

Telekomunikacja

Informacja

Telekomunikacja - jakiekolwiek przesyłanie, emisja albo odbiór znaków, sygnałów, pisma, informacji wizyjnych albo dźwięków, przy pomocy przewodów, radia, systemów optycznych lub elektromagnetycznych ([ITU](#))

Telekomunikacja – nadawanie, odbiór lub transmisja informacji jakiekolwiek natury, w szczególności: sygnałów, znaków, pisma, obrazów lub dźwięków -

- za pomocą przewodów, fal radiowych, bądź optycznych lub innych środków wykorzystujących energię elektromagnetyczną.

([Prawo telekomunikacyjne PL](#))

Telekomunikacja = część komunikacji międzyludzkiej

komunikacja = wymiana informacji

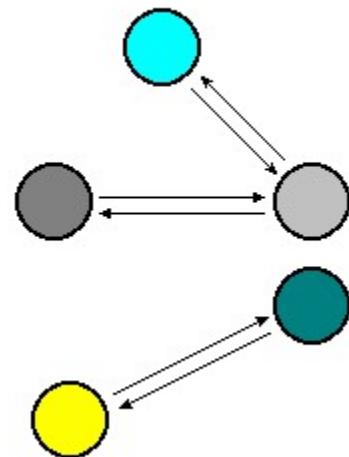


brak transportu fizycznego nośnika informacji !

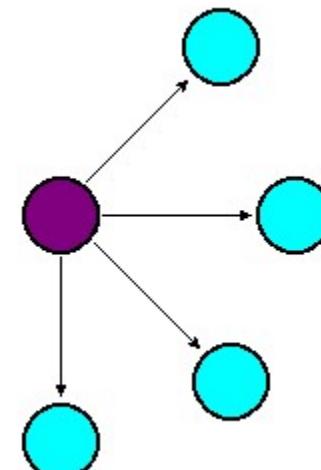
przewożenie nagranych taśm czy płyt... - nie telekomunikacja!

Rodzaje telekomunikacji

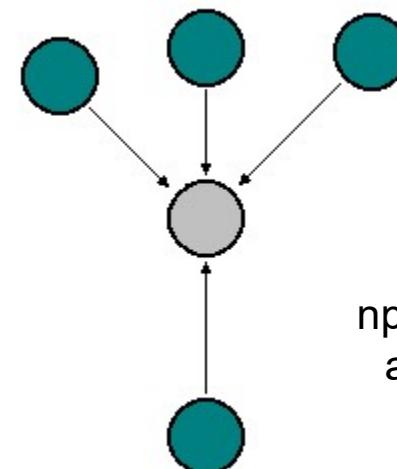
porozumiewawcza



dyfuzyjna (rozsiewcza)



zbiorcza



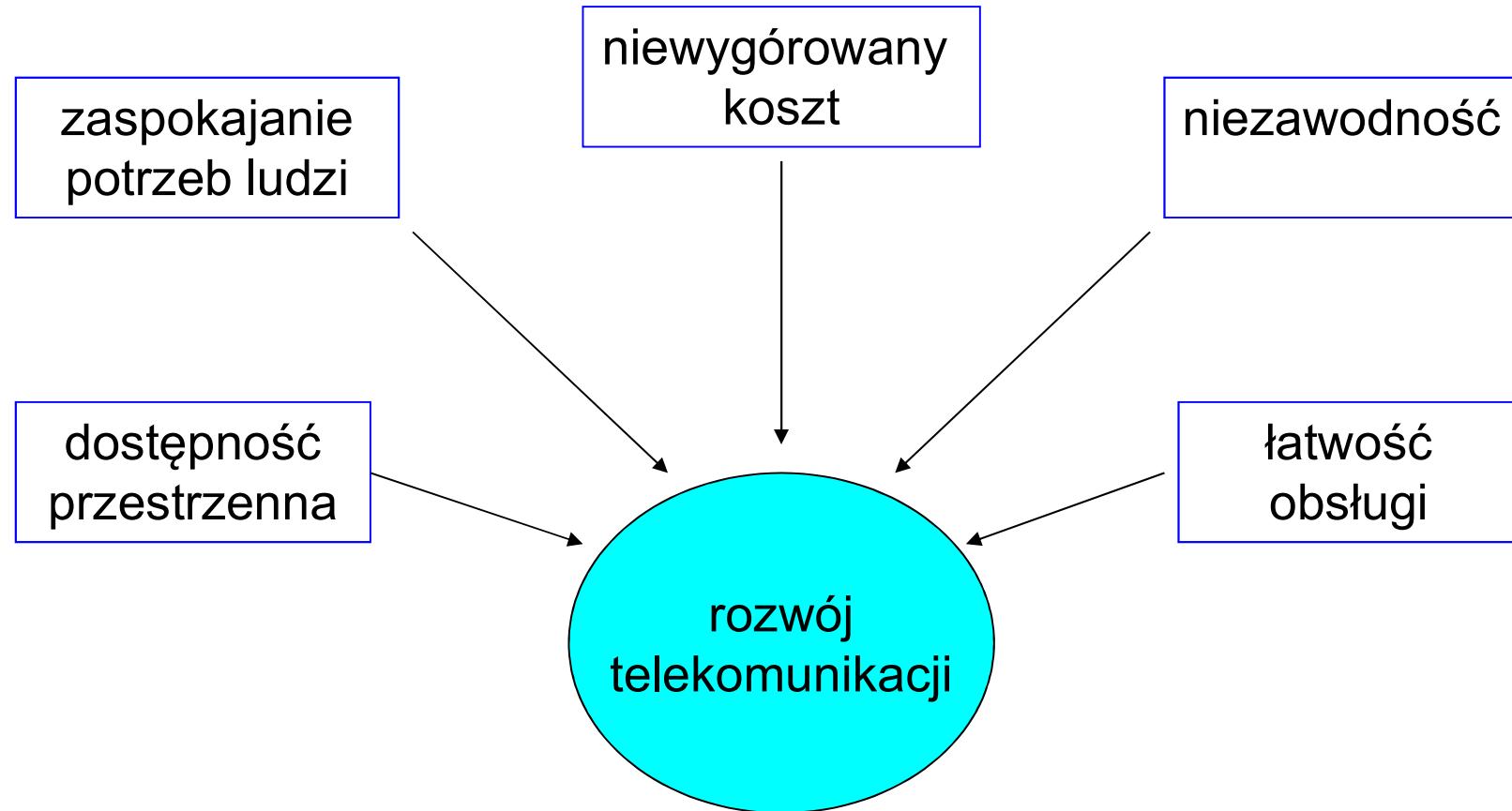
np. systemy
alarmowe

Forma przenoszonej informacji:

głos,
dane,
obrazy nieruchome,
obrazy ruchome,

} multimedia – gdy co najmniej dwa rodzaje...

Dlaczego telekomunikacja tak szybko się rozwija?



Telekomunikacja

= przekazywanie wiadomości (informacji) na odległość
metodami „elektrycznymi”

Co to jest informacja?

Informacja:

...każdy czynnik, dzięki któremu ludzie lub urządzenia automatyczne mogą bardziej sprawnie, celowo działać".

Informacja jest związana z jej odbiorcą.

Inna definicja:

...ślad, mniej lub więcej trwały, pozostawiony w umyśle człowieka lub w pamięci maszyny przez każdy, mniej lub więcej nieoczekiwany, bodziec energetyczny odbierany przez człowieka lub maszynę z otoczenia.

bodziec, wiadomość muszą być nieoczywiste...

Potrzebna jest miara informacji...

Jak mierzyć ilość informacji?



wiadomość pewna, spodziewana na 100%



ilość informacji = 0

wiadomość niespodziewana (zaskakująca)



bardzo dużo informacji

ilość informacji w symbolu (znaku, geście, zdarzeniu, itp.) a_n

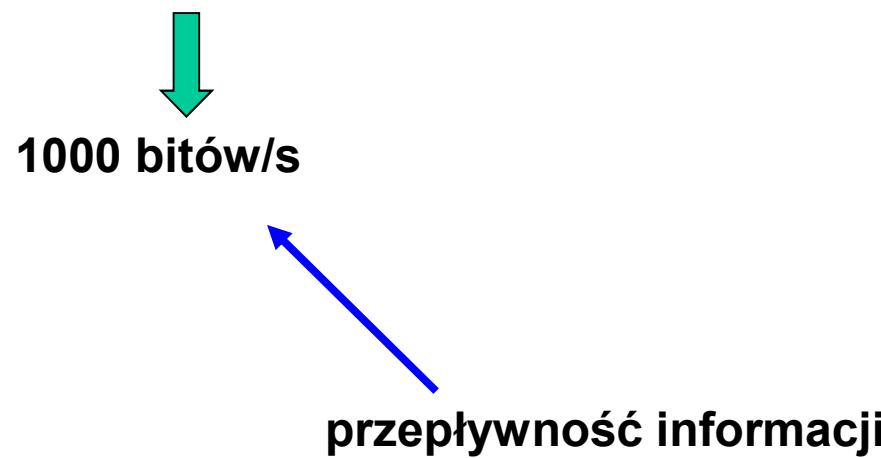
$$= \log_2 \frac{1}{p(a_n)}$$

(miara informacji wg. Shannona)

1 bit = ilość informacji zawarta w zdarzeniu o prawdopodobieństwie 0,5

Źródło wiadomości nadaje w ciągu sekundy 1000 jednakowo prawdopodobnych znaków a_1 i a_2 tj. $p(a_1) = p(a_2) = 0,5$

Ile bitów na sekundę nadaje to źródło?



Źródło nadaje w ciągu sekundy

1000 znaków a_1 i a_2 , przy czym np. $p(a_1) = 0,7$; $p(a_2) = 0,3$



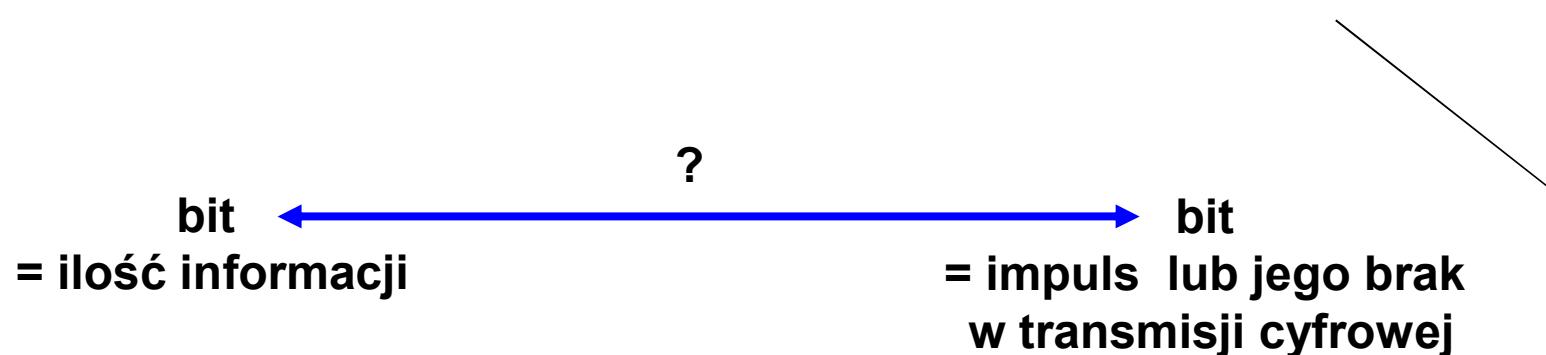
1000 znaków/s, w tym jest średnio 700 znaków a_1 i 300 znaków a_2

w każdym znaku a_1 zawartych jest $\log_2 \frac{1}{0,7} = 0,51$ bitów

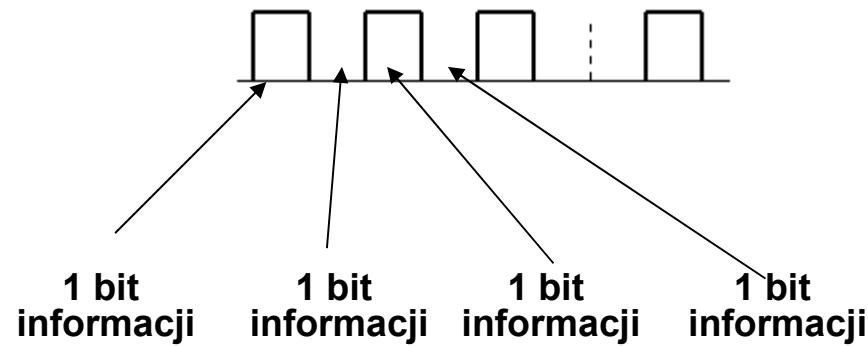
w każdym znaku a_2 zawartych jest $\log_2 \frac{1}{0,3} = 1,74$ bitów

Razem: $700 \cdot 0,51 + 300 \cdot 1,74 = 357 + 522 \approx 880$ bitów

Jeden znak zawiera średnio 0,88 bita informacji.



są one równoważne !



Przepływność informacji w przypadku transmisji cyfrowej jest łatwa do wyznaczenia.

Gdy symboli / znaków jest więcej...

entropia = średnia ilość informacji w jednym symbolu

$$\overline{H} = \frac{p(a_1) \cdot \log_2 \frac{1}{p(a_1)} + p(a_2) \cdot \log_2 \frac{1}{p(a_2)} + \dots}{p(a_1) + p(a_2) + \dots}, \quad \left[\frac{\text{bit}}{\text{symbol}} \right]$$

$$\overline{H} = \sum_n p(a_n) \cdot \log_2 \frac{1}{p(a_n)} = -\sum_n p(a_n) \cdot \log_2 p(a_n)$$

typowa średnia ważona

entropia jest największa, gdy wszystkie symbole są jednakowo prawdopodobne

entropia jest miarą niepewności...

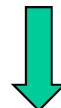
Średnia szybkość przekazu informacji (przepływność)

$$I = \bar{H} \cdot S_t$$

The diagram illustrates the formula for average information rate I . At the top center is the equation $I = \bar{H} \cdot S_t$. Three arrows point from three separate boxes below it to the terms \bar{H} , \cdot , and S_t respectively. The first box contains the fraction $\frac{\text{bit}}{\text{s}}$. The second box contains the fraction $\frac{\text{bit}}{\text{symbol}}$. The third box contains the fraction $\frac{\text{symbol}}{\text{s}}$.

Jak określić przepływność informacji w przypadku rozmowy?

**w rozmowie posługujemy się wyrazami
określone wyrazy w danym języku są mniej lub bardziej prawdopodobne**



wyrazy te zawierają odpowiednio więcej lub mniej informacji

**Duży problem - ile różnych wyrazów występuje w języku
i jakie są ich prawdopodobieństwa?**

**Znacznie łatwiej rozważyć litery, bo jest ich niewiele;
prawdopodobieństwo ich pojawiania się w języku można określić**

częstość występowania liter w języku polskim

a	8,43 %	i	8,40 %	p	2,77 %
ą	0,56 %	j	4,02 %	r	4,27 %
b	1,34 %	k	3,04 %	s	5,84 %
c	4,47 %	l	1,88 %	t	3,95 %
d	2,89 %	ł	1,90 %	u	0,21 %
e	9,12 %	m	3,13 %	w	3,13 %
ę	0,20 %	n	5,81 %	y	3,67 %
f	1,34 %	ń	0,07 %	z	6,57 %
g	1,43 %	o	7,69 %	ż	0,01 %
h	0,99 %	ó	2,86 %	ż	0,01 %

Samogłoski zawierają mało informacji

Dla liter

zwykła średnia zawartości informacji **5,96 b/literę**

średnia ważona (entropia) **4,40 b/literę**

Zbiór danych	Średnia entropia
Zwykły tekst	4,347
Pliki wykonywalne	5,099
Plik spakowany	6,801
Plik zaszyfrowany	7,175



Źródło: R. Lyda and J. Hamrock, "Using Entropy Analysis to Find Encrypted and Packed Malware," *IEEE Security & Privacy*, vol. 5, no. 2, pp. 40–45, Mar./Apr. 2007.

Entropia jest ~ miarą jednakowego prawdopodobieństwa występowania symboli

Gă«4Ól āl7, Š

ĐÚtμúz‘r4’LGzŠó\$¶šâc”^ _t’HĐ·Éç(žÖID/H

Á‡—ŁT‡‡ć“«_¬ö9-«†ądgO~Í~©zSú—Ł6,A¶ŞcÇy}ŘřRXi¶\%F

§O*n•ç”μÏ ,u"ŃÉ‘~'; †·m{,,2ä8!ífe‡ ·,66ŚZ«—Ücó<,,ÇÇ

I·š‡ çäE‘1‡‡‡‡!sż*ÜE—&G!, <Çzd'BB‡ L‘·;Ä»süę“š‡ jkw”

·?'S•Żc‡&ü`üÝqRş4‘łRLÚłżVĐ‘ë'ĐA¤ÄOü¬~॥ äÜ,2:räťoő

vZí‘{—÷5w†xuz>ňEč

A÷PK=“=Kę#*ůűń‘±ŐÂBVřCŽ€ěđŠ·ÁÚXcé,ů‡ LI šás>Č‡‡‡

Ć^Á‰o‡ š|0N*‡ W‡ c“śBVŞA‡ #EW'‡ kĐbśĐ“WX‡ FĘùž ŚYŽ«

॥5ç,ž>B:B‡ b\™e`¤uŐäÍr%ë*ç M
+áÍr%,•\.ptAhöX†“ËÜW‡ f,

Przepływność informacji przy rozmowie bezpośredniej (lub przez telefon)

~ 20-30 liter/s, 4-5 b/literę → ~ 100-150 b/s

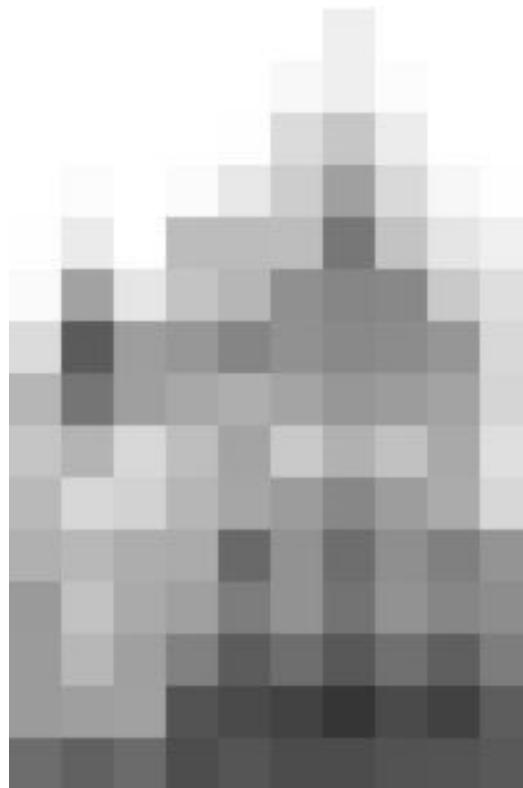
**Jest to duże uproszczenie zagadnienia;
pozostaje jeszcze informacja „pozasłowna” (niewerbalna)**

A jeżeli informacja jest w postaci obrazu?

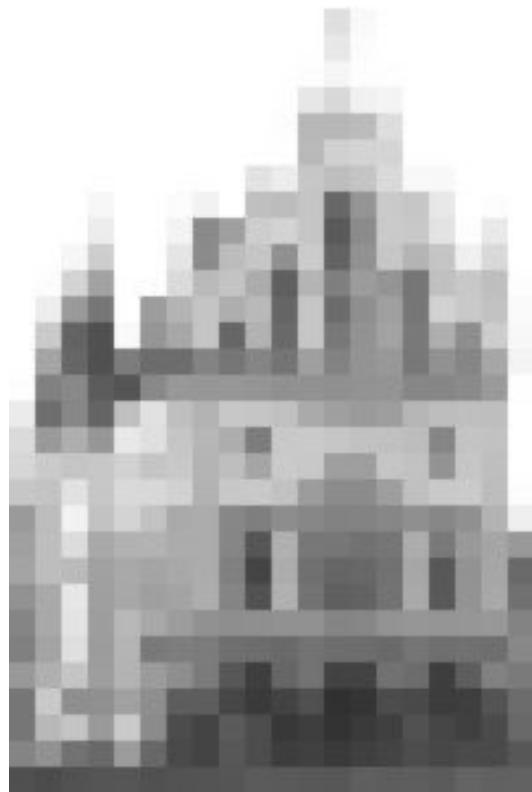
- 1) Obraz składa się małych elementarnych powierzchni - pikseli.**
- 2) Każdy piksel może mieć różny kolor (jaskrawość, barwę i nasycenie).**
- 3) Im więcej jest możliwych kolorów,**
 - tym prawdopodobieństwo każdego z nich jest mniejsze -**
 - tym ilość informacji zawartej w danym pikselu jest większa.**



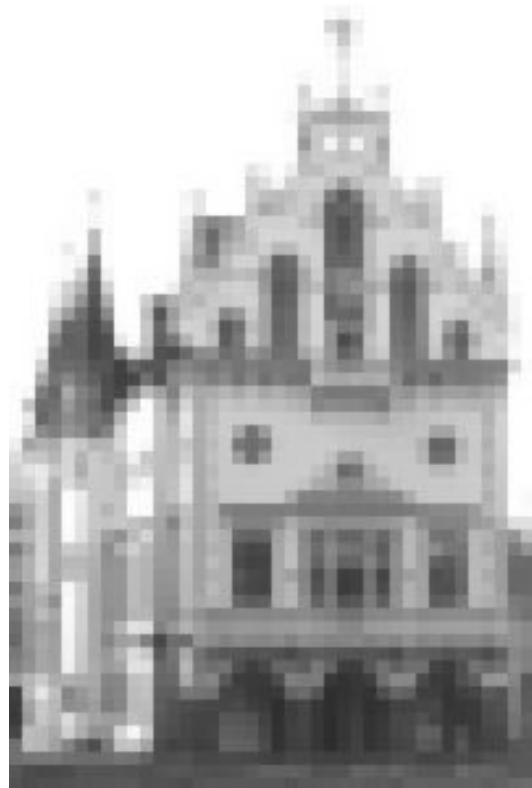
**obraz o zawartości 600 bitów informacji
(20 x 30 pikseli, 2 poziomy szarości)**



**obraz o zawartości 1200 bitów informacji
(10 x 15 pikseli, 256 poziomów szarości)**



**obraz o zawartości 4800 bitów informacji
(20 x 30 pikseli, 256 poziomów szarości)**



**obraz o zawartości 19200 bitów informacji
(40 x 60 pikseli, 256 poziomów szarości)**



**obraz o zawartości 480 tys. bitów informacji
(200 x 300 pikseli, 256 poziomów szarości)**

„Jeden obraz wart jest więcej niż tysiąc słów”.

Przepływność informacji przy transmisji telewizyjnej

Zakłada się, że obraz TV składa się z 440 tys. pikseli (?)

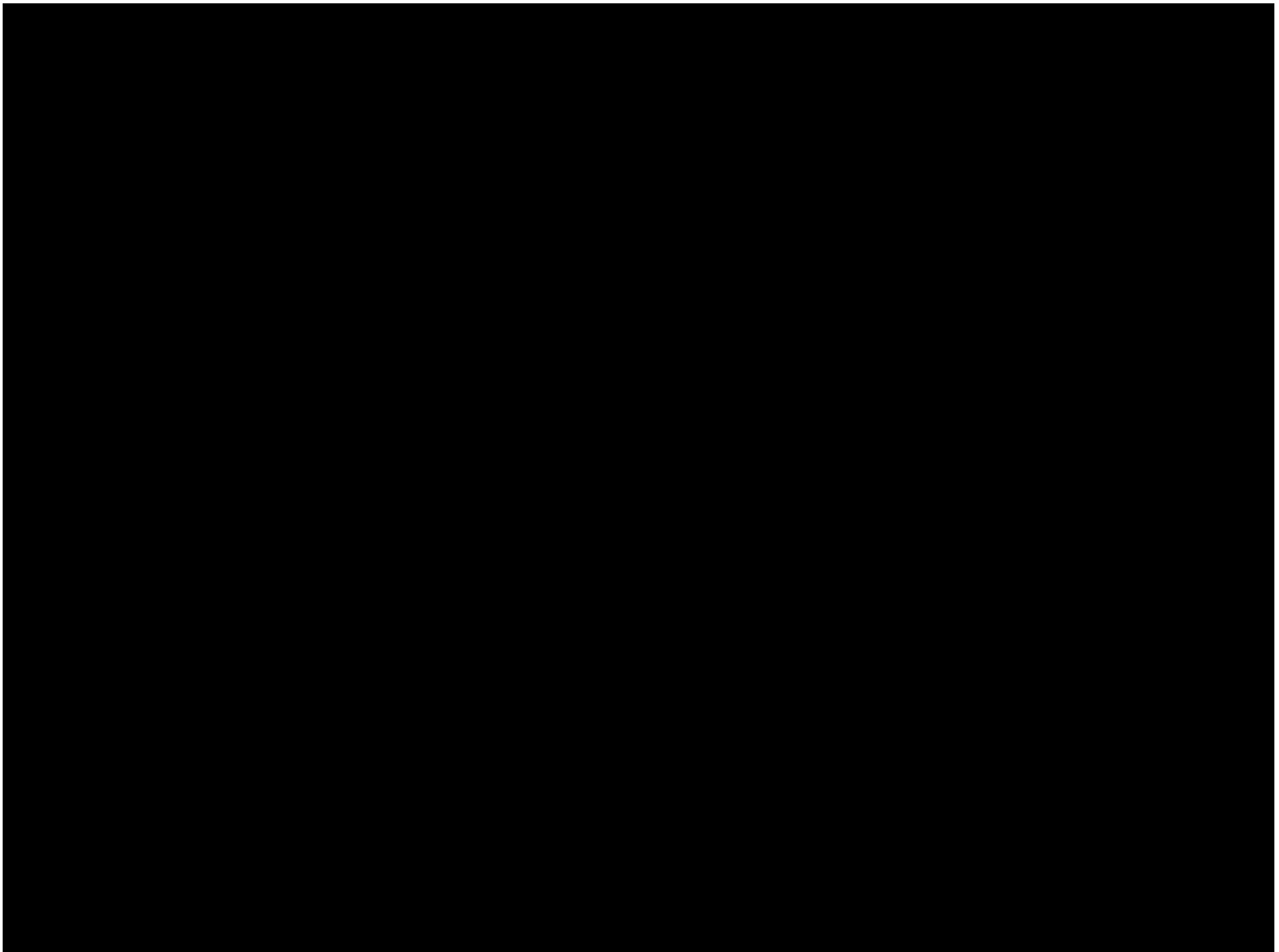
obraz czarno-biały z 8 poziomami szarości (minimum)

 **3 bity/ piksel**

obraz jest powtarzany 25 razy na sekundę

$$440 \cdot 10^3 \frac{\text{piksel}}{\text{obraz}} \cdot 3 \frac{\text{bit}}{\text{piksel}} \cdot 25 \frac{\text{obraz}}{\text{s}} = 33 \cdot 10^6 \text{b/s}$$

I = 33 Mb/s



Przepustowość kanału/ systemu telekomunikacyjnego

**= maksymalna możliwa przepływność
(przy określonej, dobrej jakości transmisji)**

Teoretyczna przepustowość systemu telekomunikacyjnego wg Shannona

$$C_t = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

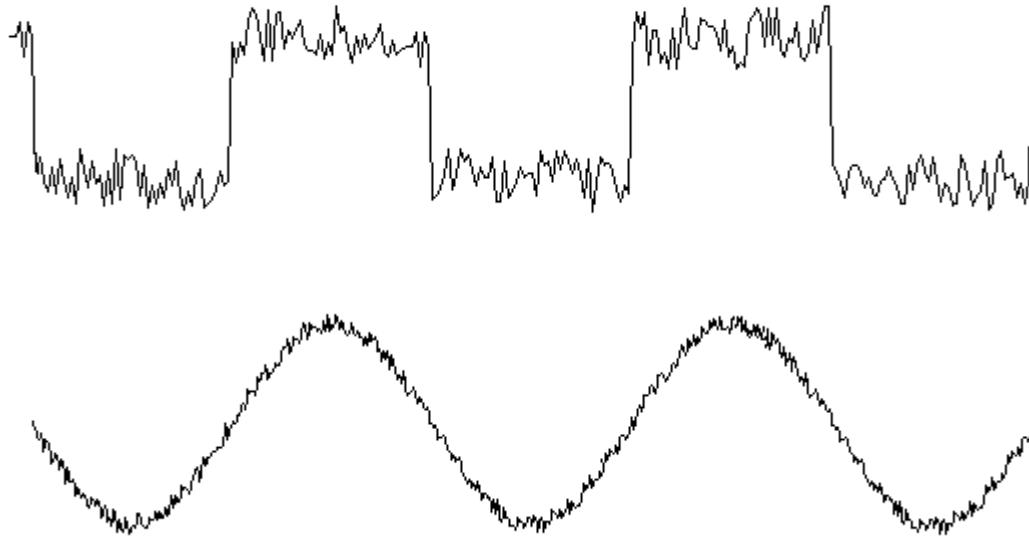
Diagram illustrating the Shannon formula:

- An upward-pointing arrow from the term $B \cdot \log_2$ points to the text "szerokość pasma częstotliwości".
- A downward-pointing arrow from the term $\frac{S}{N}$ points to the text "moc sygnału" above it.
- A downward-pointing arrow from the term $\frac{S}{N}$ also points to the text "moc szumu" below it.

„prawo wymiany kilowatów na kiloherce”

pasmo = 0 → przepustowość = 0!

przykład sygnałów zakłóconych szumem



**również w tych przypadkach możliwa jest transmisja informacji,
ponieważ $S/N > 0$ i $C_t > 0$**

Przepustowość telefonicznego kanału telekomunikacyjnego

$$B = 3 \text{ kHz}, \text{ S/N} = 20 \text{ dB} \iff 100 \text{ razy}$$



$$C_t = 3 \cdot 10^3 \cdot \log_2(1+100) \approx 20 \cdot 10^3 \text{ b/s} \quad (> 150 \text{ b/s})$$

Przepustowość telewizyjnego kanału telekomunikacyjnego

$$B = 6 \text{ MHz}, \text{ S/N} = 40 \text{ dB} \iff 10000 \text{ razy}$$



$$C_t = 6 \cdot 10^6 \cdot \log_2(1+10000) \approx 80 \cdot 10^6 \text{ b/s} \quad (> 33 \text{ Mb/s})$$

Aby transmisja była możliwa, zawsze musi być

$$I \leq C_t$$

Informacja przekazywana jest za pomocą sygnałów

**sygnał = zjawisko, przebieg, znak, gest, obraz....,
które zawierają informację**

sygnał = fizyczna reprezentacja informacji

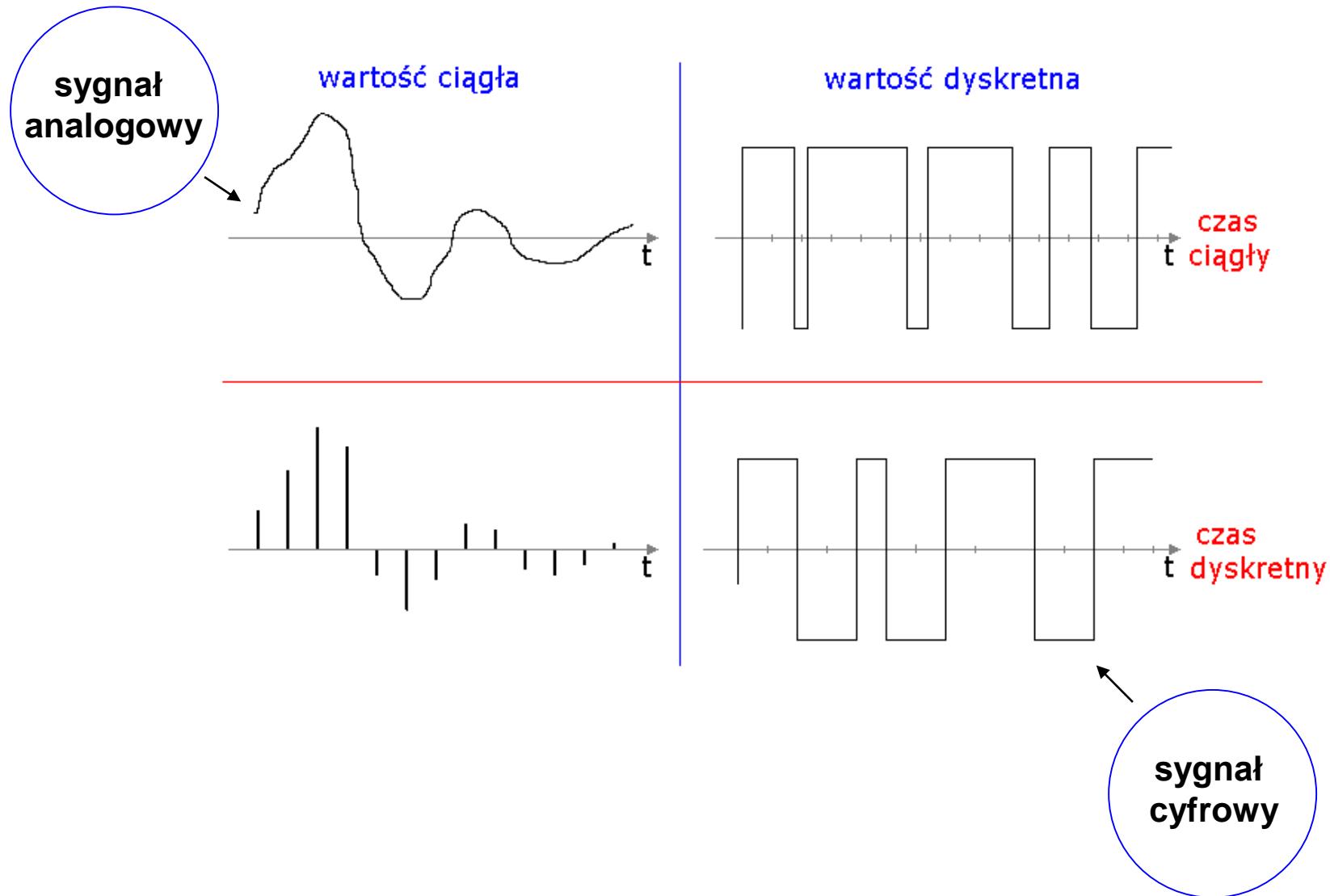
sygnał: akustyczny, elektryczny, optyczny, zapachowy, dotykowy, ...

przebieg elektryczny ≠ sygnał elektryczny

Sygnał analogowy → ciągły względem czasu i wartości

Sygnał cyfrowy → dyskretny względem czasu i wartości

Różne możliwości...



