o bardzo wysokiej temperaturze Curie - nie obserwuje się go w stanie niespolaryzowanym (paraelektrycznym) do zmiany jego polaryzacji niezbędne jest bardzo silne pole elektryczne lub wysoka temperatura.

Przy dostatecznie szybkiej zmianie temperatury kryształu o ΔT , jego spontaniczna polaryzacja zmienia się o wartość ΔP , a na powierzchni pojawia się dodatkowy ładunek o gęstości powierzchniowej:

$$\rho_p = p\Delta T = \Delta P$$

p - współczynnik piroelektryczny

62



63



Zastosowania: czujniki termiczne, czujniki ruchu, matryce termowizyjne

Materiał, który ma być wykorzystany jako detektor w temperaturze pokojowej, powinien się charakteryzować temperaturą Curie nieznacznie wyższą od pokojowej.

Bardzo istotną cechą charakterystyczną, odróżniającą detektory piroelektryczne od klasycznych detektorów termicznych (np. termoelektrycznych) jest bardzo krótki czas reakcji rzędu mikro- a nawet nanosekund

Detektory piroelektryczne mogą być budowane zarówno z monokryształów jak i polikrystalicznych materiałów piroelektrycznych

Najbardziej rozpowszechnione są monokryształy trójkwadrantowe w postaci tiosiarczanów lub chromianów:
 $(\text{NH}_2\text{CH}_2\text{COOH})_3\text{H}_2\text{SO}_4$ - (TGS), $(\text{NH}_2\text{CH}_2\text{COOH})_3\text{H}_2\text{CrO}_4$ - (TGC).

64

Półprzewodnikowe czujniki temperatury

W półprzewodnikach przewodność zależy od koncentracji domieszek i ruchliwości nośników

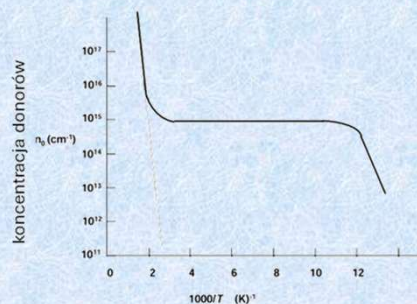
$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p)$$

Wszystkie te wielkości zależą od temperatury

W temperaturach poniżej ok. 200 K dominuje rozpraszanie nośników na domieszkach i $\sigma \sim T^{3/2}$), powyżej ok. 400 K dominującą rolę przejmują atomy sieci i przewodność zależy głównie od przerwy energetycznej:

$$\sigma \propto \exp\left(\frac{-E_g}{2kT}\right)$$

Czujniki półprzewodnikowe z natury są tylko odcinkami liniowe



krzem domieszkowany 10^{15} donorów/ cm^3

65

Zestawienie typowych własności sensorów temperatury

	przewodnikowy	termopara	piezoelektryczny	półprzewodnikowy
zakres pomiarowy	-200 ... +850	-600 ... +2000	-25 ... +85	-50 ... +150
charakterystyka	kwaziliniowa	kwaziliniowa	kwaziliniowa	liniowa
czułość	niska	przeciętna	wysoka	wysoka
czas odpowiedzi	długi	od długich do krótkich	krótki	długi
generatywność	brak	występuje	występuje	występuje
stabilność długoterminowa	wysoka	wysoka	wysoka	przeciętna
samoogrzewanie	występuje	brak	brak	występuje
koszt	niski	przeciętny	niski	niski do przeciętnego

66

Sensory piezorezystancyjne

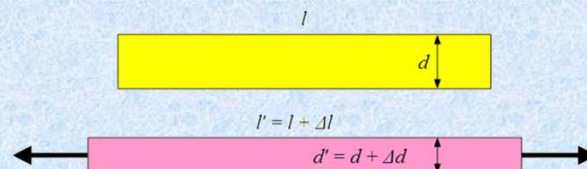
Grecki termin piezo ($\pi\epsilon\zeta\omega$) lub piezein ($\pi\epsilon\zeta\epsilon\iota\nu$) oznacza ściskanie

67

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

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

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



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

liczba ta wiąże moduł Younga z modułem Kirchhoffa

$$E = 2G(1 + \nu)$$

68

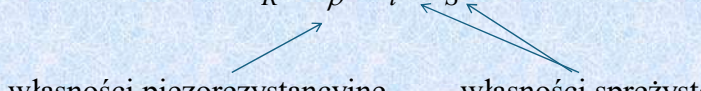
Zmiana rezystancji na skutek zmiany wymiaru po rozwinięciu S szereg Taylora wynosi:

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

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

69

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

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

70

przy zaniedbaniu zmian konduktywności, względną zmianę 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:

$$\frac{\Delta R / R}{\varepsilon_l} = 1 + 2\nu = K_M$$

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

metal	górną 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

71

W półprzewodnikach 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

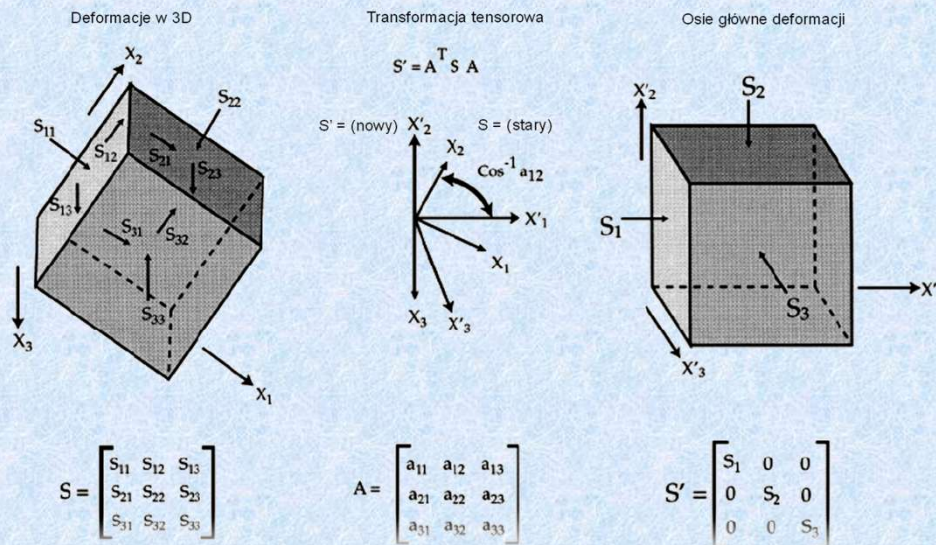
$\pi_l \quad \pi_t$ naprężeniowe podłużne i poprzeczne piezorezystancyjne współczynnikami czułości materiałowej

dla półprzewodnika $K_{pp} = \gamma_l + \gamma_t \frac{\varepsilon_t}{\varepsilon_l}$

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

72

W przypadku anizotropii należy uwzględnić kierunek deformacji.



73

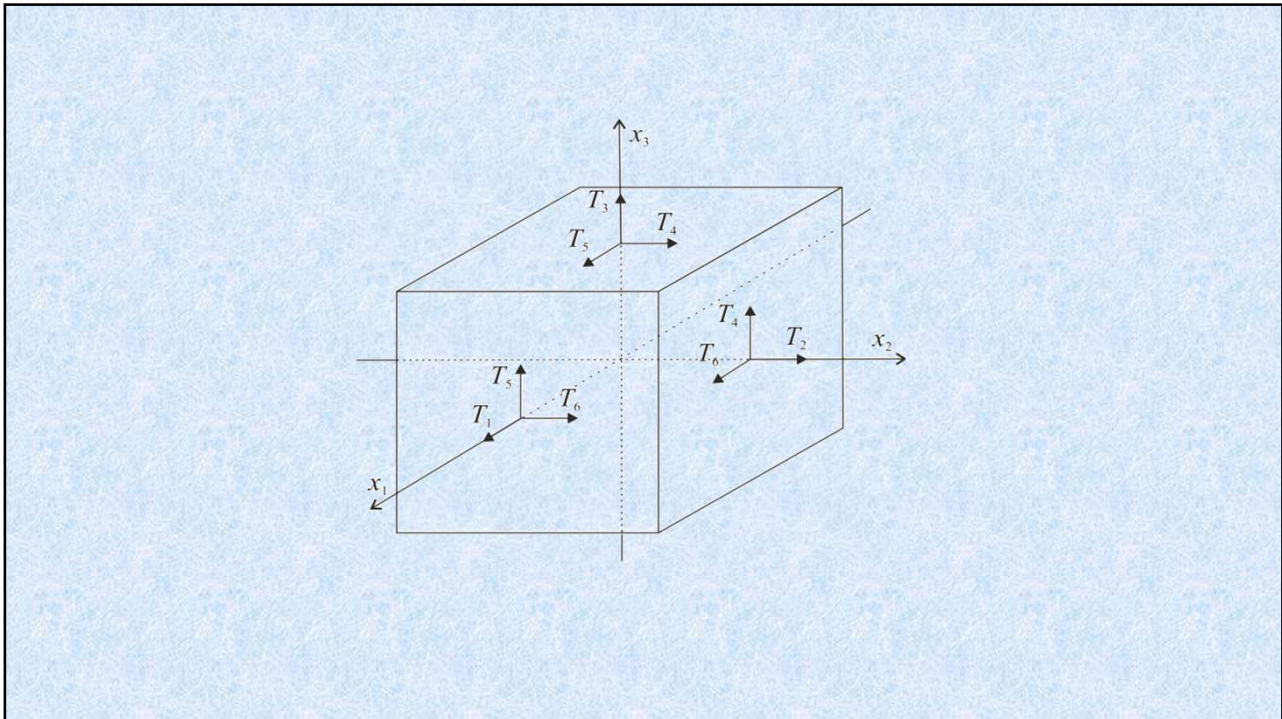
Prawo Hooke'a w notacji Voigta:

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

1 → 11, 2 → 22, 3 → 33, 4 → 23 lub 32, 5 → 13 lub 31, 6 → 12 lub 21

możliwość zamiany kolejności wskaźników wynika z symetrii deformacji

74



75

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:

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

76

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

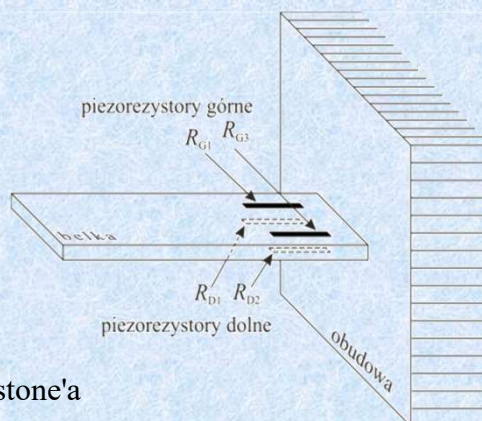
material	ρ_0 [Ωm]	π_{11} [$10^{-7}\text{cm}^2/\text{N}$]	π_{12} [$10^{-7}\text{cm}^2/\text{N}$]	π_{44} [$10^{-7}\text{cm}^2/\text{N}$]	γ_{11}	γ_{12}	γ_{44}
<i>n</i> -Si	11,7	-102,2	53,4	-6,8	-72,6	86,4	-10,8
<i>p</i> -Si	7,8	6,6	-1,1	-69,0	10,5	2,7	109,0
<i>n</i> -Ge	1,5	-2,3	-3,3	-69,0	-9,5	-10,3	-93,0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

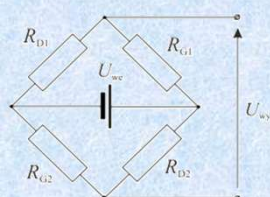
$$\gamma_l = \gamma_{11} - 2\nu\gamma_{12} \quad \gamma_t = [\gamma_{12} - \nu(\gamma_{11} + \gamma_{12})]$$

77

Konstrukcje belkowe



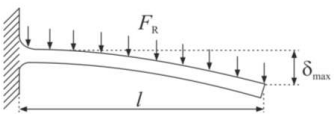
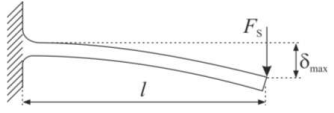
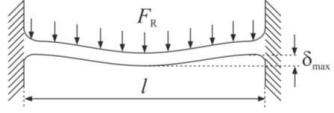
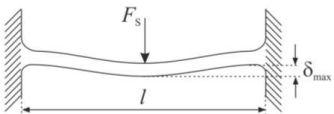
mostek Wheatstone'a



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

takie połączenie zapewnia kompensację termiczną

78

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

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

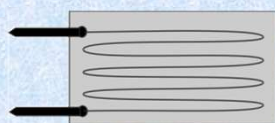
$$I = \frac{wh^3}{12}$$

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

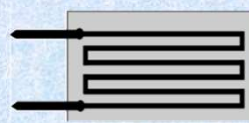
79

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

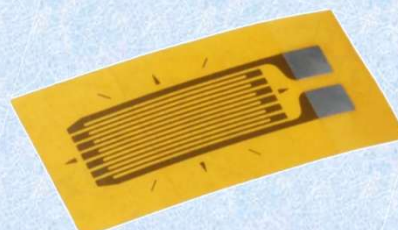
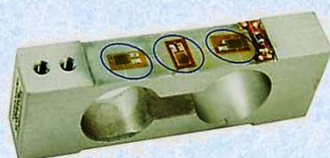
W celu zwiększenia zmian rezystancji drut czy też folia układana jest w sposób meandryczny.



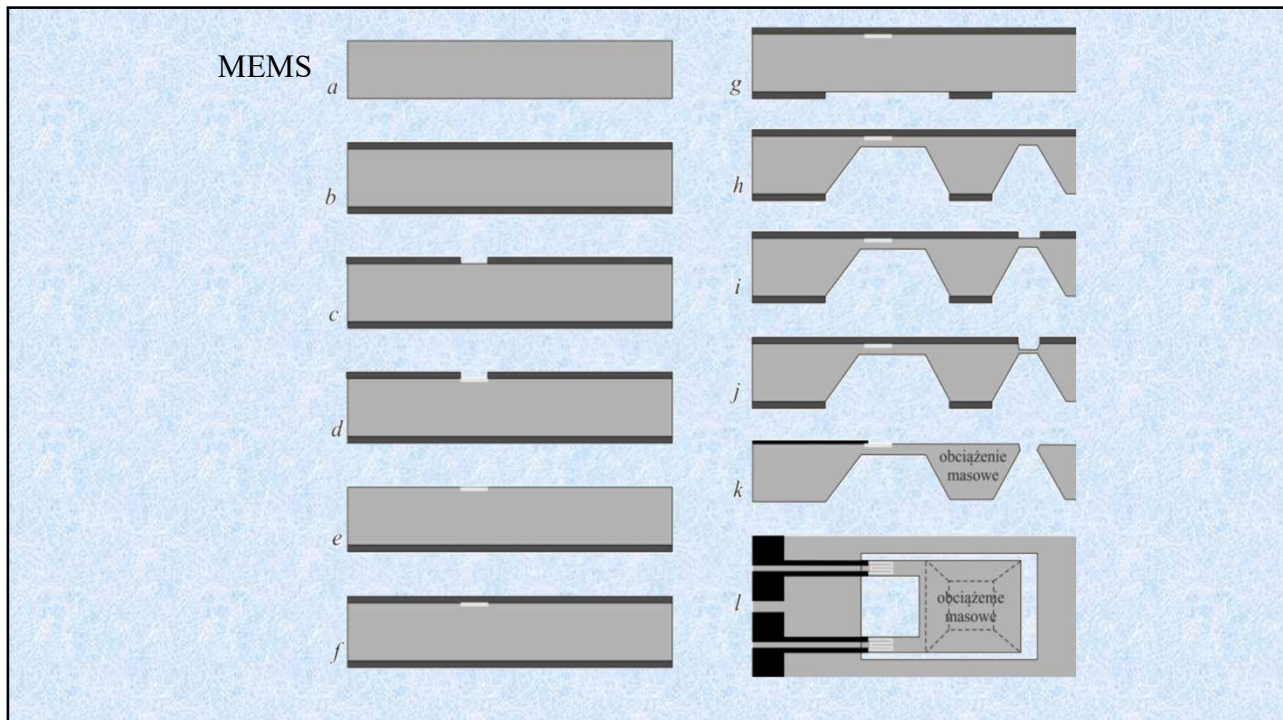
tensometr drutowy



tensometr foliowy



80



81

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).

82

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

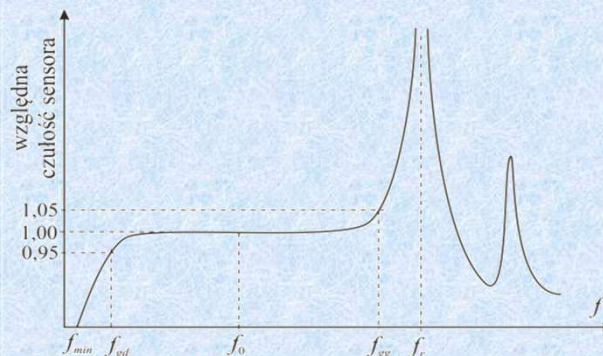
$$\frac{\Delta R}{R} = K_{pp}\varepsilon = \frac{6K_{pp}ma\left(l_1 + \frac{l_2}{2}\right)}{Ewh^2}$$

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



83

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 $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ lub też ± 3 dB w stosunku do wartości nominalnej (na rys. 3.7 zaznaczono pierwszy z tych wariantów).

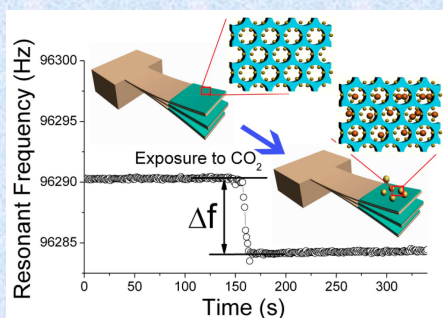
Częstotliwość środkowa f_0 tego zakresu jest najlepszym punktem do kalibracji sensora.

84

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.

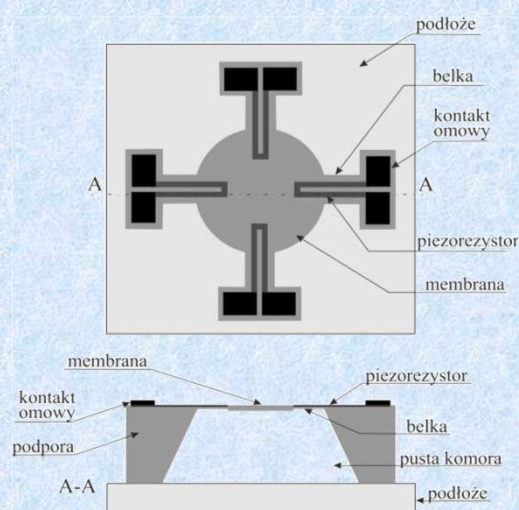
Czujniki takie uzyskuje się poprzez pokrycie belki substancją zdolną do selektywnej sorpcji określonych cząstek chemicznych.

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



85

Konstrukcje membranowe



86

Mikrofony piezorezystancyjne z uwagi na swe niewielkie rozmiary, niską czułość wibracyjną związaną z niewielką masą elementu ruchomego 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.

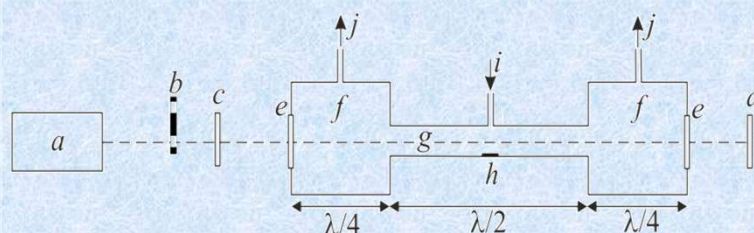
Detektory tego typu wykorzystują efekt fotoakustyczny związany ze zjawiskiem absorpcji promieniowania optycznego przez gazy (oraz pary substancji chemicznych). Absorpcja promieniowania powoduje w tych ośrodkach m. in. zmiany temperatury i tym samym ciśnienia. Periodyczne oświetlanie wywołuje zatem periodyczne 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 absorpcyjnym, możliwa jest jego precyzyjna identyfikacja poprzez porównanie widma zmierzonego ze 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*).

87

Detektory fotoakustyczne charakteryzują się szeregiem zalet do których należy zaliczyć możliwość wielomiesięcznej pracy przy znikomym dryfcie, bardzo wysoką czułość dochodzącą do 1 ppt (jednej cząstki na 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

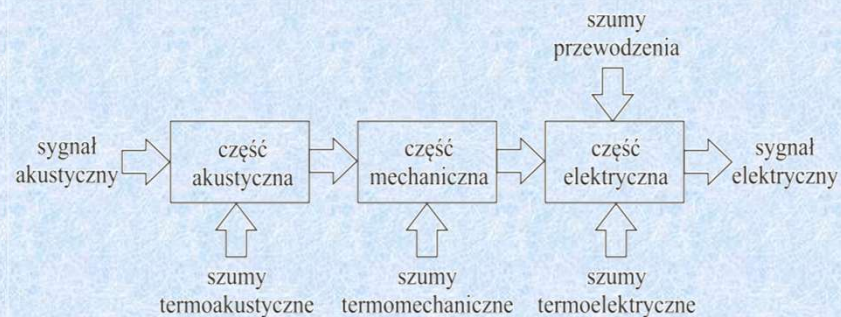
Technikę tę daje się także zastosować do skanowania powierzchni ciał stałych.

W tym wypadku bada się emisję dźwięku na powierzchni tegoż ciała lub też w przylegającej do niej komorze gazowej.

88

Szumy sensorów 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 $1/f$).



89

Szumy termoakustyczne związane są z lepkością 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.

90

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:

$$\bar{U}_J^2 = 4k_B T B R_0$$

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:

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

współczynnik empiryczny α 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.