Ogólny zapis sygnału / przebiegu sinusoidalnego

$$a(t) = A(t) \cdot \cos \Phi(t)$$

amplituda chwilowa
(nieujemna)

faza chwilowa

dlaczego cos ?

z wykorzystaniem
zapisu zespolonego

$$\longrightarrow a(t) = \operatorname{Re} \left\{ A(t) \cdot e^{j\Phi(t)} \right\}$$

[demo](#)

Typowo

$$\Phi(t) = \omega \cdot t + \varphi$$

Ogólny związek między chwilową fazą i pulsacją

$$\Omega(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t)$$

pulsacja chwilowa

$$\Phi(t) = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau + \phi_o$$

$$a(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi)$$

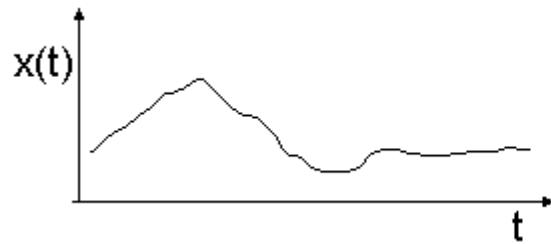


Naprawdę to nie jest sygnał, bo wszystkie parametry przebiegu są ustalone, niezmienne.

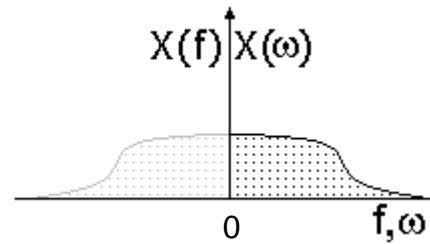
Jakiś parametr przebiegu musi być zmienny w sposób „nieoczekiwany”.

**Każdy zdeterminowany przebieg można opisać
w dziedzinie czasu lub w dziedzinie częstotliwości**

**Są to opisy jednoznaczne i wzajemnie zamienne,
ale ich użyteczność może być różna.**



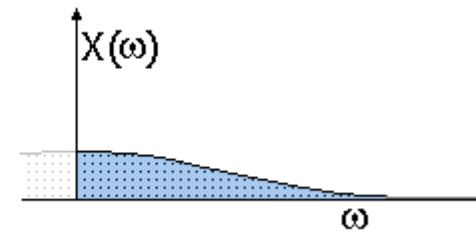
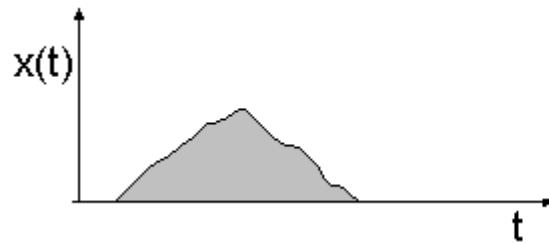
\Leftrightarrow



częstotliwości
dodatnie i ujemne...

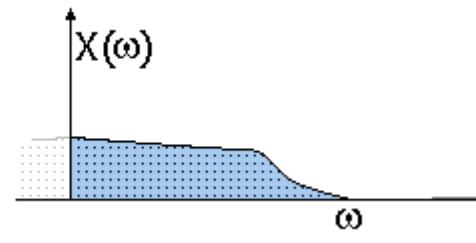
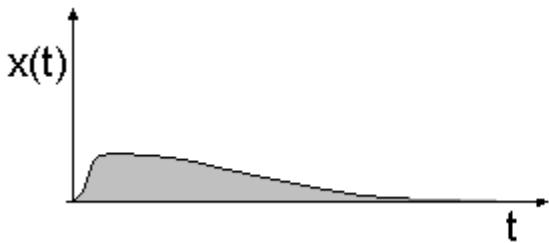
$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad \Leftrightarrow \quad x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

**skończony
czas trwania
przebiegu**



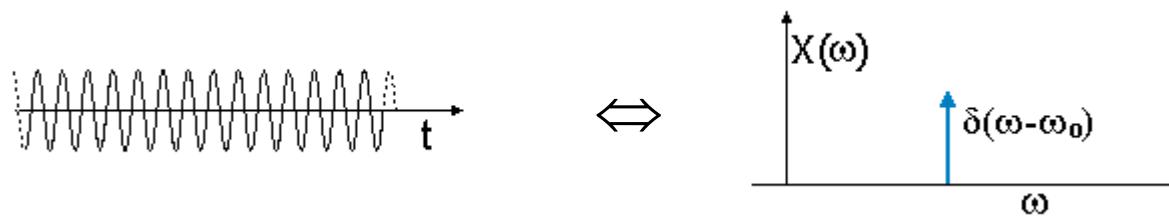
**nieskończone
widmo
przebiegu**

**nieskończony
czas trwania
przebiegu**



**skończone
widmo
przebiegu**

**W praktyce wszystkie sygnały mają skończone widmo,
czyli zajmują skończone pasmo częstotliwości**

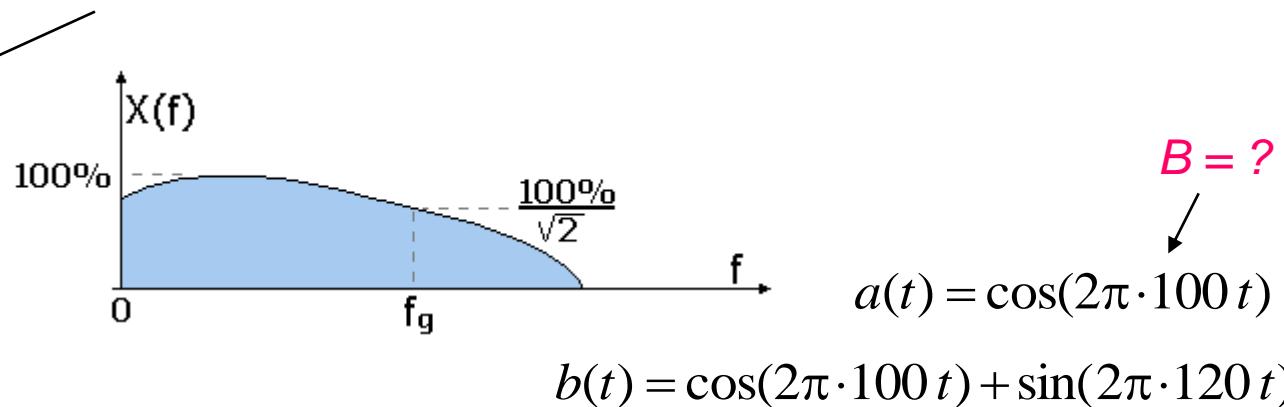


przebieg harmoniczny
o skończonej mocy
(ale nieskończonej energii)

gęstość widmowa mocy
przyjmuje wartość nieskończoną !
bo szerokość pasma = 0

Jak wyznaczyć szerokość pasma częstotliwości przebiegu ?

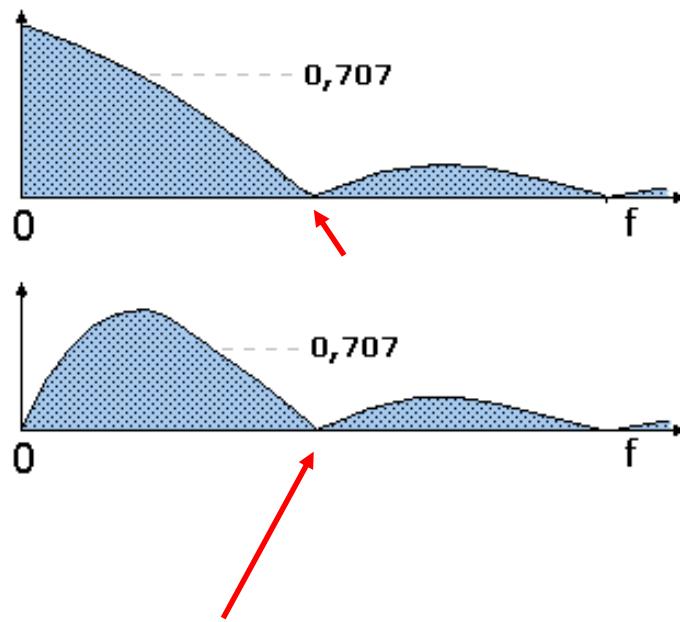
różnica między
częstotliwością
największą
i najmniejszą
w przebiegu



Gdy napięcie/prąd maleją $\sqrt{2}$ razy, moc maleje dwukrotnie

Popularnie się mówi o 3-decybelowej częstotliwości granicznej...

Jeżeli widmo jest nieskończone, ale zawiera zera...



- praktyczne pasmo liczy się do pierwszego zera w widmie**

Media transmisyjne w telekomunikacji

Przewody metalowe ~ 1840

Wolna przestrzeń ~ 1900

Światłowód ~ 1970

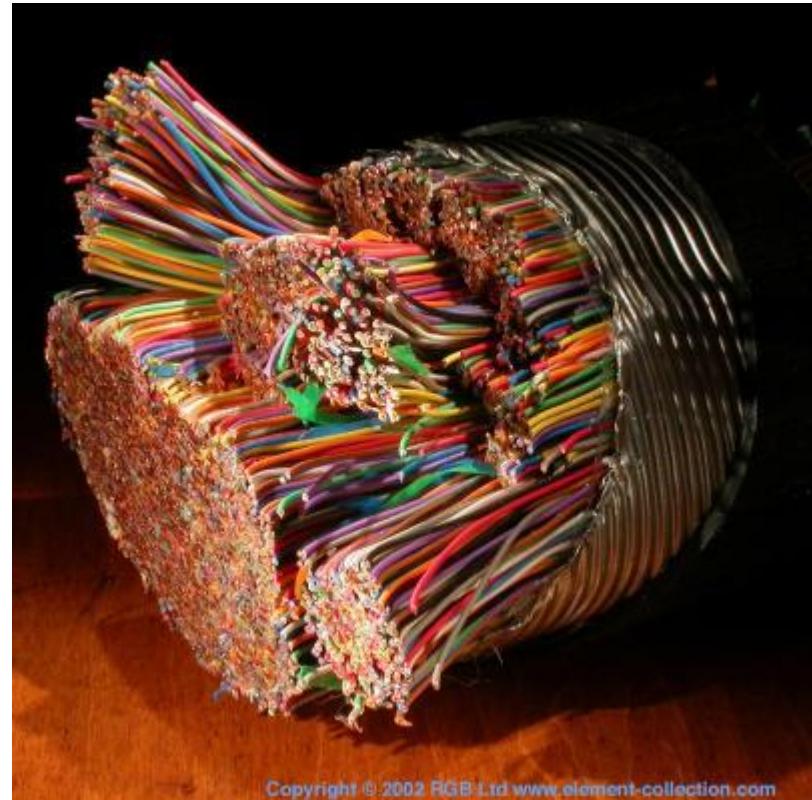
Przewody metalowe (miedziane)

przewód jedno / dwużyłowy (nieskręcany)

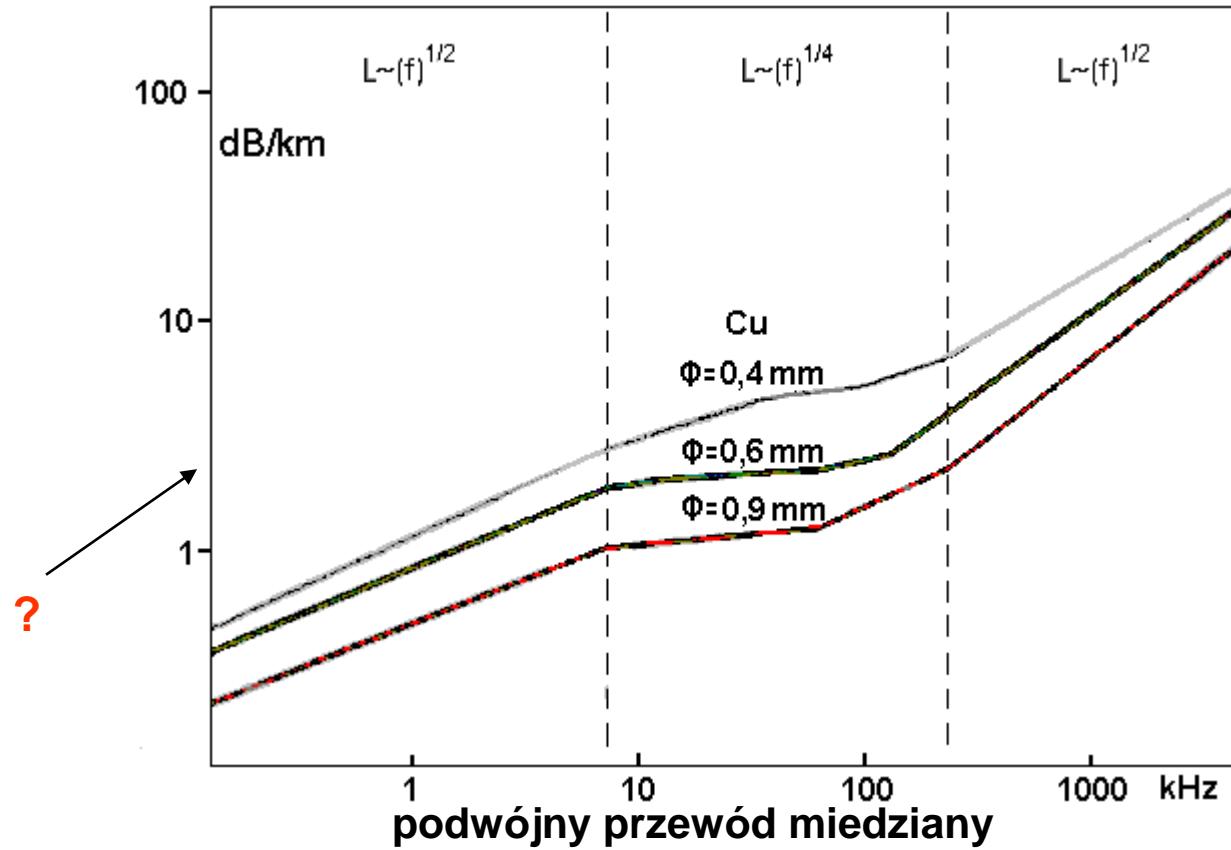
Morse 1844

obecnie nieużywane, ew. małe odległości (~ m) lub wąskie pasmo (telefoniczne)

kabel telefoniczny 1500-parowy
(nie skrętka)



Copyright © 2002 RGB Ltd www.element-collection.com



tłumienność rośnie z częstotliwością i zależy wykładniczo (?) od odległości

Np. tłumienie 2x na 1km →

na 2 km → 4x

na 3 km → 8x

na 4 km → 16x

tłumienie = 2 \rightarrow długość, km

dB = miara logarytmiczna stosunku dwu wielkości tego samego typu (U , I , P)

$$\frac{P_1}{P_2}, \text{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_2} \longrightarrow \frac{P_1}{P_2} = 10^{\frac{1}{10} \cdot \frac{U_1}{U_2}, \text{dB}}$$

$$\frac{U_1}{U_2}, \text{dB} = 20 \cdot \log \frac{U_1}{U_2} \longrightarrow \frac{U_1}{U_2} = 10^{\frac{1}{20} \cdot \frac{U_1}{U_2}, \text{dB}}$$

$$\frac{I_1}{I_2}, \text{dB} = 20 \cdot \log \frac{I_1}{I_2}$$

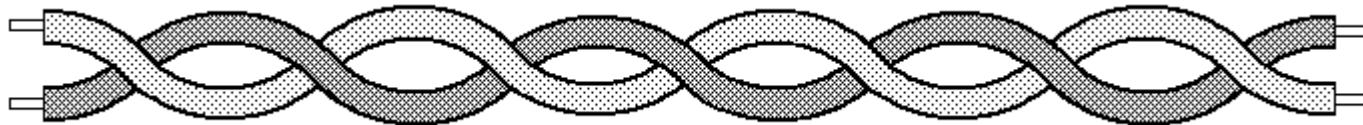
logarytm dziesiętny!

Jeżeli $\frac{U_1}{U_2} = 3 \text{ dB}$ **to** $\frac{U_1}{U_2} = 10^{\frac{3}{20}} = 1,412\dots = \sqrt{2}$

Jeżeli $\frac{U_1}{U_2} = -3 \text{ dB}$ **to** $\frac{U_1}{U_2} = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,707\dots = \frac{1}{\sqrt{2}}$

stosunek, dB	wartość stosunku napięć lub prądów	wartość stosunku mocy
0	1	1
3	1,41	2
10	3,16	10
20	10	100
- 3	0,707	0,5
- 10	0,316	0,1
- 40	0,01	10^{-4}
- 120	10^{-6}	10^{-12}

przewód symetryczny - skrętka



dwa przewody niezależnie izolowane

skrócone wzajemnie

często grupowane w kable

wskazane, aby skok skrętki
był różny dla różnych par
przewodów



parametry obydwu przewodów do
otoczenia ~ takie same

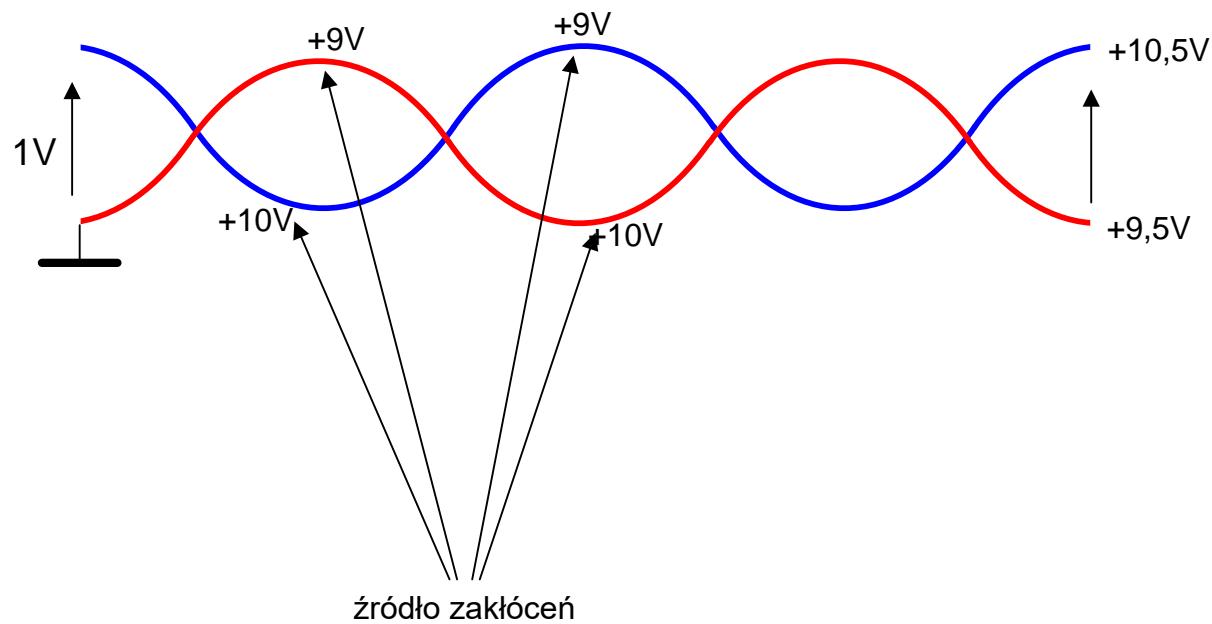


transmisja różnicowa
niepodatna na zakłócenia zewnętrzne
(np. przesłuchy od innych wiązek)

również promieniowanie zakłóceń
ograniczone

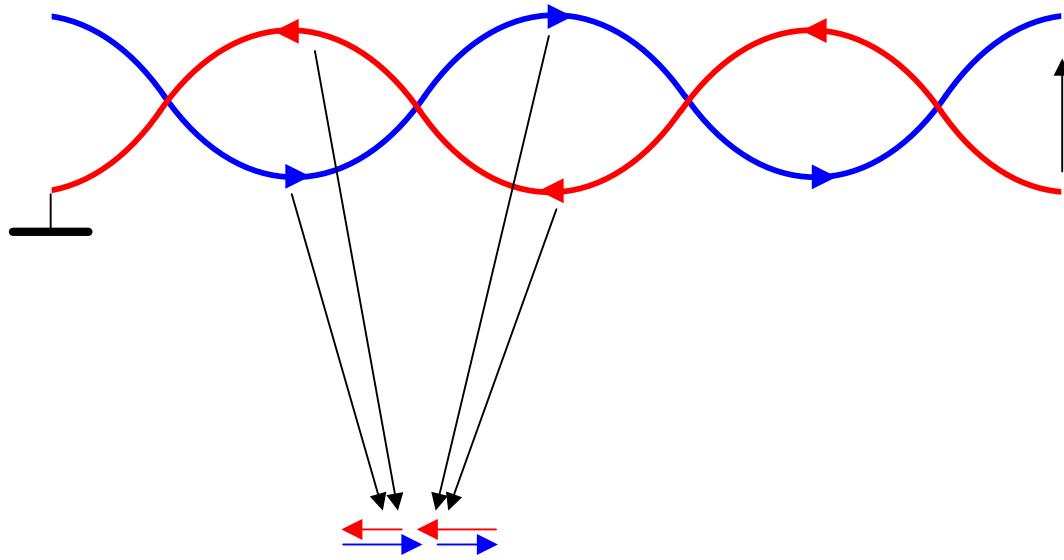
przewód symetryczny - skrętka

istota odporności na zakłócenia zewnętrzne



przewód symetryczny - skrętka

istota małego promieniowania zakłóceń



przewód symetryczny - skrętka

pasmo dość szerokie, związane z zaięgiem (~ odwrotnie)
niewielki zasięg
mały koszt

kategoria 1 - tradycyjna nie ekranowana skrętka telefoniczna,
nie przystosowana do transmisji danych

kategoria 2 - nie ekranowana skrętka, szybkość transmisji do 4 MHz;
kabel zawiera 2 pary skręconych przewodów

kategoria 3 - skrętka o szybkości transmisji do 10 MHz, stos. w sieciach
Token Ring (4 Mb/s) oraz Ethernet 10Base-T (10 Mb/s);
kabel zawiera 4 pary skręconych przewodów

kategoria 4 - skrętka działająca z szybkością do 16 MHz;
kabel zawiera 4 pary skręconych przewodów

przewód symetryczny - skrętka

kategoria 5 - skrętka z dopasowaniem rezystancyjnym pozwalająca na transmisję danych z szybkością 100 MHz na odległość do 100 m

kategoria 5e - (enhanced) - ulepszona wersja kabla kategorii 5; zalecana w nowych instalacjach.

kategoria 6 - skrętka umożliwiająca transmisję z częstotliwością do 200 MHz.

kategoria 7 - kabel o przepływności do 600 MHz; wymaga nowego typu złączy w miejsce RJ-45 oraz oddzielnie ekranowanej każdej pary przewodów

Zalety skrętki:

- jest najtańszym medium transmisji,
- wysoka prędkość transmisji (nawet Gb/s),
- łatwa instalacja,
- jest akceptowana przez wiele rodzajów sieci.

Wady skrętki:

- mniejsze zasięgi,
- nieduża odporność na zakłócenia (skrętka nieekranowana),
- mała odporność na uszkodzenia mechaniczne.

Istotne parametry

- impedancja $Z_o = 100 \pm 15 \Omega$,
- tłumienność - dB/m,
- poziom przesłuchów.

Porównanie skrętki z kablem telefonicznym pod względem tłumienności

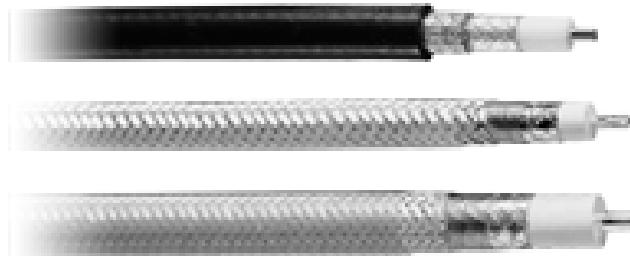
	4 MHz	10 MHz	16 MHz
Kabel XzTKMXw	45 dB/km	72 dB/km	93 dB/km
UTP kat 3	56 dB/km	97 dB/km	130 dB/km
UTP kat 5	41 dB/km	65 dB/km	82 dB/km

zasięgi rzędu 1 km
są niemożliwe!

Tłumienność skrętki nieekranowanej i ekranowanej w dB/km

f, MHz	UTP3	UTP5	STP
1	26	20	11
4	56	41	22
16	130	82	44
25	-	104	62
100	-	220	123

Przewód współosiowy

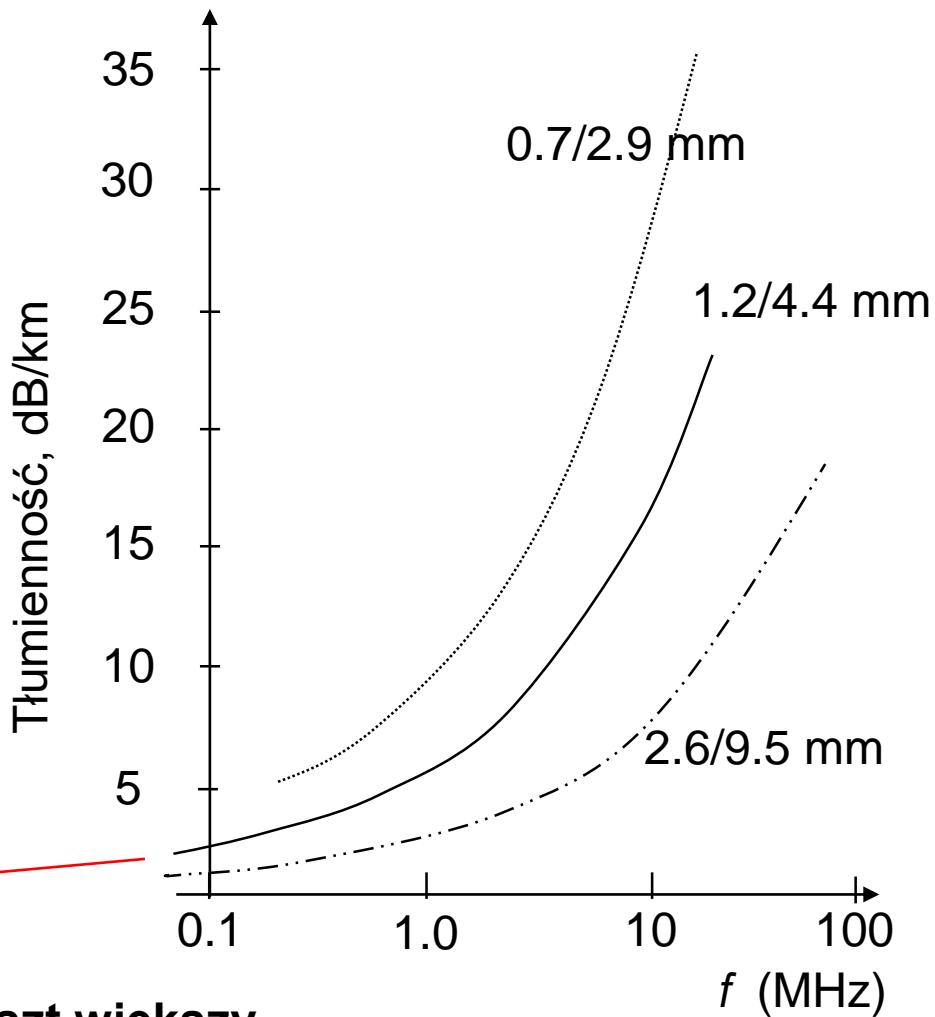


Duża odporność na zakłócenia

- **Pasmo szerokie - setki MHz**
- **rozsył CATV**
- **dalekosiężne transmisje telefoniczne**
- **pierwotne medium Ethernetu**

$$Z_f = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}$$

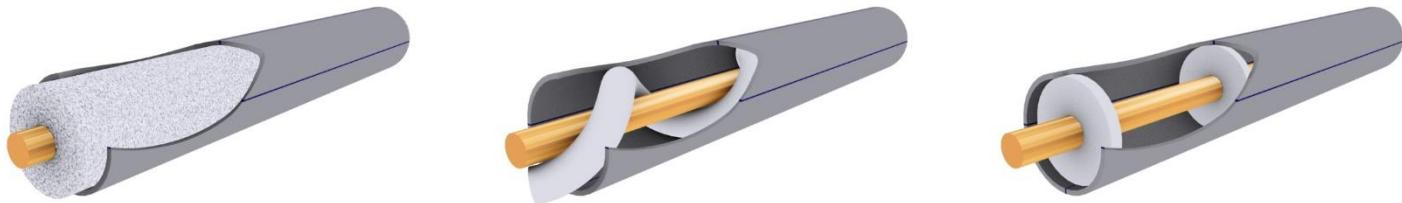
jeżeli $\epsilon_r = 1$ to $Z_f = 77 \Omega$



Bardziej kłopotliwy w instalacji, koszt większy

straty mocy w rezystancji straty mocy w dielektryku

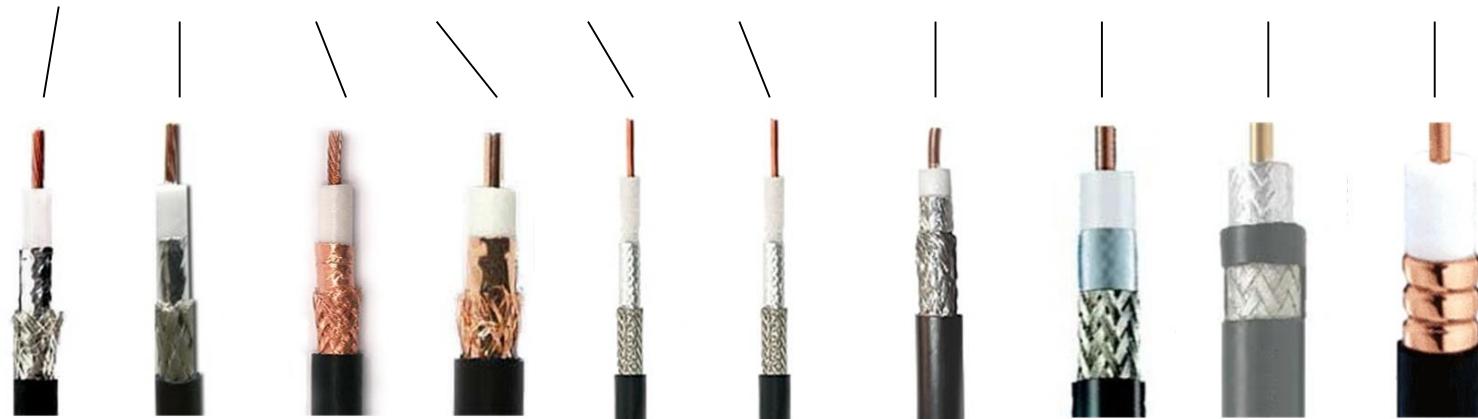
tłumienność przewodu współosiowego



konstrukcje przewodu współosiowego, dające zmniejszenie tłumienności

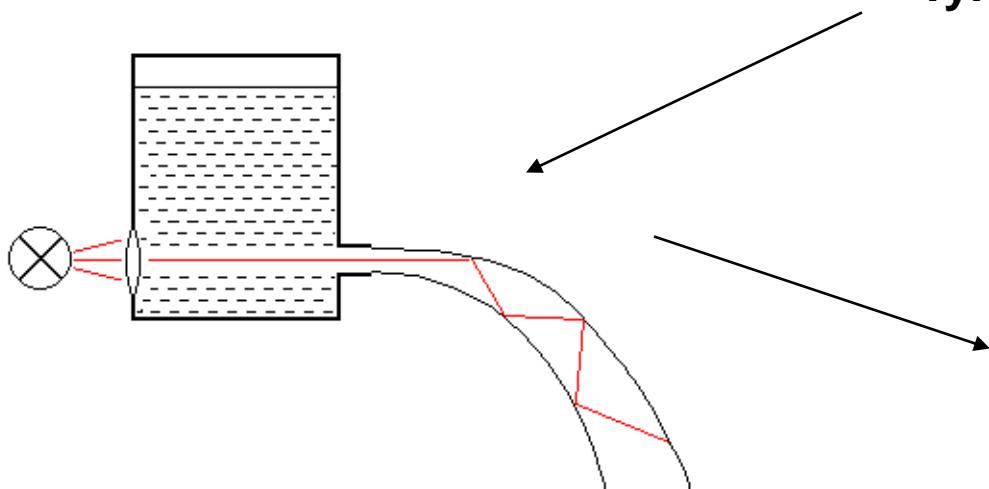
Tłumienność kabli RF [dB/100m]

Częstotliwość	RG-58	Belden H-155	Draka RF-5	Draka RF-7	Belden H1000	Draka MRC-200	Draka MRC-240	Draka MRC-400	Andrew CNT-400	Times LMR-600	RFS LCF12-50J
100MHz	11,3	9,3	9,1	6,5	3,9	11,9	7,1	3,5	-	-	-
200MHz	15,9	13,1	12,9	9,5	5,7	14,9	10,8	5,7	-	-	-
500MHz	25,2	20,9	20,4	15,4	9,6	22,8	18	9,3	-	-	-
1000MHz	42,9	30,9	30,5	23,4	13,9	34,05	26,5	13,4	-	-	-
2000MHz	60,7	45,2	44,5	34,5	21,2	47,9	37,5	19,3	19,4	12,8	10,5
2400MHz	66,5	49,6	48,8	38,9	23,2	53,4	41	21,5	21,5	14,4	11,6
5600MHz	-	-	-	-	-	84,5	65	34	34,0	23,4	19,0
5800MHz	-	-	-	-	-	86,4	66,8	35,2	34,7	23,8	19,3
6000MHz	-	-	-	-	-	-	-	-	35,3	24,2	19,6



Światłowód

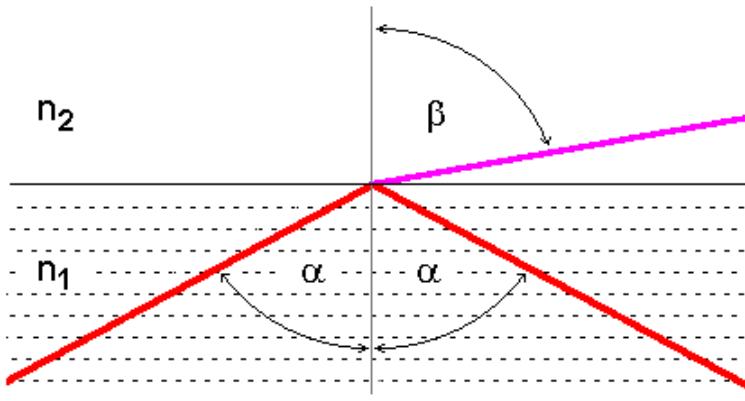
Doświadczenie Tyndalla



**Collodon, Babinet ,1840 r.
Tyndall, 1854 r.**

**podświetlanie fontann
już w 19 wieku!**

dla czego strumień wody zachowuje się jak światłowód ?



prawo załamania

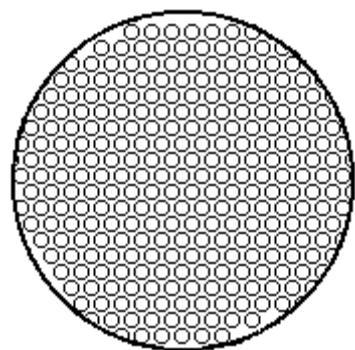
$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{\sin \alpha}{\sin \beta}$$

po przekroczeniu granicznego kąta padania występuje tylko promień odbity

załamanie

**1966 r. → zwrócono uwagę na możliwość przesyłania światła
za pomocą cienkiego (dlatego elastycznego) światłowodu szklanego**

**Znalazło to szybko zastosowanie
do oświetlania i obserwacji trudno dostępnych miejsc
(medycyna - gastroskopia, laparoskopia)**



**do celów telekomunikacyjnych takie światłowody nie nadawały się,
ponieważ ich tłumienność była $\approx 1\text{dB/m}$**

$10 \text{ m} \Rightarrow \text{tłumienie } 10 \text{ dB} \Leftrightarrow 10 \text{ razy}$ transmisyjność ok. 80 %/m

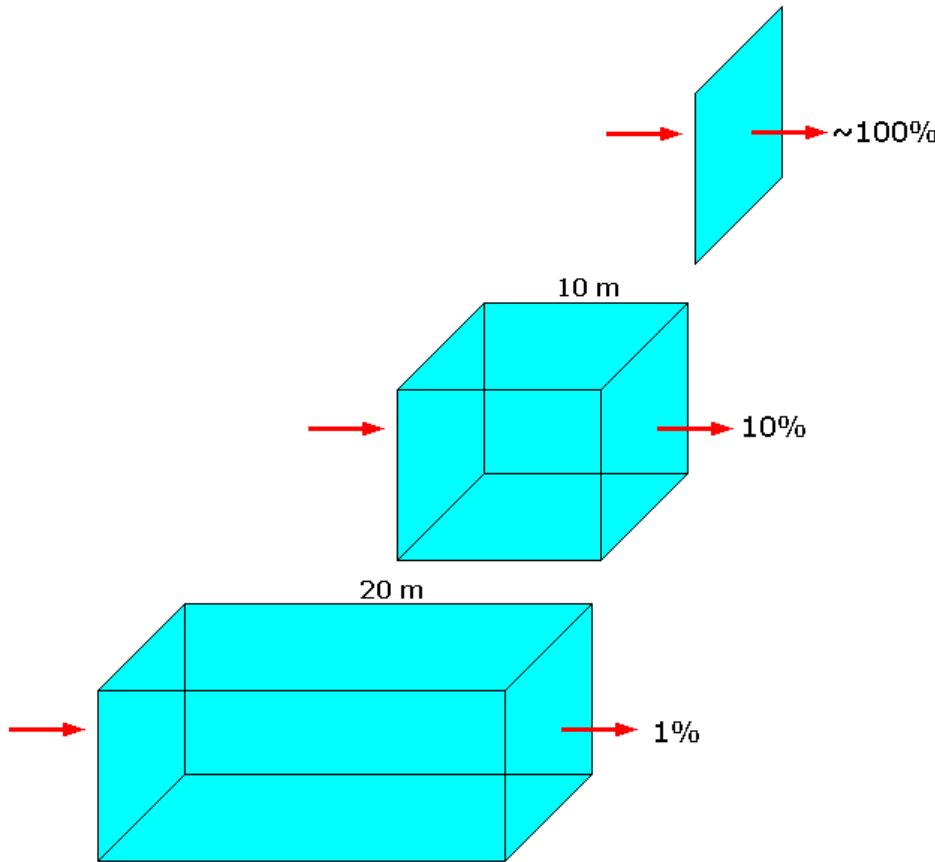
$100 \text{ m} \Rightarrow \text{tłumienie } 100 \text{ dB} \Leftrightarrow 10^{10} \text{ razy} = 10000000000 \text{ razy!}$

$$0,8^{10} \cong 0,1$$

$$0,8^{100} \cong 10^{-10}$$

sformułowano wniosek:

**jeżeli uda się uzyskać tłumienność poniżej 20 dB/km ,
to można myśleć o zastosowaniu telekomunikacyjnym**

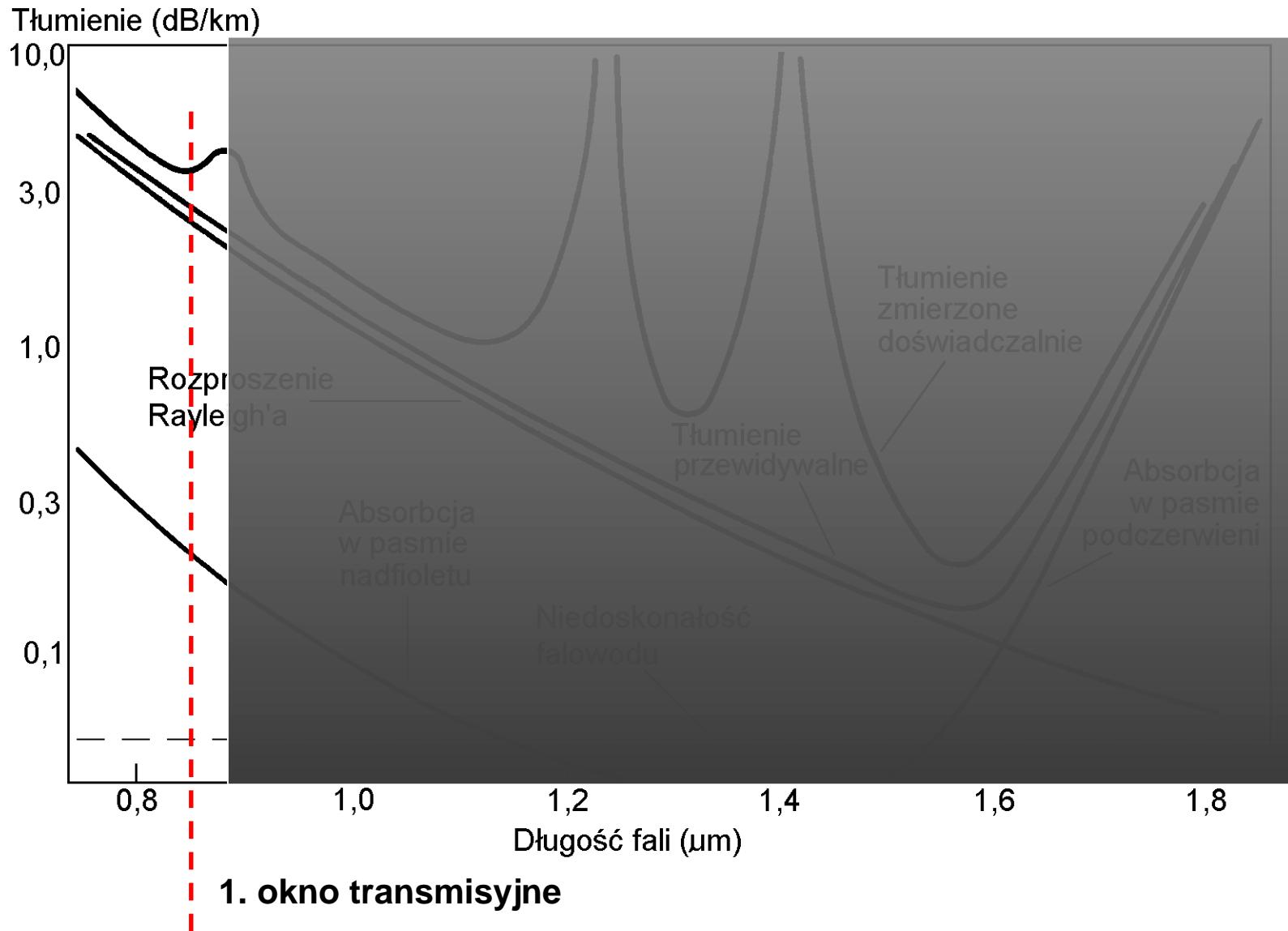


$100 \text{ m} \Rightarrow \text{tłumienie } 100 \text{ dB} \Leftrightarrow 10^{10} \text{ razy!}$

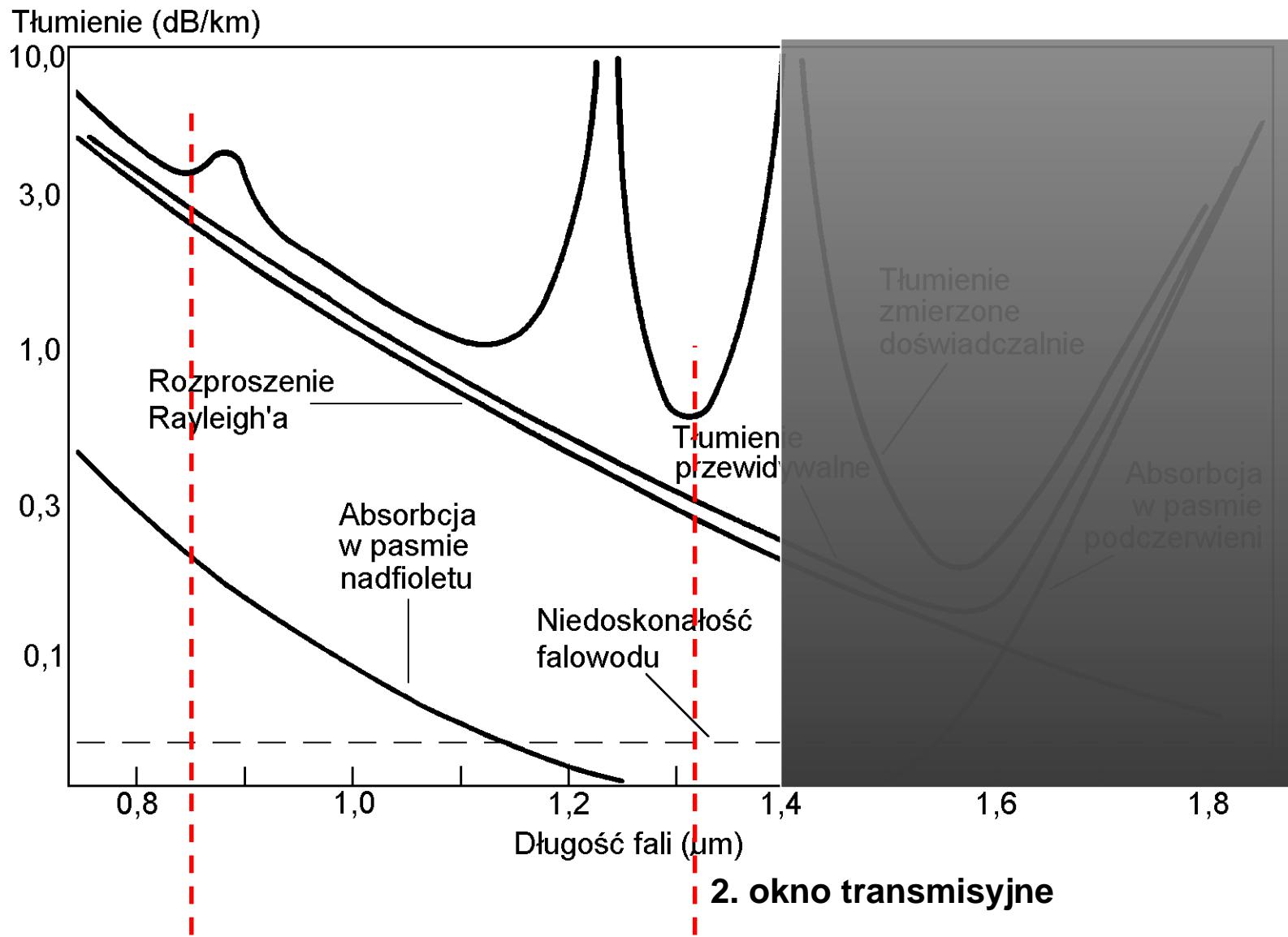
a przecież potrzebujemy kilometrów...

Podjęto badania nad przyczynami tłumienia światła w szkle...

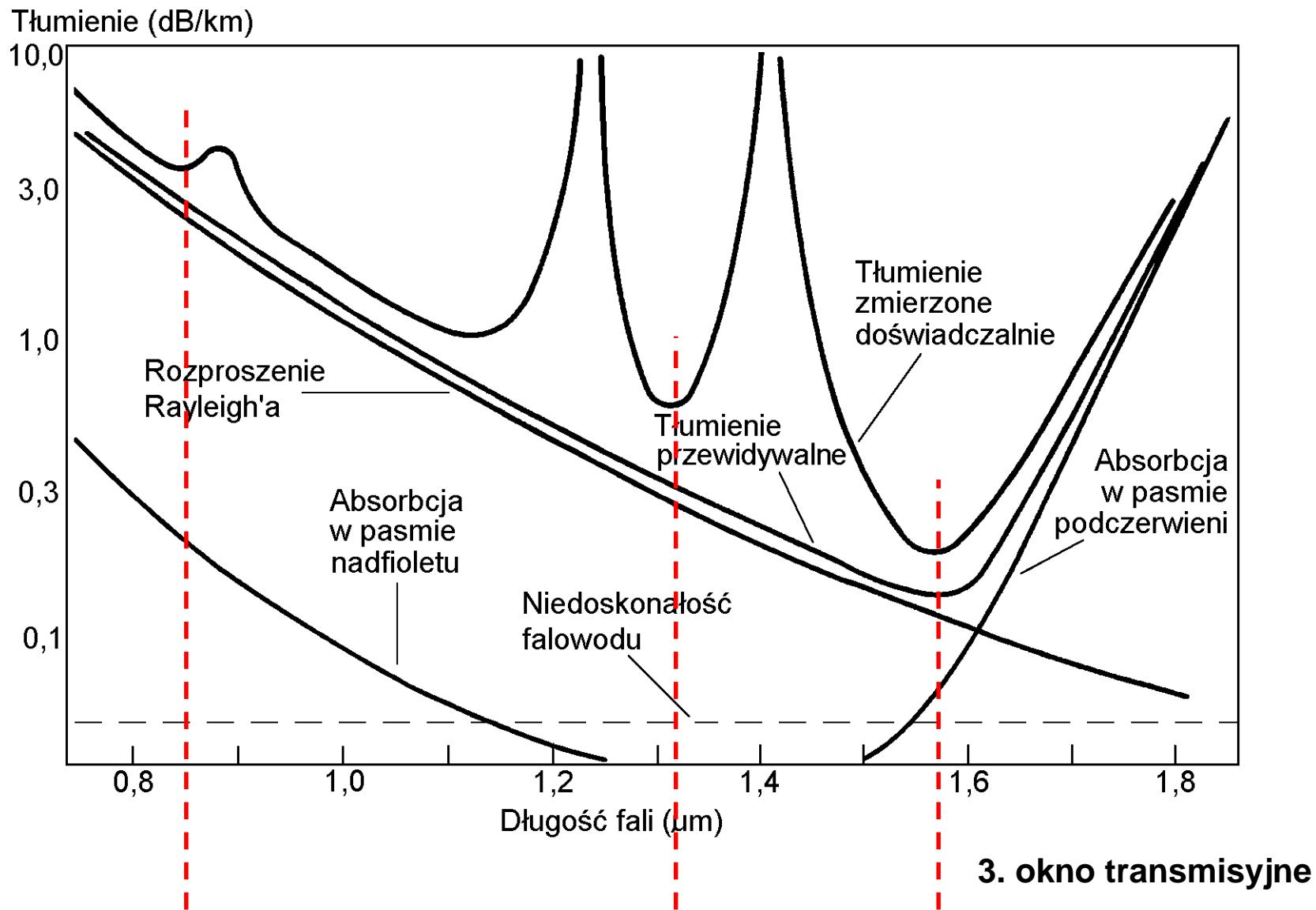
Badania pokazały następującą zależność tłumienności światłowodu kwarcowego od długości fali światła



Badania pokazały następującą zależność tłumienności światłowodu kwarcowego od długości fali światła



Badania pokazały następującą zależność tłumienności światłowodu kwarcowego od długości fali światła



okna transmisyjne:	I	$\lambda \approx 850 \text{ nm}$
	II	$\lambda \approx 1310 \text{ nm}$
	III	$\lambda \approx 1550 \text{ nm}$

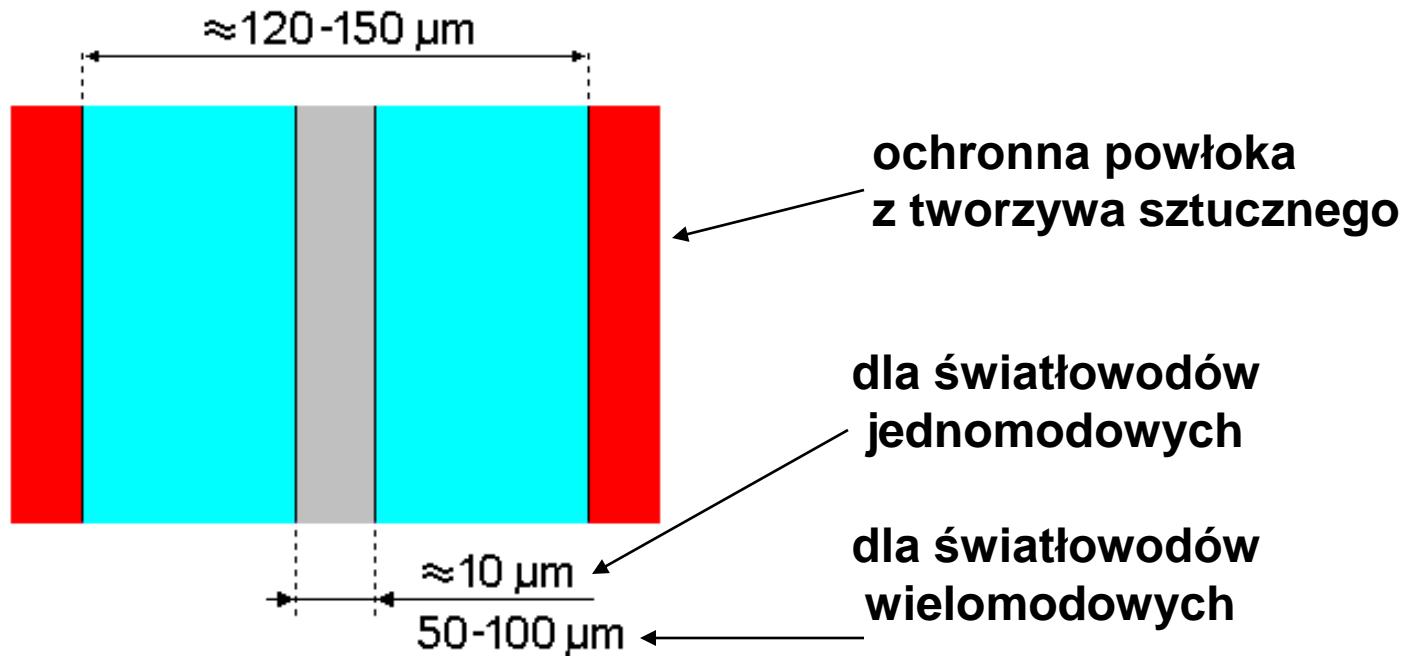
w tej kolejności były wykorzystywane z powodu takiej kolejności rozwoju nadajników i odbiorników światła

obecnym standardem linii dalekosiężnej jest linia na 1550 nm
w połączeniach lokalnych (np. w budynkach) mogą być stosowane
łącza na 850 nm (znacznie tańsze)
łącza na 1310 nm - „niemodne” (koszt duży, zasięg mniejszy)

najmniejsza tłumienność współczesnych światłowodów 0,2 - 0,5 dB/km

(0,16 dB/km)

światłowód telekomunikacyjny



**współczynnik załamania szkła w rdzeniu np. 1,48
 w płaszczu np. 1,46**

mała średnica - dla zachowania elastyczności !

Porównanie światłowodu z kablem współosiowym

	1 km światłowodu	1 km kabla konc.
tłumienie	5 dB	22 dB
masa	6 kg	1000 kg



**światłowód
„popularny”**



**kabel koncentryczny
o zmniejszonej tłumienności
(o większej średnicy, koszcie
i masie jednostkowej)**

popularny kabel koncentryczny ma tłumienność 100 - 200 dB/km!

Inne porównanie światłowodu z kablem współosiowym

1 km popularnego światłowodu

- tłumienność 5 dB (ok. 3 razy),
- przepustowość danych 1 Gb/s (i więcej!)

1 km specjalnego kabla koncentrycznego

- tłumienie 5 dB, ale tylko dla $f < 5 \text{ MHz}$



średnica zewn. 15 mm,
średnica wewn. 3 mm.

Pasmo 5 MHz wyznacza możliwą przepustowość = 5 Mb/s



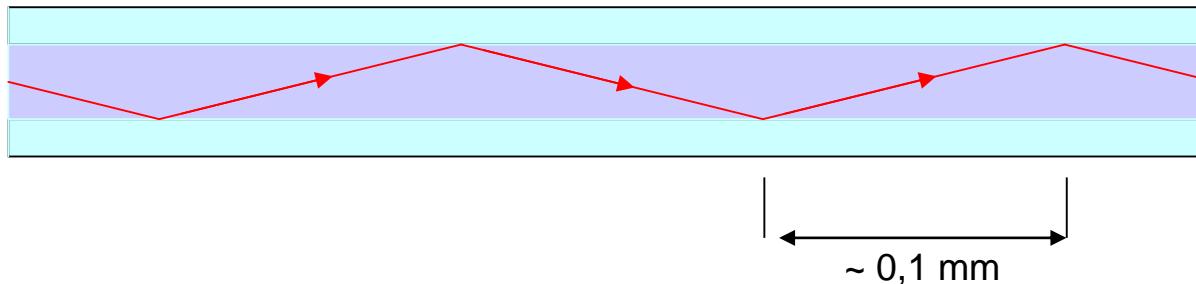
Aby uzyskać przepustowość 1 Gb/s potrzebowalibyśmy 200 (!) równoległych kabli, każdy o przepustowości 5 Mb/s.

Całkowita masa 1km światłowodu – kilka kg.

Całkowita masa „wiązki” kabli koncentrycznych – 200 ton!

kilka kg szkła  ~ 200 ton miedzi

Rozchodzenie się światła w światłowodzie



ile takich odbić przypada na 1 km światłowodu? $\longrightarrow \sim 10^7$

Gdyby odbicie było stratne nawet tylko w niewielkim stopniu, np. $1 - 10^{-6}$
 $= 0,999999$

tlumienie na 1 km wyniosłoby ponad 40 dB (ponad 10 000 razy)



całkowite wewnętrzne odbicie jest (praktycznie) bezstratne

wskutek odbić droga pokonywana przez światło jest dłuższa o ok. 10-15%

Maksymalna odległość łączności światłowodowej bez wzmacniaczy

100 -150 km (dla najlepszych światłowodów)

Absolutnie niemożliwy jest zasięg 800 km !!!!

Światłowy szklany jest najlepszym materialnym medium transmisyjnym pod względem:

- tłumienności (zasięgu),
- przepustowości informacji - **ile?**
- kosztu.

$$0,2 \text{ dB/km} \longleftrightarrow 10^{\frac{0,2}{10}} = 1,047$$

natężenie światła (moc) spada o ok. 5% po każdym kilometrze światłowodu

$$0,0002 \text{ dB/m} \longleftrightarrow 10^{\frac{0,0002}{10}} = 1,000046 \quad \text{i o ok. 0,005% po każdym metrze.}$$

Wolna przestrzeń jako medium transmisyjne

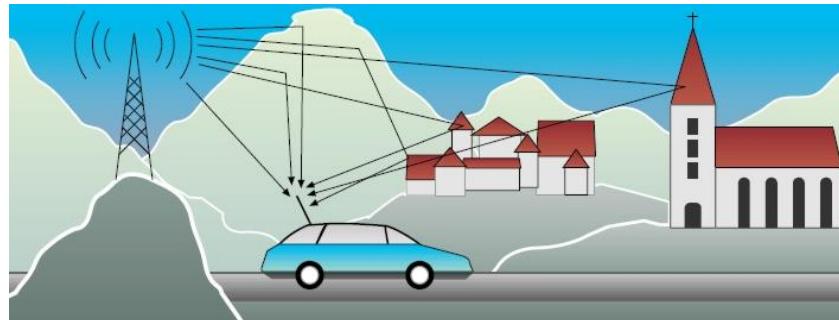
kanał radiowy przyziemny

możliwość radiodyfuzji

propagacja zależna od warunków zewn.

zmiennaść parametrów w czasie

podatność na zakłócenia



kanał radiowy przyziemny mikrofalowy

~ stabilne warunki propagacji

szerokie pasmo częstotliwości

mały wpływ warunków atmosferycznych



kanał radiowy satelitarny

możliwość radiodyfuzji na bardzo dużym obszarze

stabilne warunki propagacji

szerokie pasmo częstotliwości

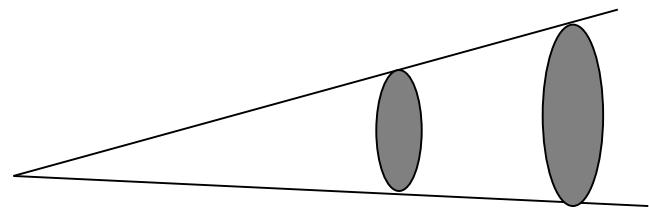
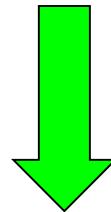
mały wpływ warunków atmosferycznych

media przewodowe

tłumienie rośnie wykładniczo z odległością

kanał radiowy

tłumienie rośnie z ~ kwadratem odległości



za pomocą kanału radiowego można uzyskiwać bardzo duże zasięgi

**Moc nadajników w kanale radiowym może być bardzo duża,
natomiast moc w mediach przewodowych jest ograniczona**

Łącze optyczne w wolnej przestrzeni

Długości fal z zakresu 700 – 1500 nm (promieniowanie podczerwone).

2 typy źródeł światła:

- **wąskopasmowe diody elektroluminescencyjne LED.**
moc ~ 1 mW;
zasięgi rzędu 1,5 km i prędkości transmisji do 1,25 Gb/s
- **diody laserowe;**
moc optyczna jest kilkakrotnie większa
prędkości transmisji 2,5 Gb/s przy zasięgu ok. 1 km.