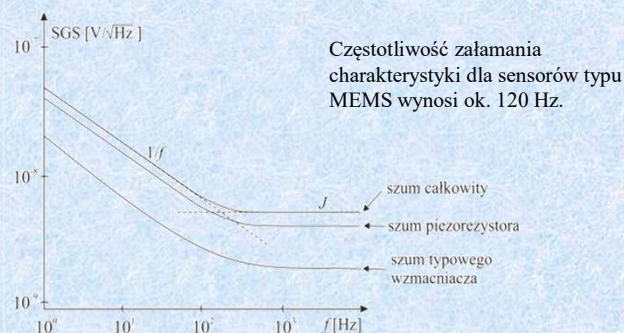
91

Jeśli szумы 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

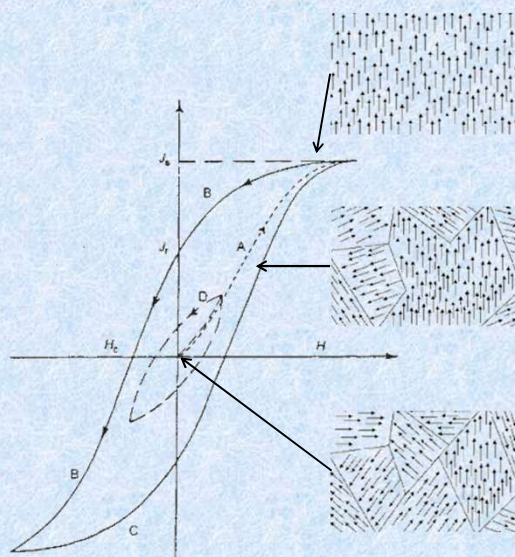
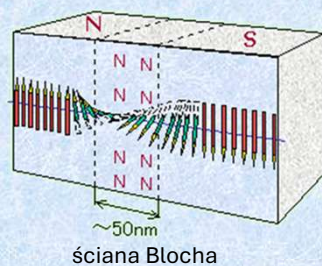
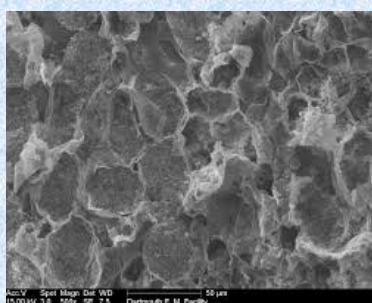


92

Sensory piezomagnetyczne

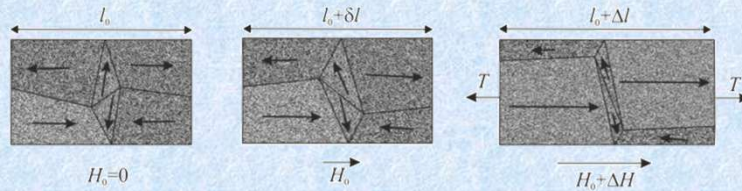
93

Ferromagnetyki są materiałami o spontanicznej magnetyzacji reagującej na zewnętrzne pole magnetyczne



94

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



$$S_{ij} = C_{ijkl}^H T_{kl} + d_{kij} H_k$$

$$B_j = d_{jkl}^* T_{kl} + \mu_{jk}^T H_k$$

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

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

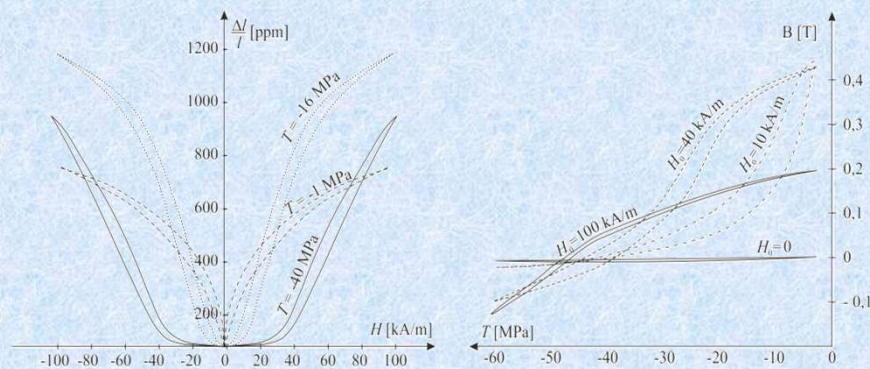
95

Po wyborze kierunku równania można sprowadzić do postaci jednoosiowej

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

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

$$S = d B^2$$



96

materiał	maksymalne osiągnięte 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 ≈ 0,12 – 0,33	-110
Galfenol Fe _{1-x} Ga _x	400
SmFe ₂	-1560
TbFe ₂	1753
Terfeol-D Tb _x D _{1-x} Fe ₂ x ≈ 0,3	2400

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

$$k = \frac{E_{mM}}{\sqrt{E_m E_M}} = \frac{d}{\sqrt{C^H \mu^T}}$$

E_{mM} jest wewnętrzną energią sprzężenia mechaniczno-magnetycznego, E_m energią mechaniczną, E_M energią magnetyczną. Wartość tego współczynnika waha się od 0,5 nawet do ok. 0,9.

97

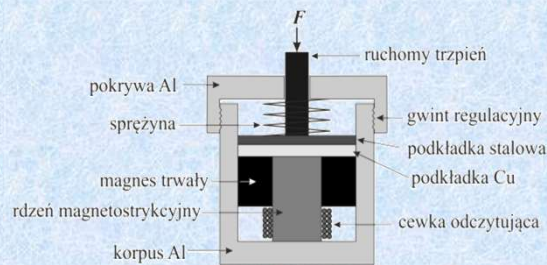
Porównanie Terfenolu-D z Galfenolem

parametr	jednostka	Terfenol-D	Galfenol
gęstość	kg/m ³	9250	7870
rezystywność	Wm · 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



98

Czujniki bazujące na efekcie Villariego



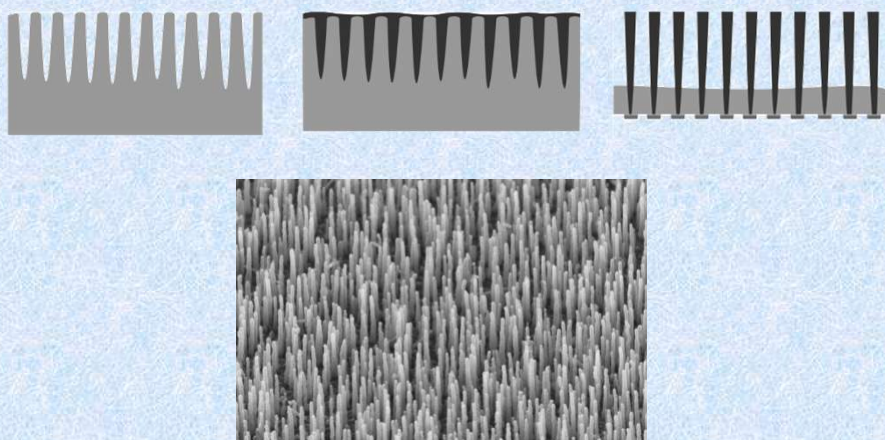
$$F = F_0 \sin \omega t$$

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

99

Czujniki z nanopętami magnetostrykcyjnymi

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



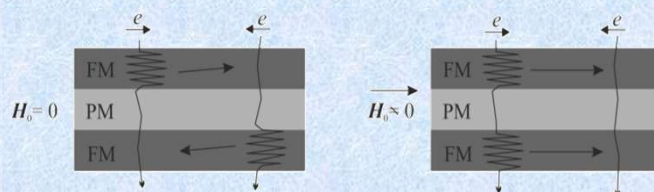
100

Odczyt stanu deformacji nanoprętów, a tym samym stanu ich namagnesowania realizowany jest za pomocą struktur z gigantycznym magnetooporem (GMR).

GMR jest to zjawiskiem zmiany rezystancji elektrycznej pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego w strukturach cienkowarstwowych złożonych z naprzemiennie ułożonych warstw ferromagnetyków (FM) i paramagnetyków (PM). Grubości warstw są rzędu drogi swobodnej elektronu.

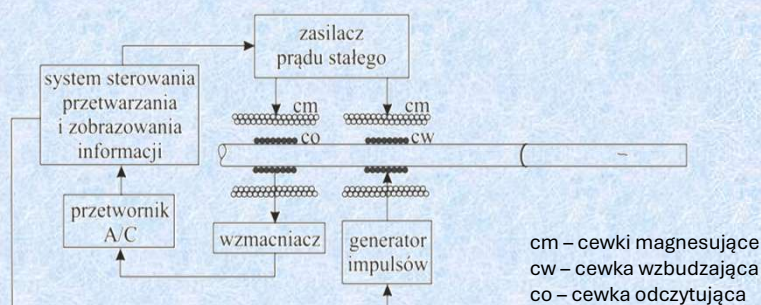
GMR jest złożonym zjawiskiem kwantowomechanicznym mającym za podstawę różnicę w prawdopodobieństwie rozpraszania elektronów o przeciwnych spinach w trakcie przechodzenia przez cienkie i naprzemiennie ułożone warstwy ferromagnetyków i paramagnetyków.

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.



101

Wykorzystanie pręta magnetostrykcyjnego do detekcji położenia i testów nieniszczących (NDT)



102

Efekt Widemanna

generacja deformacji torsyjnej w pręcie pod wpływem płynącego w nim prądu i podłużnego pola magnetycznego

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

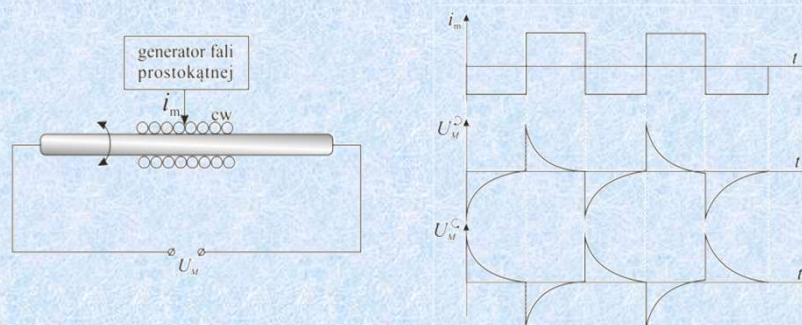
j jest gęstością prądu, h_m współczynnikiem magnetostrykcji torsyjnej, zaś G modułem Kirchhoffa

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.

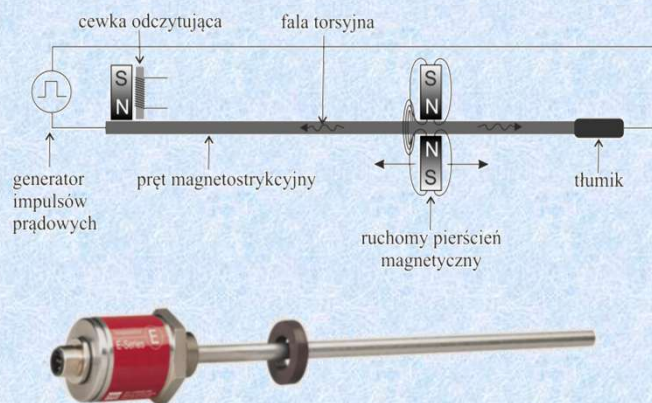
103

Sensor skręcenia pręta z efektem Matteucciego

Przy stałej częstotliwości prądu magnesującego rzędu 10 kHz w liniowym zakresie skręceń $\pm 45^\circ/\text{m}$ uzyskuje się dla materiałów o wysokim współczynniku magnetostrykcji czułość na poziomie 2,5 mV/ $^\circ$ oraz rozróżnialność kątową rzędu 20''

104

Czujnik 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 $\pm 0,02\%$, wysoką powtarzalność pomiaru $\pm 0,001\%$, 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 °C.

105

Zalety

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



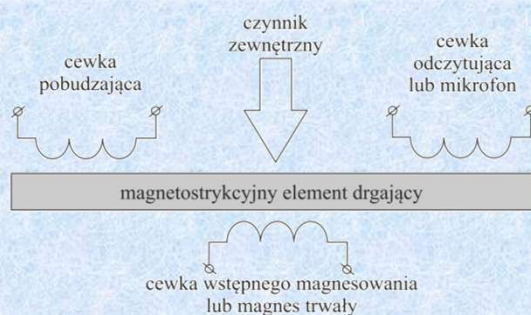
五百米口径球面射电望远镜

106

Magnetostrykcyjne czujniki rezonansowe

107

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).



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

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

Zależność od masy sprawia, że jest to czujnik grawimetryczny

108

Czujniki viskozymetryczne

Z równania Naviera-Stokesa dla drgań harmoniczných 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:

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

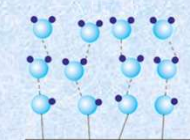
f_0 jest podstawową częstotliwością drgań płyty, h grubością płyty, ρ jej gęstością, η_c i ρ_c oznaczają odpowiednio lepkość i gęstość cieczy

Efekt lepkościowy jest przynajmniej rzędu wielkości słabszy od masowego

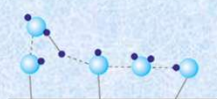
109

Każdy czujnik grawimetryczny wystawiony na działanie atmosfery reaguje na jej temperaturę, ciśnienie i wilgotność

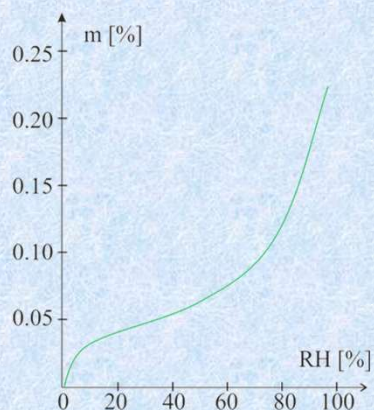
Adsorpcja wody na powierzchni materialnej na przykładzie kwarcu



powierzchnia kwarcu
powietrze 25 °C

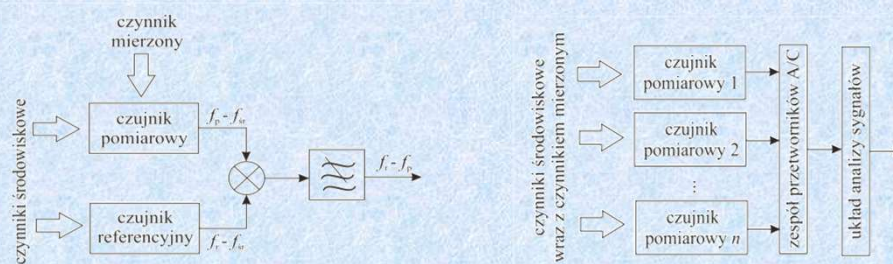


powierzchnia kwarcu
wysoka próżnia



110

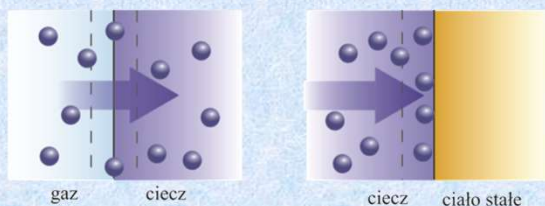
Podstawowe metody kompensacji czynników niepożądanych



111

Sensory gazów i par substancji chemicznych oraz biosensory

112



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

113

Wartość stałej podziału dla przykładowych związków

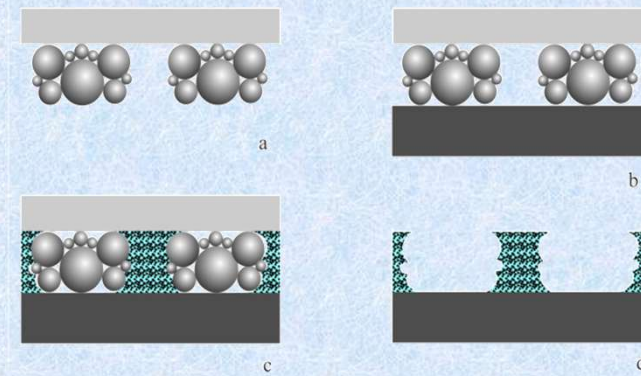
			przykładowe polimery stosowane w warstwach chemoczułych		
			poliizobutyle	epichlorohydryn	fluoropoliol
przykładowe wykrywane związki chemiczne	1,2-dichloroetan	$C_2H_4Cl_2$	117,49	549,54	87,10
	toluen	C_7H_8	575,44	1071,52	436,52
	nitrometan	CH_3NO_2	35,48	776,25	707,95
	butanon	C_4H_8O	63,10	407,38	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

114

Technika wdrukowywania molekularnego

Metoda radykalnej redukcji czułości krzyżowej



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

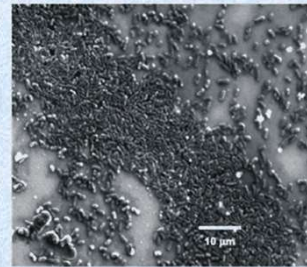
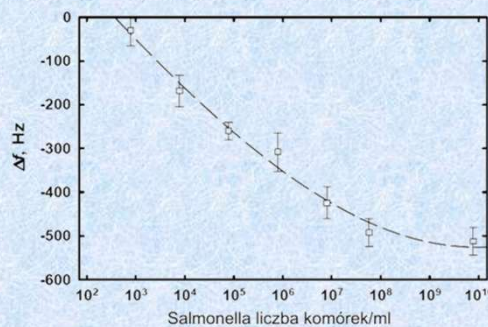
Metoda ta nadaje się także do detekcji antygenów, a nawet całych mikroorganizmów

115

Czujniki biochemiczne

116

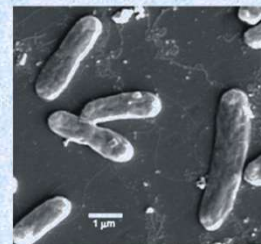
Odpowiedź grawimetrycznego czujnika salmonelli
na liczbę komórek w roztworze



Podstawową trudnością jest pomiar w cieczy (na ogół w wodzie)
Tłumienie drgań spowodowane lepkością cieczy jest silnie zależne
od ich częstotliwości

$$A \sim L\omega^{3/2}\sqrt{\rho\eta}$$

L jest parametrem zależnym od powierzchni styku z cieczą



117

Warstwa czynna biosensorów nazywana jest warstwą receptorową

Tworzona jest ona zazwyczaj z materiału pochodzenia biologicznego i jej działanie bazuje na reakcjach biochemicznych.

Warstwa taka może być budowana przy wykorzystaniu enzymów, peptydów, przeciwciał (immunoglobulin), antygenów, krótkich fragmentów DNA lub RNA (aptamerów), organelli komórkowych, komórek czy nawet tkanek.

Dzięki tego rodzaju receptorom może ona reagować na obecność różnych antygenów.

Antygeny są to względnie proste substancje chemiczne wykazujące skłonność do wiązania się ze swoistymi przeciwciałami lub wywoływania odpowiedzi odpornościowej. Antygenami mogą być także białka lub inne cząsteczki występujące na powierzchni wirusów, mikroorganizmów (zazwyczaj jednokomórkowych) i komórek.

W wyniku reakcji biochemicznej wiążącej antygeny z warstwą receptorową najczęściej ulega zmianie jej masa. Zmianie może też ulec lepkość układu. Obydwa te czynniki modyfikują parametry czujników grawimetrycznych, zaś całość opisanych tu procesów zachodzi w środowisku ciekłym (najczęściej wodnym).

118

Przeciwciała pełnią w organizmach funkcje obronne przed bakteriami, wirusami, a nawet pasożytami i grzybami.

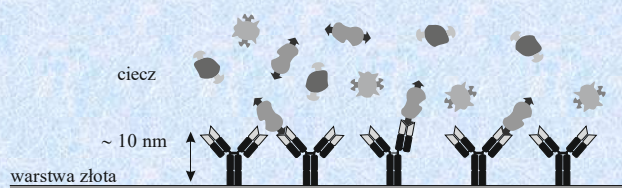
W ogólności są to cząsteczki białka o kształcie zbliżonym do litery Y złożone z czterech łańcuchów peptydowych. Dwa z nich, określane mianem ciężkich, są dłuższe i szczipione ze sobą wiązaniami dwusiarczkowymi.

Do nich dowiązane są, również za pomocą mostków dwusiarczkowych, pozostałe dwa łańcuchy zwane lekkimi.

Dowiązanie to jest ruchome, co umożliwia rozchyłanie ramion przeciwciała i przechwytywanie odpowiedniego antygeny.

Układ taki funkcjonuje na zasadzie zamka i klucza.

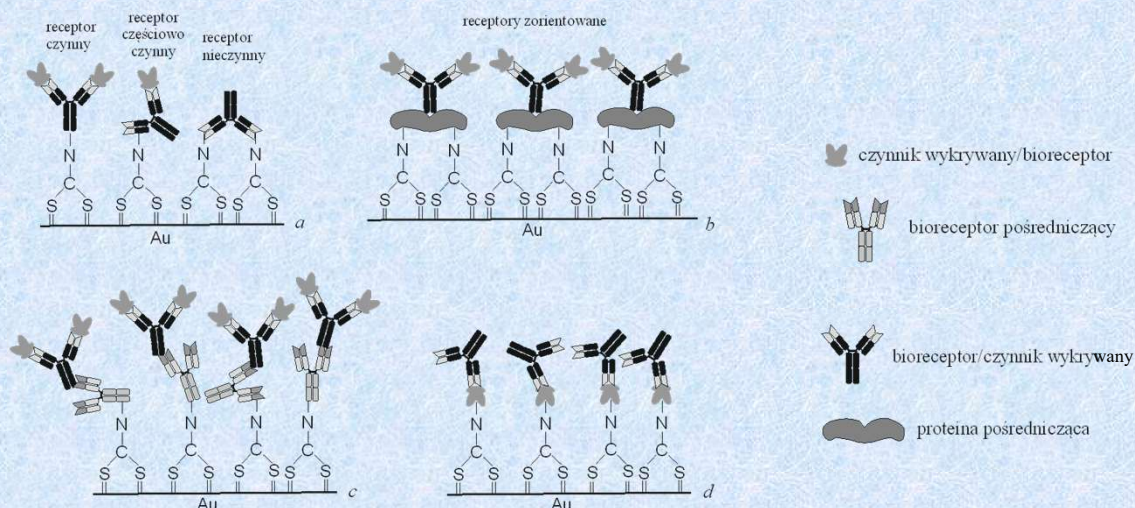
Fragment antygeny zwany epitopem bezpośrednio wiązany jest z wolnym przeciwciałem. Odbywa się to na poziomie molekularnym w sposób daleko bardziej złożony niż w przypadku klasycznej metody wdrukowywania molekularnego, gdzie dopasowanie ma charakter geometryczno-elektryczny. Dzięki temu zastosowanie przeciwciał do konstrukcji biosensorów gwarantuje ich wysoką selektywność.