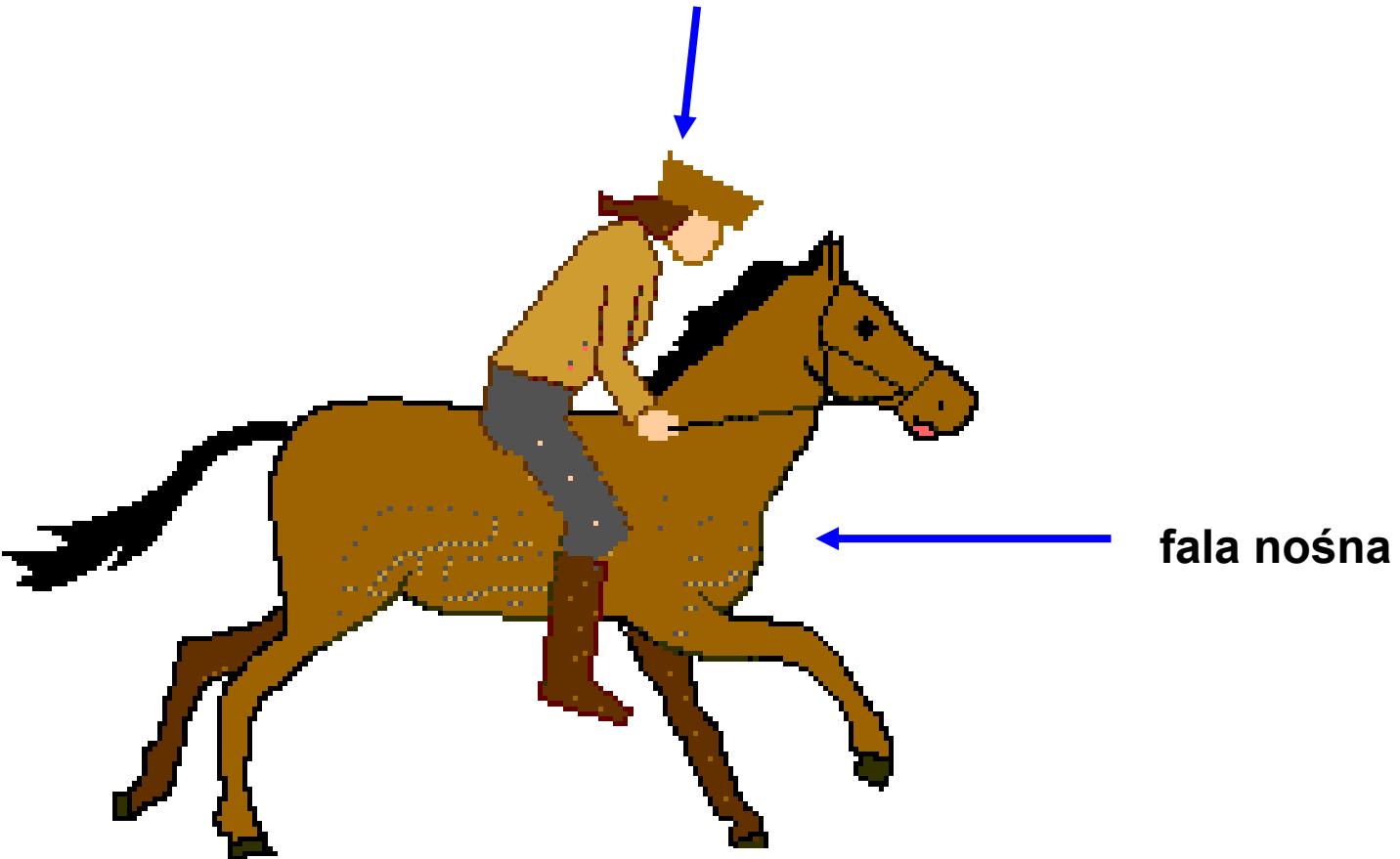
**problemy: zmienność warunków atmosferycznych
możliwość przesłonienia wiązki optycznej**





Modulacje i demodulacje analogowe

Modulacja - nakładanie informacji na falę nośną



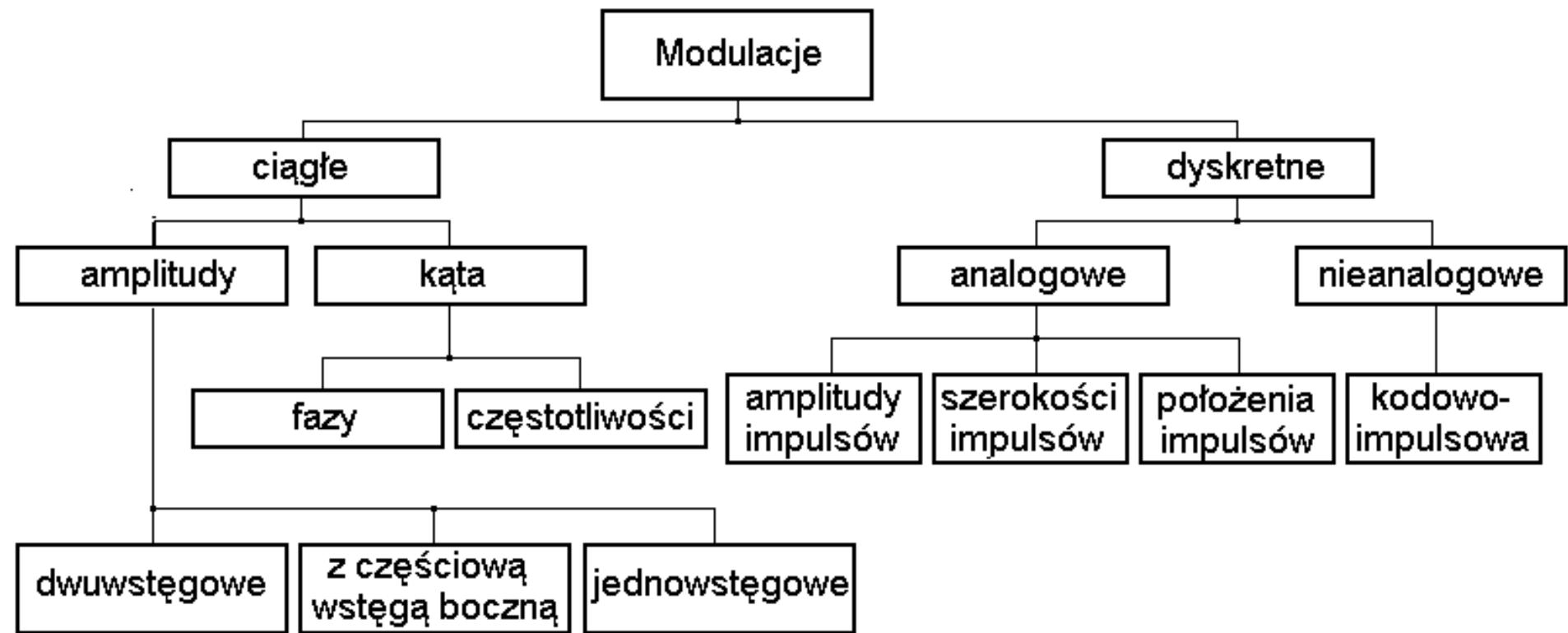
informacja

fala nośna

Co daje stosowanie modulacji ?

- możliwość zwiększenia zwielenia kanału,
- zwiększenie odporności na zakłócenia,
- możliwość jednoczesnej transmisji kilku sygnałów,
- dopasowanie sygnału do selektywnych właściwości ośrodka,
- efektywne wypromieniowanie energii przez antenę.

Przykładowy podział stosowanych modulacji



Ogólny zapis sygnału sinusoidalnego

$$a(t) = A(t) \cdot \cos \Phi(t)$$

amplituda chwilowa
(nieujemna)

faza chwilowa

przypomnienie

z wykorzystaniem
zapisu zespolonego

$$a(t) = \operatorname{Re} \left\{ A(t) \cdot e^{j\Phi(t)} \right\}$$

Modulacja amplitudy (AM)

przebieg sinusoidalny niemodulowany
(nie zawiera żadnej informacji)

$$a(t) = A_0 \cdot \cos \Omega_0 t$$

przebieg zmodulowany amplitudowo
zawiera informację → sygnał

$$a_{AM}(t) = A(t) \cdot \cos \Omega_0 t$$

przebieg - nie zawiera informacji
sygnał - zawiera informację

w zmienności
amplitudy $A(t)$
zawarta jest
informacja o $x(t)$

Liniowa modulacja amplitudy sygnałem $x(t)$

$$A(t) = A_0 [1 + k \cdot x(t)]$$

$$k \cdot x(t) \geq -1$$

Podstawowy przykład - modulacja jednym sygnałem sinusoidalnym

modulacja tonowa

fala nośna $\rightarrow c(t) = A_0 \cdot \cos(\Omega_0 t + \phi_0)$

sygnał modulujący $\rightarrow x(t) = X_m \cdot \cos(\omega t + \psi)$

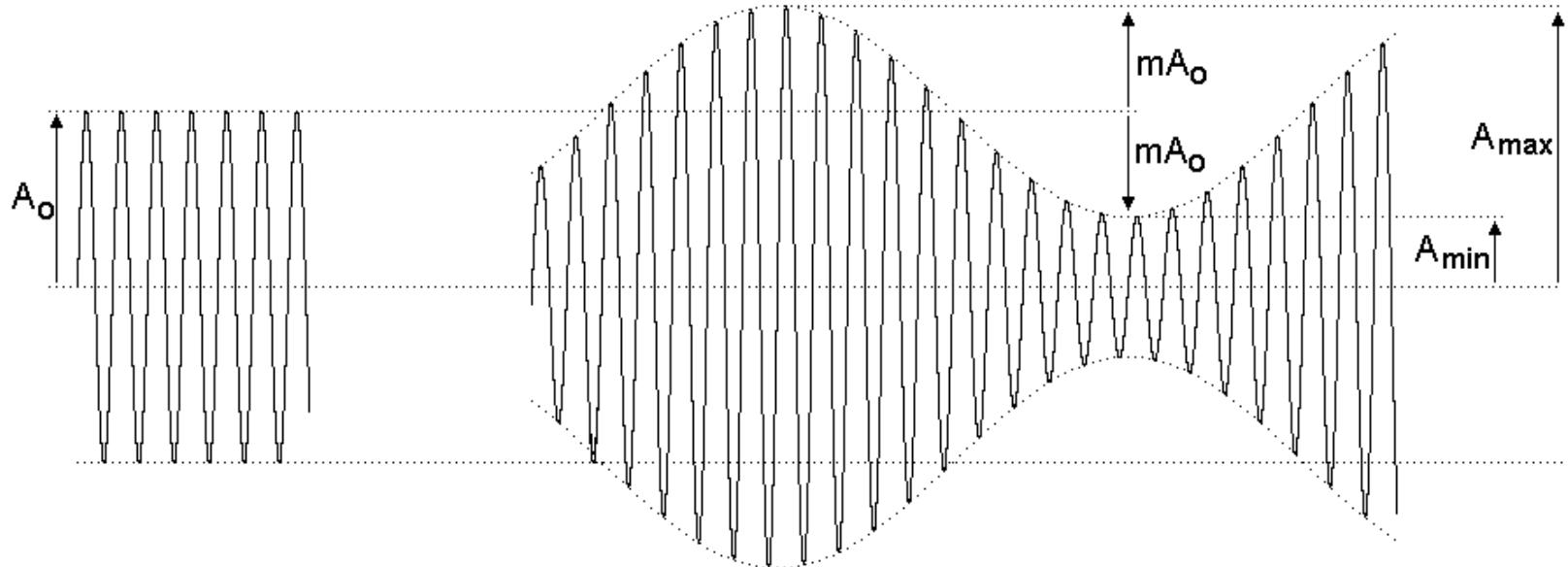
amplituda chwilowa

$$a_{AM}(t) = A_o [1 + kX_m \cos(\omega t + \psi)] \cos(\Omega_o t + \varphi)$$

$$a_{AM}(t) = A_o [1 + m \cdot \cos(\omega t + \psi)] \cos(\Omega_o t + \varphi)$$

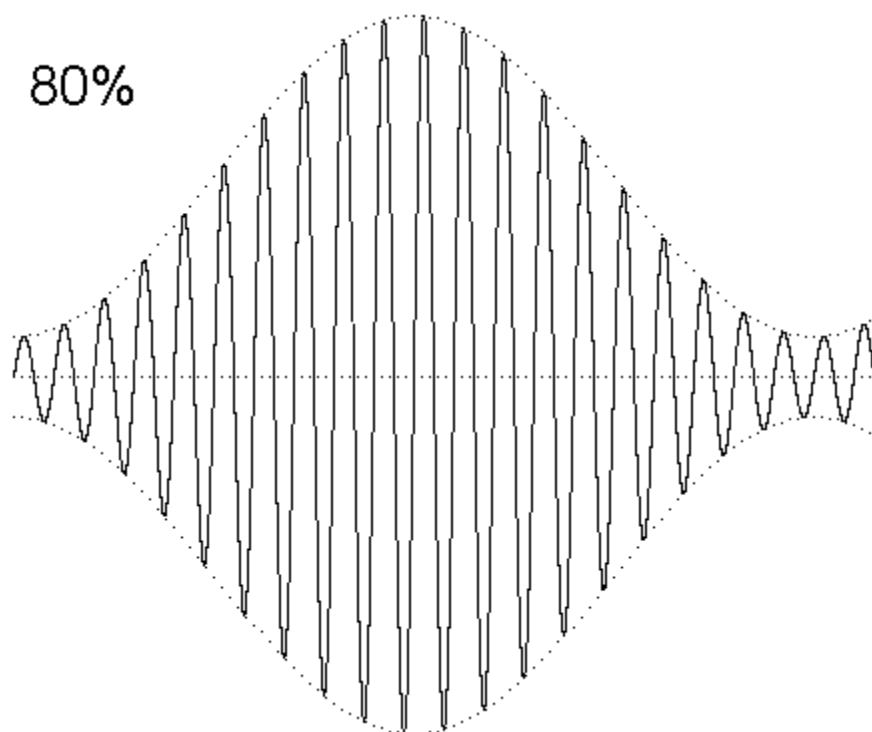
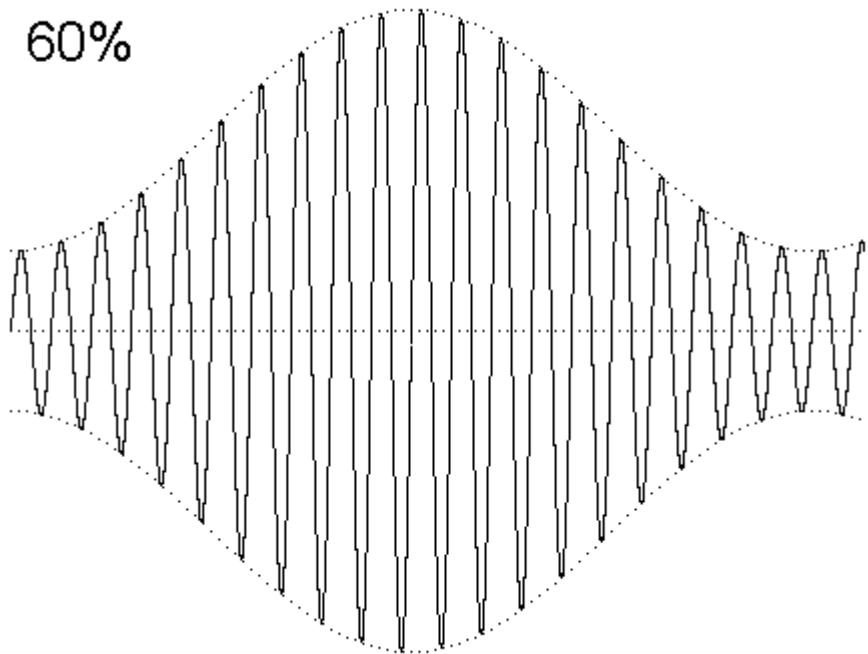
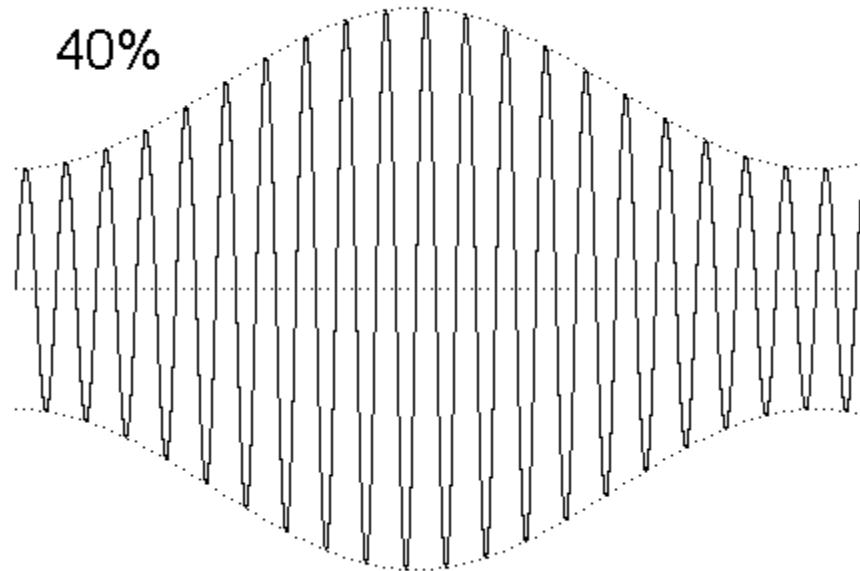
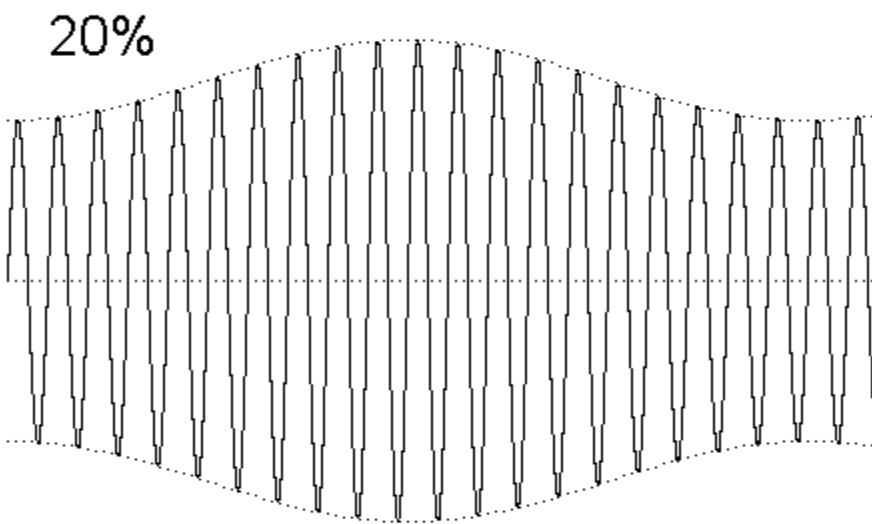
m = współczynnik głębokości modulacji

$$a_{AM}(t) = A_o [1 + m \cdot \cos(\omega t + \psi)] \cos(\Omega_o t + \varphi)$$

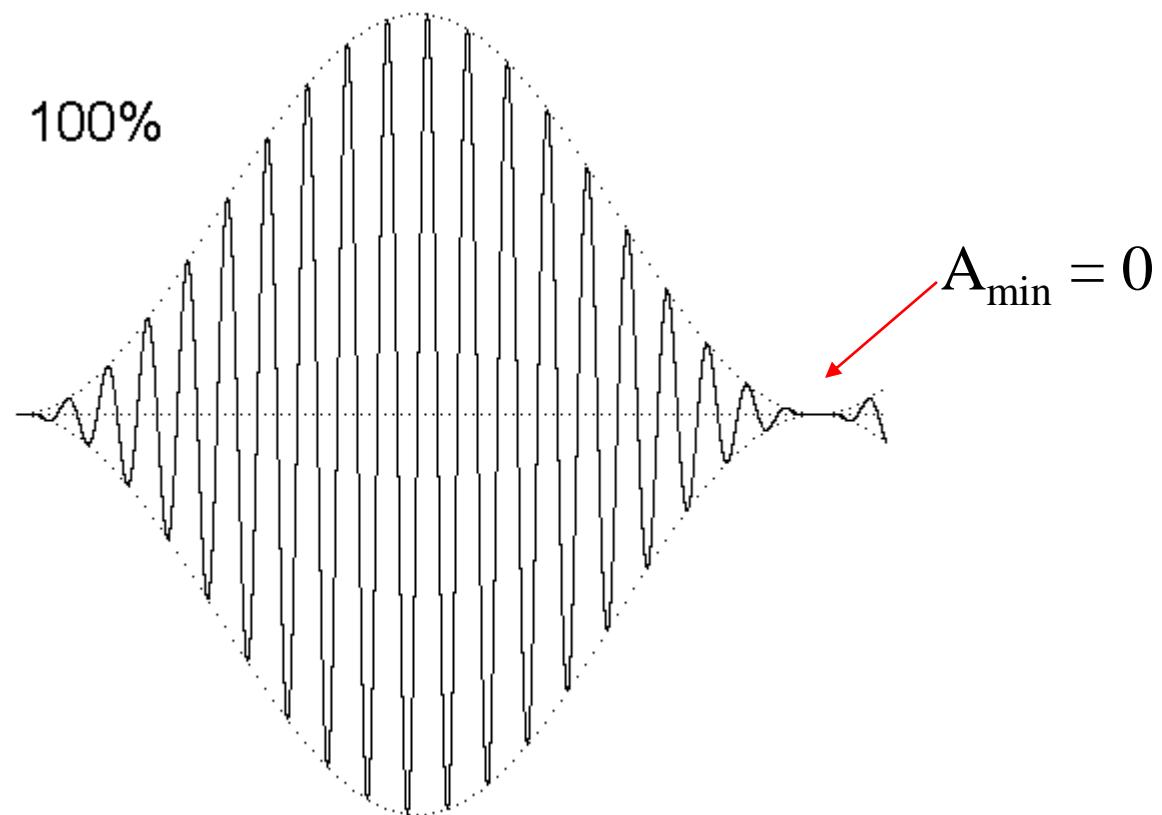


$$A_{\max} = A_o [1 + m] \quad A_{\min} = A_o [1 - m]$$

$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}$$



maksymalna głębokość modulacji



Widmo sygnału zmodulowanego AM

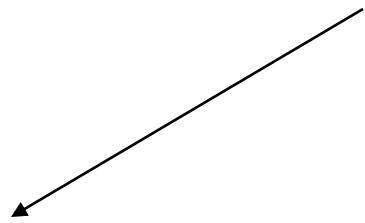
?

$$a_{AM}(t) = A_o [1 + m \cdot \cos(\omega t + \psi)] \cos(\Omega_o t + \varphi)$$

$$a_{AM}(t) = A_o \cos(\Omega_o t + \varphi) + A_o m \cdot \cos(\omega t + \psi) \cos(\Omega_o t + \varphi)$$

↑
?

$$a_{\text{AM}}(t) = A_o \cos(\Omega_o t + \varphi) + A_o m \cdot \cos(\omega t + \psi) \cos(\Omega_o t + \varphi)$$



$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$$

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = \Omega_o t + \varphi, \quad \frac{\alpha - \beta}{2} = \omega t + \psi$$

$$a_{\text{AM}}(t) = A_o \cos(\Omega_o t + \varphi) +$$

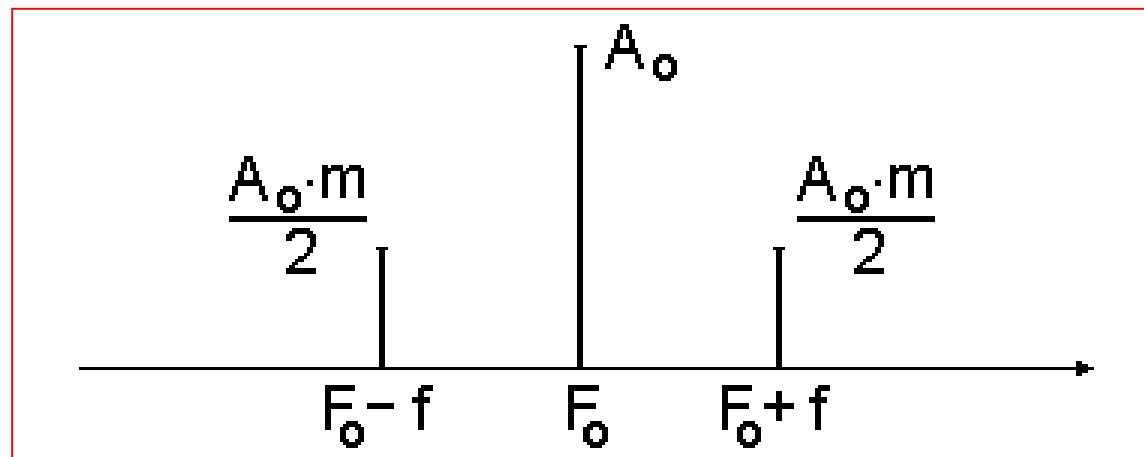
← **fala nośna**

$$+ \frac{A_o m}{2} \cos[(\Omega_o + \omega)t + \varphi + \psi] +$$

← **górna wstęga boczna**

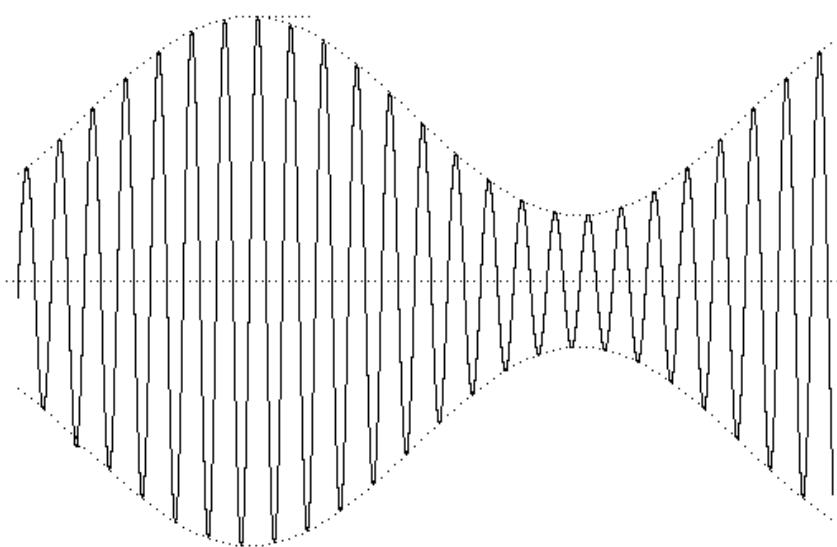
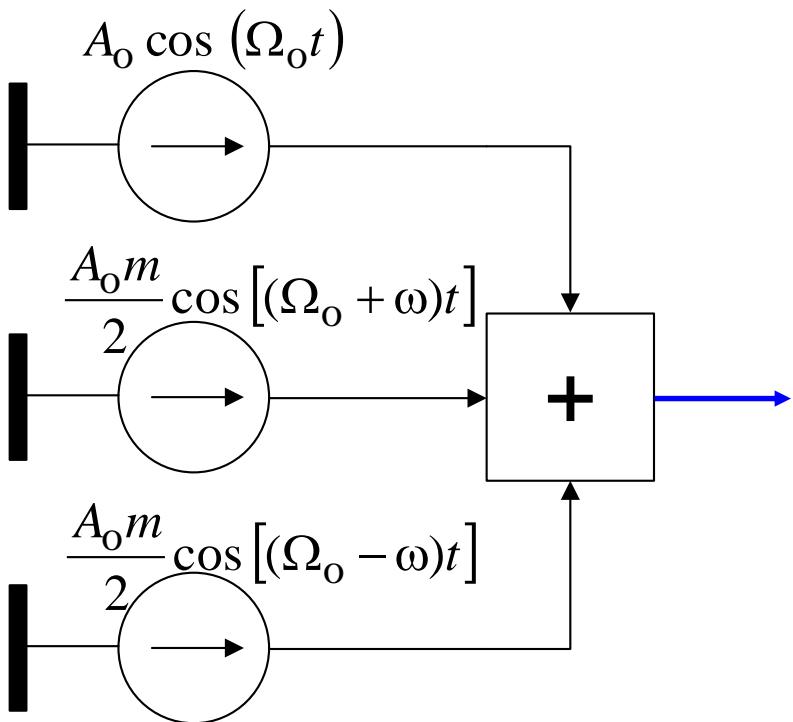
$$+ \frac{A_o m}{2} \cos[(\Omega_o - \omega)t + \varphi - \psi]$$

← **dolna wstęga boczna**



**symetria
poziomy składowych**

Interpretacja widma...



Moc sygnału zmodulowanego AM

$$\begin{aligned}
 a_{\text{AM}}(t) = & A_0 \cos(\Omega_0 t) + \\
 & + \frac{A_0 m}{2} \cos[(\Omega_0 + \omega)t] + \\
 & + \frac{A_0 m}{2} \cos[(\Omega_0 - \omega)t]
 \end{aligned}$$

Moc sygnału AM

$$\begin{aligned}
 &= \text{moc fali nośnej} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \left(\frac{A_0}{\sqrt{2}} \right)^2 \\
 &+ \text{moc dolnej wstęgi bocznej} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \left(\frac{A_0 m}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 \\
 &+ \text{moc górnej wstęgi bocznej} \quad \xrightarrow{\hspace{1cm}} \left(\frac{A_0 m}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2
 \end{aligned}$$

$$P_{\text{AM}} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{A_0^2}{4} m^2 = \frac{A_0^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

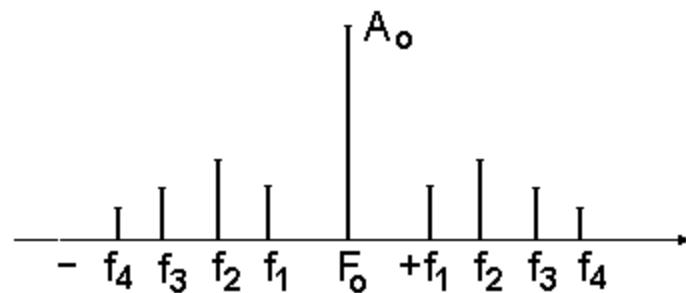
moc fali nośnej

moc wstęg bocznych

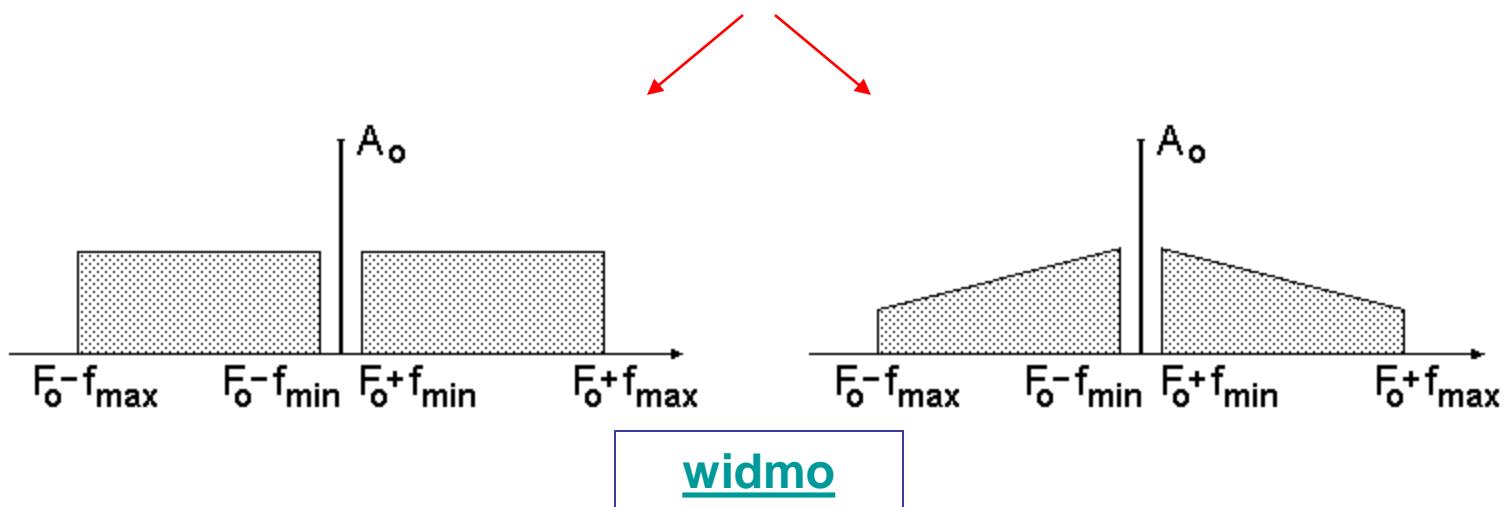
wstęgi boczne decydują o przenoszeniu informacji
i o zasięgu transmisji;

w najlepszym przypadku ($m = 1$)
ich moc stanowi tylko 1/3 całej mocy sygnału!

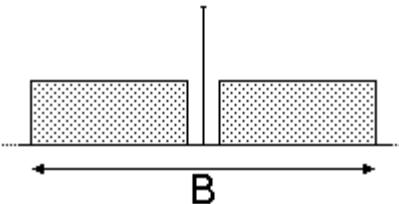
gdy jednocześnie występuje wiele częstotliwości modulujących
(to najczęściej ma miejsce)



Dlatego ogólnie widmo sygnału AM przedstawiamy następująco



Różne odmiany modulacji amplitudy

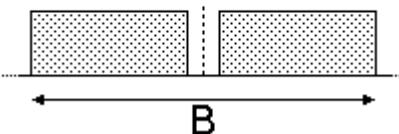


AM (klasyczna)

$$B = 2f_{max}$$

$$\frac{P_{wbocz}}{P_{calk}}$$

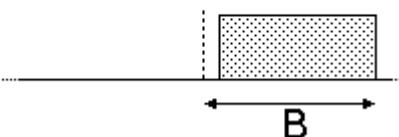
< 0,33



AM DSB-SC

$$B = 2f_{max}$$

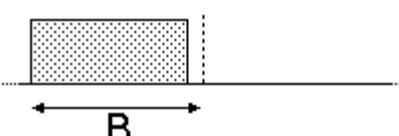
1,0



AM SSB-SC

$$B = f_{max}$$

1,0



Demodulacja

**- odtworzenie sygnału modulującego
z sygnału zmodulowanego**

Demodulacja AM

Podstawowy sposób demodulacji

- pomnożenie sygnału AM przez falę nośną

ogólny zapis sygnału zmodulowanego AM



$$a_{\text{AM}}(t) = A_o [1 + k \cdot x(t)] \cdot \cos \Omega_o t$$

pomnożenie przez przebieg nośny

$$a_{\text{AM}}(t) \cdot \cos \Omega_o t = A_o [1 + k \cdot x(t)] \cdot \cos \Omega_o t \cdot \cos \Omega_o t$$

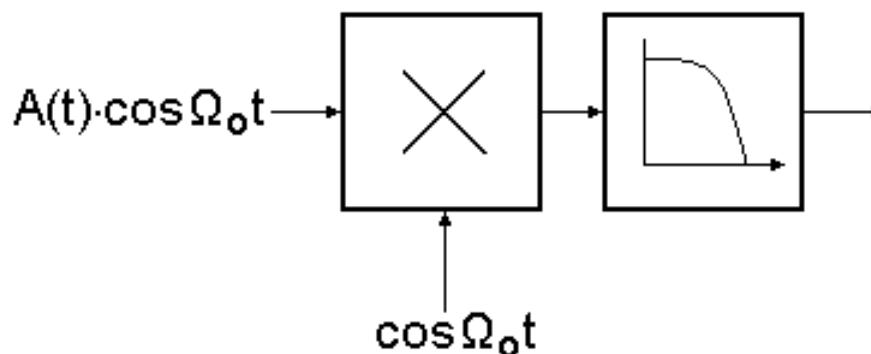
$$a_{\text{AM}}(t) \cdot \cos \Omega_o t = A_o [1 + k \cdot x(t)] \cdot \cos^2 \Omega_o t =$$

$$= A_o [1 + k \cdot x(t)] \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\Omega_o t \right) =$$

$$\cos 2\alpha = 2\cos^2 \alpha - 1$$

$$= \frac{A_o}{2} + \frac{A_o}{2} k \cdot x(t) + \frac{A_o}{2} [1 + k \cdot x(t)] \cdot \cos 2\Omega_o t$$

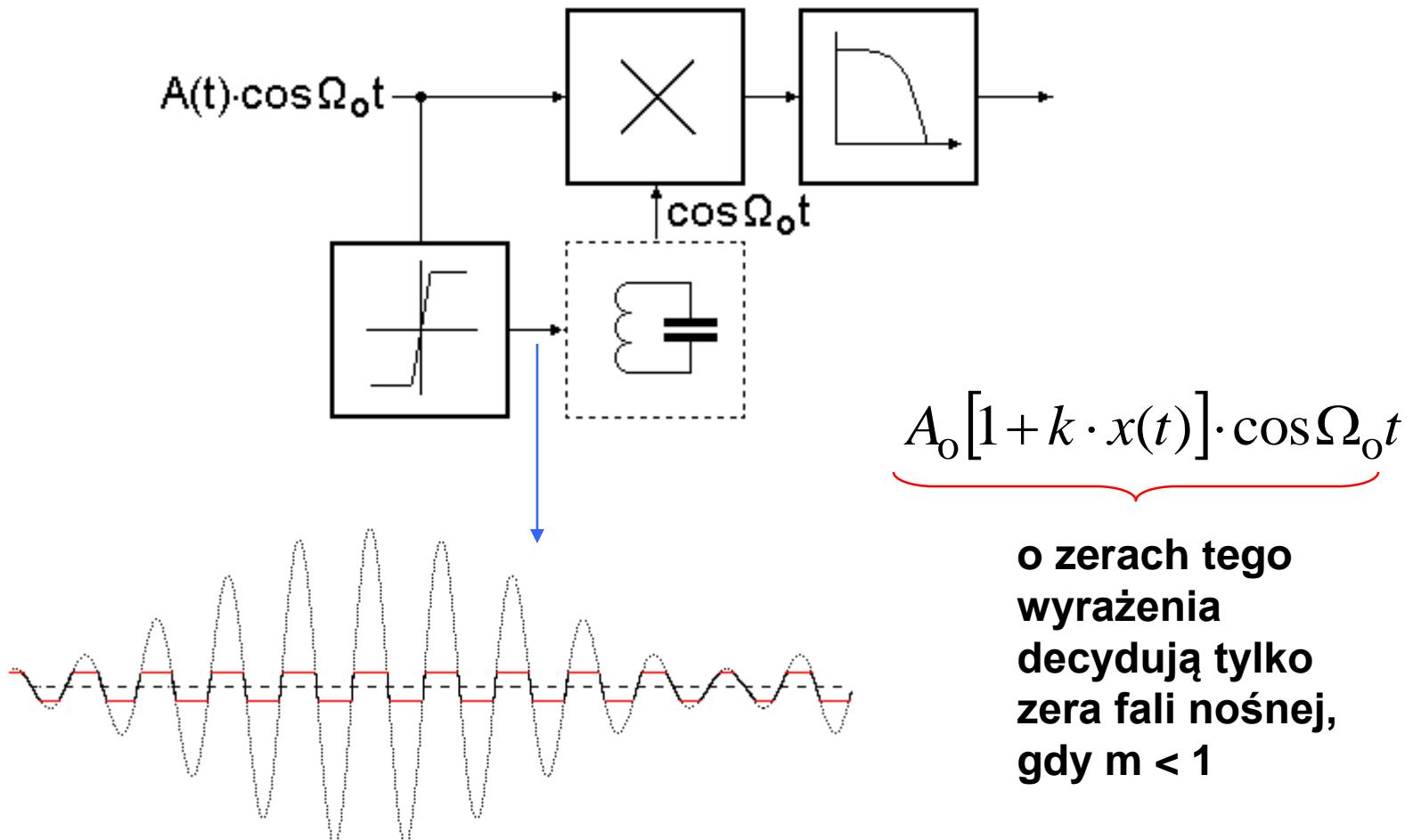
**można
odfiltrować**



skąd w odbiorniku wziąć przebieg fali nośnej?

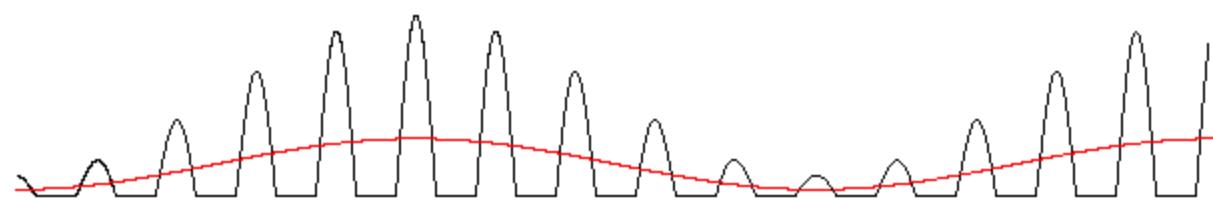
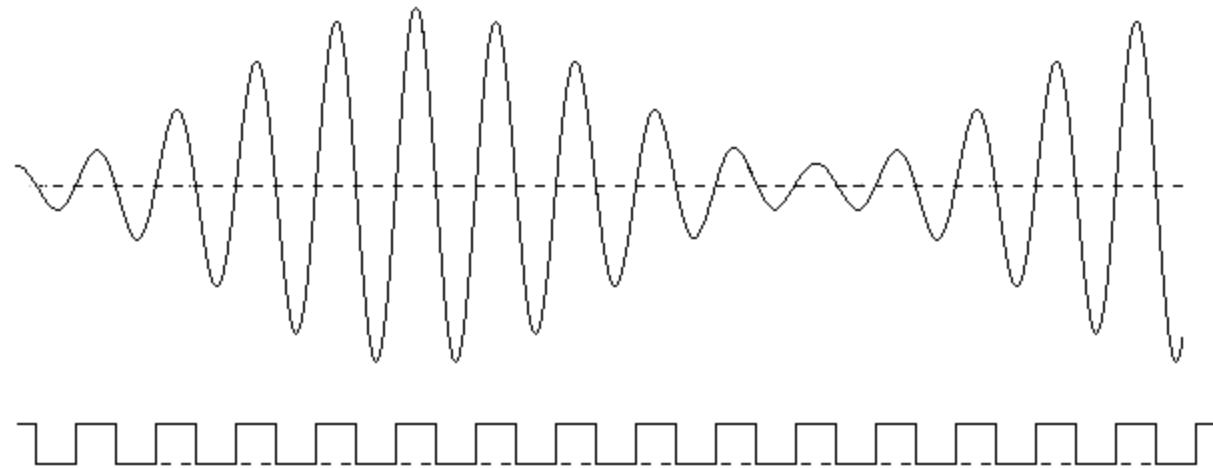
można go odtworzyć z generatora lokalnego,
ale nie potrzeba -
ponieważ fala nośna występuje w sygnale odbieranym!

demodulator synchroniczny AM



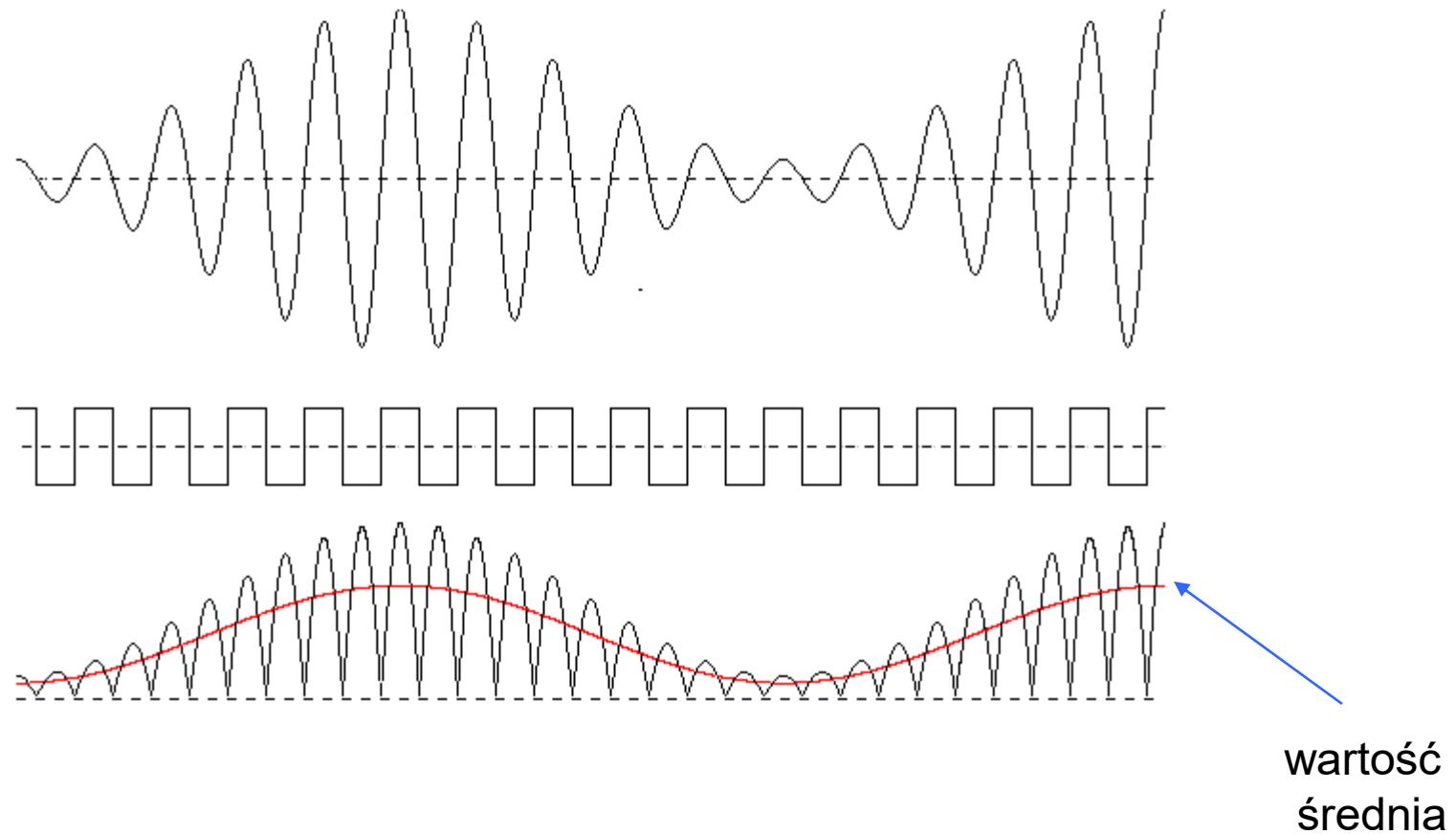
Możliwe są znacznie prostsze sposoby demodulacji AM

mnożenie przez jednobiegunową prostokątną falę nośną
jest równoważne prostowaniu jednopołówkowemu

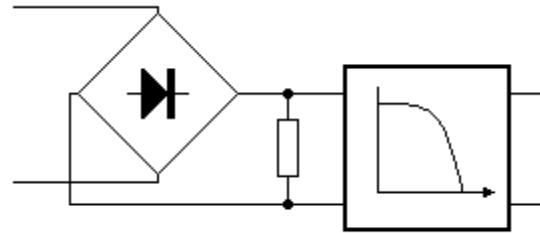
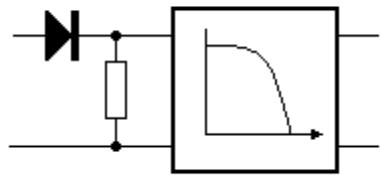


wartość
średnia

mnożenie przez dwubiegunową prostokątną falę nośną
jest równoważne prostowaniu dwupołówkowemu



Prostownikowe demodulatory AM

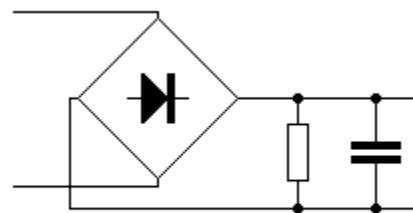
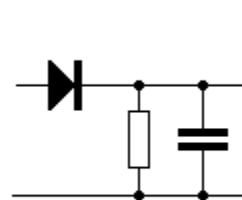


filtr dolnoprzepustowy nie powinien wpływać na pracę prostownika

[demo](#)

Demodulatory obwiedni AM

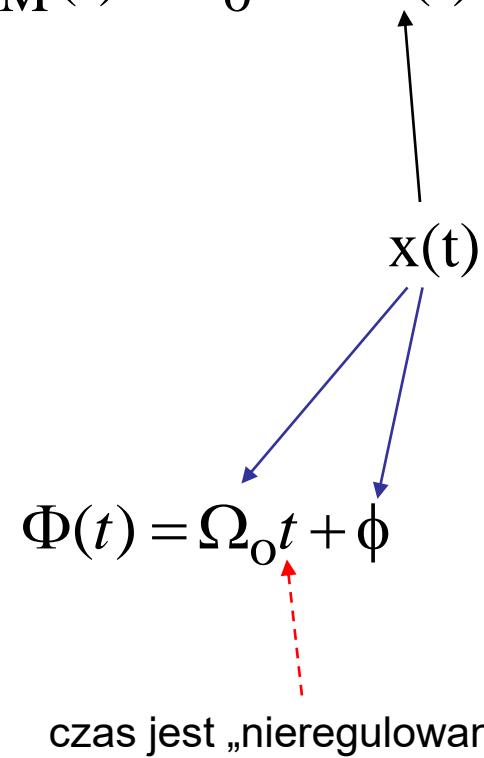
inna zasada działania!

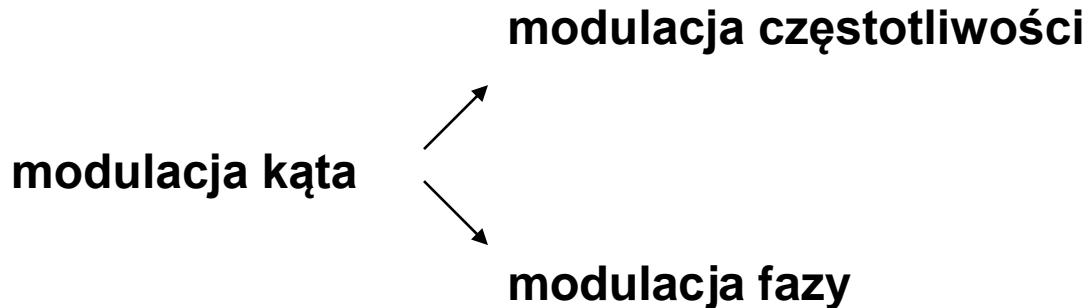


[demo2](#)

Modulacja kąta

$$a_{\Phi M}(t) = A_o \cos \Phi(t)$$





modulacja częstotliwości = częstotliwość jest liniową funkcją $x(t)$

$$\Omega(t) = \Omega_o + k_f \cdot x(t)$$

modulacja fazy = faza jest liniową funkcją $x(t)$

$$\Phi(t) = \Omega_o t + \varphi + k_p \cdot x(t)$$

ale faza i częstotliwość (pulsacja) są ze sobą związane...

$$\Omega(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t)$$

$$\Phi(t) = \int\limits_o^t \Omega(\tau) d\tau + \phi$$

Modulacja FM jednym przebiegiem sinusoidalnym (m. tonowa FM)

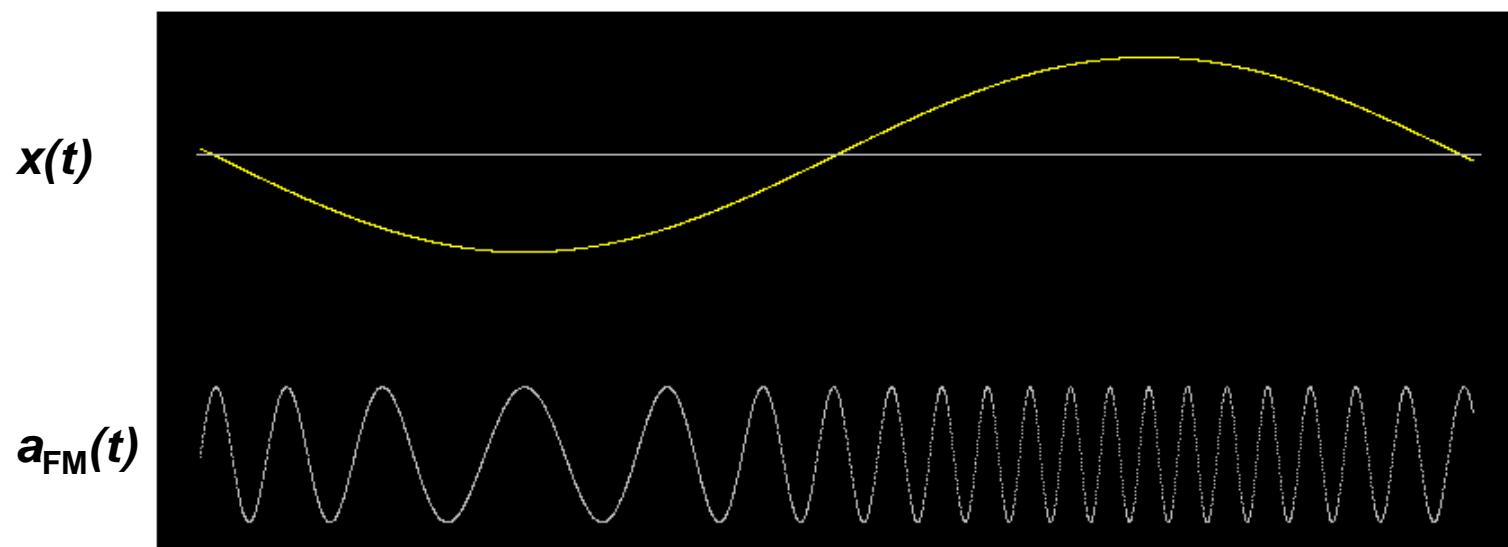
$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \psi)$$

$$\Omega(t) = \Omega_o + k_f \cdot X_m \cos(\omega t + \psi) = \Omega_o + \Delta\Omega_o \cos(\omega t + \psi)$$

dewiacja pulsacji

$$F(t) = F_o + \Delta F_o \cos(\omega t + \psi)$$

dewiacja częstotliwości



[demo](#)

$$\Phi(t) = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau = \int_0^t [\Omega_o + \Delta\Omega_o \cos(\omega\tau + \psi)] d\tau + \phi$$

$$\Phi(t) = \Omega_o t + \frac{\Delta\Omega_o}{\omega} \sin(\omega t + \psi) + \phi$$

$$\frac{\Delta\Omega_o}{\omega} = \frac{\Delta F_o}{f} = m_f$$

indeks (wskaźnik)
modulacji FM

$$\Phi(t) = \Omega_o t + m_f \cdot \sin(\omega t + \psi) + \phi$$

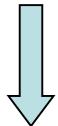
$$a_{FM}(t) = A_o \cos[\Omega_o t + m_f \cdot \sin(\omega t + \psi) + \phi]$$

modulacja FM i PM

Widmo sygnału modulacji tonowej FM...

...jest bardzo skomplikowane...

$$a_{\text{FM}}(t) = A_o \cos[\Omega_o t + m_f \cdot \sin(\omega t + \psi) + \phi]$$



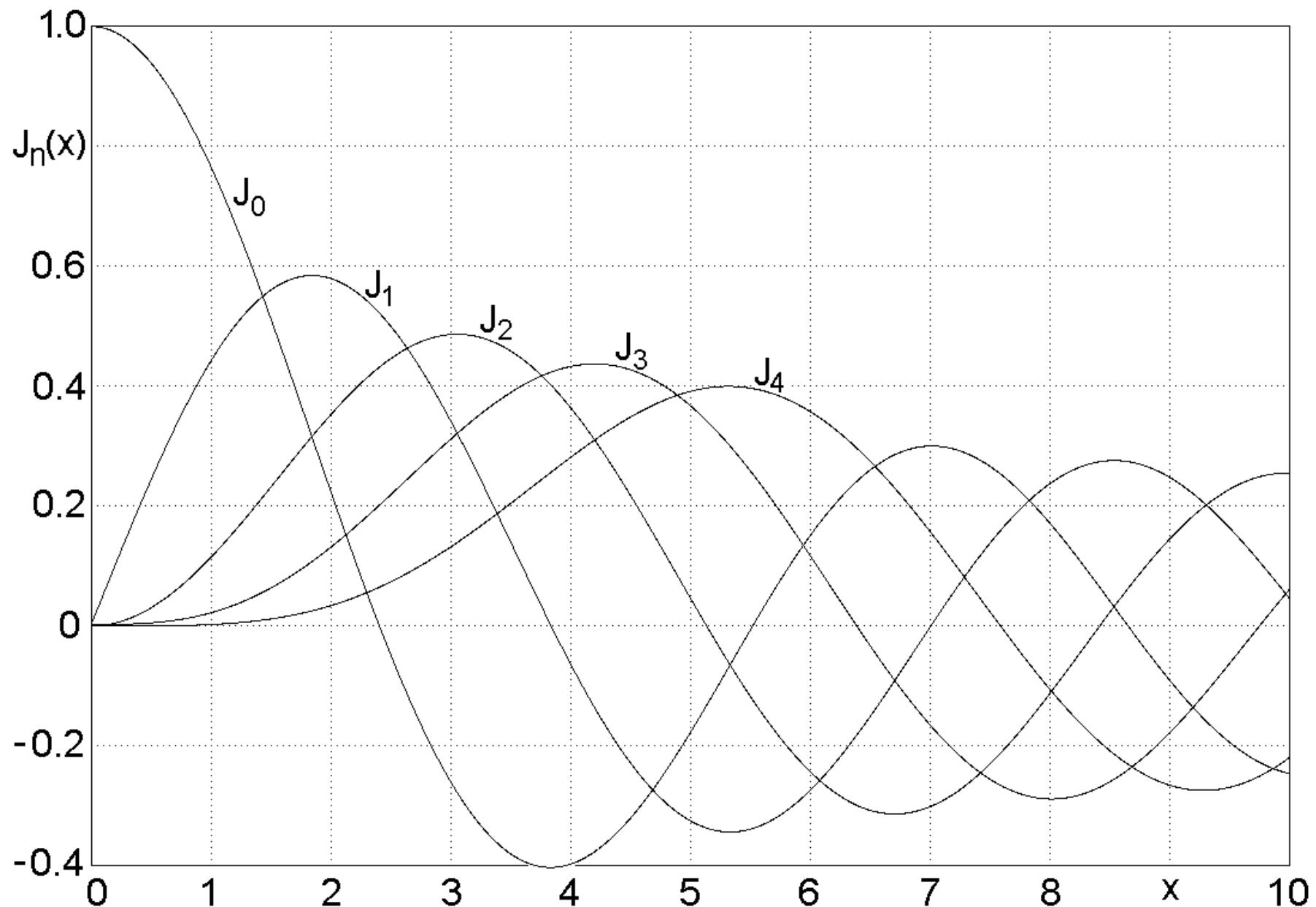
$$a_{\text{FM}}(t) = J_0(m_f) \cdot A_o \cos(\Omega_o t + \phi) +$$

$$+ J_1(m_f) \cdot A_o \cos[(\Omega_o + \omega)t + \phi] - J_1(m_f) \cdot A_o \cos[(\Omega_o - \omega)t + \phi] +$$

$$+ J_2(m_f) \cdot A_o \cos[(\Omega_o + 2\omega)t + \phi] + J_2(m_f) \cdot A_o \cos[(\Omega_o - 2\omega)t + \phi] +$$

$$+ J_3(m_f) \cdot A_o \cos[(\Omega_o + 3\omega)t + \phi] - J_3(m_f) \cdot A_o \cos[(\Omega_o - 3\omega)t + \phi] + \dots$$

nieskończanie wiele składowych widma !



nieskończanie wiele składowych widma -

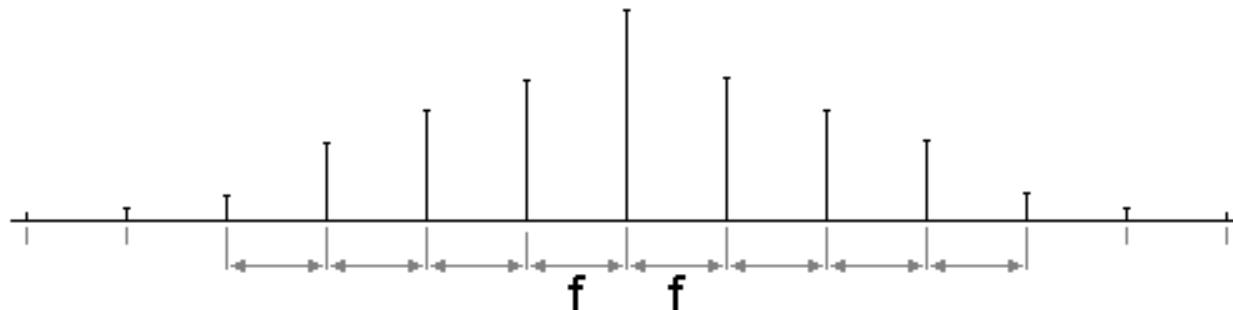
→ **nieskończanie szerokie pasmo ?**

teoretycznie tak,

**ale skrajne prążki w tym paśmie mają bardzo małe amplitudy
czy je uwzględnić ?**

**jeżeli amplituda jakiejś składowej jest np. równa 1%,
to jej moc jest równa zaledwie 10^{-4} mocy fali nośnej**

→ **zupełnie do zaniedbania**



nieskończanie wiele składowych widma -

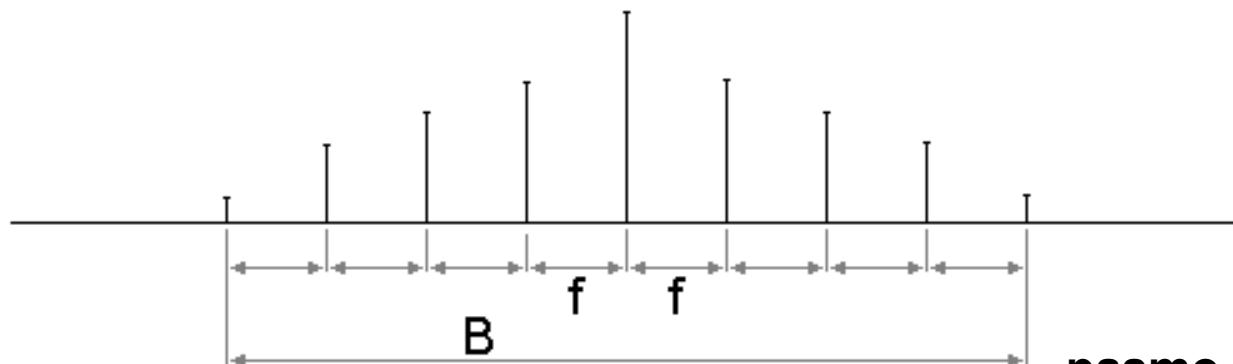
→ nieskończanie szerokie pasmo ?

teoretycznie tak,

ale skrajne prążki w tym paśmie mają bardzo małe amplitudy
czy je uwzględnić ?

jeżeli amplituda jakiejś składowej jest np. równa 1%,
to jej moc jest równa zaledwie 10^{-4} mocy fali nośnej

→ zupełnie do zaniedbania



pasmo można
uznać za ograniczone

„praktyczna” szerokość pasma sygnału FM

$$B = (m_f + 2) \cdot f \cdot 2 = 2 \cdot (m_f \cdot f + 2f) = 2 \cdot (\Delta F_o + 2f)$$

$$B = 2(\Delta F_o + 2f)$$

niekiedy

$$B = 2(\Delta F_o + f)$$

UKF FM $\Delta F_o = 75 \text{ kHz}$

mono $f = 15 \text{ kHz}$ $B = 2 \cdot (75 \text{ kHz} + 2 \cdot 15 \text{ kHz}) = 210 \text{ kHz}$

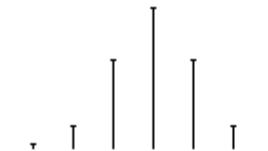
stereo $f = 53 \text{ kHz}$ $B = 2 \cdot (75 \text{ kHz} + 2 \cdot 53 \text{ kHz}) = 362 \text{ kHz}$

modulacja FM jest modulacją szerokopasmową!

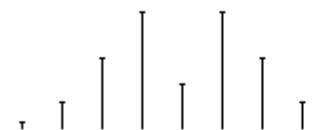
Przykładowe widma sygnału FM

m_f

1



2



3



4



5



6



Moc sygnału FM

amplituda jest stała - moc jest stała, niezależna od modulacji

$$P_{FM} = \frac{A_o^2}{2}$$

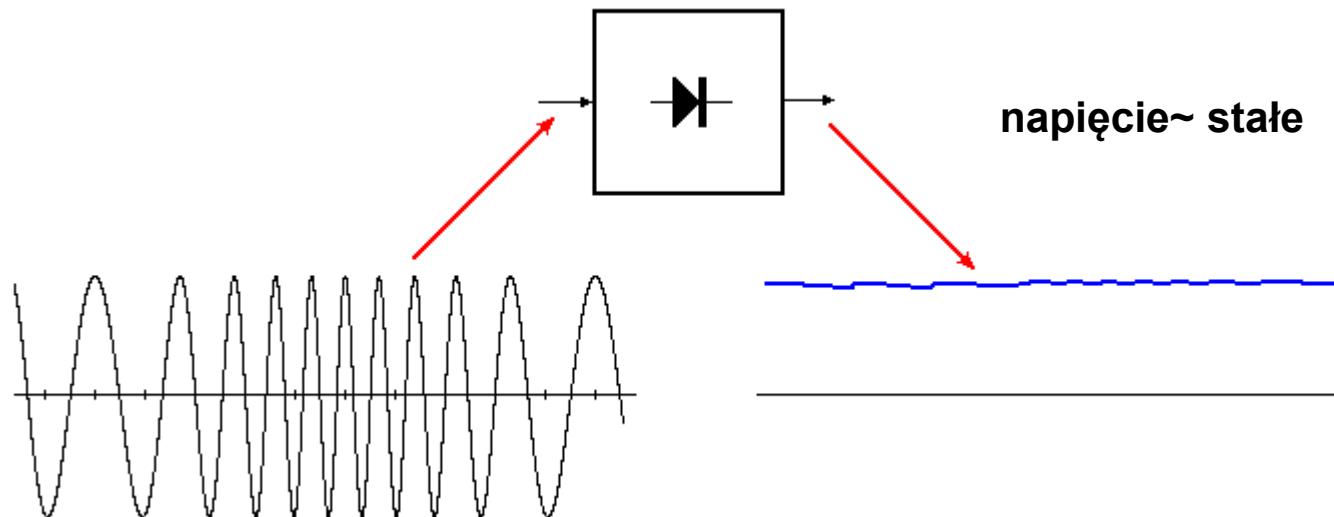
moc sygnału FM = moc wszystkich składowych

gdy pojawiają się prążki boczne, musi zmaleć poziom fali nośnej

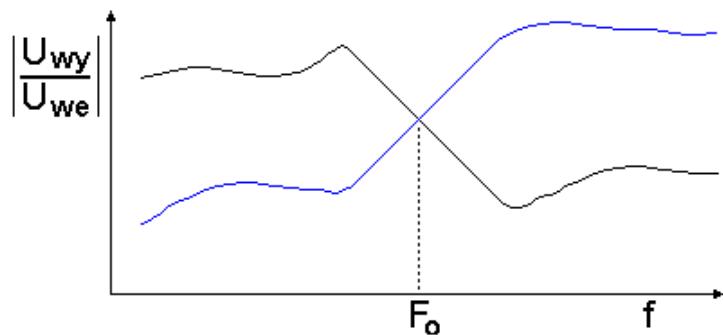
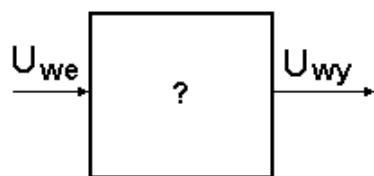
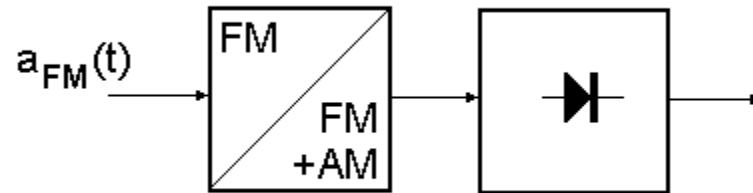
**fala nośna zmienia się przy zmianach modulacji,
czyli także fala nośna przenosi informację o sygnale modulującym**

Demodulacja sygnałów FM

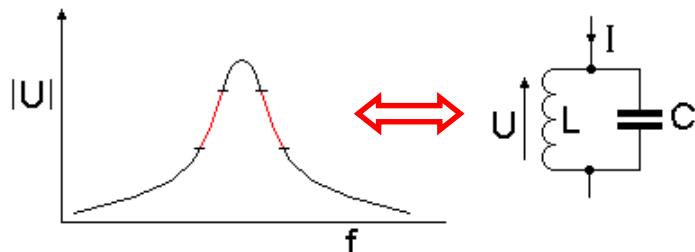
Demodulator prostownikowy - nie nadaje się do demodulacji FM



Demodulator z dyskryminatorem częstotliwości



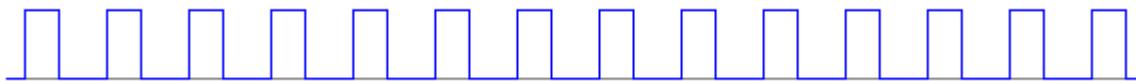
[demo](#)



Modulacje impulsowe i cyfrowe



falą nośną jest ciąg impulsów prostokątnych

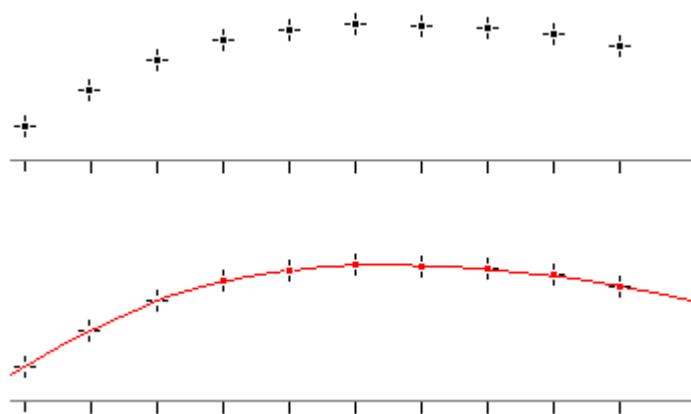


próbkowanie,
przetwarzanie A/C,
kwantyzacja,
szum kwantyzacji,
stosunek sygnał-szum,
pasmo sygnałów PCM,
kody cyfrowe.