Czujnik z dowiązanymi przeciwciałami przytwierdzonymi do podłoża za pośrednictwem warstwy złota
Przeciwciała wylapują z wody swoiste antygeny

119

Podstawowe strategie uzyskiwania biologicznie czynnych warstw receptorowych



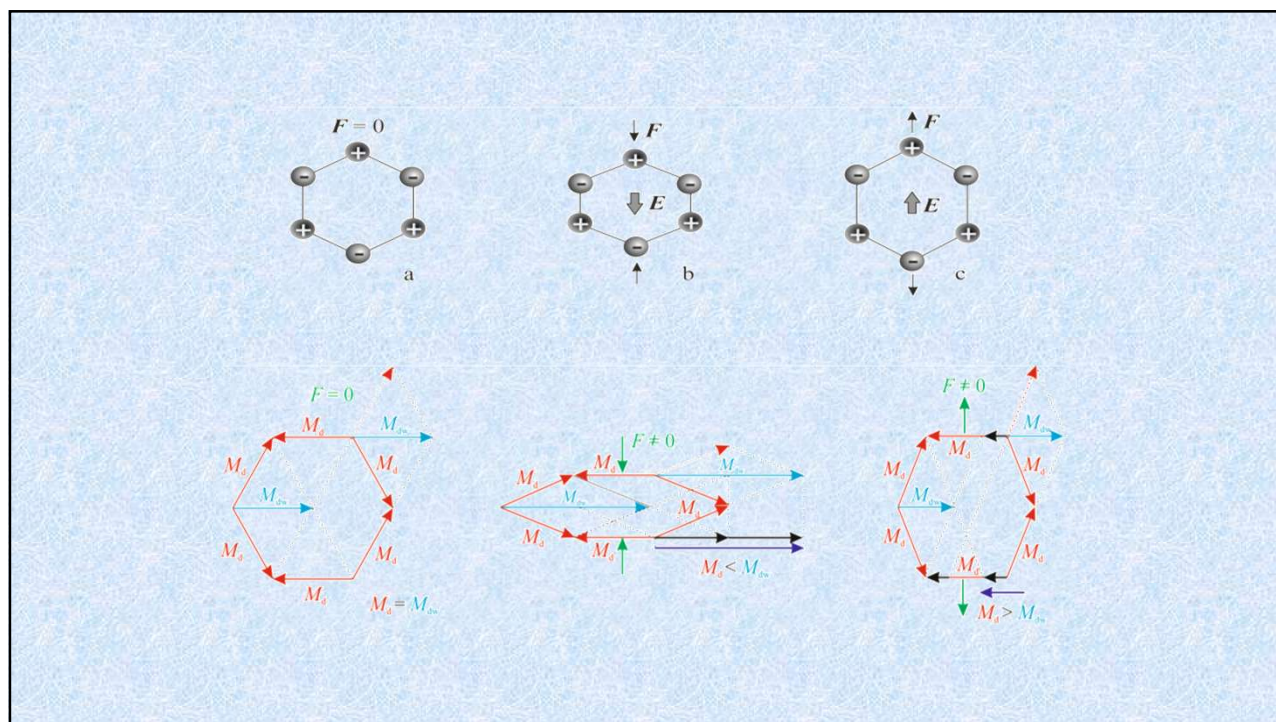
a – bezpośrednie wiązanie bioreceptorów
c – wiązanie poprzez receptor pośredniczący

b – wiązanie bioreceptorów poprzez białko pośredniczące
d – czynnik wykrywany pełni rolę receptora

120

SENSORY PIEZOELEKTRYCZNE

121



122

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:

$$T_{ij} = T_{ji}$$

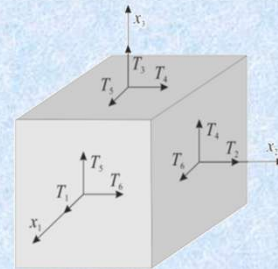
oraz stosując notację Voigta można zapisać deformacje i naprężenia jako

wektory i zapisać układ równań tensorowych formie macierzowej:

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

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

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



123

W formie rozwiniętej

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

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & \varepsilon_{12} & \varepsilon_{13} \\ \varepsilon_{21} & \varepsilon_{22} & \varepsilon_{23} \\ \varepsilon_{31} & \varepsilon_{32} & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}$$

124

SiO₂ $\rho=2651 \text{ kg/m}^3$

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

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

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

125

BaTiO₃ $\rho=6020 \text{ kg/m}^3$

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

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

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

126

PZT-5H

$$\rho = 7500 \text{ kg/m}^3$$

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

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

$$\frac{\epsilon_{ij}}{\epsilon_0} = \begin{bmatrix} 3130 & 0 & 0 \\ 0 & 3130 & 0 \\ 0 & 0 & 3400 \end{bmatrix}$$

127

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

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

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

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

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

128

układ równań dla sprzężenia elektromechanicznego może mieć kilka równoważnych form

$$\{E\} = [\beta^T] \{D\} - [g] \{T\},$$

$$\{S\} = [s^D] \{T\} + [g'] \{D\},$$

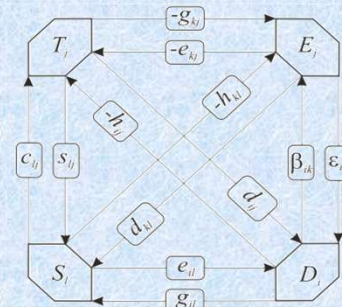
$$\{D\} = [\varepsilon^S] \{E\} + [e] \{S\},$$

$$\{T\} = [c^E] \{S\} + [e'] \{E\},$$

$$\{E\} = [\beta^S] \{D\} - [h] \{S\},$$

$$\{T\} = [c^D] \{S\} - [h'] \{D\},$$

diagram Heckmanna



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

129

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

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

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

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

	k_{33} [%]
SiO ₂	10
LiNbO ₃	17
BaTiO ₃	52
PZT	60

130

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:

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

131

Wszystkie podane zależności zakładają niezmiennosc temperatury

Współczynniki podawane są dla 20 °C

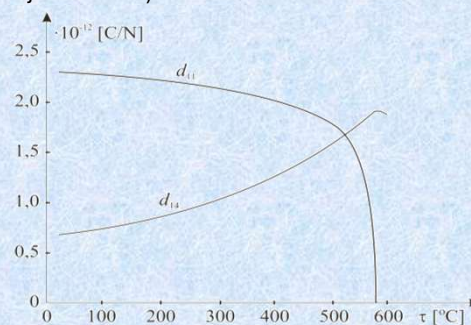
Temperaturowy współczynnik d_{ij} definiuje się następująco:

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

Dla kwarcu

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

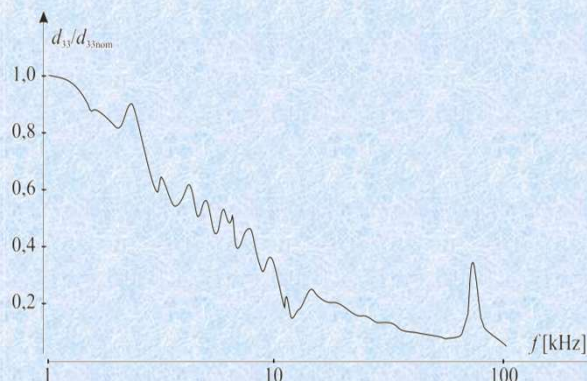
Wartości współczynników temperaturowych nie są wysokie, a ich liniowe przybliżenie może być stosowane z dala od temperatury Curie (dla kwarcu poniżej ok. 400 °C).



132

Wartości modułów maleją z częstotliwością

częstotliwościowa degradacja współczynnika d_{33} w PZT



Degradacja procesem dość złożonym.

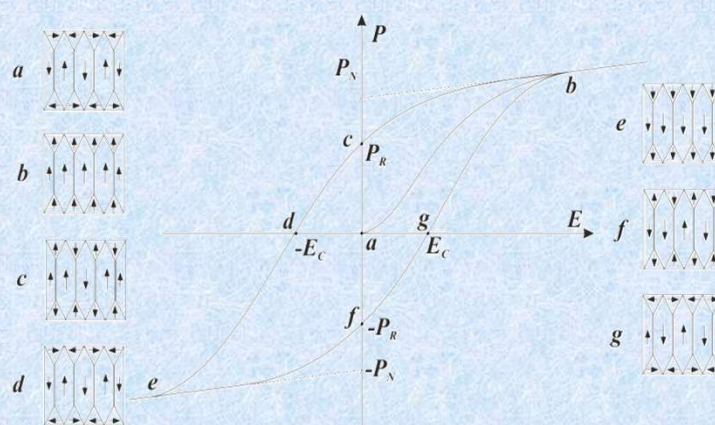
Na krzywą spadku nakładają się liczne rezonanse elektromechaniczne związane z ziarnistą strukturą materiału.

Najwolniejszy spadek wartości współczynników piezoelektrycznych obserwowany jest w monokryształach

133

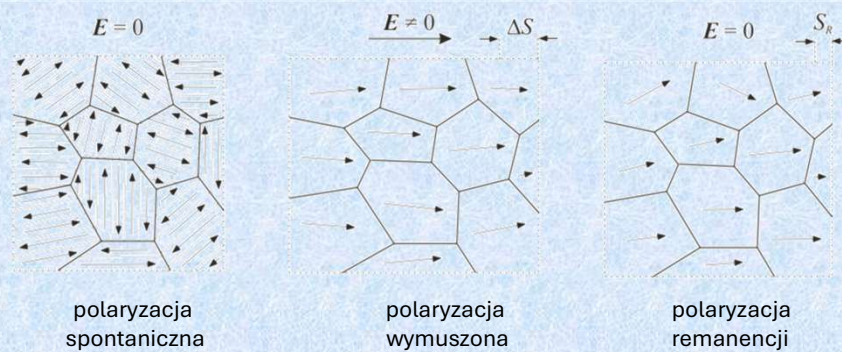
Ferroelektryczność

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.



134

Wstępna polaryzacja poprawia własności piezoelektryczne materiału

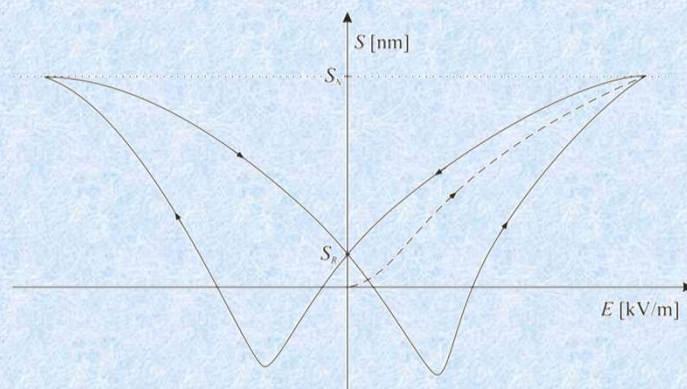


135

Materiały ferroelektryczne charakteryzuje bardzo silny efekt piezoelektryczny

Z uwagi na budowę wewnętrzną sprawdzają się one w zakresie częstotliwości nie przekraczających kilkudziesięciu MHz. Obecnie techniczne znaczenie mają BaTiO_3 , PbTiO_3 oraz mieszanina tlenków tytanu, cyrkonu i ołowiu $\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$ ($0 \leq x \leq 1$) zwana ceramiką PZT.

Histeresa deformacyjna



136

Sensory z akustyczną falą objętościową (AFO)

Buduje się zarówno przetworniki generatywne jak i parametryczne z AFO

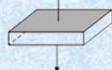
Pierwsza grupa bazuje na prostym zjawisku piezoelektrycznym

Druga grupa korzysta zarówno z prostego jak i odwrotnego zjawiska piezoelektrycznego

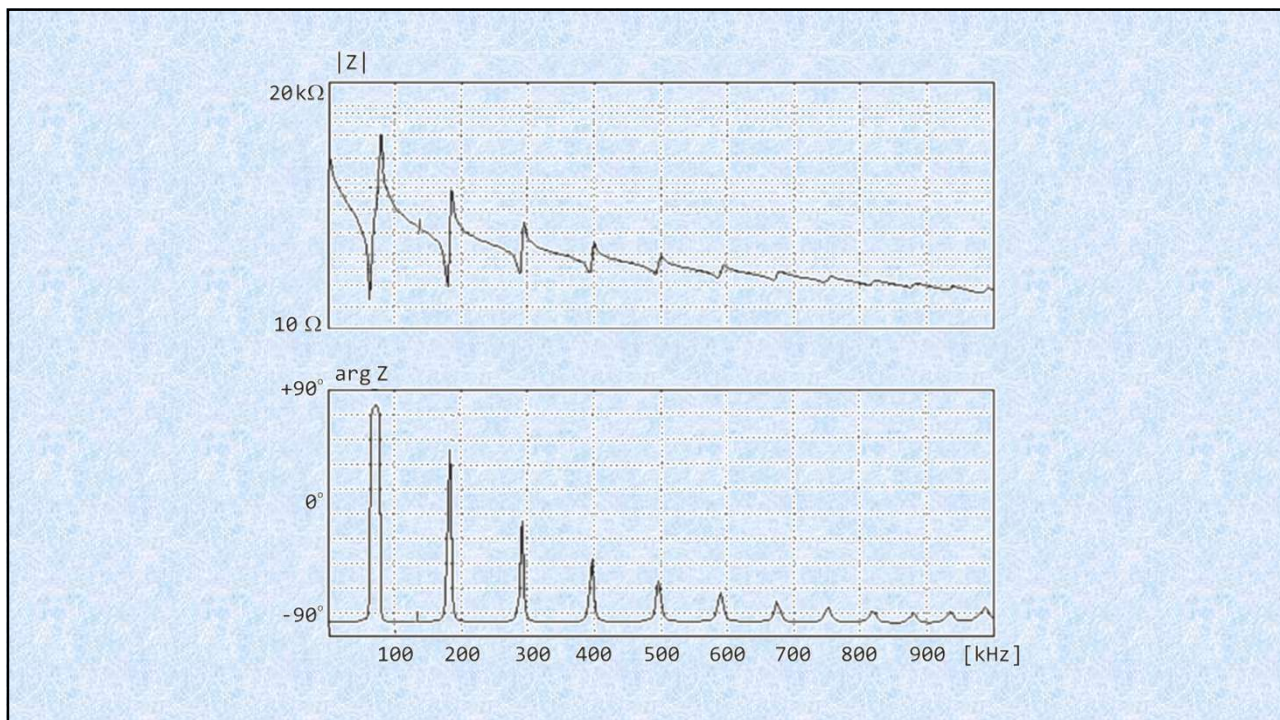
Charakterystyki przetwarzania obydwu wymienionych grup czujników zależą od szeregu czynników takich jak:

- rodzaj materiału piezoelektrycznego,
- zakres zmienności deformacji,
- geometrię przetwornika (kształt i rozmiary),
- rodzaj wykorzystywanych drgań,
- częstotliwość pracy,
- wartość obciążenia elektrycznego,
- wartość obciążenia mechanicznego,
- parametry otoczenia.

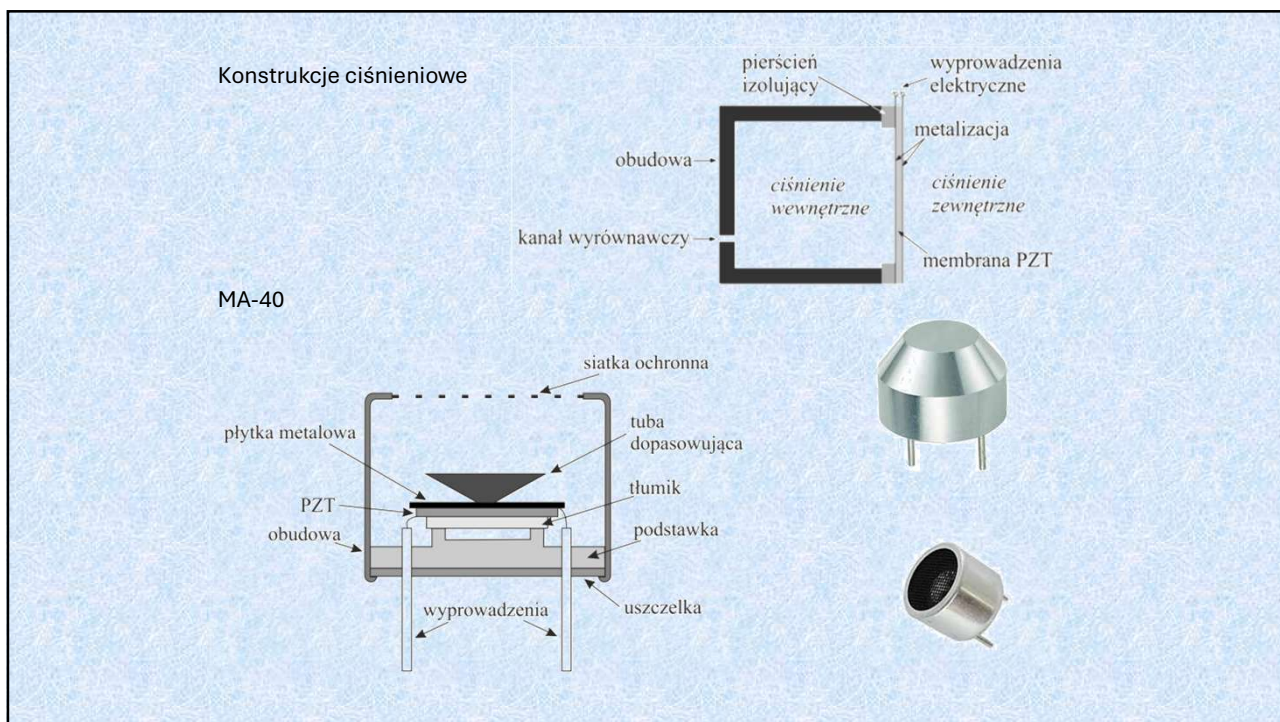
137

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_w - średnica wewnętrzna

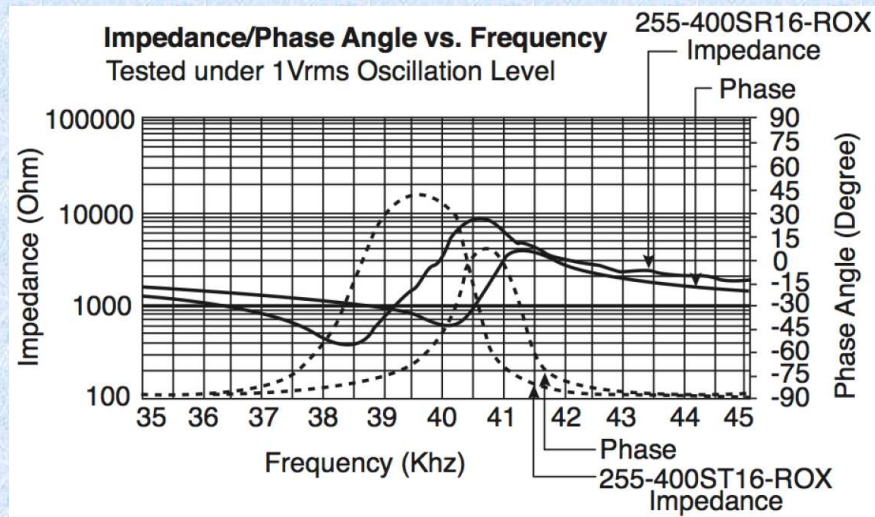
138



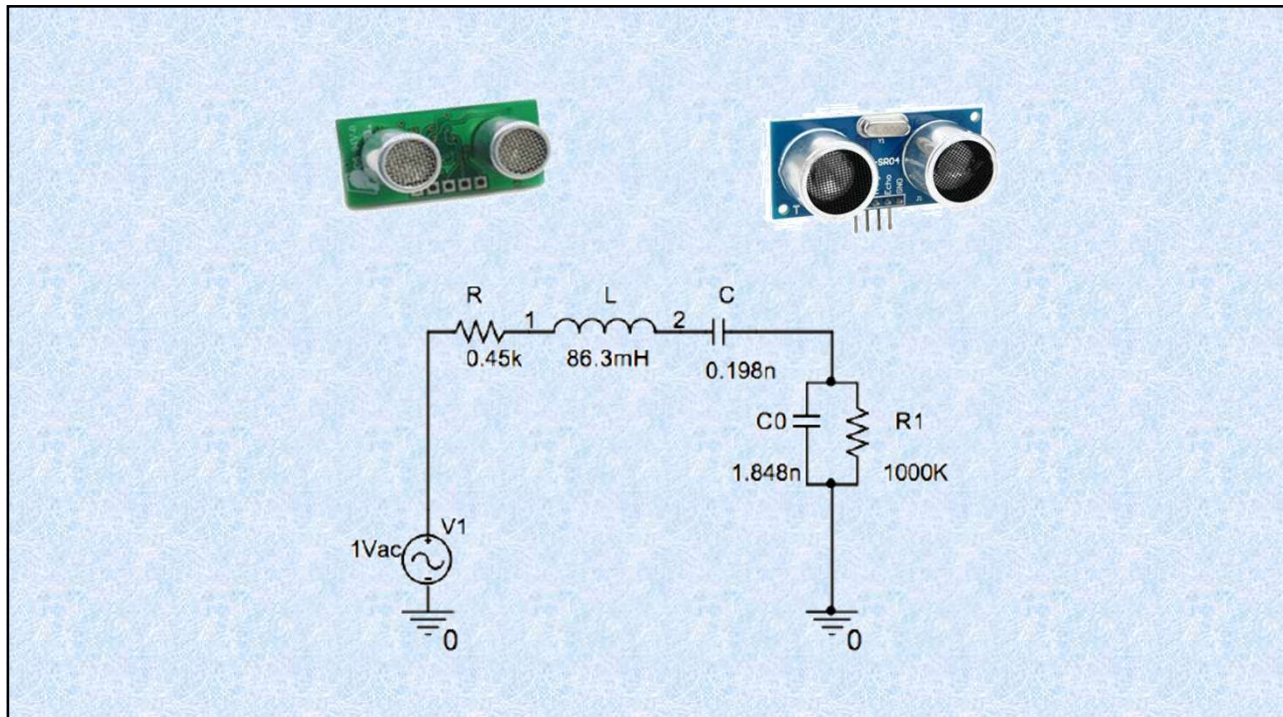
139



140

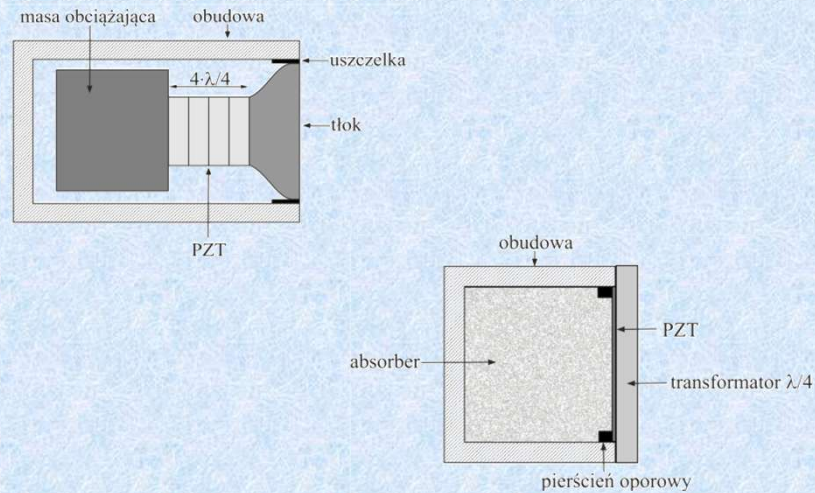


141



142

Tonpiliz (niem. Ton - ton, Pilz - grzybek)



143

W przetwornikach ciśnieniowych bardzo istotną kwestią jest dopasowanie impedancyjne
 Impedancja akustyczna ośrodka jest z definicji
 równa

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

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

Dla zaburzeń harmoniczných

$$Z_0 = \rho_0 v_0$$

dla powietrza przy 20 °C 413 [rayl]
 dla LiNbO_3 $19 \cdot 10^6$ [rayl]

144

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

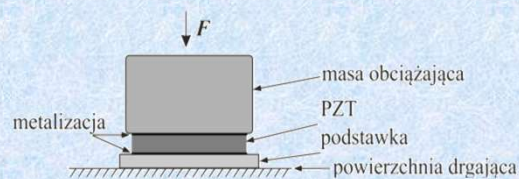
2. Zastosowanie warstwy pośredniczącej pomiędzy mediami.

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

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

145

Przetworniki inercyjne



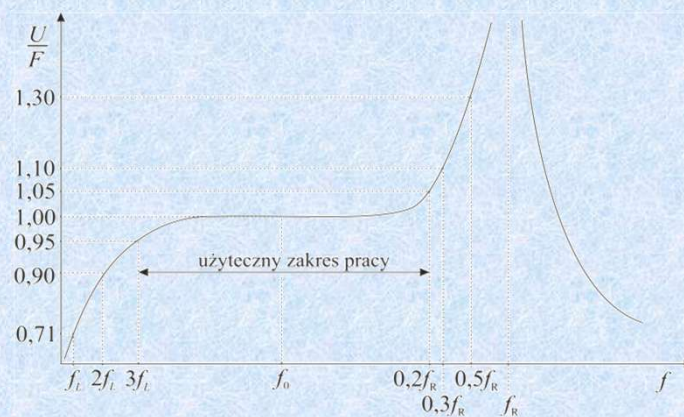
$$T_3 = \frac{F}{A} = \frac{ma}{A} \quad S_3 = \frac{T_3}{E_3}$$

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

h - grubość piezoelektryka, E - moduł Younga

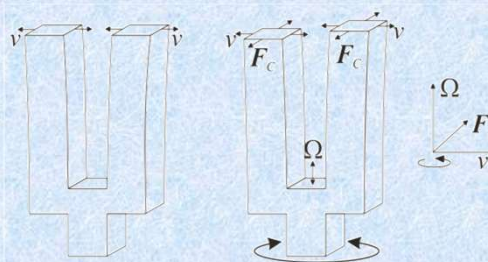
$$\text{czułość} \quad \frac{U_{wy}}{a} \sim m$$

146



147

żyroskopy akustyczne



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

wektor prędkości liniowej końcówek widetek 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 widetek drgania w obydwu płaszczyznach separuje się częstotliwościowo odpowiednio dobierając przekrój widetek

148

Przetworniki polimorficzne

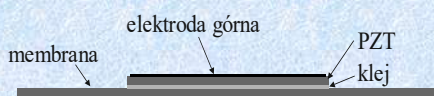
bimorf włączony asymetrycznie		$U = \frac{3g_{31}Fl}{2h_B w}$	h_B – wysokość bimorfu w – szerokość bimorfu l – długość bimorfu F – maksymalna siła zginająca
bimorf włączony symetrycznie		$U = \frac{3g_{31}Fl}{4h_B w}$	

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

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

149

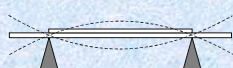
membrany metalowe sztywno połączone z piezoelektrykiem zalicza się do unimorfów



stosuje się ceramikę PZT rzadziej warstwę kwarcu lub BaTiO_3 .

górne elektrody są napyłane stopem srebra rzadziej jest to glin

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



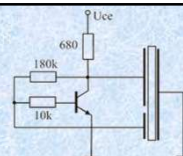
$$\alpha = 0,412$$



$$\alpha = 0,233$$



$$\alpha = 0,172$$



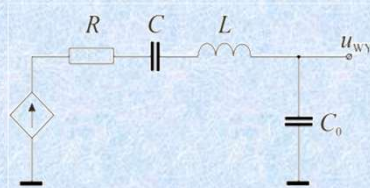
150

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

$$C_{WE} \ll C_0 + C$$

$$R_{WE} \gg \frac{1}{\omega(C_0 + C)}$$

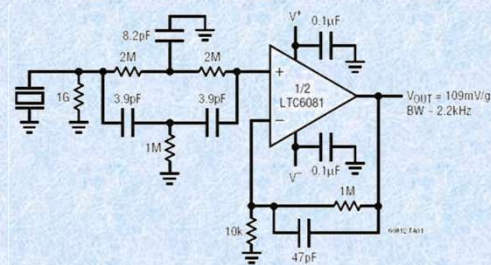
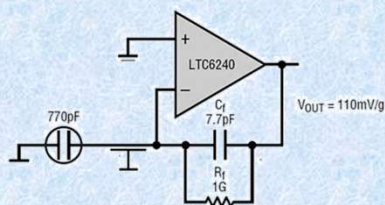
Elektryczny schemat zastępczy sensora piezoelektrycznego można, dla dostatecznie wąskiego zakresu częstotliwości drgań, przedstawić za pomocą szeregowego układu rezonansowego oraz pojemności elektrycznej, której okładkami są elektrody piezoelementu (model Butterworth'a – van Dyke'a)



151

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

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

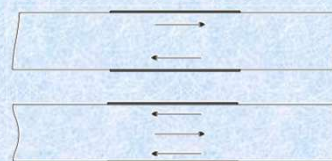
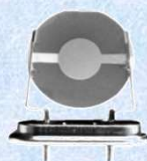


152

Mikrowagi kwarcowe

QCM – quartz crystal microbalance

153



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

Dla kwarcu

$$\rho = 2,648 \text{ g/cm}^3$$

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

154

Zwiększenie grubości mikrowągi o dh skutkować będzie obniżeniem częstotliwości rezonansowej

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

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

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

A jest jednostronną powierzchnią mikrowągi

Dla przyrządów skończonych (wzór Sauerbrea))

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

155

Czułość masową wyraża się też w odniesieniu do jednostki powierzchni

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

Jeśli przyjąć, że minimalna zauważana zmiana częstotliwości wynosi 1 Hz, to przy $f_0 = 25$ MHz i $A = 0,1$ cm² i $v = 3,34 \cdot 10^5$ cm/s minimalna wykrywana zmiana masy wyniesie

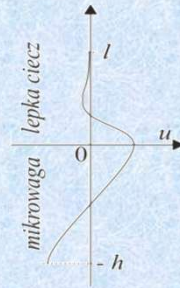
$$70 \cdot 10^{-12} \text{ g}$$

Zależność częstotliwości drgań mikrowągi od masy obciążającej można wykorzystać do:

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

156

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 °C dystans ten wynosi ok. 250 nm

157

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 (poprawka Kanazawy)

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

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

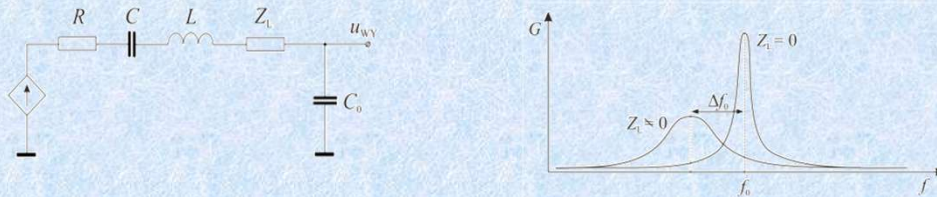
158

Do analizy mikrowagi z ciekłą 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

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

159

Dla dostatecznie 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:

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

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

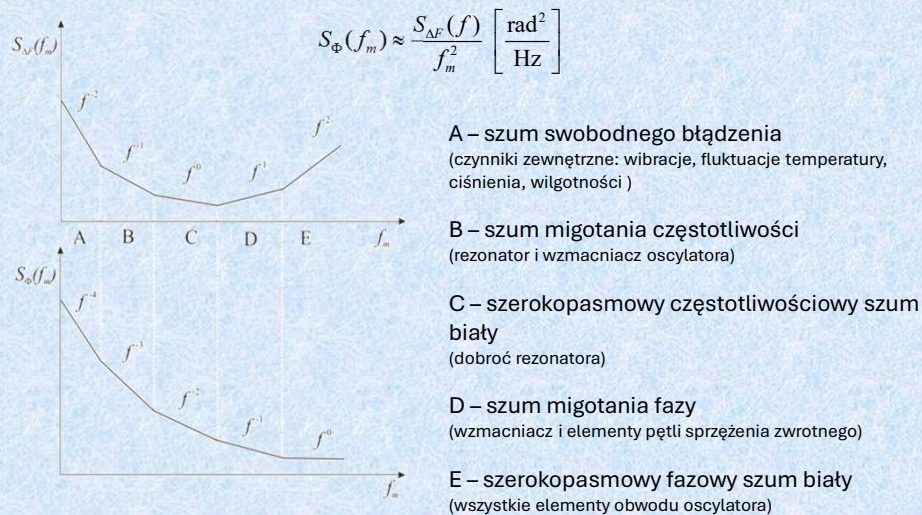
Δf_0 ma swoje ograniczenia związane z:

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

160

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:



161

Model Leeson

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

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

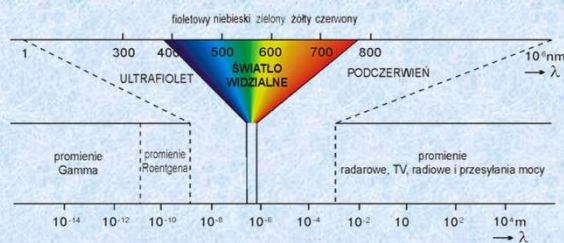
Z analizy tego modelu wynika, że w celu minimalizacji szumu fazowego mikrowagi i obwodu z nią współpracującego należy stosować rezonatory o wysokich dobrociach oraz niskoszumne elementy aktywne oscylatora.

162

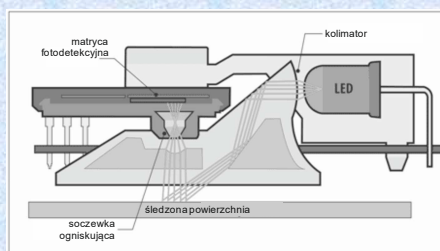
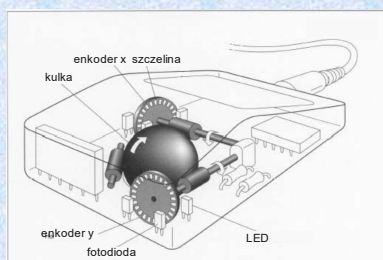
Sensory optyczne

163

Sensory optyczne obok detekcji promieniowania elektromagnetycznego o długościach fal od ok. 300 - 780 nm umożliwiają także detekcję różnych, nie związanych ze światłem, wielkości fizycznych



Przykładem może być detektor ruchu w myszce komputerowej (starego i nowego typu)



164

Do konstrukcji sensora optycznego potrzebne są przynajmniej jedno źródło promieniowania i przynajmniej jeden detektor. Sensory mogą działać transmisyjnie lub refleksyjnie.

Źródło może być wewnętrzne lub zewnętrzne, naturalne bądź sztuczne

Do naturalnych źródeł światła zalicza się obiekty kosmiczne, które emitują własne światło, wyładowania atmosferyczne, zorzę polarną, wulkanizm, bioluminescencję

Sztuczne źródła światła to wszystkie źródła wytworzone przez człowieka, takie jak, płomień, żarnik elektryczny, sztuczna luminescencja, lampy wyładowcze, lasery, diody elektroluminescencyjne

Źródła mogą być: wąskopasmowe/szerokopasmowe
izotropowe/kierunkowe
niekoherentne/koherentne/źródło pojedynczych fotonów,
skolimowane/nieskolimowane

Światło ze źródeł może propagować się w wolnej przestrzeni lub być prowadzone w światłowodzie

Najczęściej w roli źródeł używa się diod elektroluminescencyjnych lub laserów półprzewodnikowych

165

Detektory promieniowania optycznego można podzielić na termiczne i fotoniczne

Detektory termiczne wykorzystują:

- bolometry (termorezystory)
- zjawiska termoelektryczne (Seebecka, Thomsona)
- zjawiska zmiany polaryzacji elektrycznej w dielektrykach (np. piroelektryczność)

W detektorach tych promieniowanie zamieniane jest na ciepło, które powoduje różne efekty elektryczne

Detektory fotoniczne obejmują:

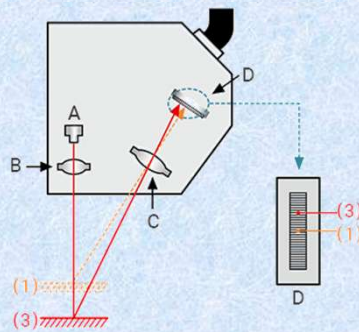
- fotopowielacze
- urządzenia fotorezystancyjne
- urządzenia fotowoltaiczne

W detektorach tych promieniowanie generuje lub powiela nośniki prądu

Każdy półprzewodnik jest naturalnym fotorezystorem

166

Triangulacyjny dalmierz laserowy lub laserowy czujnik przemieszczeń



A – źródło laserowe, B, C – soczewki skupiające, D – linijka fotodetektorów

Bardzo małe przemieszczenia mierzy się poprzez obserwację zmian fazy sygnału na detektorze, zaś bardzo duże metodą pomiaru czasu pomiędzy chwilą nadania krótkiego impulsu, a odebraniem jego wersji odbitej

Wykorzystanie zjawiska Dopplera pozwala także na określenie prędkości ruchu obiektu.

167

Sensory optyczne mogą działać w oparciu o różne mechanizmy związane z oddziaływaniem światła z ośrodkami gazowymi, ciekłymi lub ciałami stałymi.

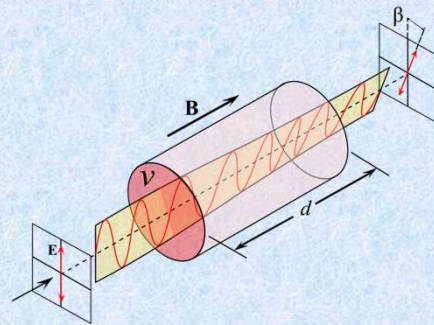
Różne zjawiska fizyczne mogą powodować zmiany:

- prędkości światła
- współczynnika refrakcji,
- współczynnika transmisji,
- współczynnika odbicia,
- kąta odbicia,
- fazy w miejscu odbicia,
- polaryzacji,
- odległości od płaszczyzny odbicia,
- i in.

Sensory korzystające z tych mechanizmów są najczęściej układami parametrycznymi i nieodwracalnymi

168

Optyczny sensor pola magnetycznego wykorzystujący zjawisko rotacji Faradaya



Płaszczyzna liniowej polaryzacji światła przechodzącego przez ośrodek z polem magnetycznym ulega skręceniu o kąt proporcjonalny do wartości zewnętrznego pola magnetycznego

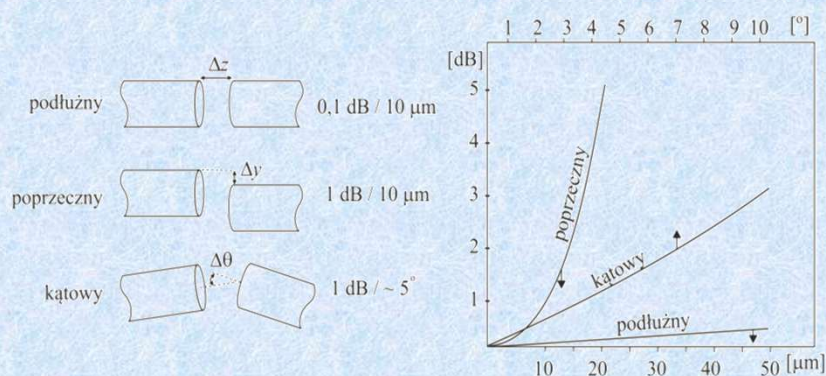
$$\beta = V B d$$

V jest stałą Verdetą zależną od rodzaju materiału

Polaryzację na wyjściu można ustalić np. za pomocą siatki dyfrakcyjnej

169

Światłowodowe sensory przemieszczeń

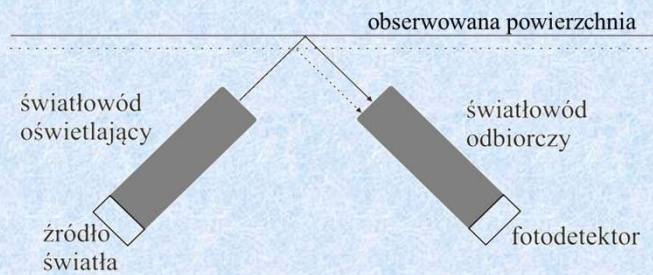


Jeden koniec światłowodu jest nieruchomy – drugi sprzężony z elementem ruchomym

Tego typu rozwiązania stosuje się do detekcji drgań i wibracji

170

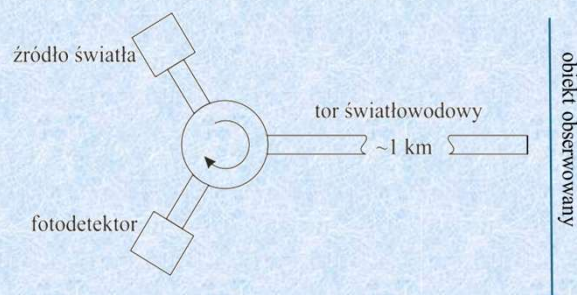
Możliwe jest też sprzężanie światłowodów za pomocą układów refleksyjnych



Układ taki umożliwia obserwację drgań o częstotliwościach od kilkudziesięciu Hz do kilkunastu, rzadziej kilkudziesięciu kHz

171

Zastosowanie sprzęgacza kierunkowego lub cyrkulatora pozwala na ograniczenie się do pojedynczego światłowodu



W układach, w których doprowadza się do interferencji fali padającej i odbitej, można wykrywać przemieszczenia powierzchni o dystans rzędu Å.
Taka precyzja daje metodę do precyzyjnego skanowania powierzchni.

172

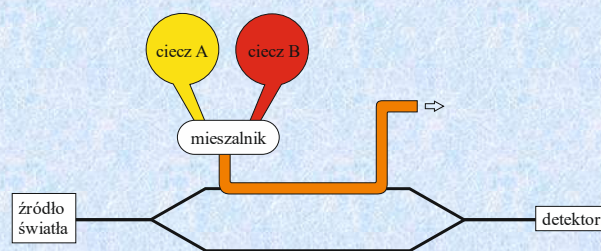
Interferometr Macha – Zehndera

W interferometrach Macha-Zehndera promień świetlny rozdzielany jest na dwie wiązki, z których każda propaguje się oddzielnym ramieniem. Jedno z ramion jest nazywane ramieniem referencyjnym, zaś drugie sygnałowym.

Po przejściu przez interferometr wiązki są sumowane. Uzyskany obraz interferencyjny zależy od różnicy faz obu wiązek i jest ekstremalnie czuły na najdrobniejsze zmiany wpływające na czas propagacji w ramieniu pomiarowym.

Jest to urządzenie uniwersalne, które może funkcjonować w najróżniejszych odmianach i służyć do obserwacji bardzo subtelnych zmian parametrów fizycznych ramienia pomiarowego.

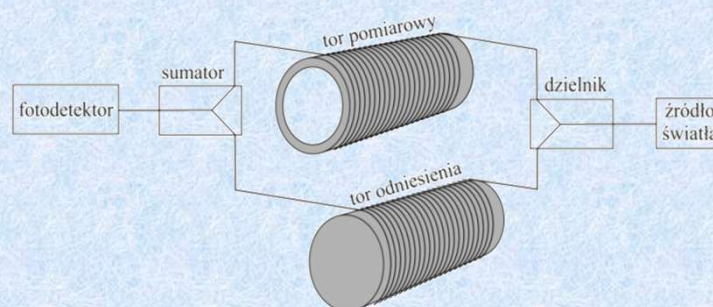
Kontrola procesu mieszania dwóch substancji



173

Przykład zastosowania interferometru Macha – Zehndera

Dwa jednakowe odcinków światłowodów nawinięte są na jednakowe walce. Jeden z nich pełni rolę referencyjną i jest odizolowany od czynnika mierzonego, a drugi jest walcem pomiarowym. Deformacja walca pomiarowego powoduje także deformację światłowodu, co powoduje zmianę różnicy czasu propagacji światła w obydwu torach co zmienia obraz interferencyjny na detektorze.



Zastosowanie - lekkie holowane szyki sonarowe

Zalety: niskie zapotrzebowanie na moc, odporność na zakłócenia magnetyczne, wysoka niezawodność, brak przewodów elektrycznych

174

Tor 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 technice sensorowej wykorzystywana jest zmiana naprężeń odcinka światłowodu, która powoduje zmianę jego długości oraz indeksu refrakcji (efekt fotosprężysty).

Czynniki te modyfikują warunek Bragga:

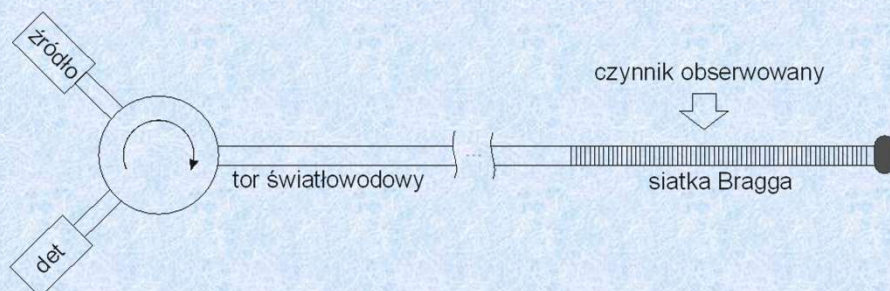
$$\Delta\lambda_B = 2n\Lambda \left\{ S(1-P) + \Delta T \left[\alpha + \frac{1}{n} \frac{dn}{dT} \right] \right\}$$

S odkształcenie światłowodu, $P \approx 0,22$ parametr fotosprężystości, T temperatura, α współczynnik rozszerzalności cieplnej światłowodu.

Modyfikacja ta w stałej temperaturze osiąga wartość rzędu nm, co nakłada wysokie wymagania na stałość długości fali lasera.

175

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

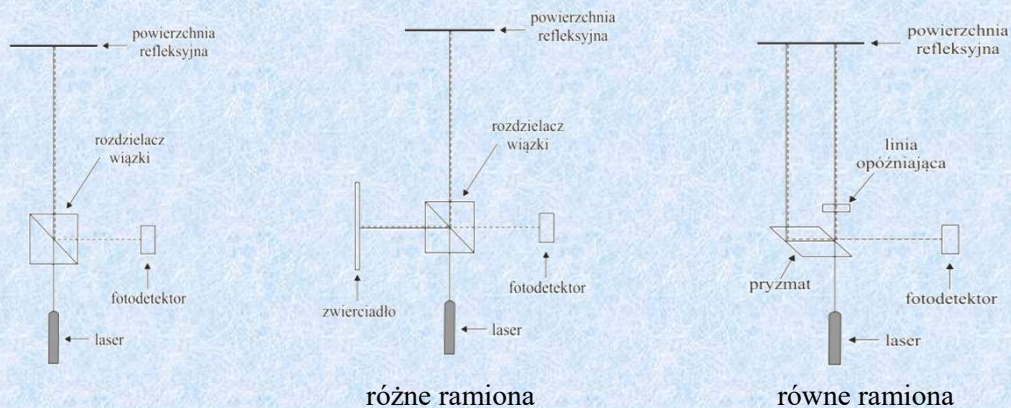


Czujnik taki na skutek efektu rotacji Faradaya jest czuły także na zmienne pola magnetyczne. Czujnik dobrze nadaje się do wykrywania zmian dość powolnych.

176

Zdalne sensory laserowe

Membranę lub dowolny obiekt deformowany czynnikami zewnętrznymi można bezpośrednio oświetlać laserem i obserwować światło odbite. Rozwiązanie takie pozwala na zdalną detekcję ruchu niemal dowolnej powierzchni z dość znacznej odległości

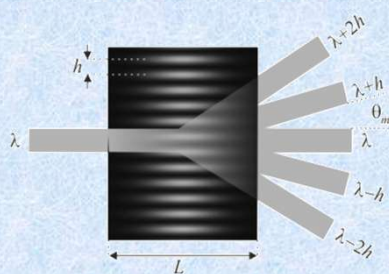


Stosowane lasery mogą obejmują zakres podczerwieni od ok. 1500 nm poprzez bliską podczerwień ~790 nm, aż do światła widzialnego < 670 nm.

177

Sensory 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.

178

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

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

θ_m kąt odchylenia m -tego prążka dyfrakcyjnego

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

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

I_0 jest natężeniem światła w wiązce przechodzącej przez ośrodek nie zaburzony akustycznie (natężenie rzędu zerowego), $J_m(\Gamma_0)$ – funkcja Bessela pierwszego rodzaju m -tego rzędu,

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

L – grubość siatki

179

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:

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

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

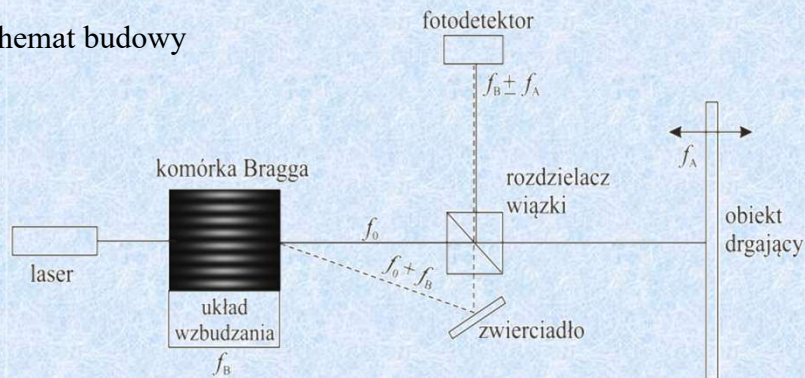
Dla periodycznych zmian fazy częstotliwość pośrednia na fotodetektorze wyniesie:

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

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

180

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 zwielokrotnić, stosując większą liczbę komórek Bragga lub wielokrotnie przepuszczając wiązkę przez tę samą komórkę.