**Sygnał analogowy
może być przekazywany w sposób przerywany...**

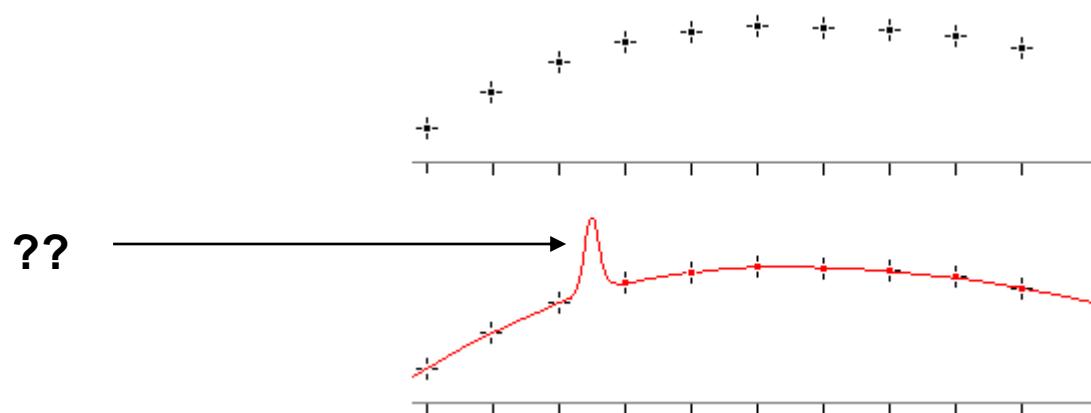
**...pomimo tego w pewnych warunkach
można z jego dyskretnych wartości odtworzyć go w postaci ciągłej**

Przykładowy problem:
jak zmierzyć
i zrobić wykres
temperatury
otoczenia?



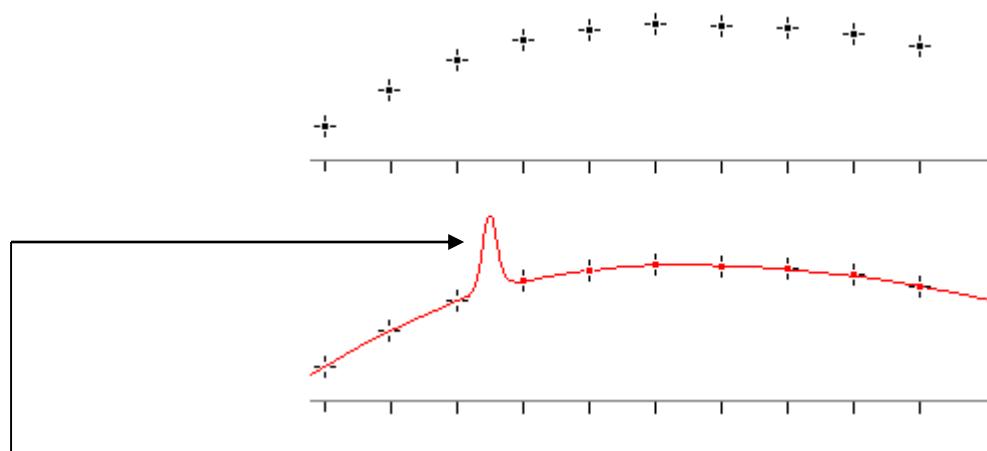
**Sygnał analogowy
może być przekazywany w sposób przerywany...**

**...pomimo tego w pewnych warunkach
można z jego dyskretnych wartości odtworzyć go w postaci ciągłej**



**Sygnał analogowy
może być przekazywany w sposób przerywany...**

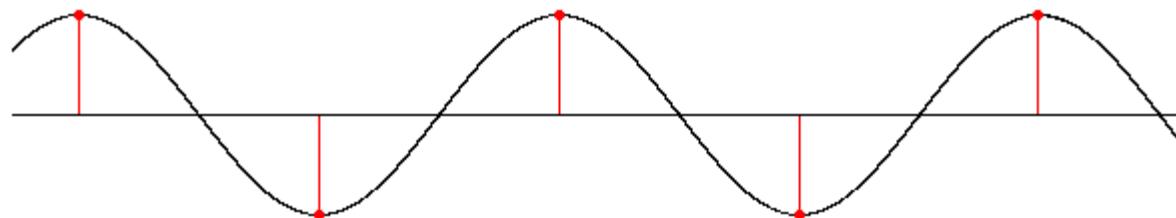
**...pomimo tego w pewnych warunkach
można z jego dyskretnych wartości odtworzyć go w postaci ciągłej**



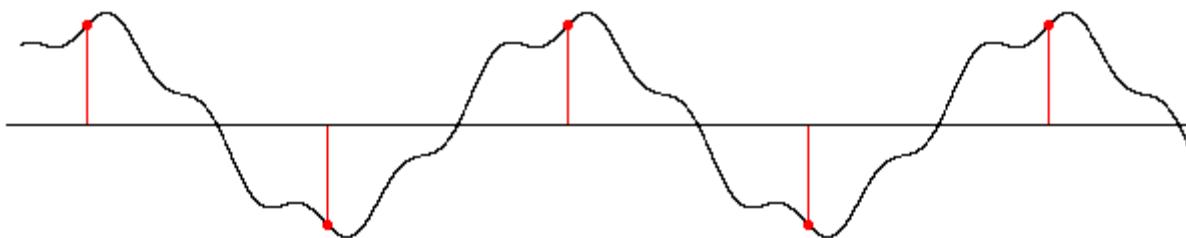
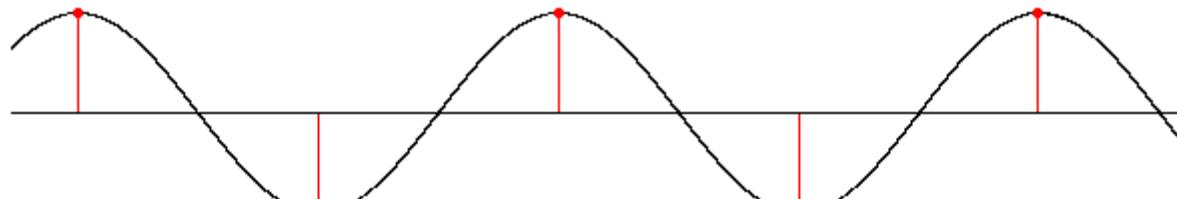
niemożliwe – temperatura jest wielkością wolnozmienną
w stosunku do przedziału obserwacji

Twierdzenie o próbkowaniu (Kotielnikowa - Shannona)

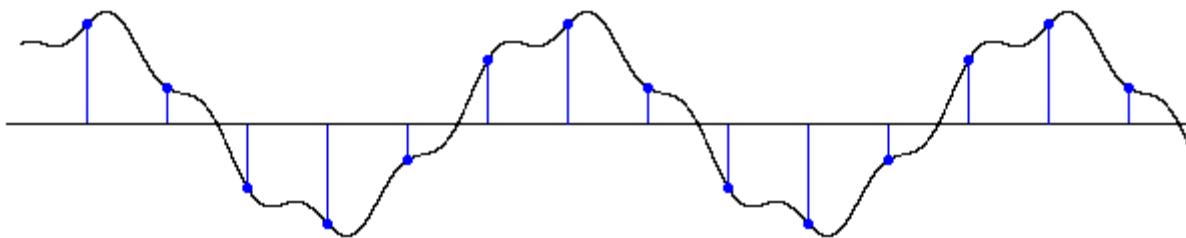
Sygnal o ograniczonym pasmie do f_{\max} jest całkowicie określony przez swoje wartości (próbki) położone w jednakowych odstępach, mniejszych od $1/2f_{\max}$



częstotliwość próbkowania
musi być dostosowana do zakresu częstotliwości sygnału

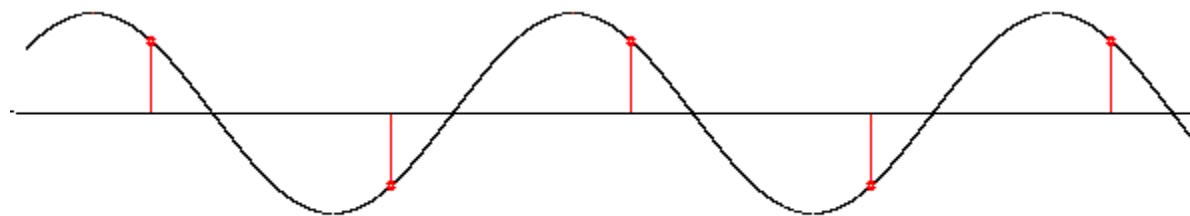
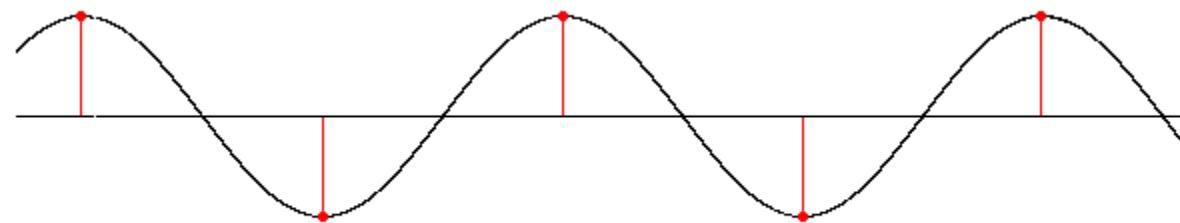


źle

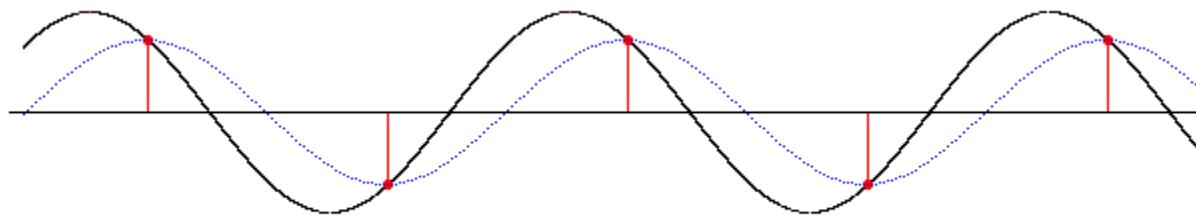
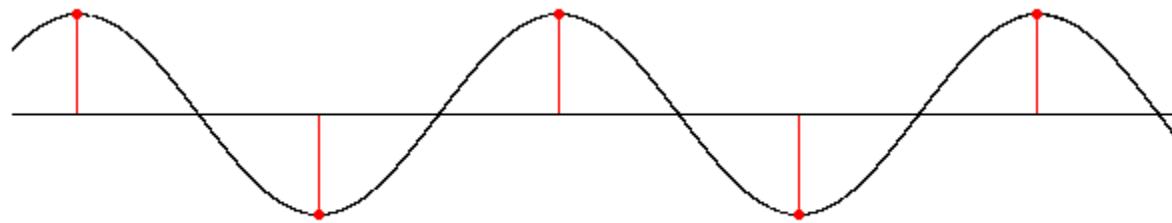


dobrze

problemy...

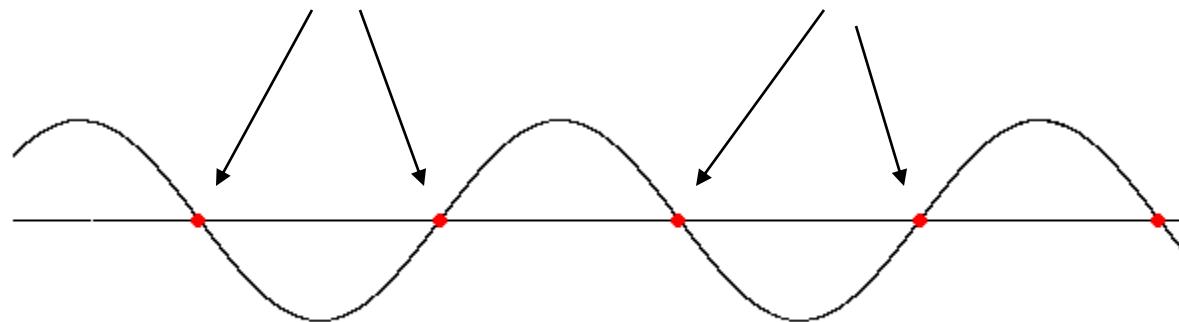


problemy...



problemy...

przy takim ułożeniu momentów próbkowania
- brak możliwości odtworzenia sygnału

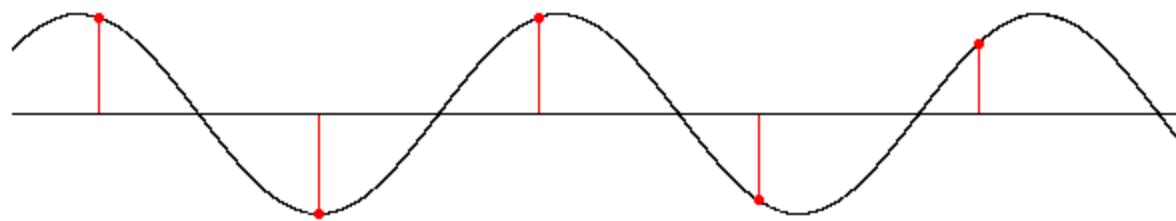


dla tego nierówność w twierdzeniu K-S powinna być „ostra”

$$\tau_{\text{próbkowania}} < \frac{1}{2f_{\max}}$$

czyli

$$F_{\text{próbkowania}} > 2f_{\max}$$

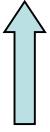


Częstotliwości próbkowania w różnych systemach

	f_{\max}	$F_{\text{próbk}}$
telefonia cyfr.	3-3,4 kHz	8 kHz
radiofonia cyfr.	15 kHz	32 kHz
CD	20 kHz	44,1 kHz
DAT	20 kHz	48 kHz
TV cyfrowa	6 MHz	13,5 MHz

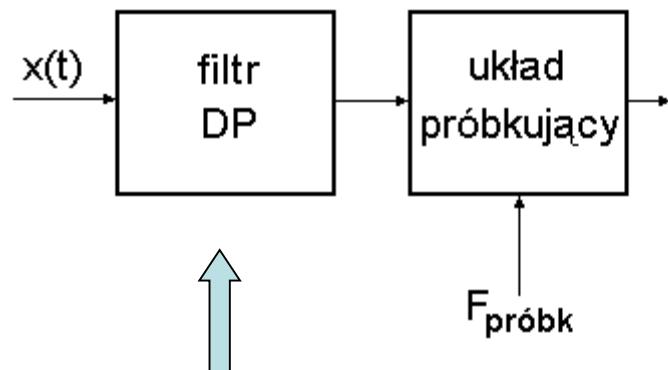
aliasing

$$F = 2f_{\max}$$



częstotliwość Nyquista

Przy ustalonej częstotliwości próbkowania
(wynikającej ze systemu) należy zadbać
o odpowiednie ograniczenie pasma sygnału przed próbkowaniem



filtr antyaliasingowy

Zaleta impulsowego (nieciągłego) przekazywania informacji

- możliwość wielokrotnego wykorzystania tego samego kanału łączności

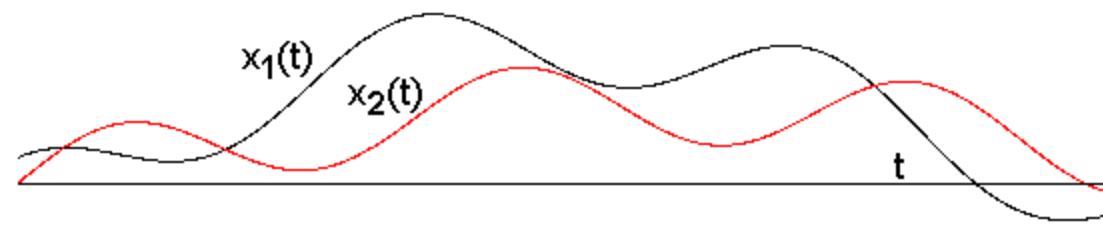


zwielokrotnienie w dziedzinie czasu

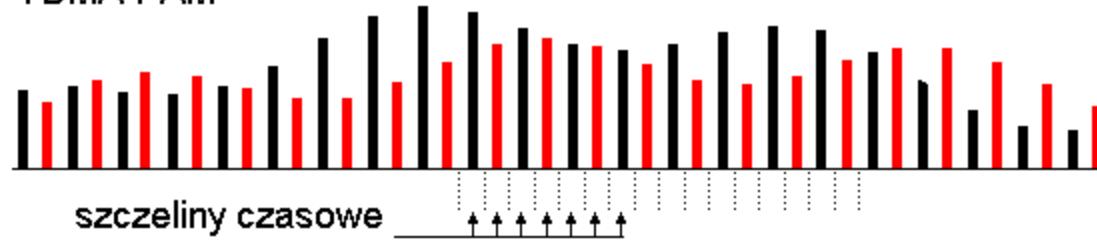
TDMA - Time Domain Multiple Access

TDM - Time Domain Multiplexing

TDM - Time Division Multiplexing



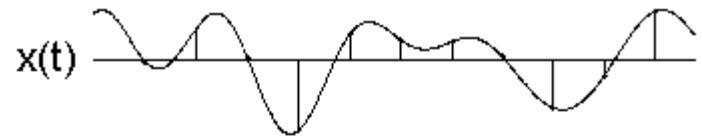
TDMA PAM



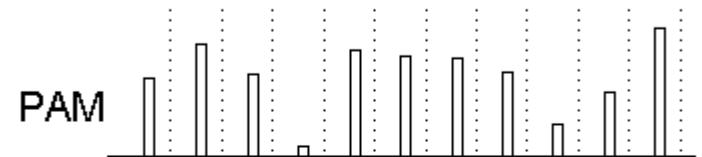
Jak przesyłać informacje o wartościach próbek?

Można zastosować jedną z analogowych modulacji impulsowych

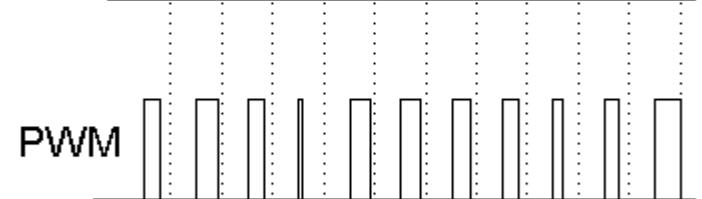
- modulację amplitudy impulsów → PAM,
- modulację szerokości impulsów → PWM,
- modulację położenia impulsów → PPM



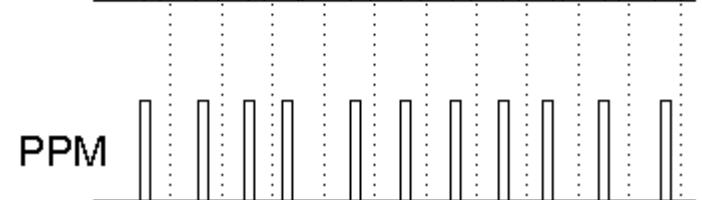
PAM



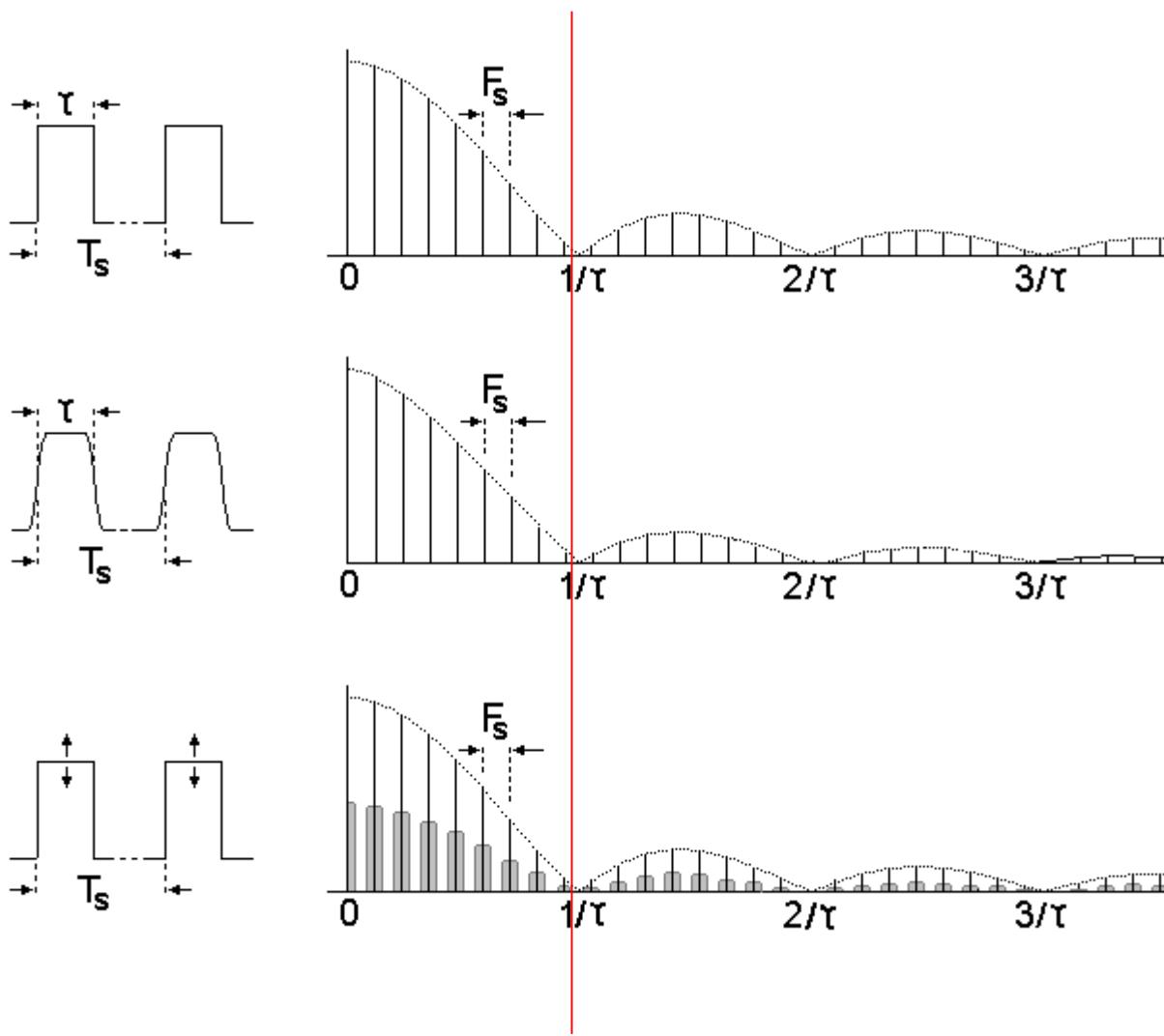
PWM



PPM



Szerokość pasma modulacji PAM, PPM, PWM

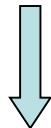


W celu określenia szerokości pasma trzeba uwzględniać najwęższe impulsy!

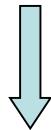
Modulacja kodowo-impulsowa

Modulacja kodowo-impulsowa = modulacja PCM

(PCM - Pulse Code Modulation)



modulacja nieanalogowa



brak analogowego związku

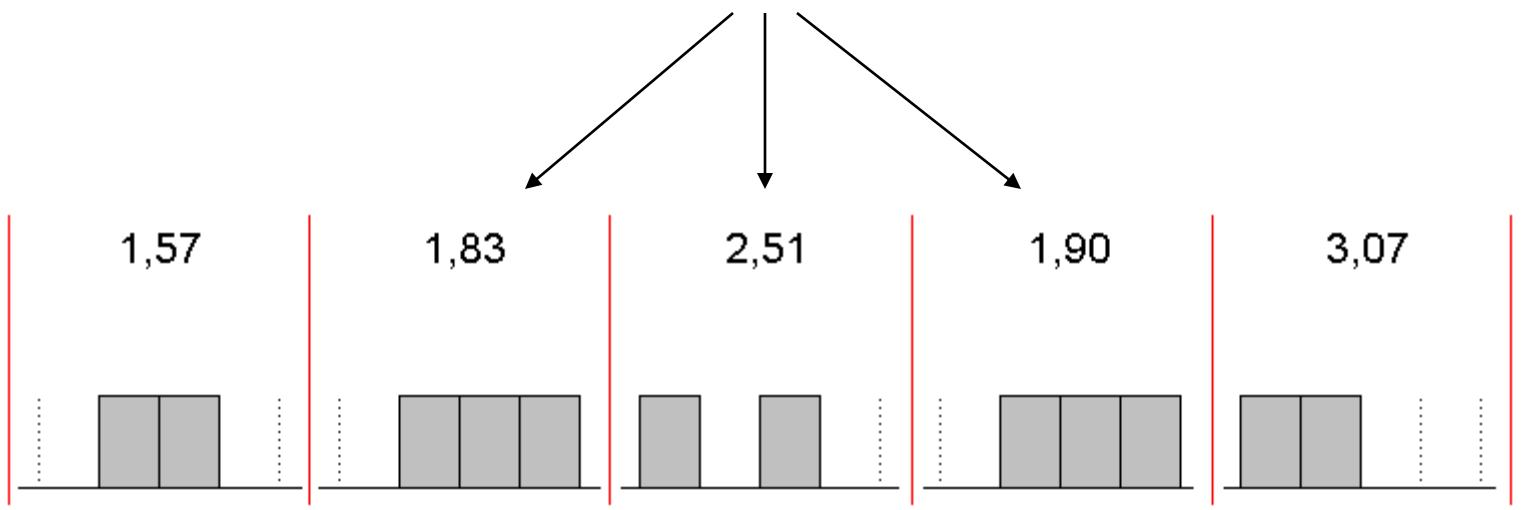
między wartościami próbek i postacią sygnału

PCM



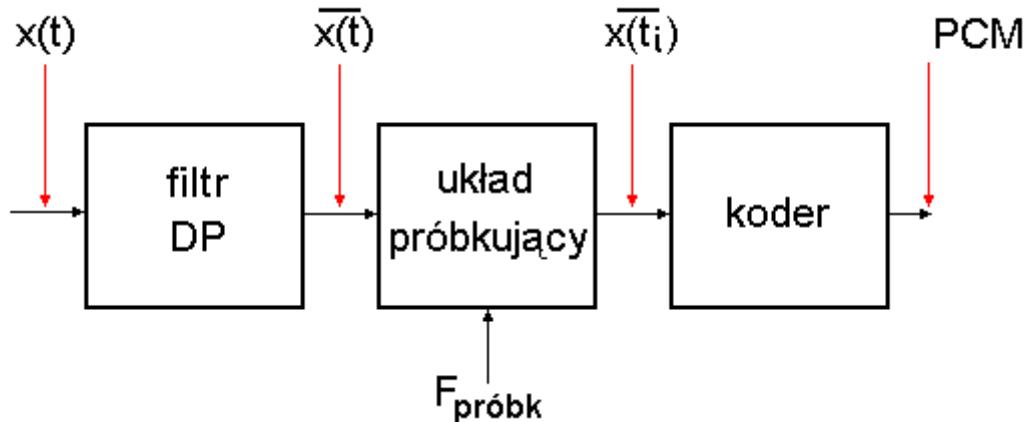
wartości próbek sygnału są kodowane (przedstawiane) cyfrowo
i w takiej postaci są transmitowane

przykładowe wartości próbek sygnału



zakodowane wartości próbek

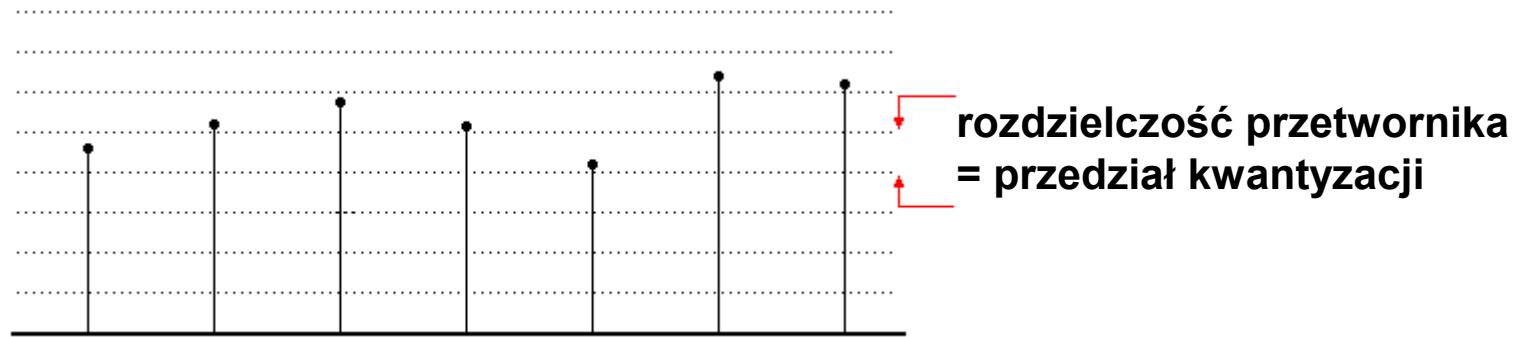
uzyskiwanie sygnału PCM



koder jest przetwornikiem analogowych wartości próbek
na wartości cyfrowe

↓
jest przetwornikiem analogowo-cyfrowym
(przetwornikiem A/C lub A/D)

Przetwarzanie A/C odbywa się zawsze ze skończoną dokładnością,
związaną z rozdzielczością przetwornika

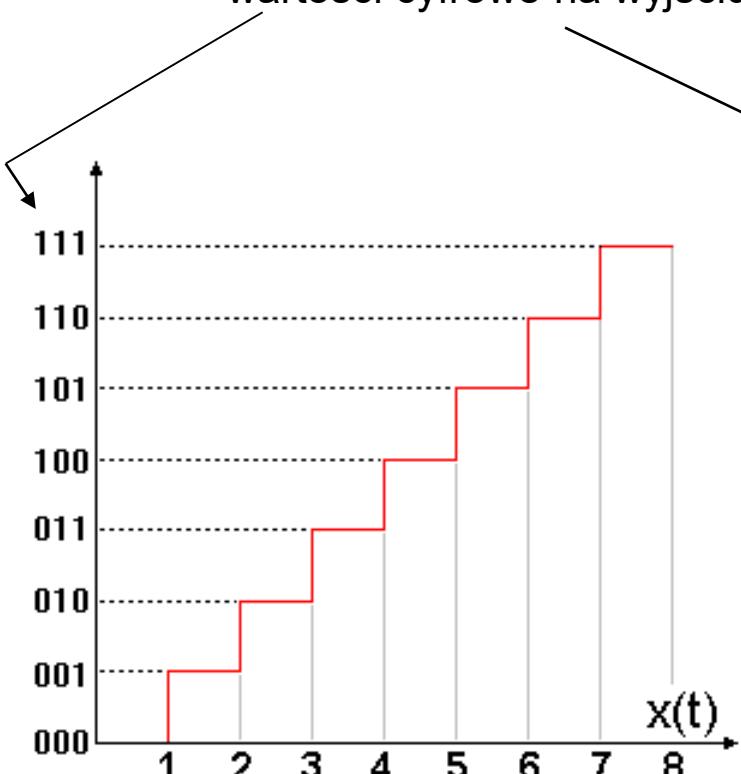


zakodowane wartości próbek nie odpowiadają dokładnie
wartościom rzeczywistym
(są zaokrąglone do wartości akceptowalnej przez przetwornik)

np.	1,57	\rightarrow	1,50
	1,83	\rightarrow	1,75
	2,51	\rightarrow	2,50
	1,90	\rightarrow	1,75