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

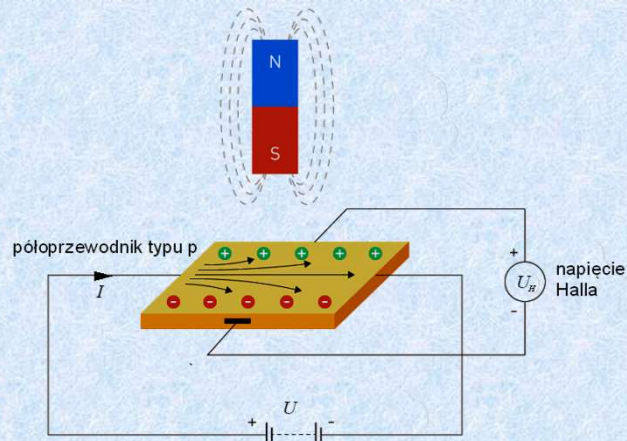
181

Sensory pola magnetycznego

182

Czujnik Halla (hallotron)

Czujnik bazuje na zjawisku powstawania różnicy potencjałów w przewodniku z prądem elektrycznym pod wpływem poprzecznego pola magnetycznego. Jest to rezultat działania siły Lorentza na ładunki poruszające się w polu magnetycznym.



183

Na ruchome nośniki prądu w polu magnetycznym działa siła Lorentza odchylająca ładunki. Pomiędzy odchylanymi ładunkami powstaje pole elektryczne generując siłę Coulomba. Siła wypadkowa ma wartość:

$$\vec{F} = q\vec{v}_u \times \vec{B} - q\vec{E}$$

Jeśli siły się równoważą: $\vec{v}_u \times \vec{B} = \vec{E}$

Powstające na pięcie Halla ma wartość:

$$U_H = \frac{1}{nq} \frac{IB}{c} = R_H \frac{IB}{c}$$

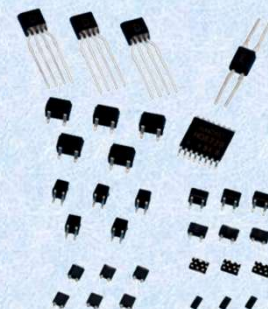
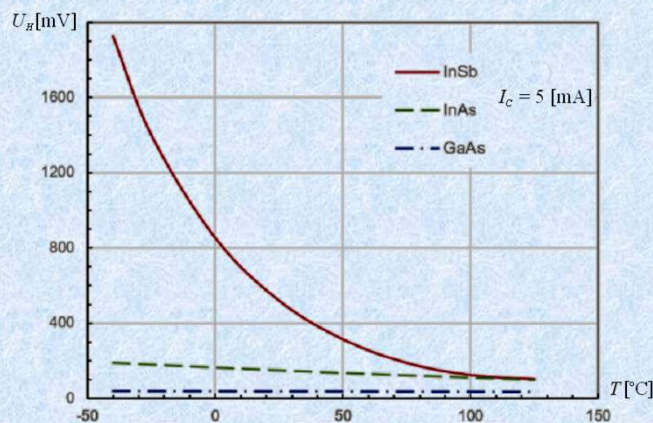
n – koncentracja nośników
 c – grubość płytki Hallotronu
 R_H – stała Halla

Każdy hallotron ma swoje indywidualne parametry oraz charakterystyki $U_H(B)$

184

Hallotrony wytwarza się z materiałów przewodzących litych albo naparowanych na podłoże izolacyjne i tworzących cienką warstwę. Grubość litych płytek hallotronowych jest rzędu $100 \div 300 \mu\text{m}$, grubość naparowanych warstw jest o rząd wartości mniejsza.

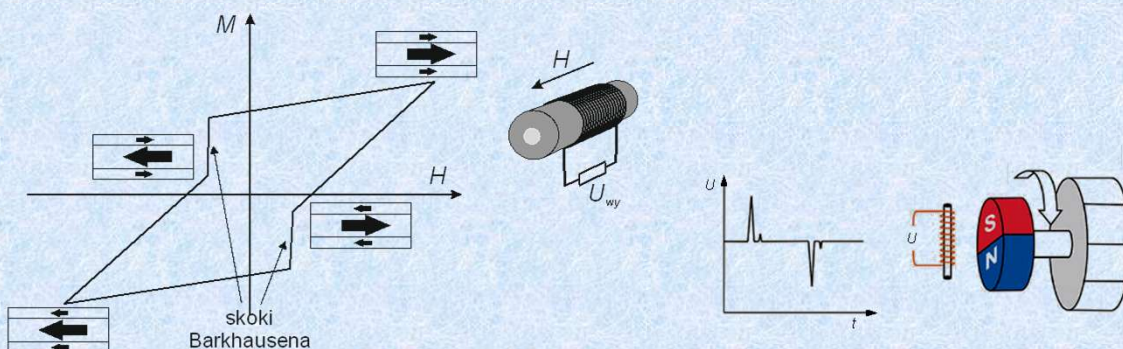
Hallotrony wytwarza się najczęściej z odpowiednio domieszkowanych: InSb – antymonek indu, InGaAs – arsenek galu indu, InAs – arsenek indu, Si – krzem, Ge – german, GaAs – arsenek galu, HgSe – selenek rtęci, HgTe – tellurek rtęci.



185

Drut Wieganda (Sensor Wieganda)

Jest to magnetycznie miękki niskowęglowy stop ferromagnetyczny (kobalt, żelazo, wanad) otoczony płaszczem magnetycznie twardym (lub odwrotnie).



186

Magnetorezystancja (magnetoopór)

Grupa zjawisk magnetycznych wpływających na rezystywność przewodników lub półprzewodników

Efekt ten po raz pierwszy zaobserwował William Thomson obserwując wpływ pola magnetycznego na rezystancję przewodu żelaznego.

Zależnie od konfiguracji wyróżnia się magnetorezystancję:

GMR – gigantyczną (tunelowanie elektronów przez wiele cienkich warstw ferromagnetyk-izolator)

TMR – tunelową (tunelowanie przez cienką warstwę izolatora)

CMR – kolosalną (magnetoresystancja w układach z manganem)

BMR – balistyczną (transport elektronów bez odbić od kationów sieci)

EMR – nadzwyczajną (zmiana toru elektronów w polu magnetycznym)

AMR – anizotropową (zależność magnetorezystancji od kierunku)

187

Najprostszy model zjawiska wykorzystuje do jego wyjaśnienia siłę Lorentza, z której wynika, że prędkość nośnika prądu w polu magnetycznym wyraża się poprzez

$$\mathbf{v} = \mu (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

μ jest ruchliwością nośnika.

Po wyznaczeniu $\mathbf{v}$:

$$\mathbf{v} = \frac{\mu}{1 + (\mu B)^2} (\mathbf{E} + \mu \mathbf{E} \times \mathbf{B} + \mu^2 (\mathbf{B} \cdot \mathbf{E}) \mathbf{B})$$

Można zauważyć, że pole magnetyczne prostopadłe do elektrycznego istotnie redukuje ruchliwość nośników i tym samym zwiększa rezystywność materiału.

W półprzewodniku z pojedynczym typem nośnika magnetorezystancja jest proporcjonalna do $1 + (\mu B)^2$

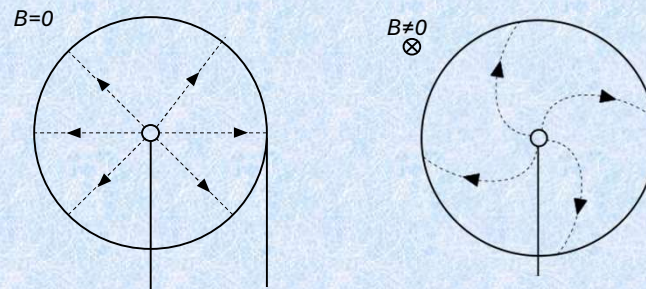
Dokładniejszą analizę oferuje mechanika kwantowa. Ustawienie spinów elektronów w kierunku namagnesowania powoduje, że obsadzanie orbit walencyjnych przez elektrony o jednakowych spinach jest mniej prawdopodobne. Niż w przypadku losowego ustawienia spinów, tak więc w obecności pola magnetycznego ruchliwość elektronów silnie maleje. W układach z tunelowaniem spada z kolei prawdopodobieństwo przejść tunelowych.



188

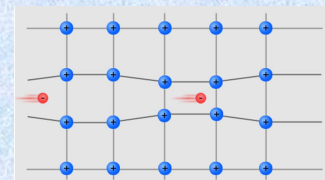
Magnetorezystancja geometryczna

Dysk Corbino – pole magnetyczne zmienia trajektorie ruchu elektronów zwiększając rezystancję pomiędzy cylindrycznymi elektrodami



189

Detektory kwantowe



Para Coopera

W skrajnie niskich temperaturach elektrony mogą łączyć się w pary na dość znacznych odległościach (około 10 000 Å) poprzez drgania sieci krystalicznej (fonony), których są źródłem. Duże odległości wykluczają oddziaływania kulombowskie między nimi.

Schłodzona do ekstremalnie niskich temperatur sieć krystaliczna ma mocno ograniczone drgania, a w związku z tym prawdopodobieństwo zderzenia się z nią elektronów jest niskie.

Elektron poruszający się takiej sieci zaburza swoim ładunkiem równowagę jonu, który wychyla się ze swojego położenia równowagi. Pociąga to za sobą ruch innych jonów sieci, powstaje fala nazywana fononem. Fala taka ulec może wygaszeniu lub też pobudzić do drgań inny elektron – musi mieć on spin przeciwny. Taka połączona drganiem mechanicznym para elektronów jest nośnikiem prądów w nadprzewodnikach.

Elektrony mają spiny półokowe (fermiony) ale spin wypadkowy pary Coopera jest całkowity. Para ta jest więc bozonem i zachowuje się jak naładowana cząstka.

190

Złącze Josephsona

nadprzewodnik **bariera** nadprzewodnik

Są to dwa nadprzewodniki oddzielone bardzo cienką warstwą (~nm) dielektryka lub zwykłego przewodnika. Warstwa ta stanowi barierę, przez którą tunelują pary Coopera

Ponieważ funkcje falowe po obu stronach bariery mają różne fazy przez złącze płynie prąd opisywany **pierwszym prawem Josephsona**

$$I = I_{\phi} \sin \varphi$$

I_{ϕ} parametr złącza zależny od materiału, temperatury i zewnętrznego pola magnetycznego

φ różnica faz funkcji falowych par Coopera po przeciwnych stronach złącza

Jeżeli do złącza przyłożymy napięcie $u(t)$, to faza będzie się zmieniać proporcjonalnie do tego napięcia - zgodnie z **drugim prawem Josephsona**

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{2e}{\hbar} u(t)$$

$$\hbar = \frac{h}{2\pi} = 1,05 \dots \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$$

zredukowana stała Plancka zwana też stałą Diraca

191

Tunelowanie Josephsona jest wykorzystywane w detektorach SQUID (czyt. skwid ang. *superconducting quantum interference device*)

Wykorzystuje się je w przyrządach do pomiaru bardzo słabych pól magnetycznych (m.in. wywołanych akcją serca – magnetokardiografia), bardzo niskich napięć i prądów, a także wzorców jednostki napięcia.

Działanie elementów wykorzystujących zjawisko Josephsona opiera się na efekcie Meissnera:

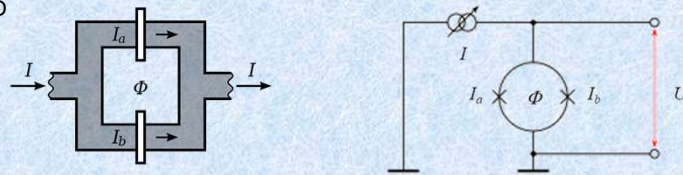
dla określonej wartości natężenia prądu w jednym z nadprzewodników wytworzone przezeń pole magnetyczne niszczy stan nadprzewodzący w drugim z nadprzewodników

Elementy tego rodzaju mają bardzo krótki czas przełączania i ekstremalnie mały pobór mocy. Złącze Josephsona mogą być wykorzystywane jako bardzo szybkie jednostki logiczne około stukrotnie szybsze od krzemowych elementów półprzewodnikowych.

Istnieją dwie konfiguracje detektora SQUID stałoprądowa (DC) i mikrofalowa RF. Pierwsza zawiera dwa złącza Josephsona, a druga tylko jedno takie złącze.

192

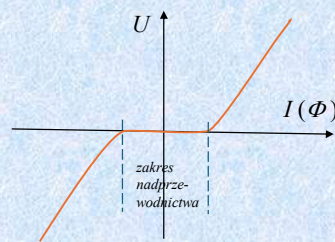
DC SQUID



Prąd wejściowy I rozdziela się na dwie równe gałęzie I_a oraz I_b .

Jeśli pojawi się zewnętrzne zmienne pole magnetyczne, to powstanie dodatkowy prąd indukowany płynący naokoło pętli. W jednej z gałęzi będzie on zgodny z prądem wymuszonym, a w drugiej przeciwny do niego. Prąd w pętli wytworzy strumień magnetyczny przeciwny do przyłożonego i równy jego wartości, co ostatecznie spowoduje jego zniwelowanie. Jeśli jednak wartość tego prądu będzie wzrastać, będzie zanikać nadprzewodnictwo i na zaciskach pętli pojawi się napięcie proporcjonalne do wartości strumienia magnetycznego.

DC SQUID jest zatem konwerterem strumienia magnetycznego na napięcie.



193

Można także DC SQUID opisać od strony kwantowej.

Bez pola magnetycznego fazy funkcji falowych związanych z parami Coopera w obydwu gałęziach muszą być identyczne i ich różnica wynosi 0 – prąd naokoło pętli nie płynie ale płynie przez przyrząd – prądy na wyjściu się sumują.

Po przyłożeniu zewnętrznego pola magnetycznego różnica faz stanie się niezerowa i będzie proporcjonalna do jego strumienia.

$$\Delta\varphi = \frac{2e}{\hbar} \Phi$$

Różnica faz wywoła prąd w pętli zgodnie z pierwszym prawem Josephsona.

Po przekroczeniu przez ten prąd wartości progowej gerowane przezeń pole magnetyczne zacznie niwelować nadprzewodnictwo i na złączu pojawi się napięcie.

Detektory SQUID są bardzo czułe reagując na pola rzędu $5 \cdot 10^{-18}$ T. Procesy biologiczne generują pola od 10^{-9} do $5 \cdot 10^{-6}$ T. Ziemskie pole magnetyczne ma wartość ok. $30 \cdot 10^{-6}$ T.

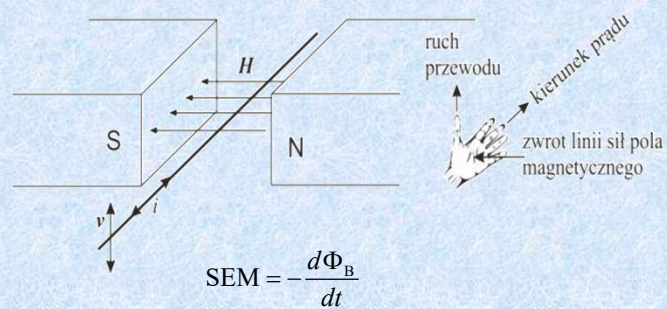
Wersja RF SQUID jest prostsza ale mniej czuła. Zawiera tylko jedno złącze Josephsona i jest indukcyjnie sprzężona z układem odczytu. Zewnętrzne pole magnetyczne powoduje zmianę jej częstotliwości rezonansowej.

194

SENSORY MAGNETOELEKTRYCZNE

195

Podstawą działania jest indukcja elektryczna



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

$$\Phi_B = \int_{\Sigma} \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

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

196

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 generowanemu.

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

197

SEM można zwielokrotnić poprzez szeregowo 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

$$\Phi_B = L \cdot i$$

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:

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

198

zatem

$$\Phi_B = \mu \frac{S}{l} i$$

dla N uzwojeń

$$\Phi_B = BSN \quad B = \frac{\mu i}{l} N \quad \Rightarrow \quad \Phi_B = \frac{\mu SN^2 i}{l}$$

dla uzwojeń kołowych o promieniu R $\Phi_B = \frac{\mu RN^2 i}{2}$

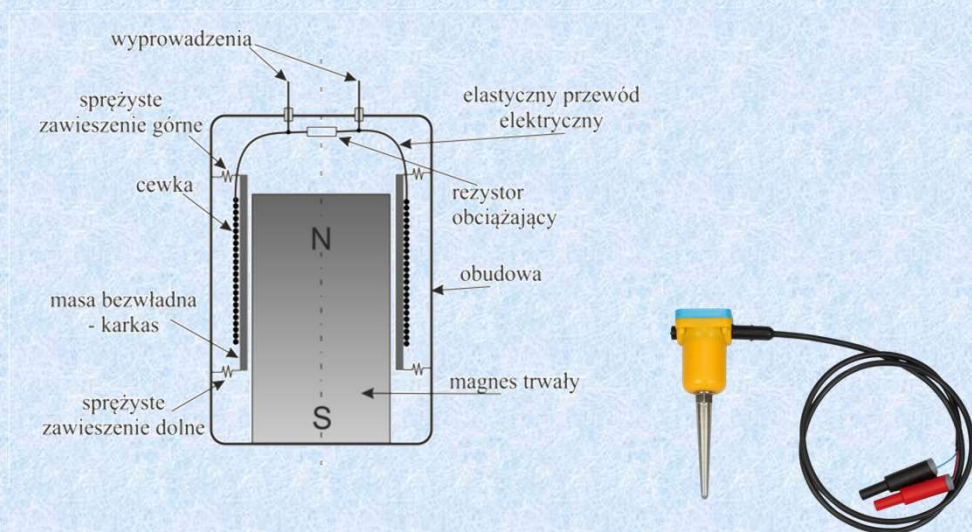
$$SEM = - \frac{\mu RN^2}{2} \frac{di}{dt}$$

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

199

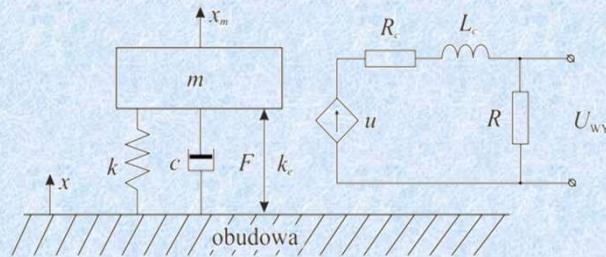
Konstrukcje bezwładnościowe

GEOFON



200

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

201

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 $j = \sqrt{-1}$

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

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

analogicznie można uzyskując zależności dla wyższych pochodnych

202

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

$$U_{wy} = S \dot{x}_m$$

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

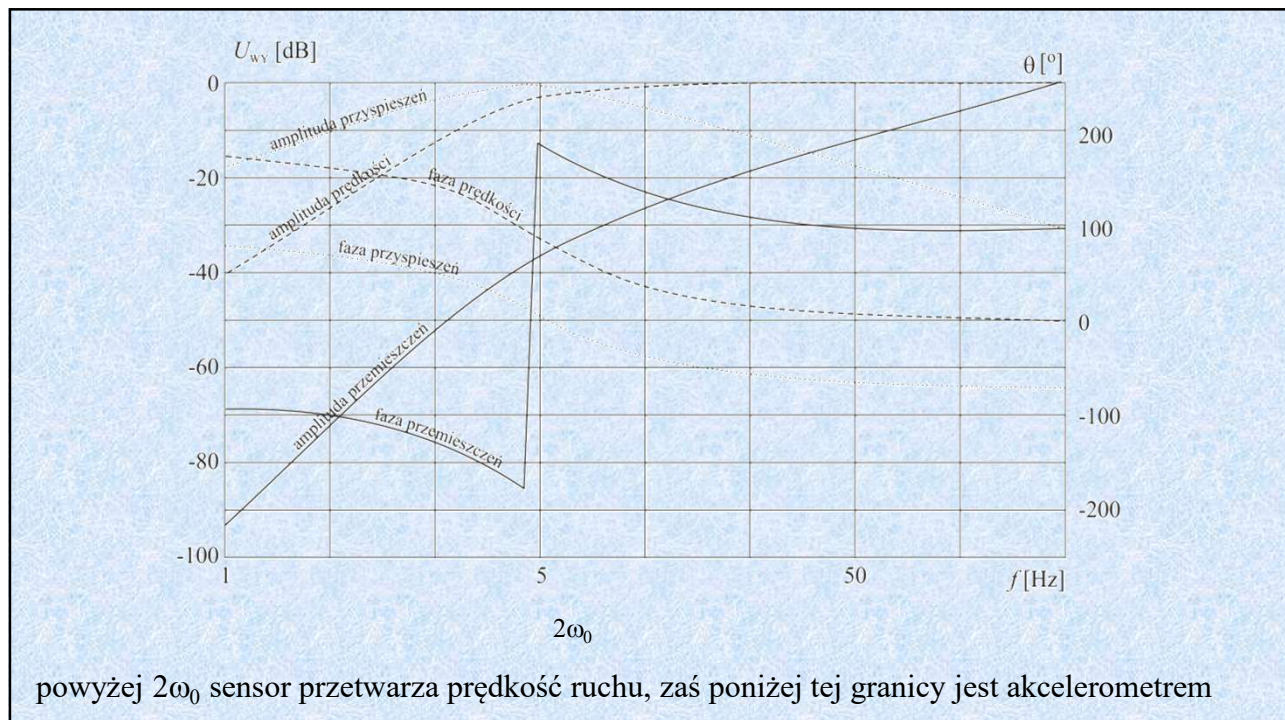
Czułość zależy od szczegółów konstrukcyjnych czujnika, głównie wartości strumienia magnetycznego oraz liczby zwojów cewki.

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

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

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

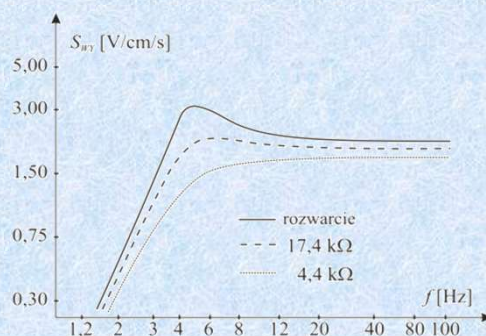
203



204

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.

205

cztery podstawowe źródła szumów sensorów magnetoelektrycznych

- 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.

206

Gęstość widmową szumu termomechanicznego powyżej częstotliwości rezonansowej wyrazić można poprzez formułę

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

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

Szum termoelektryczny można wyrazić poprzez:

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

Szum śrutowy opisywany jest wyrażeniem:

$$\Phi_S(\omega) = 2eI_{pn} \left[\frac{\text{A}^2}{\text{Hz}} \right]$$

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

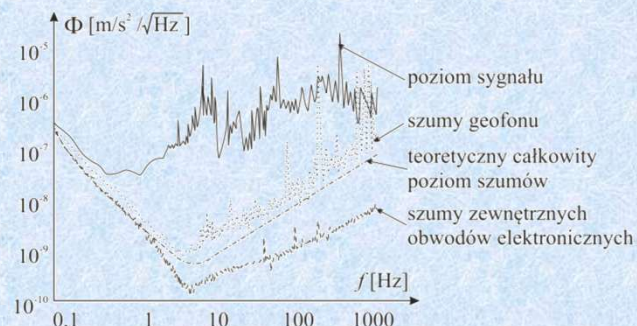
207

szum migotania związany jest defektami sieci krystalicznej półprzewodnika

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

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

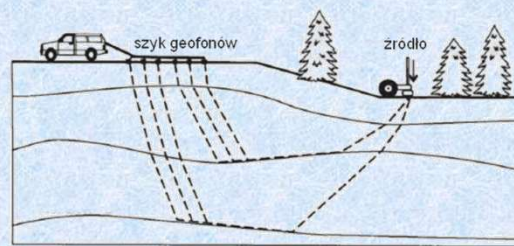
Wartość średniokwadratowa spektralnej gęstości szumu dla geofonu współpracującego z niskoszumnym wzmacniaczem operacyjnym



208

Wykorzystując tego rodzaju sensory 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)
- stosując sztuczne źródła fali można profilować struktury geologiczne nawet do znacznych głębokości



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

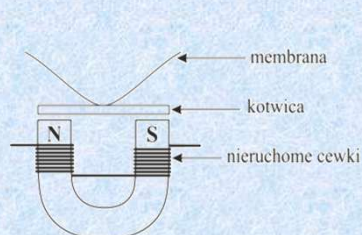
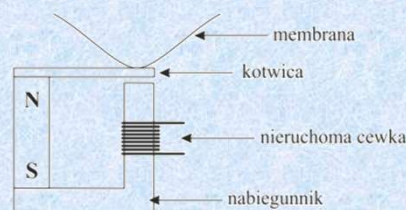
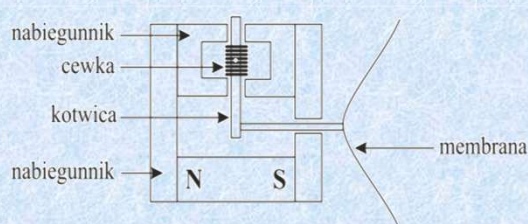
209

Sensory elektromagnetyczne

Przewód z prądem jest nieruchomy

210

Przykłady konstrukcji

dwubiegunowy
z kotwicą swobodnąjednobiegunowy
z kotwicą swobodną

jednobiegunowy z kotwicą zrównoważoną

211

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).

212

Przetworniki elektromagnetyczno-akustyczne EMAT

EMAT (*electromagnetic acoustic transducer*)

używane są także akronimy

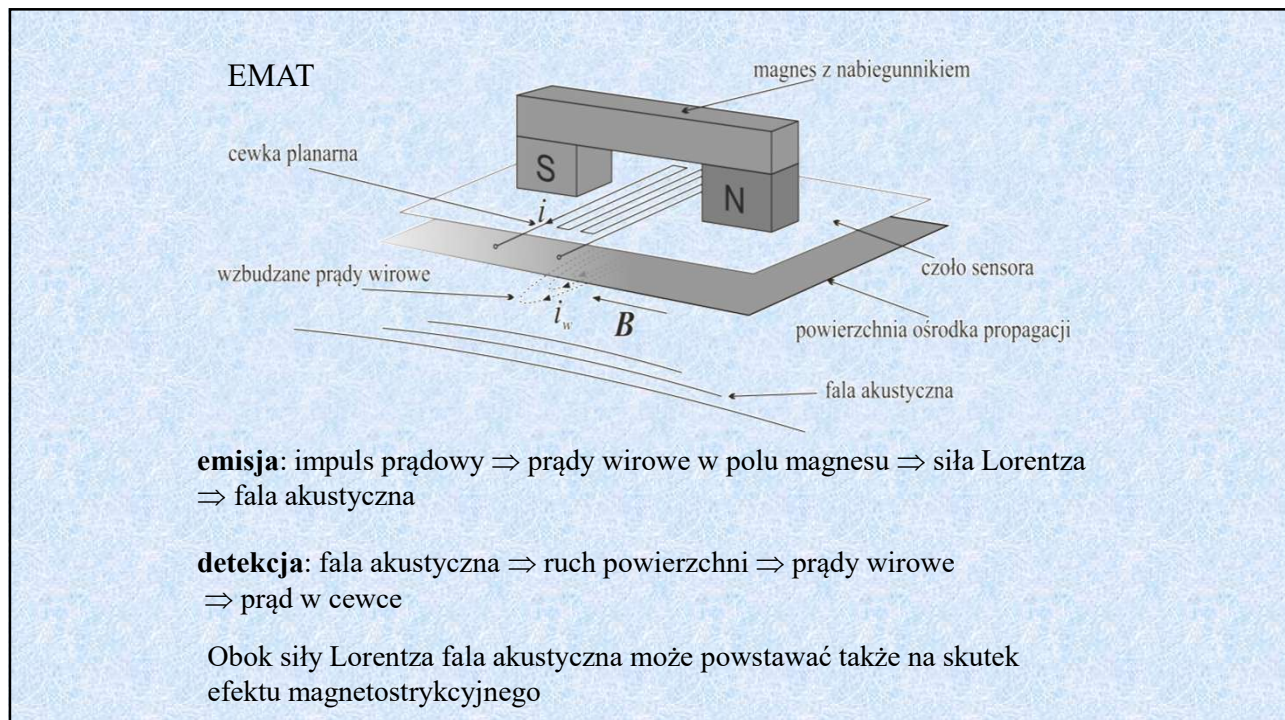
EMAR (*electromagnetic acoustic resonator*), który podkreśla rezonansowy tryb pracy

EMUS (*electromagnetic ultrasonic sensor*) wyodrębniający sensorowe właściwości 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.

213



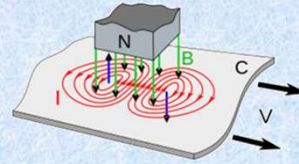
214

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



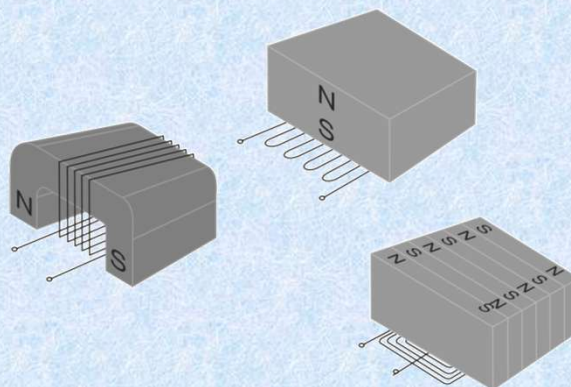
Napięcie wyjściowe:

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

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

215

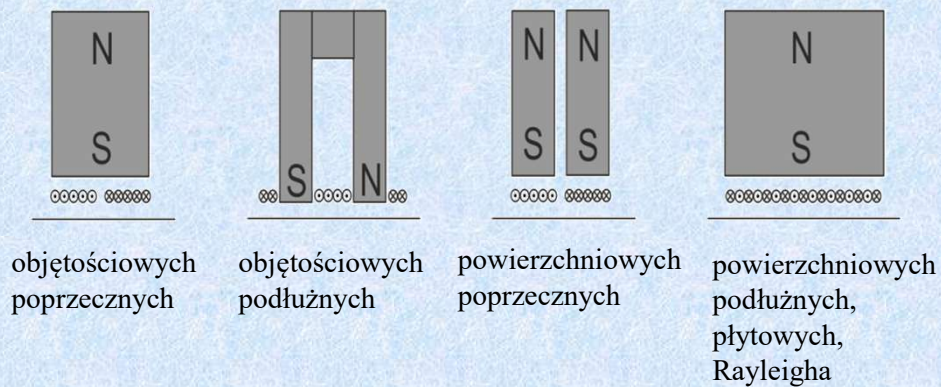
EMAT mogą mieć różne konfiguracje



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

216

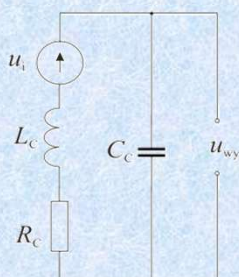
Przetworniki fal:



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

217

Schemat zastępczy



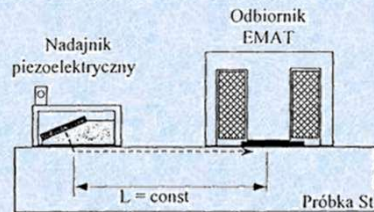
W układzie można zmieniać wartość indukcyjności cewki poprzez zmianę jej odległości do podłoża i magnesu oraz zwiększać pojemność równoległą poprzez dołączenie zewnętrznego kondensatora. Manipulacja tymi parametrami umożliwia doprowadzenie czujnika do rezonansu napięciowego (EMAR), co zwiększa sygnał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

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

218

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

219

Sensory elektrostatyczne

220

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

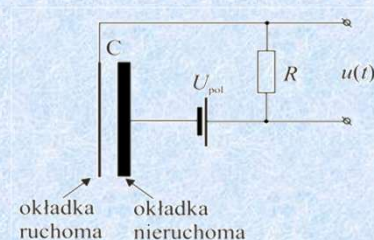
Pierwszy mikrofon tego typu, nazywany także pojemnościowym lub rzadziej kondensatorowym, skonstruował w 1916 r. Edward Christopher Wente.

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

Jest to typowy czujnik parametryczny i nieodwracalny.

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

221



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.

222

Jeśli ładunek uznać za niezmienny to można porównać:

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

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

Po uproszczeniu

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

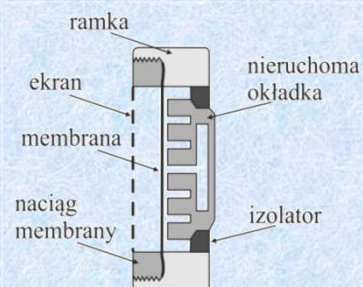
Amplituda napięcia wyjściowego jest proporcjonalna do względnych zmian dystansu między okładkami mikrofonu oraz do napięcia polaryzującego

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

223

Dolna częstotliwość graniczna zależy od stałej czasowej mikrofonu.

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

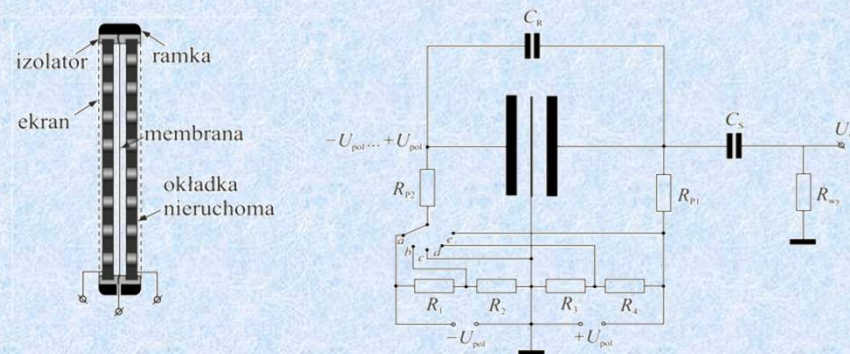


perforacja nieruchomej elektrody (płytki tylnej) ma za zadanie tłumienie niepożądanych rezonansów membrany.

Elektroda ta może być także wyposażona w rezonator Helmholtza lub otwory wentylacyjne poprawiające pracę mikrofonu w zakresie niskich częstotliwości.

224

Mikrofony z pojedynczą pojemnością mają na ogół charakterystykę kardiodalną. 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 dwukierunkowej do kwaziizotropowej

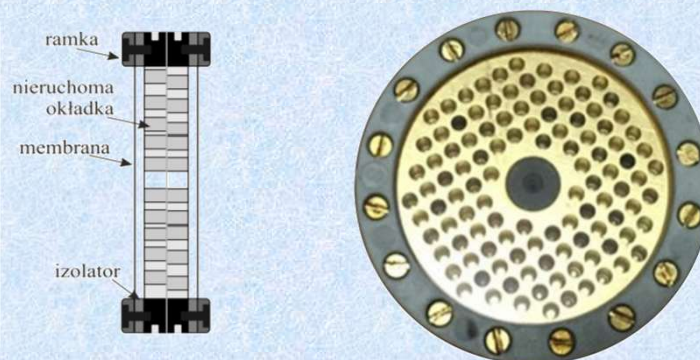
225

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



226

Typowe parametry

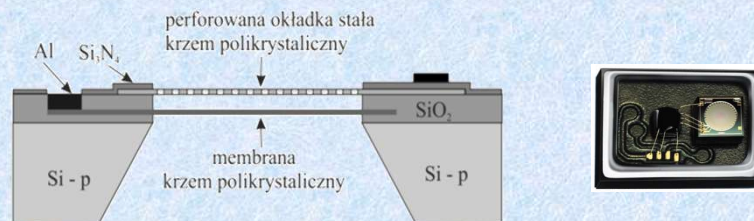
pasmo 20 Hz – 20 kHz (Hi-Fi)

czułość na poziomie - 35 dB $\pm$ 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

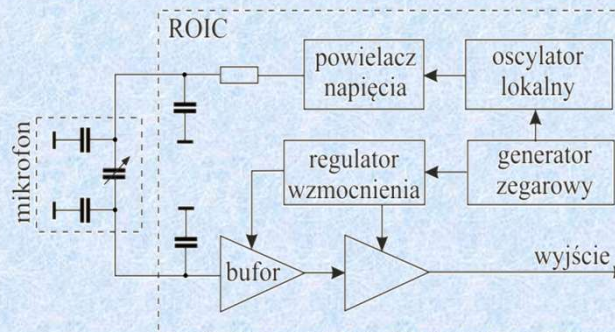
Obok niewątpliwej zalety jaką jest prostota konstrukcji mikrofony takie łatwo poddają się miniaturyzacji (MEMS)



227

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

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



228

sensory elektretowe

electricity magnet

ok. 1919 r. Mototaro Eguchi

229

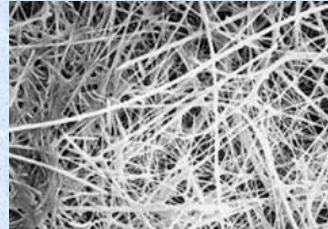
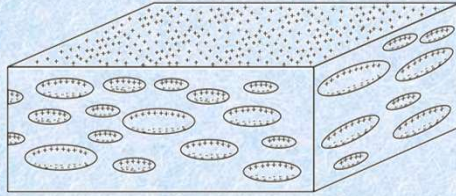
Generowanie napięcia polaryzującego jest niewygodne
Zamiast tego można zastosować materiał trwale naelektryzowany

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)

230

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 ($\text{tg}\delta \approx 10^{-4}$, aż do 10 GHz)
bardzo wysoka rezystywność ($\rho \approx 10^{16} \Omega\text{m}$),
wysoka wytrzymałość elektryczna ($\sim 10 \text{ kV/mm}$)
niska gęstość ($\sim 2,2 \text{ g/cm}^3$)



231

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

$\tau = \frac{\epsilon_r}{\sigma}$ 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)

232

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

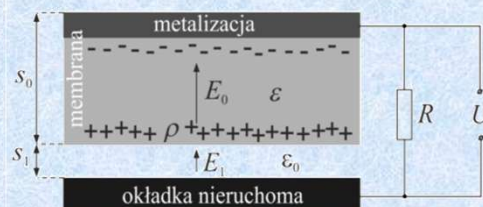
Proces starzenia zmniejsza powierzchniową gęstość ładunku, ale ładunek w objętości wykazuje większą stabilność czasową.

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



233

Mikrofon elektretowy



grubości są na rysunku znacznie przesadzone i nieproporcjonalne. w rzeczywistości $s_0 = 2 - 10 \mu\text{m}$, $s_1 = 10 - 30 \mu\text{m}$

Ugięcie membrany wygeneruje zmianę napięcia na zaciskach rezystora:

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

ε_0 bezwzględna przenikalność elektryczna powietrza,

ε bezwzględna przenikalność elektretu,

ρ gęstość ładunku powierzchniowego elektretu od 0,1 do 1 mC/m²

234

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

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

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 ($\sim 1,4$),
 s efektywna grubość powietrza,
 T mechaniczne naprężenie membrany (~ 10 N/m),
 A powierzchnia membrany

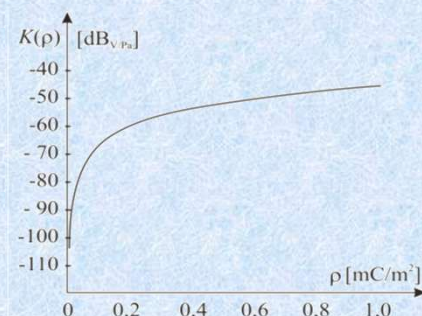
235

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

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

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

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



236

Częstotliwość rezonansowa

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

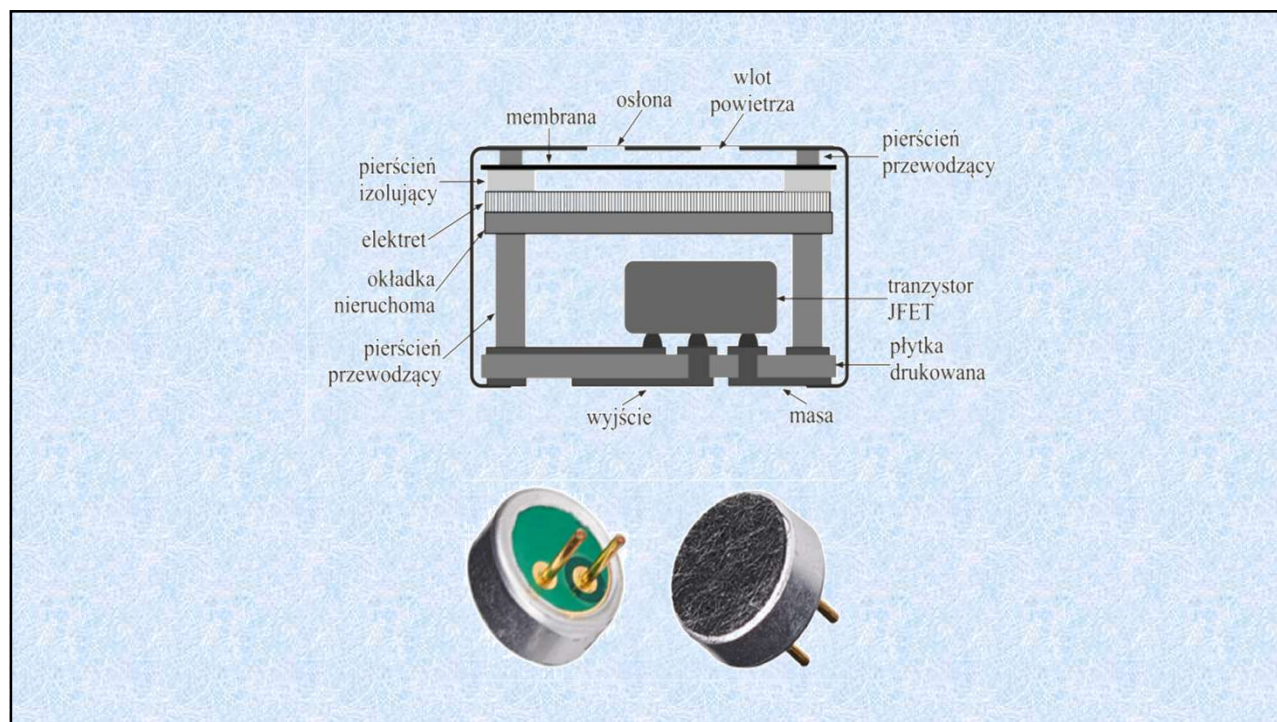
m_j - masa jednostkowej powierzchni membrany

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.

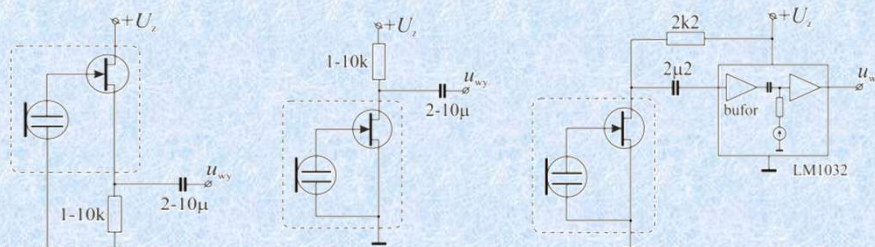
Seryjnie produkowane jest kilka rodzajów mikrofonów tego rodzaju. Mają one średnice od 4 do 9,7 mm i osiągają czułości rzędu -45 dB (0 dB = V/Pa), pasmo od ok. 100 Hz - 20 kHz, impedancję wyjściową 2,2 kΩ (przy 1 kHz), oraz SNR rzędu 56 dBA (1 kHz) przy masie 0,3 g.

237



238

Łączenie z obwodami zewnętrznymi

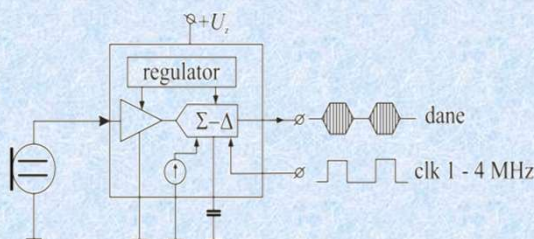


Dedykowany czterołożkowy wzmacniacz scalony zapewnia wzmocnienie napięciowe od 6 do 25 dB przy prądzie zasilania ~ 60 mA i napięciach zasilania od 1,7 do 5 V, SNR 61 dB, impedancję wejściową przekraczającą 100 M Ω , impedancję wyjściową niższą od 200 Ω .

239

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.

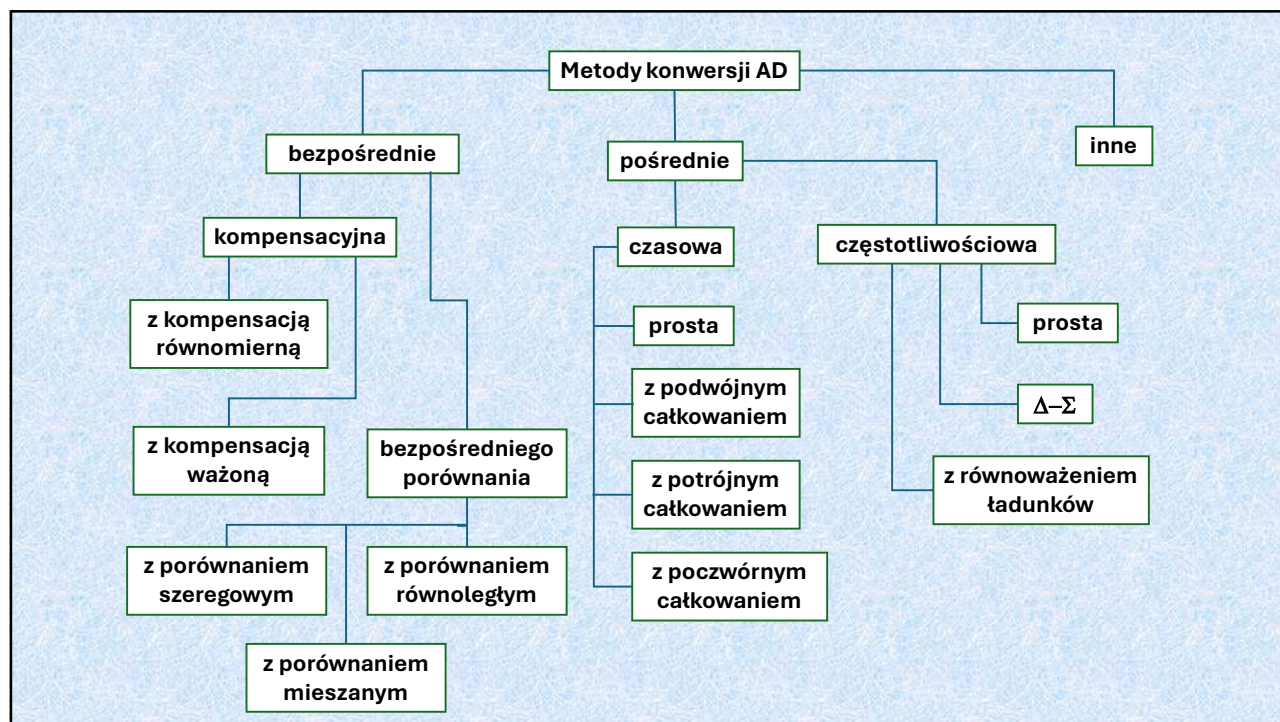


Układy takie jak LMV1024, ADAU1302, NJU7907 pozwalają uzyskać wysoką liniowość przy niskim napięciu zasilania 1,64 do 3,65 V, poborze prądu nie przekraczającym 650 mA, oferują pasmem 25 Hz – 20 kHz, niski poziom szumów ekstremalnie wysoką rezystancją wejściową sięgającą 15 G Ω .