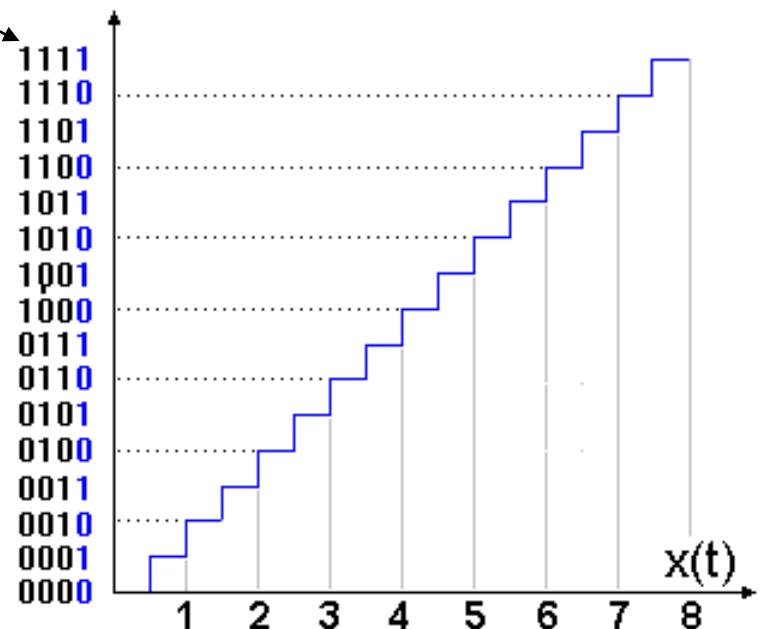
charakterystyka przetwornika A/C

wartości cyfrowe na wyjściu



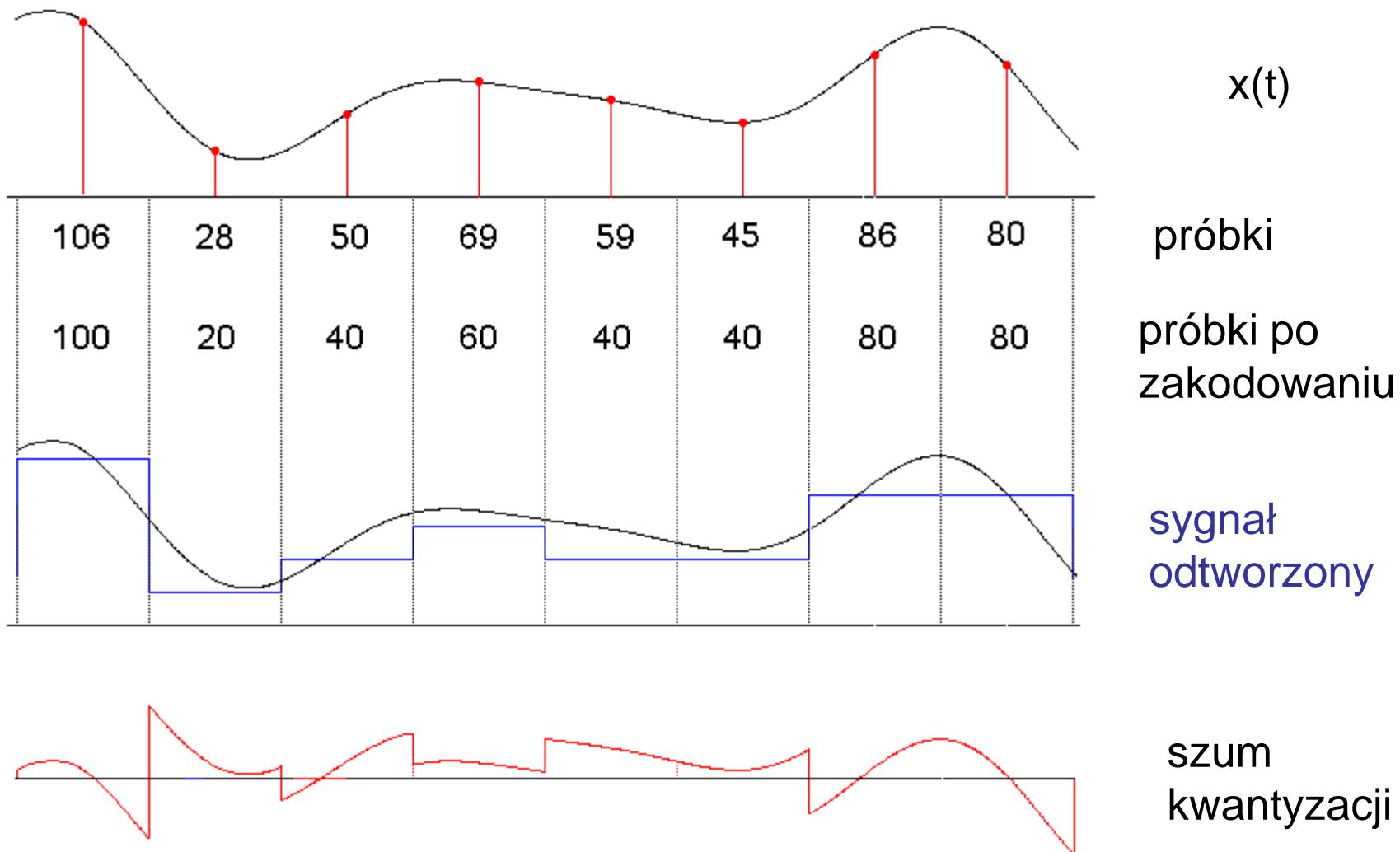
wielkość analogowa na wejściu

gorszy

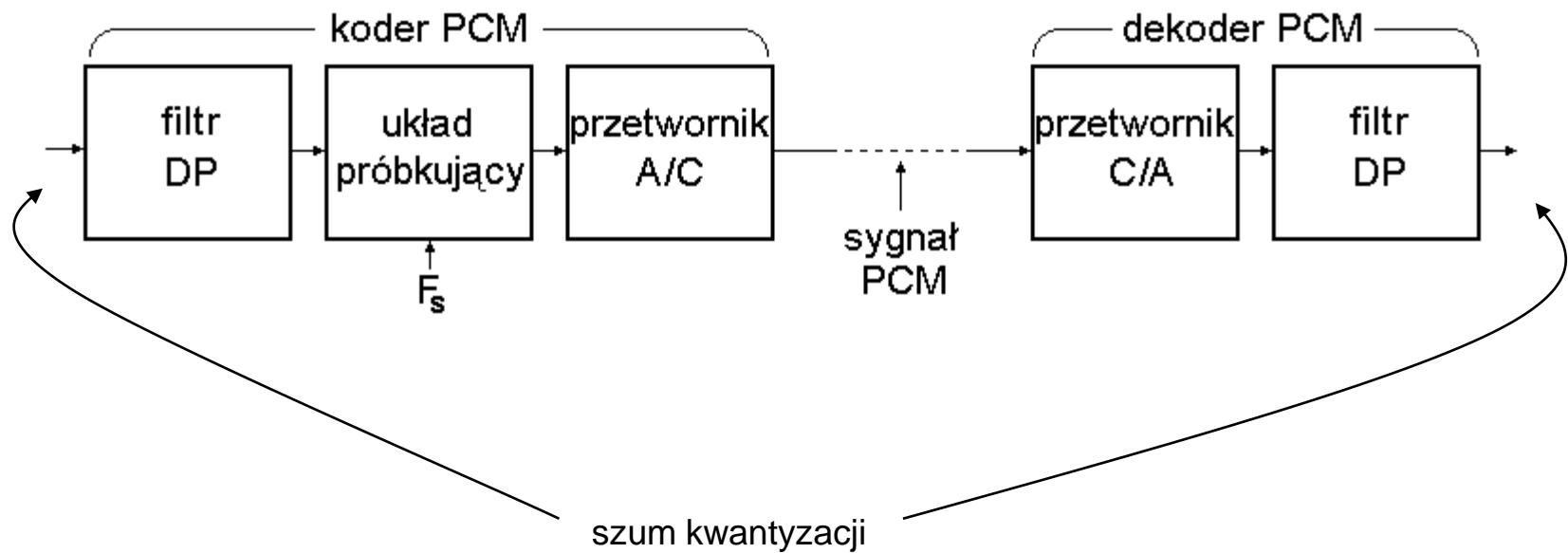


lepszy

**Przy odbiorze (dekodowaniu) sygnału PCM
pojawia się rozbieżność
między sygnałem odtworzonym a sygnałem oryginalnym**



Gdzie naprawdę występuje szum kwantyzacji – gdzie można go zmierzyć?

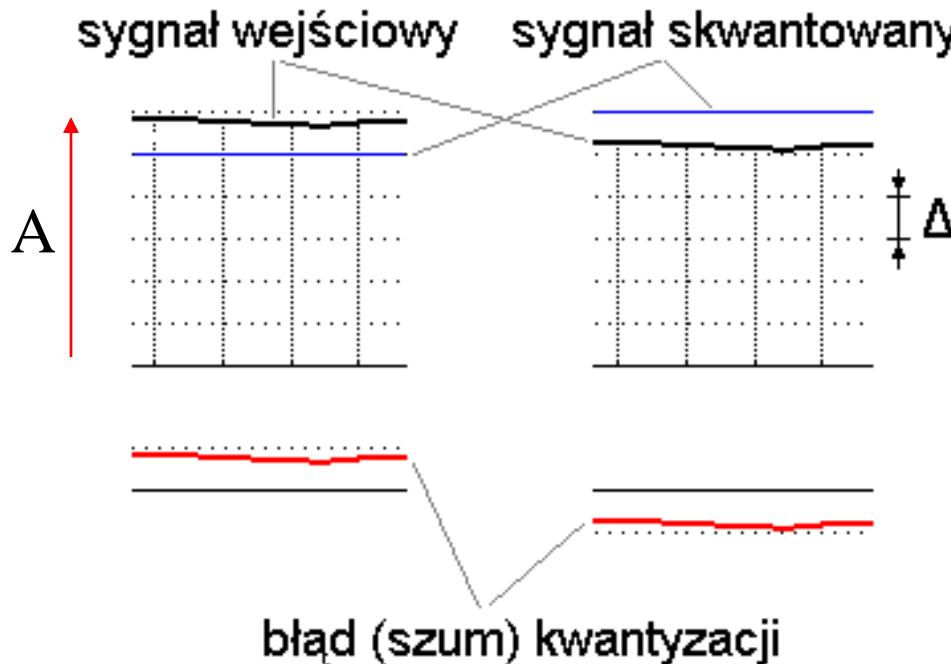


Szum kwantyzacji jest cechą modulacji PCM i jest nieusuwalny

Można go zmniejszyć
przez zwiększenie dokładności przetwornika A/C,
czyli przez zwiększenie ilości poziomów kwantyzacji

$$\frac{S}{N} \approx (\text{liczba poziomów kwantyzacji})^2$$

$$\frac{S}{N} \approx 2^{2n}$$



kodowanie
z „niedomiarem”
lub z „nadmiarem”

$$S = A^2 \quad N \approx \Delta^2$$

A_m = zakres przetwornika

$$\Delta = A_m / L = A_m / 2^n$$

$$N \approx \Delta^2 = A_m^2 / 2^{2n}$$

nie zależy od
wartości sygnału !

moc sygnału

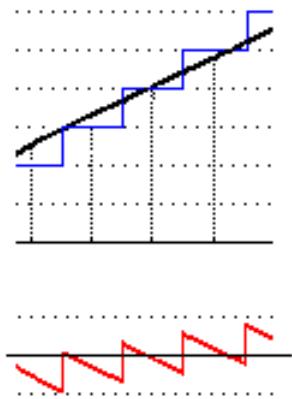
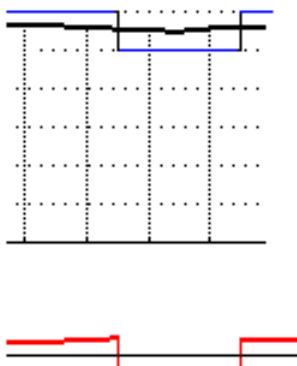
moc szumu
kwantyzacji

$$\frac{S}{N} = 2^{2n} \cdot \frac{A^2}{A_m^2}$$

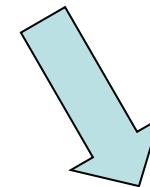
jeżeli $A \approx A_m$

$$\frac{S}{N} \approx 2^{2n} \Rightarrow \frac{S}{N}, dB = 10 \log\left(\frac{S}{N}\right) \approx 10 \log(2^{2n}) = 10 \cdot 2n \cdot \log 2 = 6 \cdot n$$

(6,02 · n)



dla uproszczenia przyjmuje się,
że najgorszy przypadek to



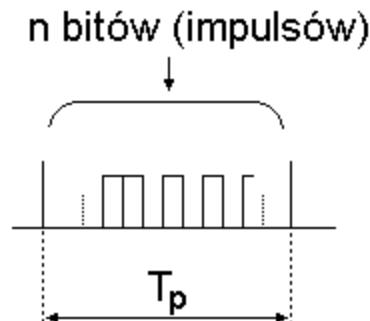
$$\frac{S}{N}, dB = 6 + 6n$$

$$\frac{S}{N}, dB = 4,3 + 6n$$

$$\boxed{\frac{S}{N}, dB \approx 6 \cdot n}$$

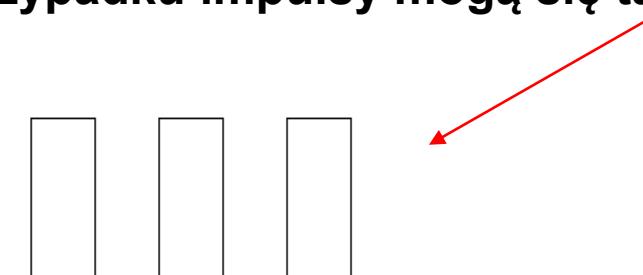
ale tylko przy dużych amplitudach sygnału;
przy małych będzie dużo gorzej!

Szerokość pasma potrzebna do transmisji sygnału PCM



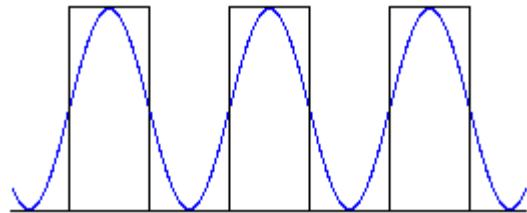
szerokość jednego impulsu (bitu) =
$$\frac{T_p}{n}$$

w szczególnym przypadku impulsy mogą się tak ułożyć

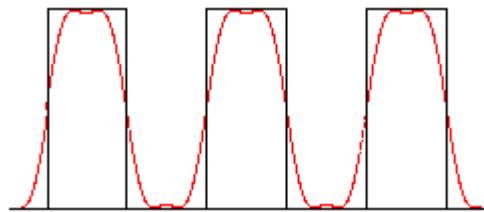


częstotliwość powtarzania tych impulsów =
$$\frac{1}{2 \frac{T_p}{n}} = \frac{F_p \cdot n}{2}$$

zależnie od dokładności odtworzenia fali prostokątnej
wymagane jest różne pasmo częstotliwości



$$B = \frac{F_p \cdot n}{2}$$

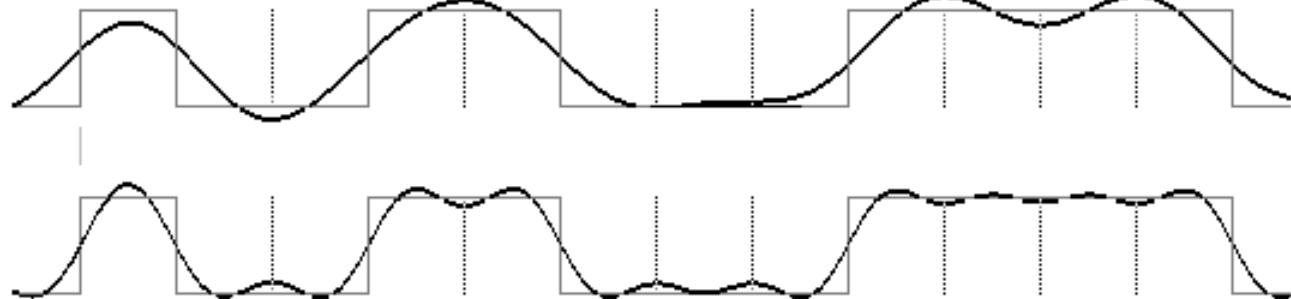


$$B = 3 \frac{F_p \cdot n}{2}$$

Ile tego pasma naprawdę potrzeba?

[pasmo](#)

$$B = \frac{F_p \cdot n}{2}$$



$$B = F_p \cdot n = \frac{1}{T_b}$$

$$B = F_p \cdot n = 1/T_b$$

telefonia 8 kHz, 8 bitów - $B = 64$ kHz

CD 44,1 kHz, 16 bitów - $B = 706$ kHz

Wymagane pasmo częstotliwości jest bardzo szerokie

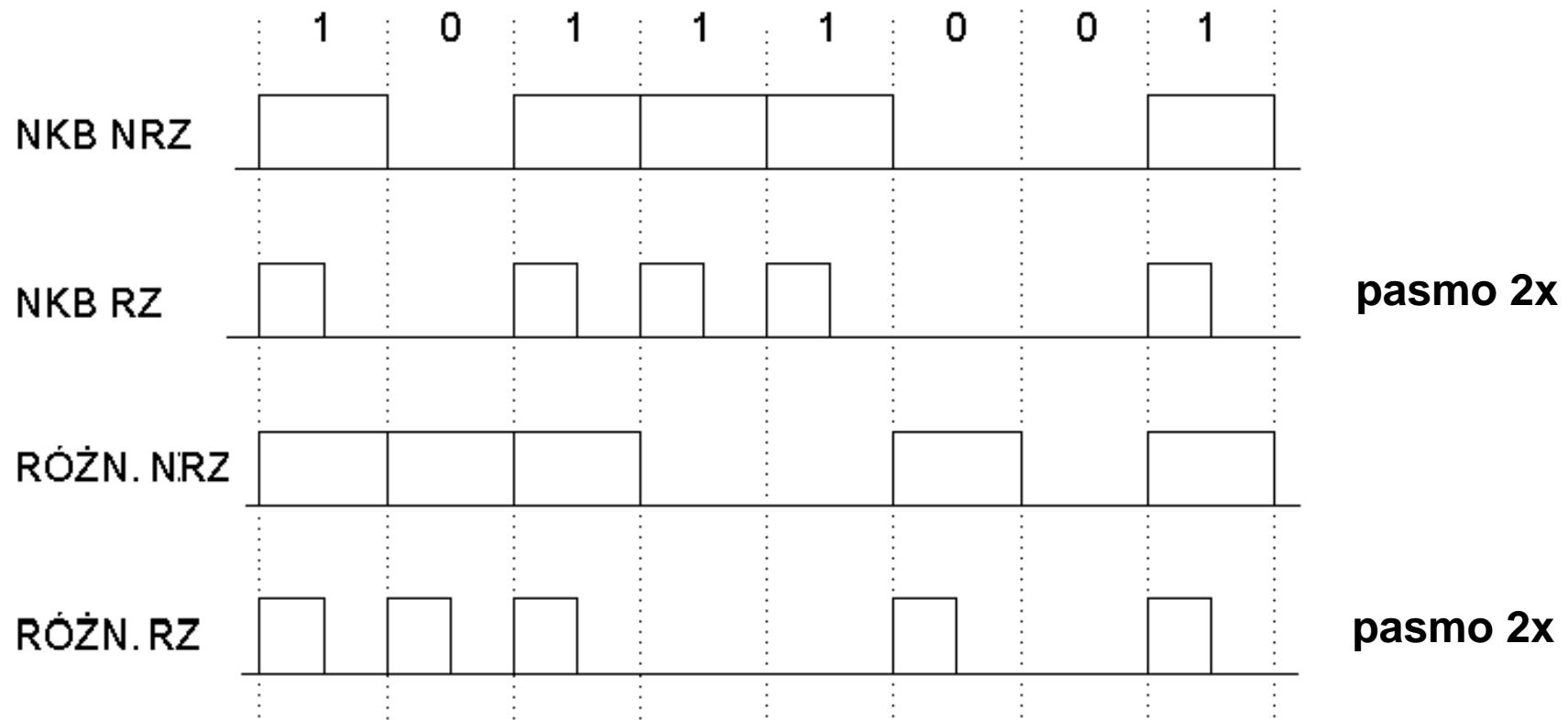
Transmisja PCM jest transmisją szerokopasmową

Czy to się opłaca?

sygnały PCM odznaczają się dużą odporność na szумy i zakłócenia

Kody cyfrowe

Jak można fizycznie przedstawić „jedynki” i „zera”?

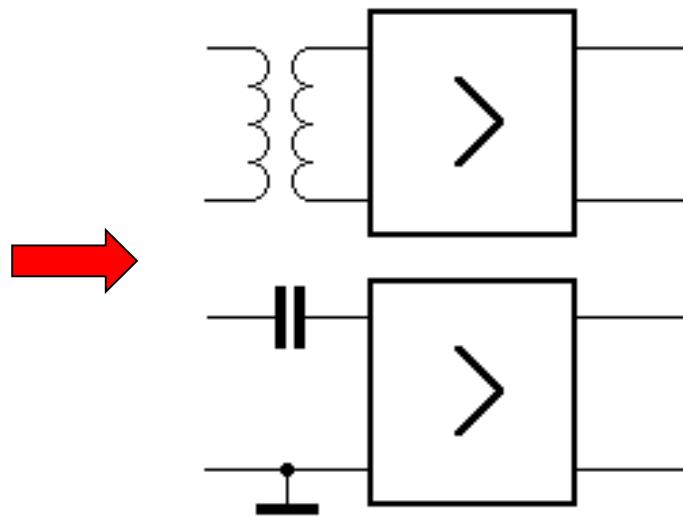


konieczna synchronizacja między nadajnikiem i odbiornikiem!

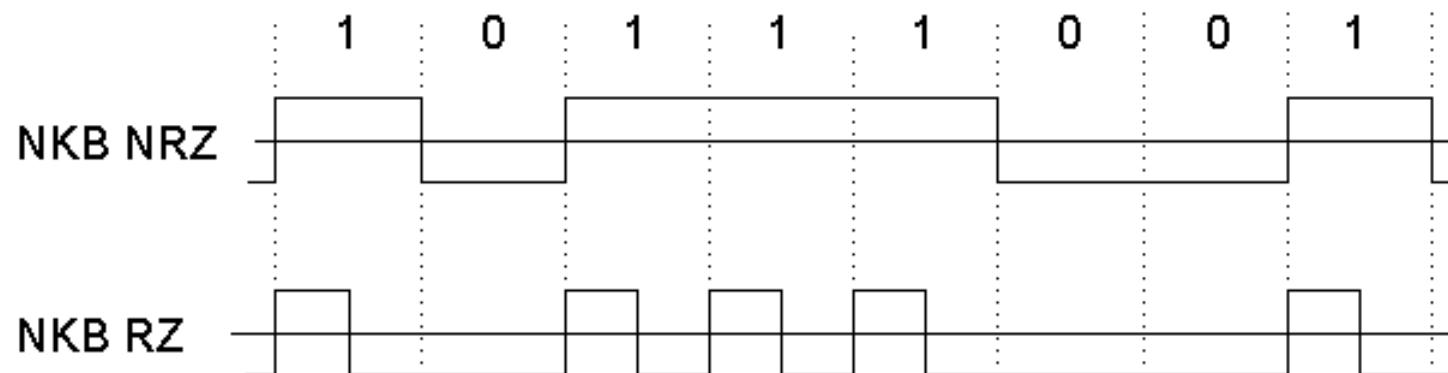
Przedstawione ciągi impulsów zawierają składową stałą!

**Przy takich połączeniach nie będzie
ona przenoszona**
- możliwość wystąpienia błędów

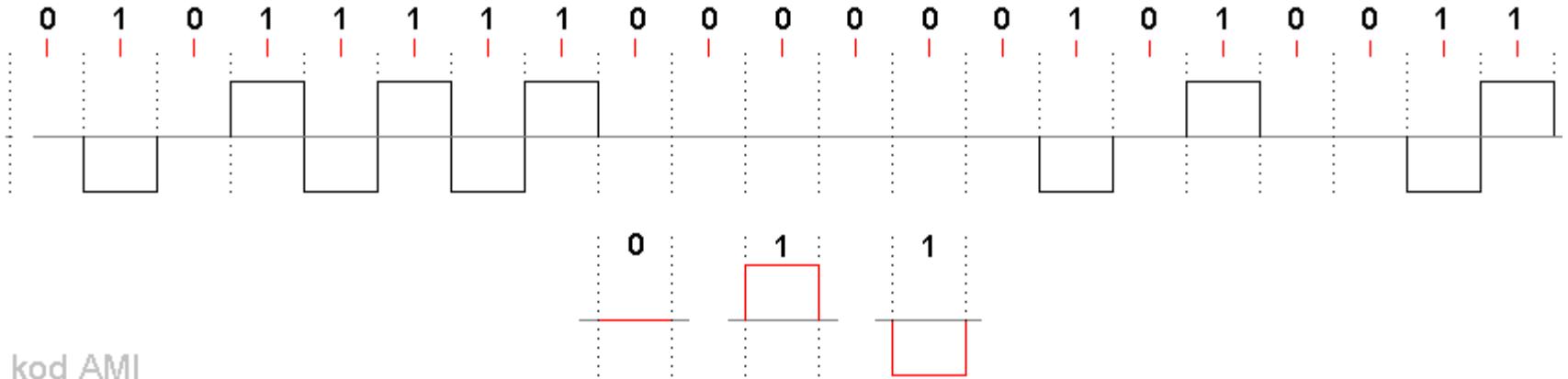
[demo](#)



Często potrzebne są kody nie zawierające składowej stałej -
- muszą one być dwubiegunkowe (+/-)



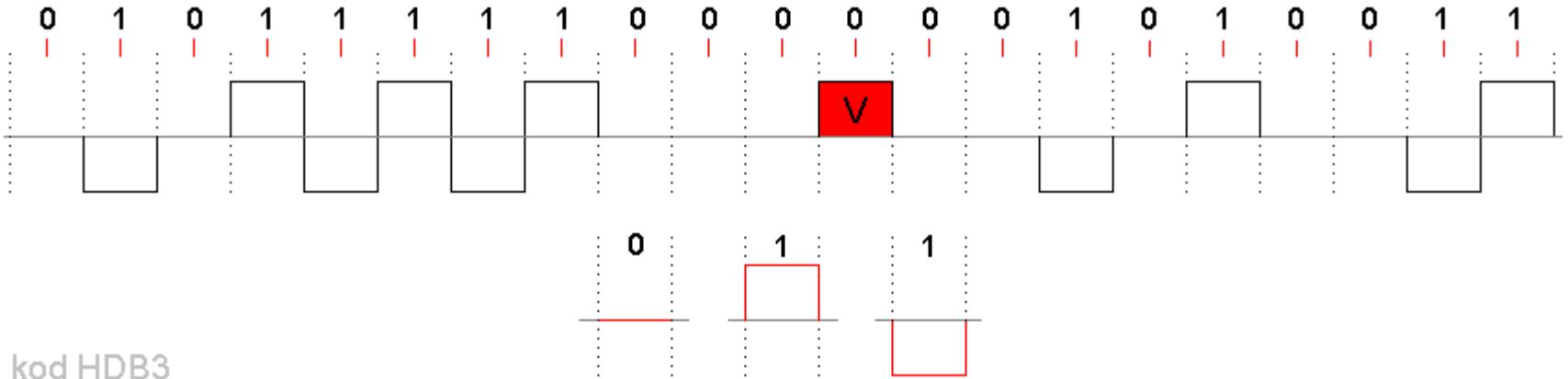
Kody bipolarne trójpoziomowe



kod bipolarny AMI

- 1 - impulsy $+A / -A$ na przemian, 0 - brak impulsu
- synchronizacja ?
- składowa stała - OK

Kody bipolarne trójpoziomowe



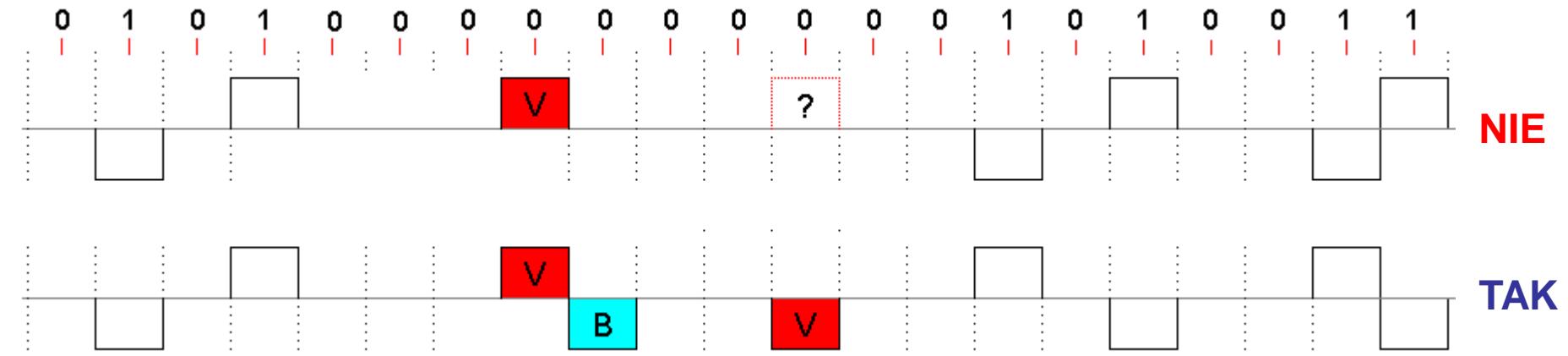
kod HDB3

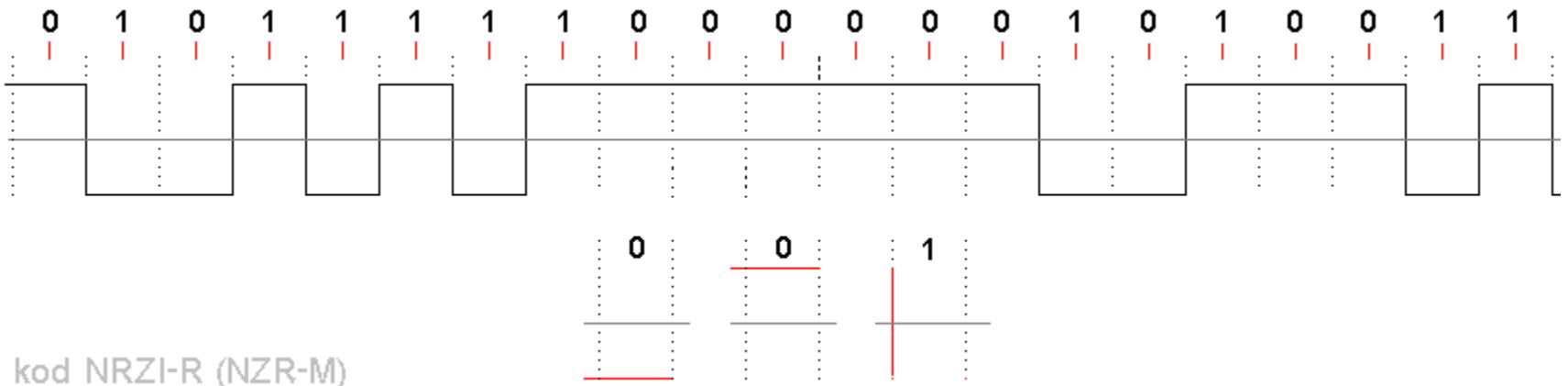
kod bipolarny HDB3 (*High Density Bipolar 3*)

- 1 - impulsy +A /-A na przemian, 0 - brak impulsu
- synchronizacja - OK
- składowa stała - OK

Reguła kodowania w kodzie HDB3

0	brak impulsu
1	impuls +/- o biegunowości przeciwnej do ostatniego niezerowego
0000	000V, gdzie V gdzie V jest impulsem +/- o biegunowości zgodnej z ostatnim niezerowym,
0000 0000	000V B00V, gdzie B jest impulsem +/- o biegunowości przeciwnej do ostatniego niezerowego (B - impuls <u>balansujący składową stałą</u>)



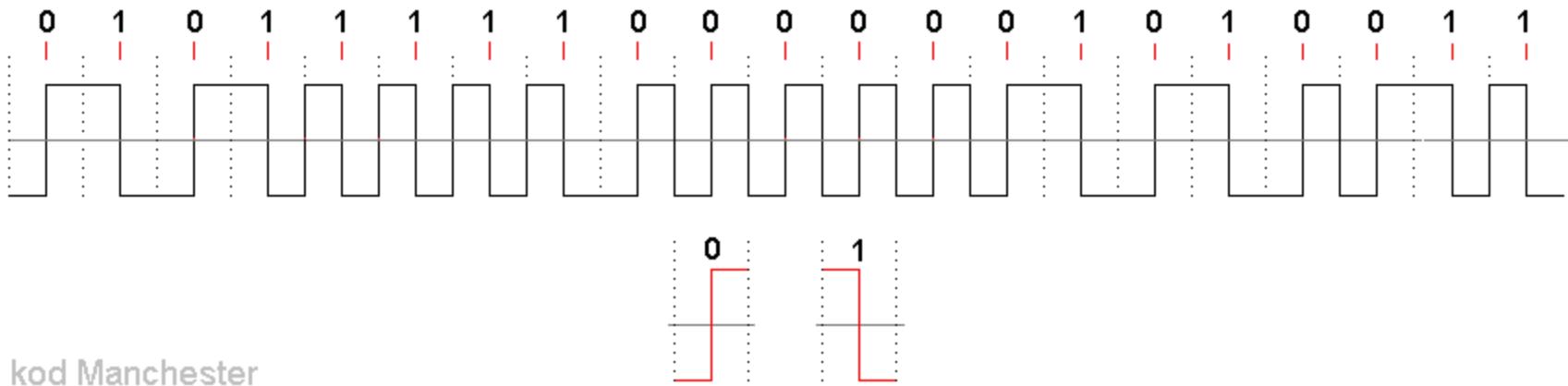


kod NRZI-R (NZR-M)

kod bipolarny NRZR (NRZ-M)

- 1 – zmiana na początku bitu, 0 – brak zmiany
- synchronizacja - ?
- składowa stała - ?

kod typu mBnB $n > m$



kod Manchester

kod bipolarny Manchester (1B2B)

- 1 - impulsy (bity) 1 0, 0 – impulsy (bity) 0 1
- synchronizacja - OK
- składowa stała - OK
- możliwość pomyłki między 1 i 0

dwa razy więcej impulsów (bitów wyjściowych) niż bitów wejściowych – pasmo 2 razy szersze!