240

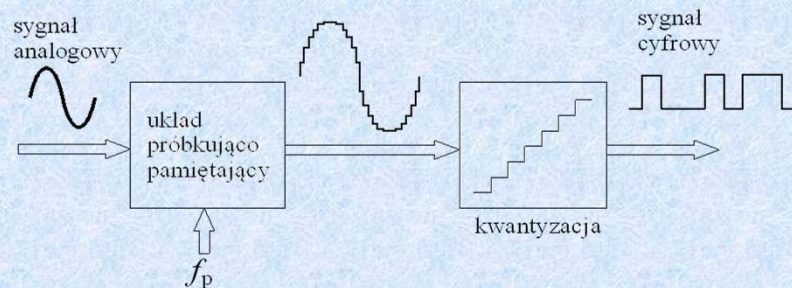
Przetworniki analogowo - cyfrowe

241



242

Ogólna zasada działania i właściwości przetwornika AC



Przebieg wejściowy może być przebiegiem napięciowym lub prądowym o dowolnej polaryzacji. Jego amplituda jest jednak ograniczona od dołu szumami układów, a od góry ich wydajnością prądową lub wytrzymałością napięciową

243

Najważniejsze parametry

- **rozdzielczość N** - liczba wartości dyskretnych reprezentujących sygnał analogowy
 - 8 Bit = $2^8 = 256$ poziomów kwantyzacji,
 - 10 Bit = $2^{10} = 1024$ poziomów kwantyzacji
- **napięcie odniesienia (referencyjne) V_{ref}** - wiąże sygnał analogowy V_{in} jest związany z cyfrowym sygnałem wyjściowym D_{out} poprzez relację

$$V_{in} = V_{ref} \cdot (D_0 2^{-1} + D_1 2^{-2} + \dots + D_{N-1} 2^{-N})$$

np. $N = 3$ Bit, $V_{ref} = 1V$, $D_{out} = '011'$ => $V_{in} = 1V \cdot (2^{-2} + 2^{-3}) = 1V \cdot (0,25 + 0,125) = 0,375 V$

244

- V_{LSB} – minimalna mierzalna różnica napięć (LSB – least significant Bit – najmniejszy bit znaczący)

$$V_{LSB} = V_{ref} / 2^N$$

$$V_{in} = V_{LSB} (D_0 2^{N-1} + D_1 2^{N-2} + \dots + D_{N-1} 2^0)$$

$$\text{np. } N = 3 \text{ Bit, } V_{ref} = 1V, D_{out} = '011' \Rightarrow V_{LSB} = 1V / 2^3 = 0,125V$$

$$\Rightarrow V_{in} = 0,125V \cdot (2^1 + 2^0) = 0,125V \cdot 3 = 0,375V$$

- ΔV - różnica napięć między sąsiednimi poziomami logicznymi
w idealnym przypadku wszystkie wartości ΔV są równe V_{LSB}
- V_{FSR} – różnica pomiędzy największym a najmniejszym mierzalnym napięciem (FSR – full scale range)

245

Napięcie referencyjne (np. 5,0 V)

Przetwornik 8-bitowy

Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
2,5000	1,2500	0,6250	0,3125	0,1563	0,0781	0,0391	0,0195

$$11111111 = 4,98V$$

Przetwornik 12-bitowy

Bit11	Bit10	Bit9	Bit8	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
2,5000	1,2500	0,6250	0,3125	0,1563	0,0781	0,0391	0,0195	0,0098	0,0049	0,0024	0,001221

$$010101110010 = 1,70166V$$

Przetwornik 16 bitowy jest w stanie zmierzyć różnicę napięcia wynoszącą 0,07629 mV

246

- **SNR - stosunek poziomu sygnału do poziomu szumu**

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}, \quad SNR|_{db} = 10 \log \left(\frac{P_{signal}}{P_{noise}} \right)$$

- **ENOB – efektywna liczba bitów**

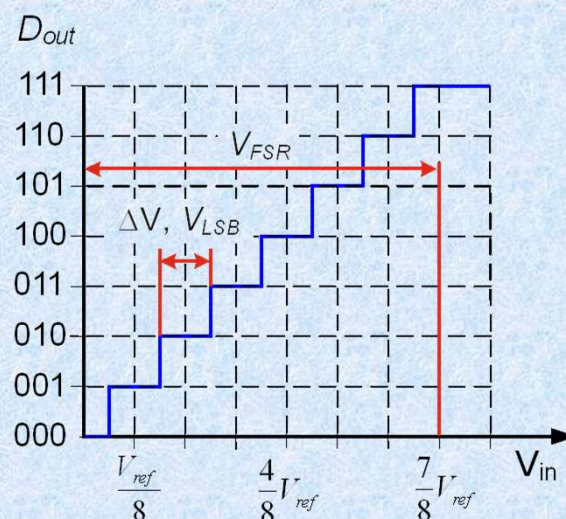
- efektywna rozdzielczość z uwzględnieniem wszystkich zakłóceń

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02}$$

- SINAD (Signal to Noise And Distortion) → SNR z uwzględnieniem wszystkich zniekształceń (bez członu stałoprądowego)

247

Idealny ADC



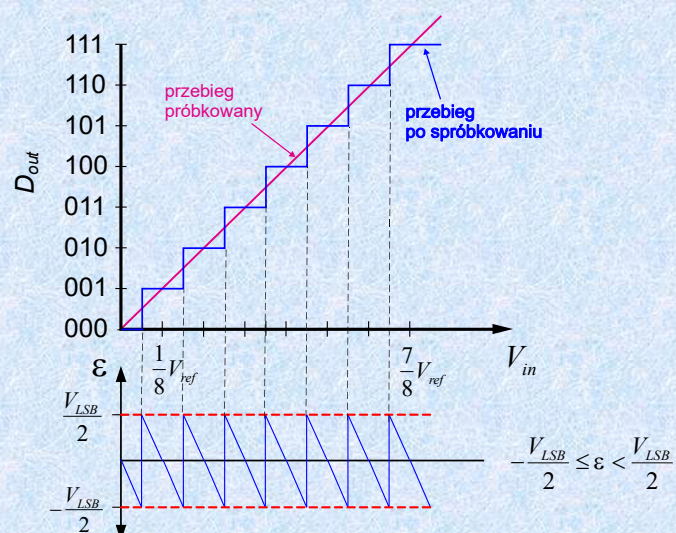
248

Inne ważne parametry ADC

- **Pasmo** – maksymalna częstotliwość sygnału wejściowego
- **Moc rozpraszana** – moc pobierana z zasilania
- **Czas konwersji** – czas od podania sygnału analogowego do otrzymania sygnału cyfrowego (ważny dla struktur równoległych)
- **Częstotliwość próbkowania (sampling rate f_{samp})** – częstotliwość z jaką sygnał ciągły jest mierzony
- **Błędy** – kwantyzacji, offsetu, wzmacnienia, INL, DNL, utraty kodu, nieliniowości i in.

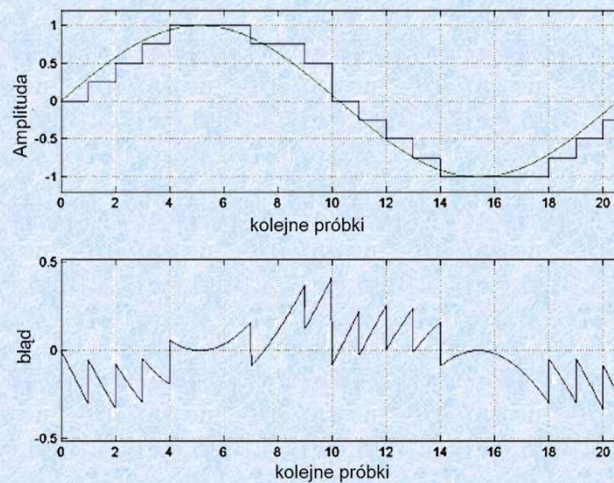
249

Błąd kwantyzacji



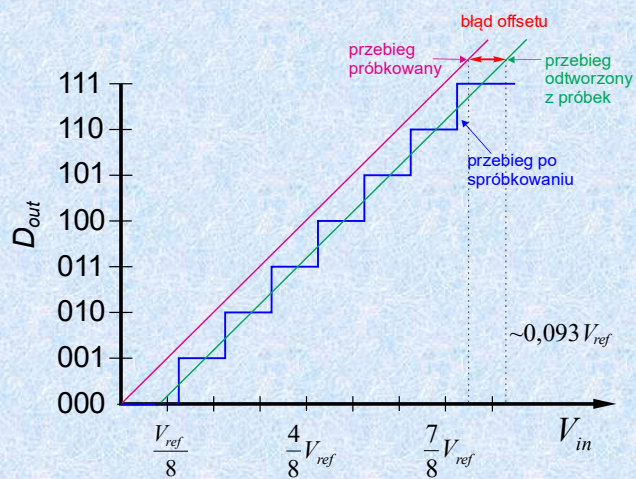
250

Przykład dla próbkowania 3 Bit



251

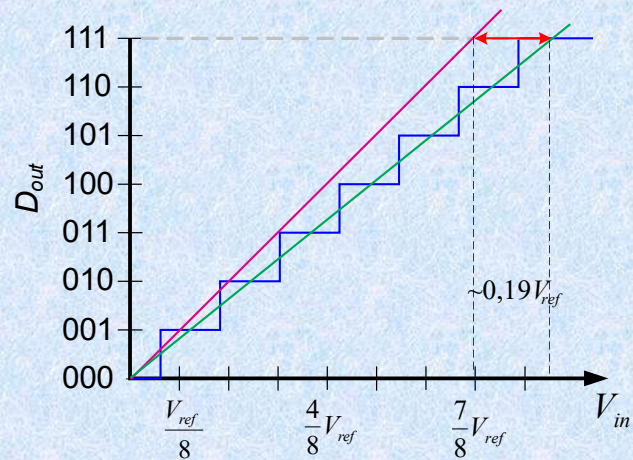
Błąd offsetu



Powodem może być różnica poziomów masy analogowej i cyfrowej

252

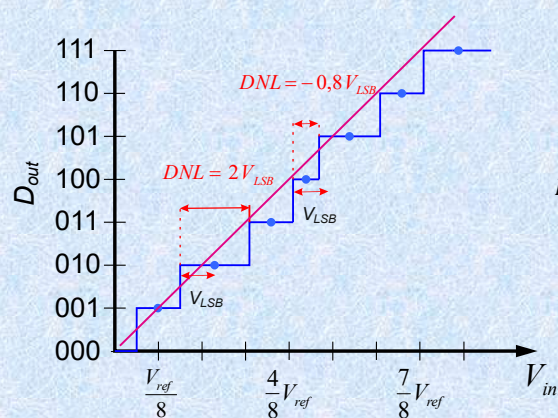
Błąd wzmacnienia



jest to rezultat zbyt małej lub zbyt dużej wartości ΔV lub złego doboru V_{ref}

253

DNL Differential Non-Linearity – nieliniowość różnicowa



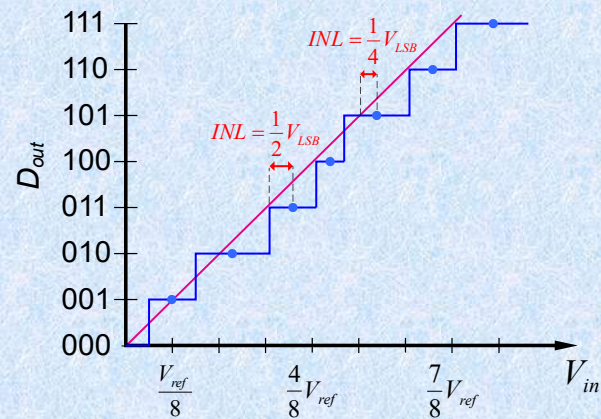
$$DNL = \frac{\Delta V(k) - \Delta V_{idealna}}{\Delta V_{idealna}}$$

Definiuje się po usunięciu błędu wzmacnienia

Rezultat błędów taktowania

254

INL Integral Non-Linearity nieliniowość całkowa

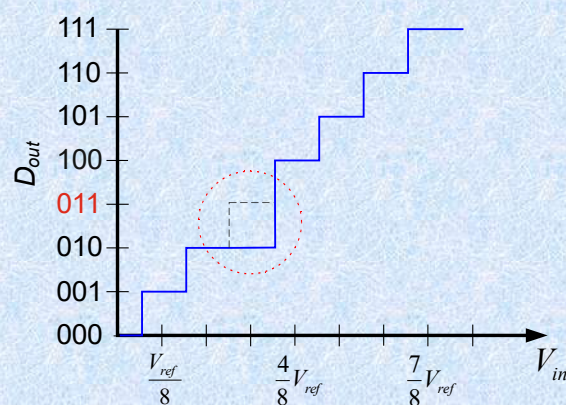


Podana w wartościach V_{LSB} odchyłka od przebiegu rzeczywistego, definiowana po usunięciu błędów wzmocnienia i offsetu

Powodowana najczęściej błędami realizacji elementów referencyjnych układu przetwarzania

255

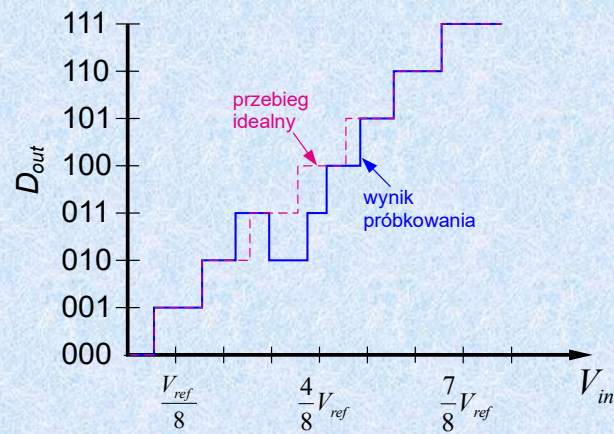
Błąd utraty kodu



Powstaje na ogół gdy $DNL > 1 V_{LSB}$ lub $INL > 0,5 V_{LSB}$ może też być rezultatem błędnego działania strony cyfrowej przetwornika

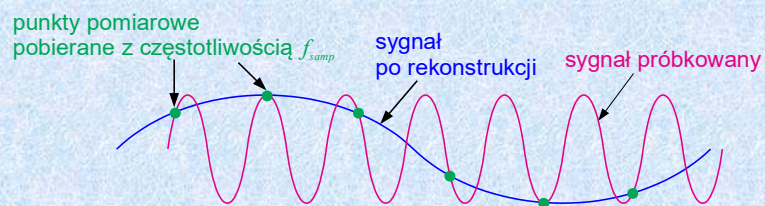
256

Niemonotoniczność



257

Aliasing



Rezultat zbyt małej częstotliwości próbkowania $f_{s\text{amp}}$ (podpróbkowanie - undersampling)

Częstotliwość próbkowania musi spełniać **kryterium Nyquista** tj. być przynajmniej dwukrotnie wyższa od najwyższej częstotliwości w widmie przebiegu próbkowanego

W praktyce stosuje się częstotliwości jeszcze wyższe. Dobór częstotliwości jest kompromisem pomiędzy dokładnością a szybkością przetwornika ew. wielkością strumienia danych

258

Wybór typu przetwornika zależy od wymaganej szybkości i dokładności.

Niską i wysoką dokładność uzyskuje się w przetwornikach **całkujących i $\Sigma-\Delta$**

Średnią prędkość i średnią dokładność uzyskuje się w przetwornikach z **sukcesywną aproksymacją i algorytmicznymi**

Wysoką prędkość i niską lub średnią dokładność uzyskuje się w przetwornikach o **przetwarzaniu bezpośrednim (Flash) i potokowych**

Ze względu na metodę działania wyróżnia się trzy rodzaje przetworników

bezpośrednie
pośrednia
kompensacyjne

259

Przetworniki z podwójnym całkowaniem

Metoda podwójnego całkowania jest jednym z najdokładniejszych sposobów na przetwarzanie sygnału analogowego na cyfrowy.

Przetwornik podwójnie całkujący zamienia wartość średnią napięcia mierzonego na czas T.

W pierwszym cyklu całkowania do układu doprowadzone jest napięcie mierzone. Całkowanie tego napięcia trwa zawsze tyle samo - najczęściej 20 ms.

W drugiej fazie całkowania do wejścia układu dołączone jest napięcie wzorcowe o biegunowości przeciwnej do napięcia wejściowego.

Licznik cały czas zlicza impulsy zegarowe. Jego pojemność jest tak dobrana, że maksymalną liczbę impulsów zlicza w ciągu 20 ms.

Kiedy napięcie wejściowe z integratora osiągnie wartość zero przerzutnik RS zmienia stan na przeciwny. Blokuje bramkę i kończy się zliczanie impulsów.

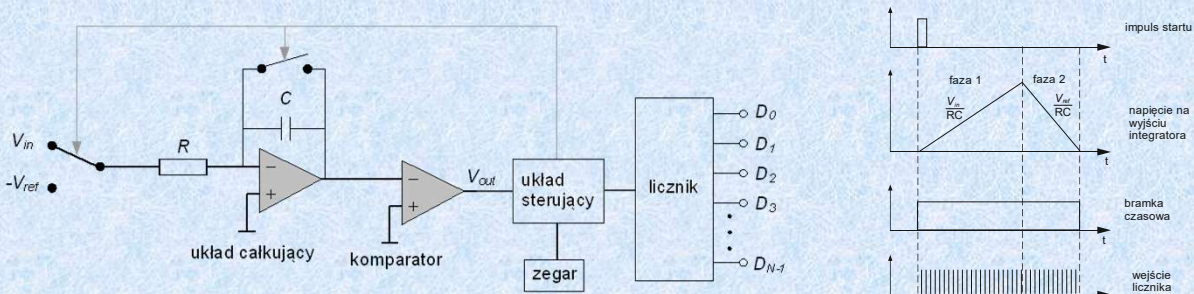
260

Układ podwójnie całkujący (z dwoma zboczami)

Faza 1 całkowanie V_{in} w stałym czasie T

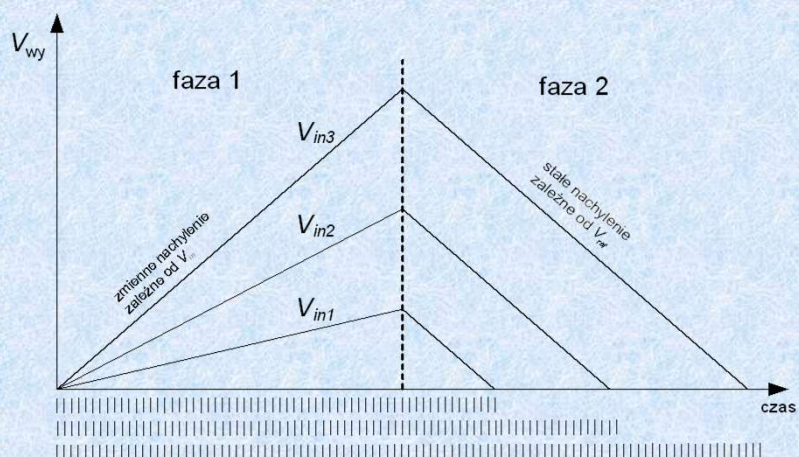
Faza 2 całkowanie $-V_{ref}$ do momentu osiągnięcia $V_{out} = 0$ pozwalającego ustalić czas zakończenia zliczania przez licznik

Wynik zliczania zależy od nachylenia zbocza narastającego i tym samym napięcia wejściowego



261

Różne wyniki zliczania dla różnych napięć wejściowych



Zalety: prosta struktura, wysoka dokładność, niskie zapotrzebowanie na energię

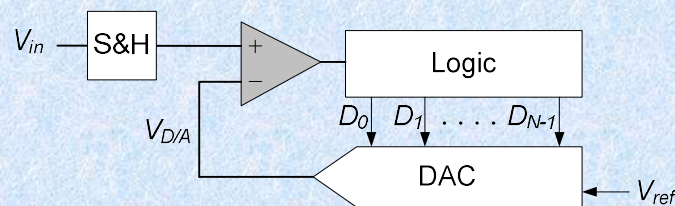
Wady: wolna praca, możliwe duże różnice pomiędzy kolejnymi czasami zliczania

262

Przetworniki z sukcesywną aproksymacją (próbkowaniem bitowym; successive approximation register (SAR))

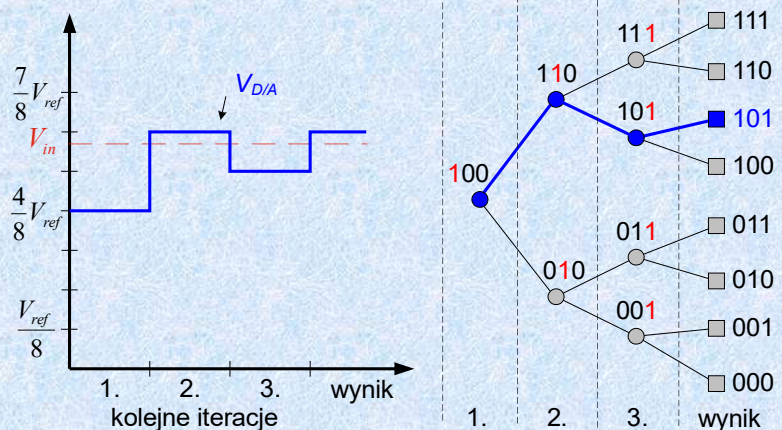
- generują zwrotny sygnał analogowy $V_{D/A}$
- porównują $V_{D/A}$ z V_{in}
- modyfikują $V_{D/A}$ poprzez wartości $D_0 D_1 D_2 \dots D_{N-1}$ do momentu uzyskania reprezentacji najbliższej V_{in}

Algorytm działania układu sterującego polega na ustawianiu na wartość 1 kolejnych bitów słowa danych dla przetwornika DAC począwszy od najważniejszego bitu słowa (MSB). W przypadku kiedy $V_{in} < V_{D/A}$, to dany bit słowa danych jest zerowany i realizowana jest kolejna iteracja algorytmu aż do osiągnięcia ostatniego bitu słowa danych (LSB). Tak ustawione słowo danych jest reprezentacją cyfrową napięcia wejściowego.



263

Przetworniki z sukcesywną aproksymacją - przykład 3 Bit



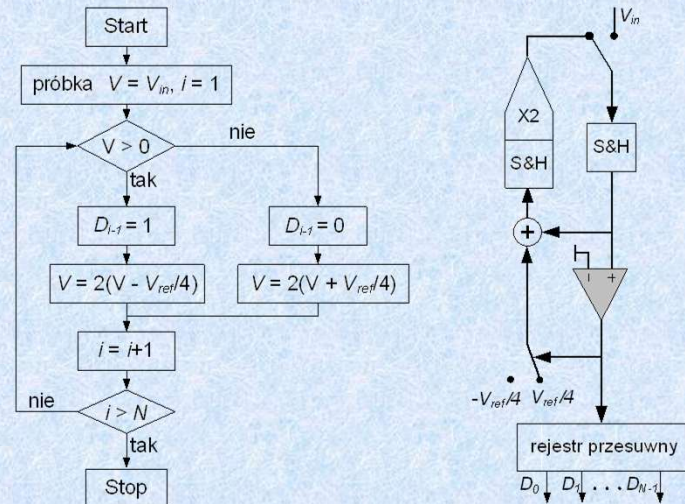
Zalety: względna prostota niski pobór mocy

Wady: wysokie wymagania na DAC, zła decyzja na początku prowadzi na zupełne manowce

264

Przetworniki algorytmiczne

Są modyfikacją SAR, ale korzystają ze stałego V_{ref}



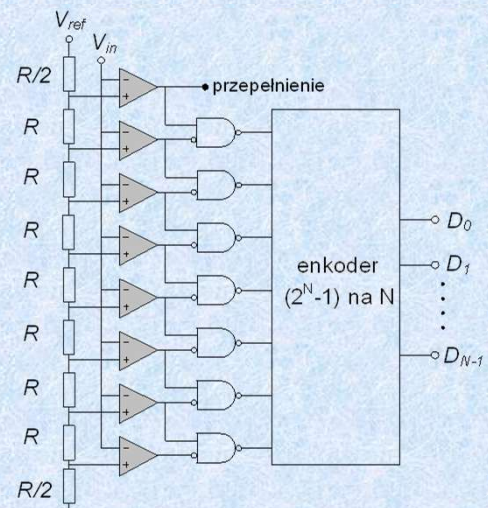
265

Przetworniki o przetwarzaniu bezpośrednim (flash)

- V_{in} jest dołączone równolegle do $2^N - 1$ komparatorów
- Rezystory wytwarzają napięcia odniesienia
- Rezystory $R/2$ realizują offset LSB o 0,5
- Kod termometrowy musi być przetworzony w enkoderze

Zalety: ekstremalnie szybki

Wady: mała rozdzielczość (max 8 Bit), zwiększenie rozdzielczości o 1 Bit podwaja liczbę elementów, duże zapotrzebowanie na moc, wysokie wymagania na rezystory, błędy przy enkodowaniu

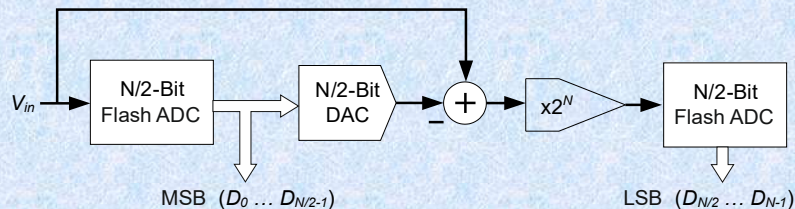


266

Flash dwupoziomowy

Konwersja przebiega dwustopniowo:

1. Określenie połowy bitów MSB $D_0 \dots D_{N/2-1}$ i ich rekonwersja na postać analogową
2. Odjęcie tej wartości od V_{in} i określenie bitów LSB $D_{N/2} \dots D_{N-1}$



Takie podejście pozwala zredukować liczbę komparatorów;
w układzie standardowym 8-Bit potrzeba $2^8=256$, a w układzie dwupoziomowym tylko $2 \cdot 2^4 = 32$ komparatorów

Wydłużenie toru powoduje jednak większe opóźnienia sygnału.
Konieczność wewnętrznego przetwarzania na postać cyfrową.

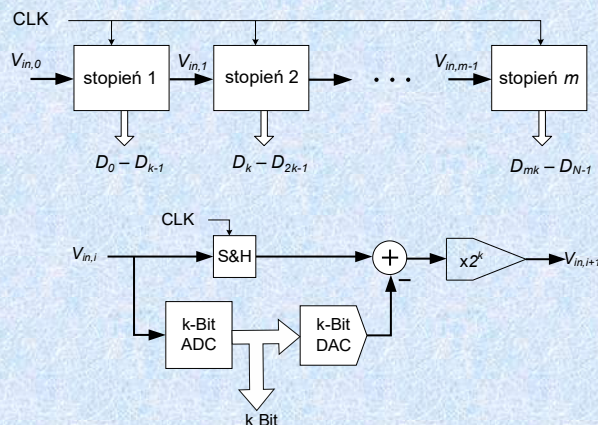
267

Przetworniki potokowe (pipeline)

Jest to rozwinięcie koncepcji Flasha dwupoziomowego na wiele poziomów aż do łańcucha stopni 1 Bit

Stopnie mogą być różne co do rozdzielczości

Pierwsze bity wyjściowe pojawiają się po m taktach zegara



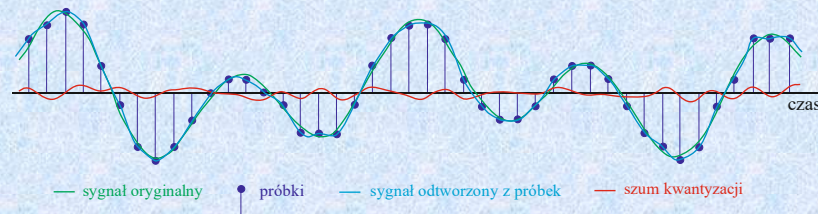
Zalety:
duża szybkość działania
łatwość zwiększania rozdzielczości

Wady:
wysokie wymagania na wzmacniacze
konieczna wysoka częstotliwość taktowania
duże zapotrzebowanie na moc

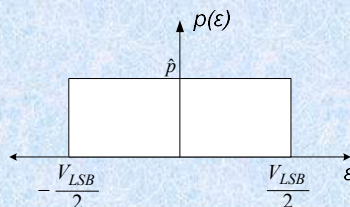
268

Szum kwantyzacji

Szum kwantyzacji powstaje w wyniku błędów zaokrągleń. Podczas konwersji ciągłego sygnału analogowego na postać cyfrową, każda wartość jest przybliżana do najbliższej wartości dyskretnej. Powstający w ten sposób błąd określany jest mianem błędu kwantyzacji. Sygnał odtworzony na podstawie próbek będzie miał nieco inny przebieg od sygnału oryginalnego. Różnica między nimi nazywana jest szumem kwantyzacji.



Szum kwantyzacji określoną gęstość prawdopodobieństwa $p(\varepsilon)$, która może być aproksymowana rozkładem równomiernym.



z definicji
$$\int_{-V_{LSB}/2}^{V_{LSB}/2} p(\varepsilon) d\varepsilon = 1$$

$$\hat{p} = \frac{1}{V_{LSB}}$$

269

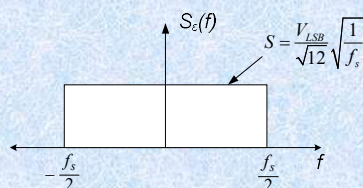
Nazwa szum kwantyzacji jest uzasadniona tym, że różnica przebiegów redukuje SNR przetwornika

$$SNR = V_{in_RMS} / V_{qn_rms}$$

Zwiększenie liczby bitów o jeden powoduje dwukrotne zwiększenie liczby poziomów kwantyzacji i w rezultacie zmniejszenie szumu kwantyzacji o $20 \log(2) \approx 6,02 \text{ dB}$; np. dla sinusoidalnego V_{in} $SNR = (6,02 N + 1,76) \text{ dB}$

$$V_{qn_RMS} = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon^2 p(\varepsilon) d\varepsilon \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{V_{LSB}} \int_{-V_{LSB}/2}^{V_{LSB}/2} \varepsilon^2 d\varepsilon \right]^{1/2} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}}$$

Szum kwantyzacji może być aproksymowany szumem białym o gęstości widmowej $S_\varepsilon(f)$ stałej dla wszystkich częstotliwości próbkowania



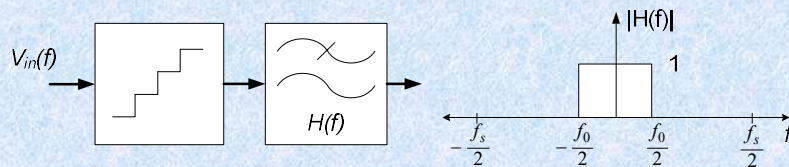
Znajomość $S_\varepsilon(f)$ pozwala wyznaczyć moc szumu kwantyzacji

$$P_\varepsilon = \int_{-f_s/2}^{+f_s/2} S_\varepsilon(f)^2 df = \frac{V_{LSB}^2}{12}$$

270

Filtracja dolnoprzepustowa i nadpróbkowanie (oversampling - OS)

Jeśli skwantowany sygnał podać na filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej f_0 , to wyeliminuje się wszystkie składowe widma powyżej f_0

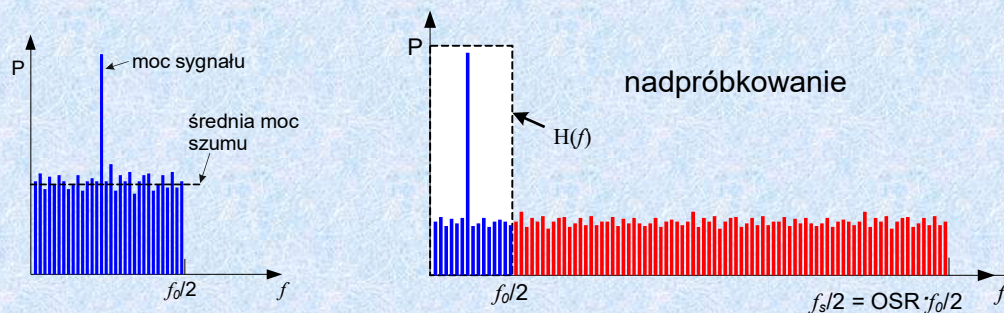


Współczynnik nadpróbkowania (oversampling rate -OSR) jest stosunkiem używanej częstości próbkowania do częstości Nyquista – po filtracji dolnoprzepustowej będzie to $2f_0$

$$OSR = \frac{f_s}{2f_0}$$

271

Widmo mocy szumu kwantyzacji



$$P_e = \int_{-f_s/2}^{+f_s/2} S_e(f)^2 |H(f)|^2 df = \int_{-f_0/2}^{+f_0/2} S^2 df = \frac{V_{LSB}^2}{12} \left(\frac{1}{OSR} \right)$$

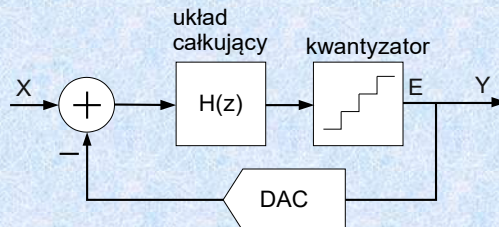
Podwojenie f_s zwiększa SNR o 3 dB co odpowiada zwiększeniu rozdzielczości o 0,5 Bit

Dla sinusoidalnego V_{in} SNR = $(6.02 N + 1.76 + 10 \log [OSR])$ dB

272

Kształtowanie szumu (noise shaping - NS)

Jest to w istocie odejmowanie szumu w pętli sprzężenia zwrotnego



$$Y = X \frac{H}{1+H} + E \frac{1}{1+H} \approx X \quad (H \gg 1)$$

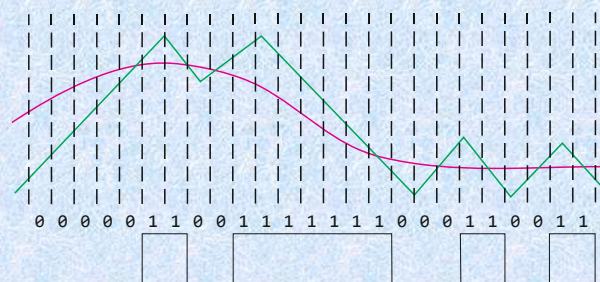
Pętla ma wysokie wzmocnienie na niskich częstotliwościach

Nadpróbkowanie z kształtowaniem szumu powodują, że podwojenie f_s zwiększa SNR o 9 dB, co jest ekwiwalentem zwiększenia rozdzielczości o 1,5 Bit

273

Kształtowanie szumu kwantyzacji wykorzystują przetworniki Δ - Σ

Wychodzą się one z modulatorów Δ zamieniających przebieg analogowy na przebieg z modulacją szerokości impulsu



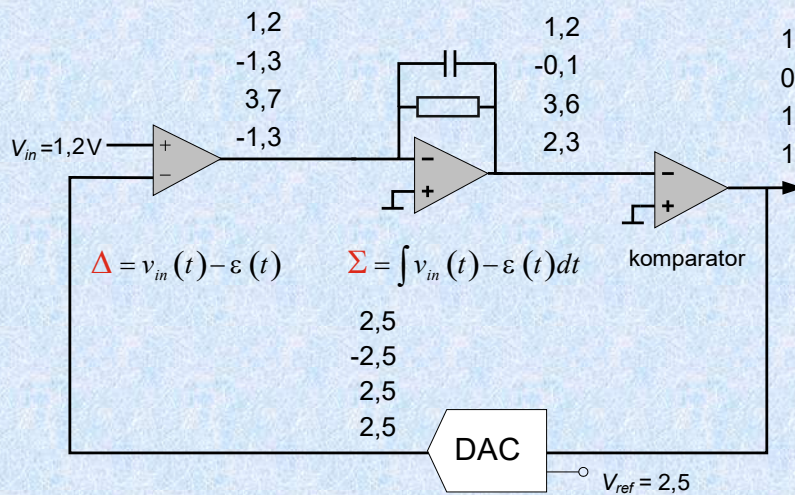
Sygnał jest śledzony przez napięcie piłokształtne, które narasta bądź maleje zależnie od tego czy w danym takcie zegara jest mniejsze czy też większe od amplitudy tego sygnału.

W widmie sygnału prostokątnego jest zawarte widmo sygnału oryginalnego. Odtworzenie sygnału oryginalnego wymaga więc tylko filtracji dolnoprzepustowej.

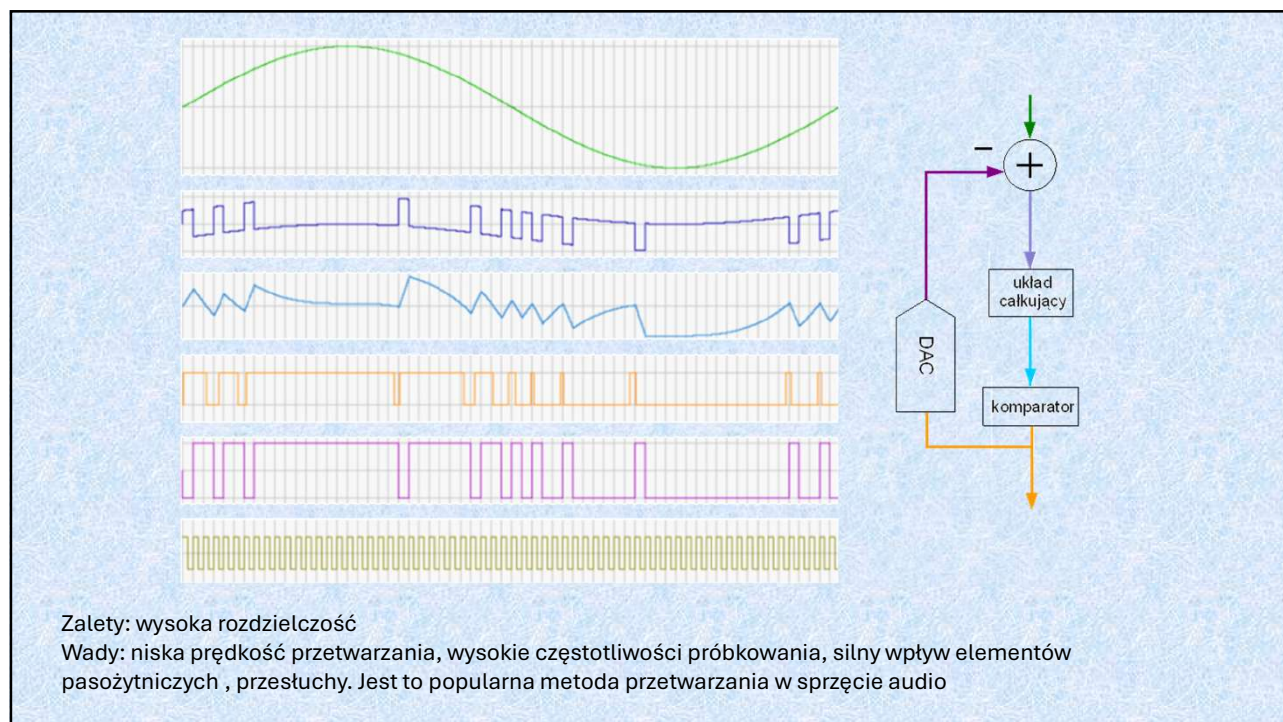
Modulator taki jest w istocie jednobitowym ADC. Ma on zasadniczą wadę – szybkozmienne sygnały generują duże błędy.

274

Ulepszenie modulatora D polega na dodaniu węzła sumacyjnego, do którego jest doprowadzany bezpośrednio sygnał wejściowy i przetworzony w 1-bitowym przetworniku DAC sygnał wyjściowy. Ponieważ sygnał ten był wcześniej całkowany, niesie on informację o wartości średniej. Przebieg wyjściowy ma odwróconą fazę w stosunku do sygnału wejściowego, zatem węzeł sumacyjny de facto odejmuje doprowadzone do niego napięcia.

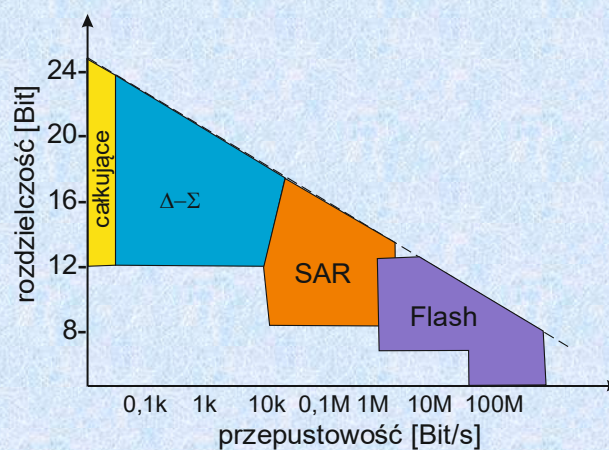


275



276

Zakresy efektywnej pracy przetworników AD



277

Przetworniki cyfrowo-analogowe

278

Klasyfikacja DAC

Istnieje kilka możliwości klasyfikacji przetworników DAC, które wynikają z:

rodzaju zastosowanego dzielnika napięciowego - pojemnościowego lub rezystancyjnego

rodzaju zastosowanej sieci rezystorów lub kondensatorów precyzyjnych

rodzaju źródła sygnału odniesienia; przetworniki ze źródłem wewnętrznym i zewnętrznym

znaku wielkości wyjściowej; przetworniki unipolarne i bipolarne,

rodzaju wielkości wyjściowej; przetworniki napięciowe i prądowe

charakterystyki użytkowej i konstrukcji; przetworniki z napięciowymi źródłami sygnału odniesienia, przetworniki z przełączaniem prądów, przetworniki mnożące

279

Ogólne równanie napięciowego DAC

$$V_{out} = N V_{ref}$$

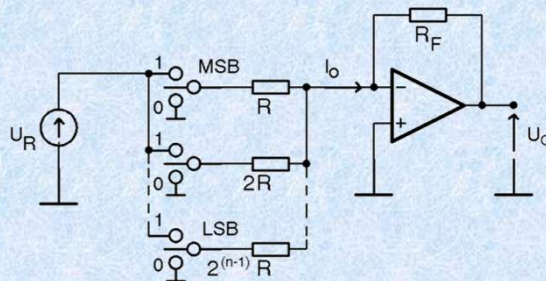
gdzie N jest ułamkiem dziesiętnym zapisanym w kodzie binarnym. Oznacza to, że DAC są zasadniczo układami mnożącymi

Ogólna budowa DAC



280

Przetwornik DAC z napięciowym źródłem odniesienia i rezystorami wagowymi



Dla idealnego źródła i wzmacniacza

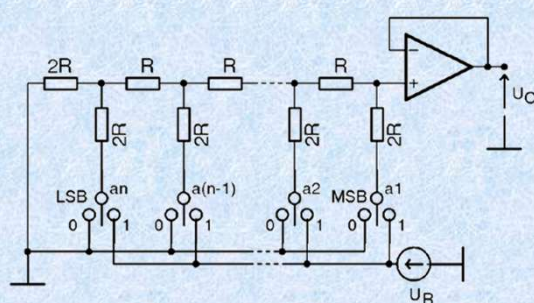
$$I_o = \frac{U_R}{R} a_1 + \frac{U_R}{2R} a_2 + \dots + \frac{U_R}{2^{n-1}R} a_n = \frac{U_R}{R/2} (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n})$$

$$U_o = -U_R (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}) = -U_R N$$

Z uwagi na trudności w realizacji rezystorów osiąga się rozdzielczość maks. 8 Bit

281

Przetwornik DAC z prostą i odwróconą drabinką R-2R

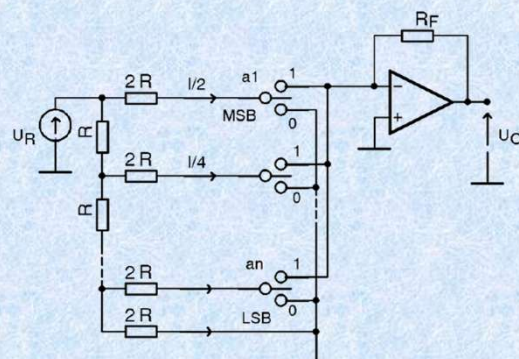


Łatwiej wykonać rezystory

Wejściowa rezystancja wypadkowa widziana jest stała i równa R.

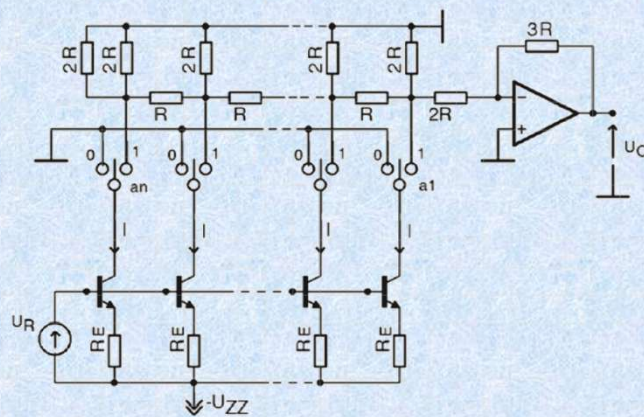
Pasmo przenoszenia (zależne od pojemności pasozytniczych rezystorów) także jest stałe

Pojemności pasozytnicze spowalniają pracę układu i są źródłem stanów nieustalonych w sygnale wyjściowym



282

Przetwornik DAC z przełączaniem prądów



283

Dziękuję za uwagę

284