10Mb Ethernet
i inne LAN

Kod 4B5B

4 bity wiadomości → 5 bitów kodu

16 kombinacji 32 kombinacje

'look-up table'

Kod 4B5B

słowa wejściowe	4B5B	słowa wejściowe	4B5B	stany sterujące	stany zabronione
0000	11110	1000	10010	00000	00001
0001	01001	1001	10011	00100	00010
0010	10100	1010	10110	00111	00011
0011	10101	1011	10111	01101	00101
0100	01010	1100	11010	10001	00110
0101	01011	1101	11011	11000	01000
0110	01110	1110	11100	11001	01100
0111	01111	1111	11101	11111	10000

najwyżej 1 zero na początku i potem najwyżej 2 kolejne zera

możliwość wykrywania niektórych błędów

Kod 5B6B

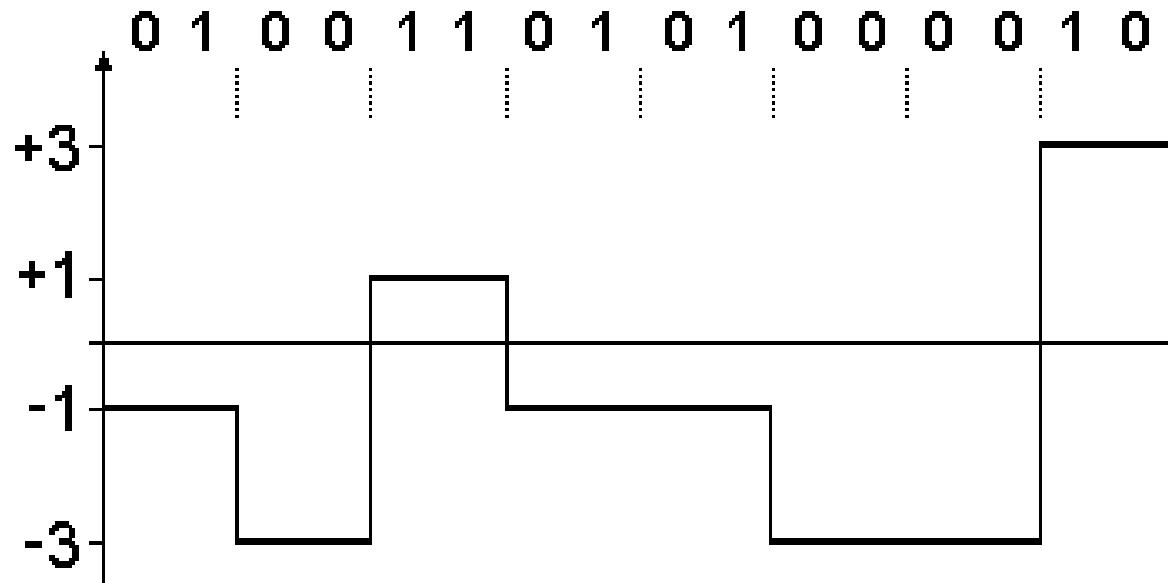
dane	5B6B	dane	5B6B	
00001	101100	00000	001100	110011
00011	001101	00010	100010	101110
00101	010101	00100	001010	110101
00110	001110	01011	000110	111001
00111	001011	01100	101000	010111
01000	000111	01110	100100	011011
01001	100011	10000	000101	111010
01010	100110	10010	001001	110110
01101	011010	10101	011000	100111
01111	101001	10111	100001	011110
10001	100101	11010	010100	101011
10011	010110	11110	010010	101101
10100	111000			
10110	011001			
11000	110001			
11001	101010			
11011	110100			
11100	011100			
11101	010011			

wybór słów kodowych
z tych kolumn na zmianę



Niekiedy stosowane są kody wielowartościowe

kod 2B1Q



oszczędność pasma częstotliwości!

Kody „światłowodowe”

Nie ma ujemnych impulsów światła –

- w kodzie światłowodowym nie da się skompensować składowej stałej

Kody światłowodowe zawsze zawierają składową stałą.

Składowa stała (średnia) powinna być ustalona,

bo daje to stabilne warunki pracy lasera.

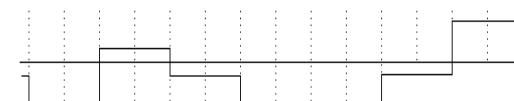
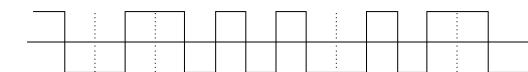
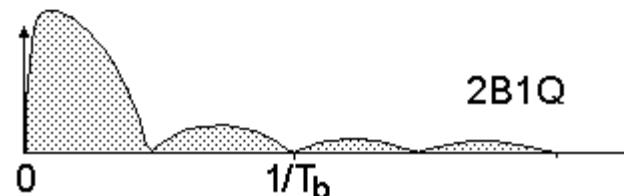
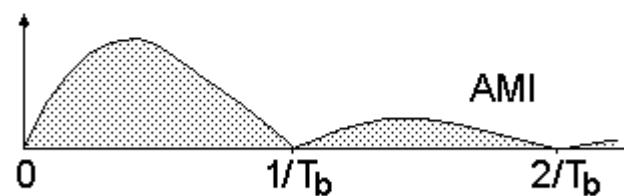
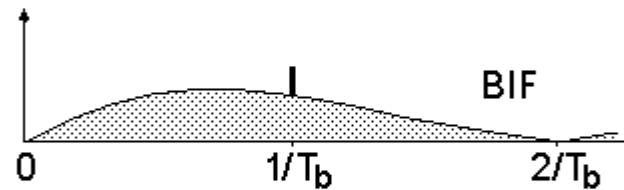
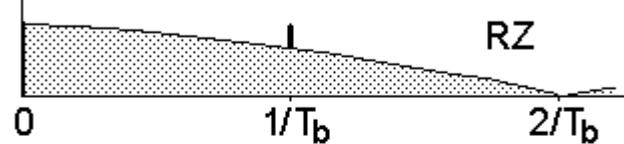
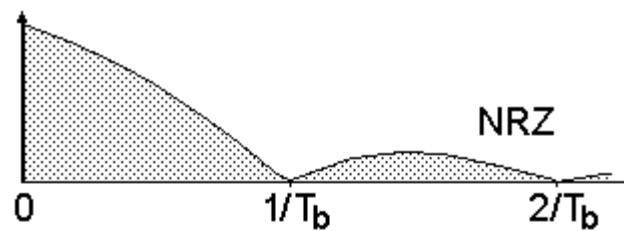
kod 2B3B

00	→	001
01	→	010
10	→	100
11	→	000 / 101
		na zmianę

kod 3B4B

000	→	0101	zawsze 2 jedynki i 2 zera
001	→	1001	
.		.	
100	→	0111 / 1000	
101	→	1011 / 0100	
		na zmianę	

Widma wybranych kodów

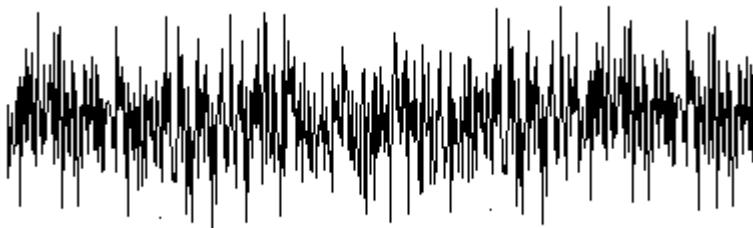


Właściwości szumu

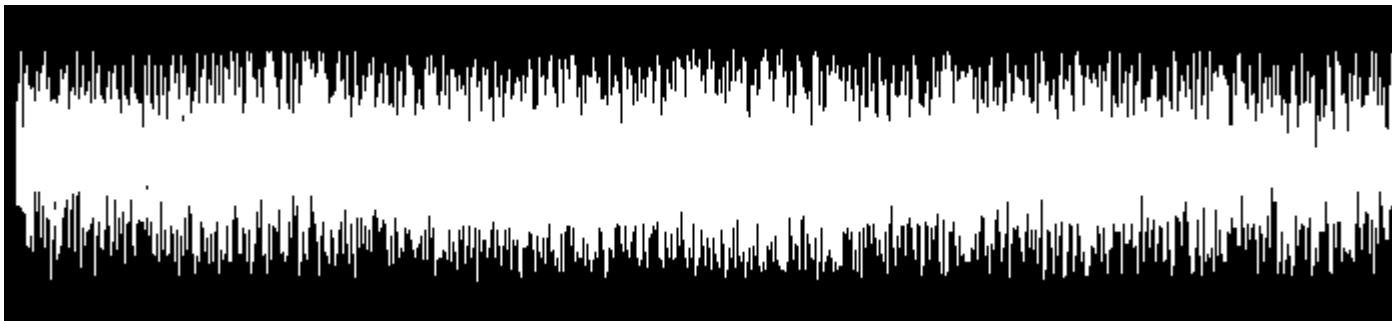
**Szum (elektryczny) = przebieg przypadkowy, nieokresowy,
w którym nie można wyróżnić żadnej częstotliwości**



**różne realizacje
procesu szumowego**



**nie ma dwóch
takich samych !**



**obserwacja
oscyloskopowa**

źródła szumu

szum w układach elektronicznych (wewnętrzny)

termiczny

śrutowy

w przyrządach aktywnych

...

szum zewnętrzny

atmosferyczny

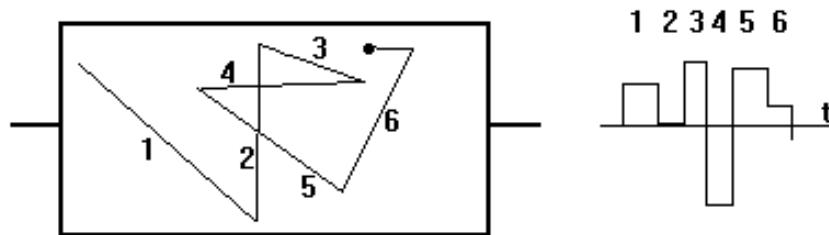
przemysłowy

kosmiczny (Słońce)

Szum termiczny (Johnsona)

nieustanny, chaotyczny ruch elektronów w przewodnikach,
także w stanie bezprądowym

na jakiekolwiek rezystancji wywołuje to napięcie



szum ten można opisać tylko w kategoriach statystycznych

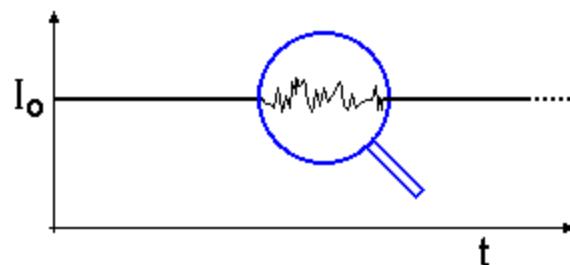
[demo](#)

Szum termiczny nie zależy od przepływu prądu przez przewodnik

Szum śrutowy

występuje tylko przy przepływie prądu

- wynika z ziarnistej struktury ładunku elektrycznego



$$1 \text{ el} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$$

$$1 \text{ A} \quad \longrightarrow \quad 6,25 \cdot 10^{18} \text{ el/s}$$

$$1 \mu\text{A} \quad \longrightarrow \quad 6,25 \cdot 10^{12} \text{ el/s}$$

$$1 \text{ pA} \quad \longrightarrow \quad 6,25 \cdot 10^6 \text{ el/s} \quad = \quad 6,25 \cdot 10^3 \text{ el/ms} = 6,25 \text{ el/us !}$$

Parametry statystyczne szumu

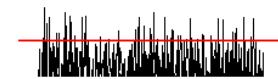
wartość średnia (oczekiwana)

$$\overline{n(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt$$



wartość średniokwadratowa

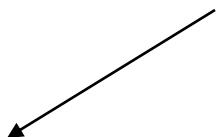
$$\overline{n^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt$$



gęstość prawdopodobieństwa

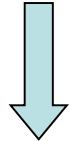
$$g(n) = \lim_{\Delta n \rightarrow 0} \frac{p(n - \Delta n < n(t) < n + \Delta n)}{2\Delta n}$$

$$p(n_1 < n < n_2) = \int_{n_1}^{n_2} g(n) \cdot dn$$



$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(n) \cdot dn \equiv 1$$

$$p(n_1 < n < n_2) = \int_{n_1}^{n_2} g(n) \cdot dn$$



$$p(n = n_1) = \int_{n_1}^{n_1} g(n) \cdot dn = 0 !$$

Prawdopodobieństwo tego, że szum przyjmie konkretną, ścisłe określoną wartość, jest równe zero,ale nie jest to zdarzenie niemożliwe.

$$p(n = 0,170...) = 0$$

$$p(n = -0,310...) = 0$$

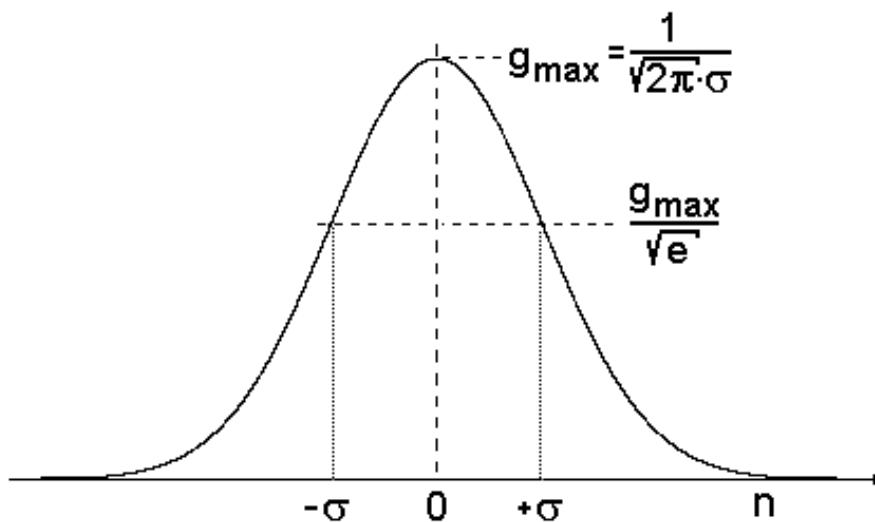
ale

$$p[n \in (0,17 \pm 0,01)] > 0$$

$$p[n \in (-0,3 \div -0,4)] > 0$$

Wiele źródeł szumu generuje szum gaussowski
(normalny) i taki często przyjmuje się do rozważań

$$g(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}$$



noise-u2

noise-q2

σ = dyspersja (odchylenie standardowe)
ma sens **wartości skutecznej** (napięcia lub prądu) szumu

Ekstremalne wartości chwilowe szumu nie są niemożliwe...

$$\overline{n(t)} = 0 \quad \overline{n^2(t)} = \sigma^2$$

Prawdopodobieństwo tego, że szum przekroczy założoną wartość

$$|n| > 0 \quad p = 1,0$$

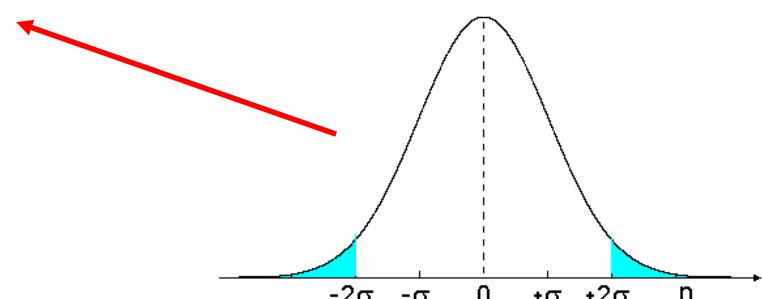
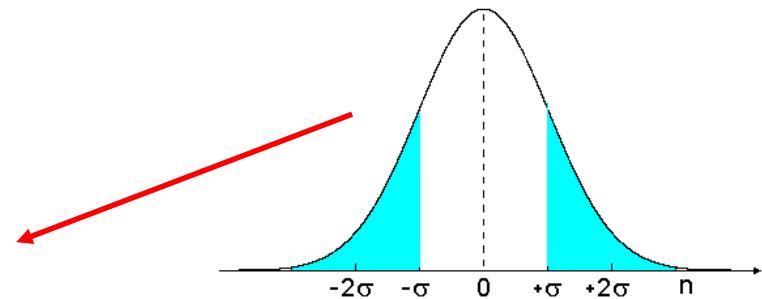
$$|n| > 1 \cdot \sigma \quad p = 0,31$$

$$|n| > 2 \cdot \sigma \quad p = 0,045$$

$$|n| > 3 \cdot \sigma \quad p = 0,0027$$

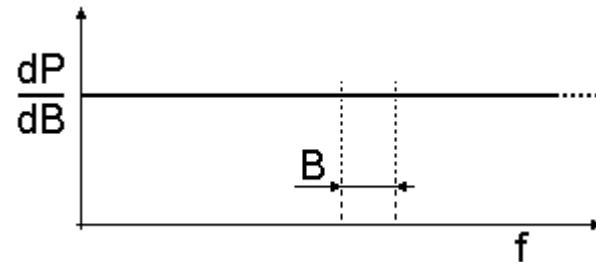
$$|n| > 4 \cdot \sigma \quad p = 0,00005$$

$$|n| > 5 \cdot \sigma \quad p = 0,0000006$$



$$p(n_1 < n < n_2) = \int_{n_1}^{n_2} g(n) \cdot dn$$

AWGN =
Additive White
Gaussian Noise



analogia do światła białego

zawarte są w nim składowe o **wszystkich częstotliwościach
o tej samej amplitudzie**

praktycznie widmo np. szumu termicznego sięga ok. 100 GHz

moc szumu białego jest proporcjonalna do pasma częstotliwości



jakiego pasma?

$$P_{sz} = \overline{U_{sz}^2} / R = 4k \cdot T \cdot B$$

moc szumu białego jest proporcjonalna do pasma częstotliwości



$$P_{sz} = \overline{U_{sz}^2} / R = 4k \cdot T \cdot B \quad B = \infty ??$$

Napięcie szumu białego jest proporcjonalne do pierwiastka z pasma częstotliwości

$$\overline{U_{sz}^2} = 4k \cdot T \cdot B \cdot R \quad \overline{U_{sz}} = \sqrt{4k \cdot T \cdot B \cdot R}$$

Jeżeli woltomierz selektywny ma pasmo ~ do częstotliwości pomiarowej

wtedy $\overline{U_{sz}} = \sqrt{4k \cdot T \cdot \alpha \cdot f \cdot R}$ $B = \alpha \cdot f$

mierzone napięcie szumu jest proporcjonalne do pierwiastka z cz. pomiarowej

Gdyby pasmo było stałe, zmierzone napięcie szumu nie zależałoby od cz. pom.

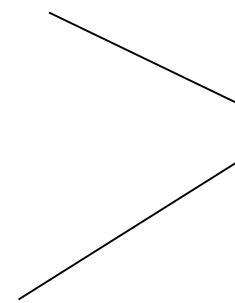
Błędy w transmisji cyfrowej i ich korekcja

Szумy, zakłócenia, zaniki i zniekształcenia

Kryteria jakości transmisji

Zabezpieczanie przed błędami

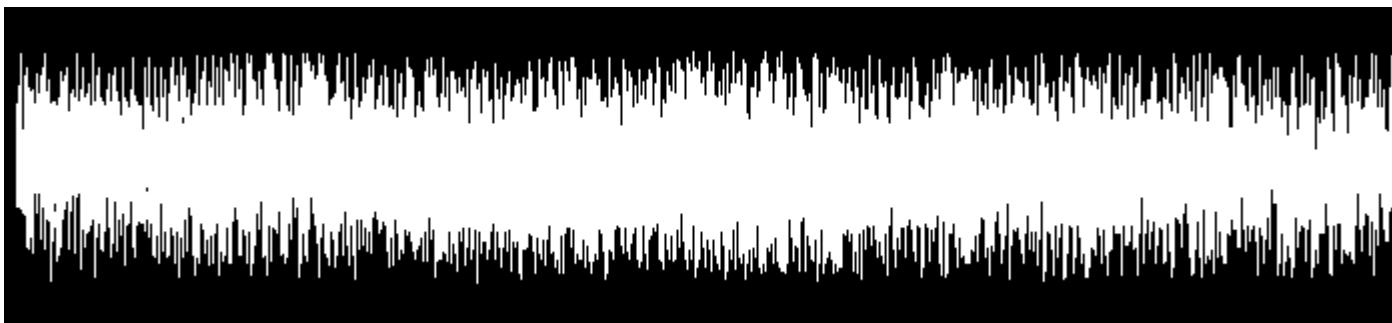
**Szum (elektryczny) = przebieg przypadkowy, nieokresowy,
w którym nie można wyróżnić żadnej częstotliwości**



**różne realizacje
procesu szumowego**

**nie ma dwóch
takich samych !**

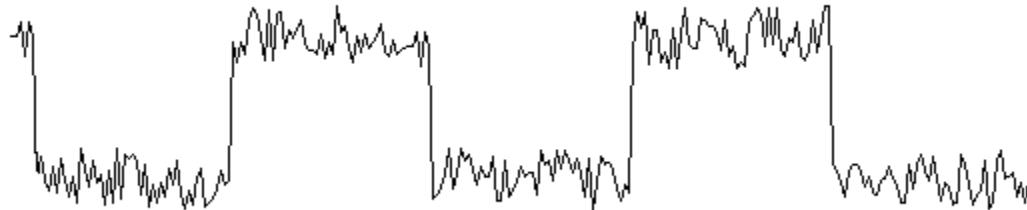
[demo](#)



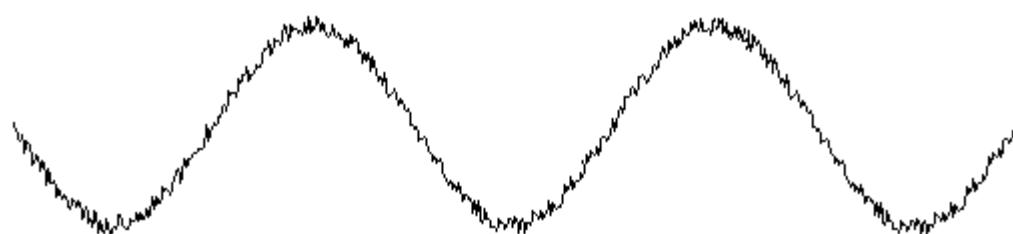
**obserwacja
oscyloskopowa**

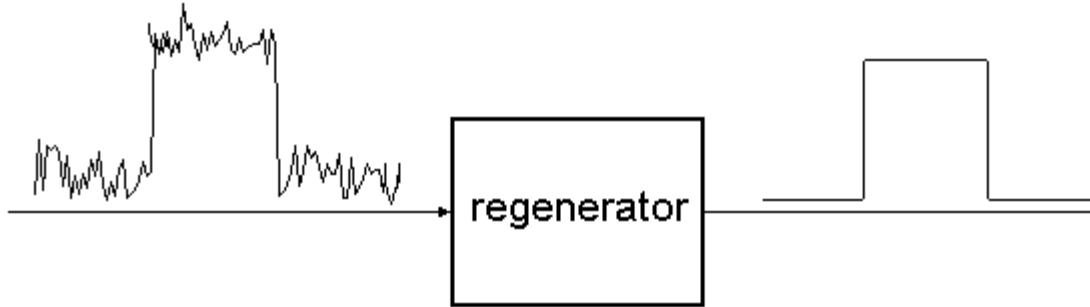
Sygnały cyfrowe są z natury bardziej odporne na zakłócenia niż analogowe

**sygnał PCM wyraźnie różni się od sygnałów zakłócających
można go od nich oddzielić**



dla sygnału analogowego nie jest to możliwe





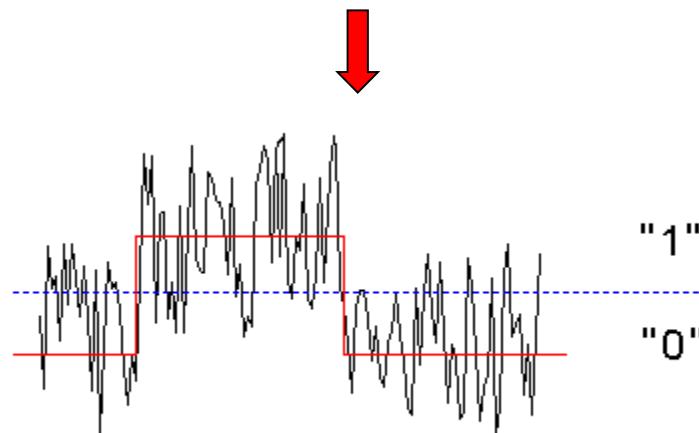
występuje możliwość regeneracji zakłóconych impulsów

nie ma ograniczeń na ilość regeneratorów w torze transmisyjnym
- zasięg jest teoretycznie nieograniczony

re-timing
3-R \rightarrow re-shaping
 re-sizing

w obecności silnych zakłóceń

występuje jednak możliwość błędного odebrania niektórych bitów



Źródła błędów

szum termiczny

szum zewnętrzny (zakłócenia przemysłowe)

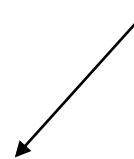
tłumienie sygnału

przesłuchy

jitter (drżenie fazy)

zakłócenia synchronizacji N i O

**podstawowa miara
jakości transmisji**



transmisja	w kablach Cu	BER ~ 10^{-6}
	w światłowodach	BER ~ 10^{-9}
	bezprzewodowa	BER ~ 10^{-3}

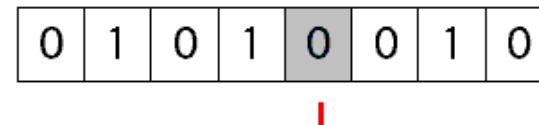
dopuszczalność poziomu BER zależy od zastosowań

transmisja głosu - może być dość duży poziom błędów

transmisje międzybankowe – muszą być bezbłędne

Rodzaje błędów

pojedyncze



wielokrotne

.

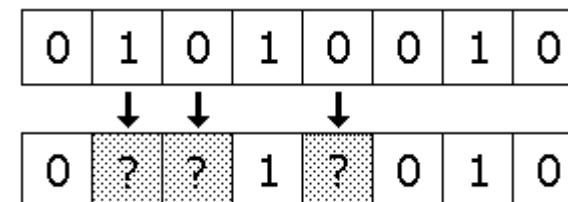
.

.

**paczkowe (grupowe)
(burst error)**



**błąd wymazania danych
(erasure)**



Detekcja błędów (tylko wykrywanie)

→ konieczna retransmisja słowa, ramki lub pakietu

ARQ (Automatic Repeat reQuest).

konieczny kanał zwrotny,
małe skomplikowanie kodera i dekodera
wymagany nadmiar informacji

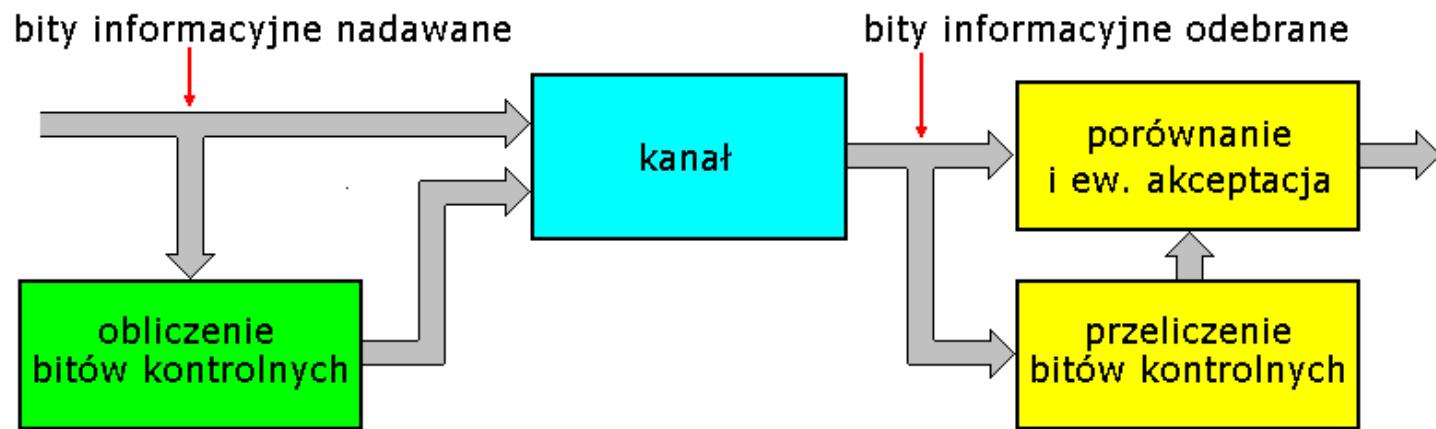
Korekcja błędów

→ wymagany jeszcze większy nadmiar informacji do wyliczenia,
który bit musi być skorygowany

zbędny kanał zwrotny,
skomplikowanie kodera i dekodera

Nadmiar informacji – większe pasmo lub opóźnienie

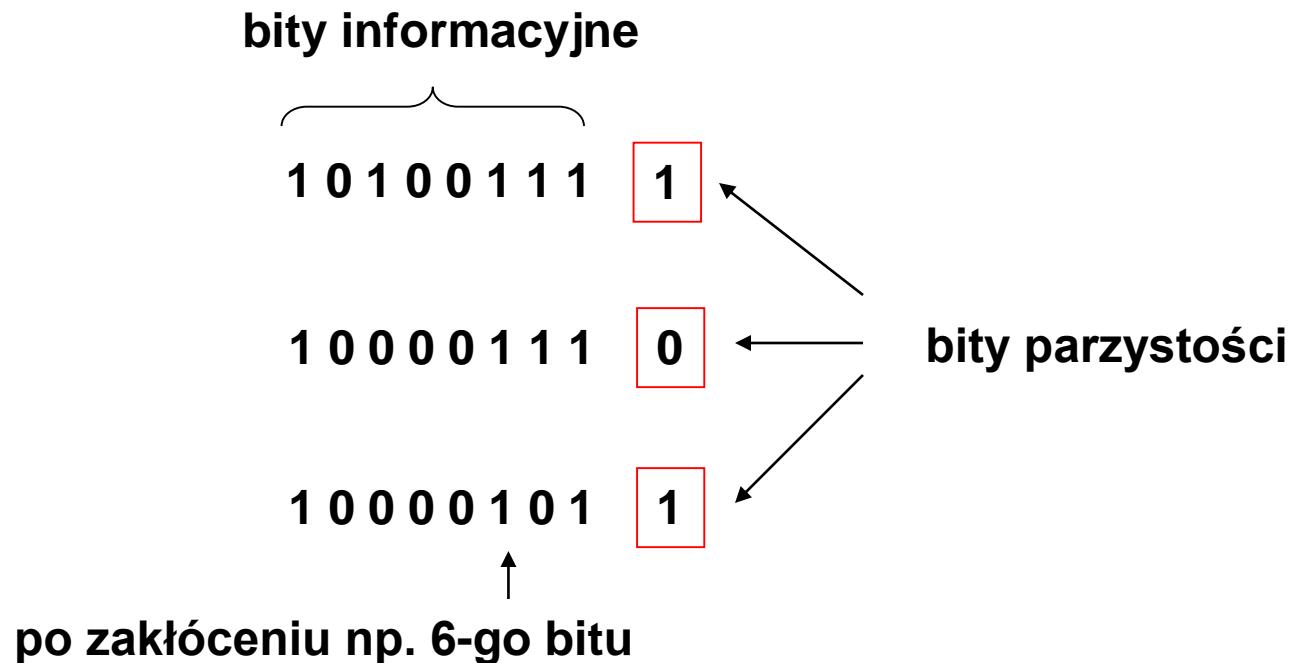
Funkcjonalne przedstawienie kodowania z użyciem bitów nadmiarowych





Parzystość jednowymiarowa

...do słów 8-bitowych



1 0 0 0 0 0 0 1 1 → błąd !

ale po zakłóceniu np. 6 i 7-go bitu

1 0 0 0 0 0 1 1 1 → brak błędu ?

wykrywanie tylko nieparzystej liczby błędów w słowie



w ponad połowie przypadków wykrywany jest fakt zaistnienia błędu

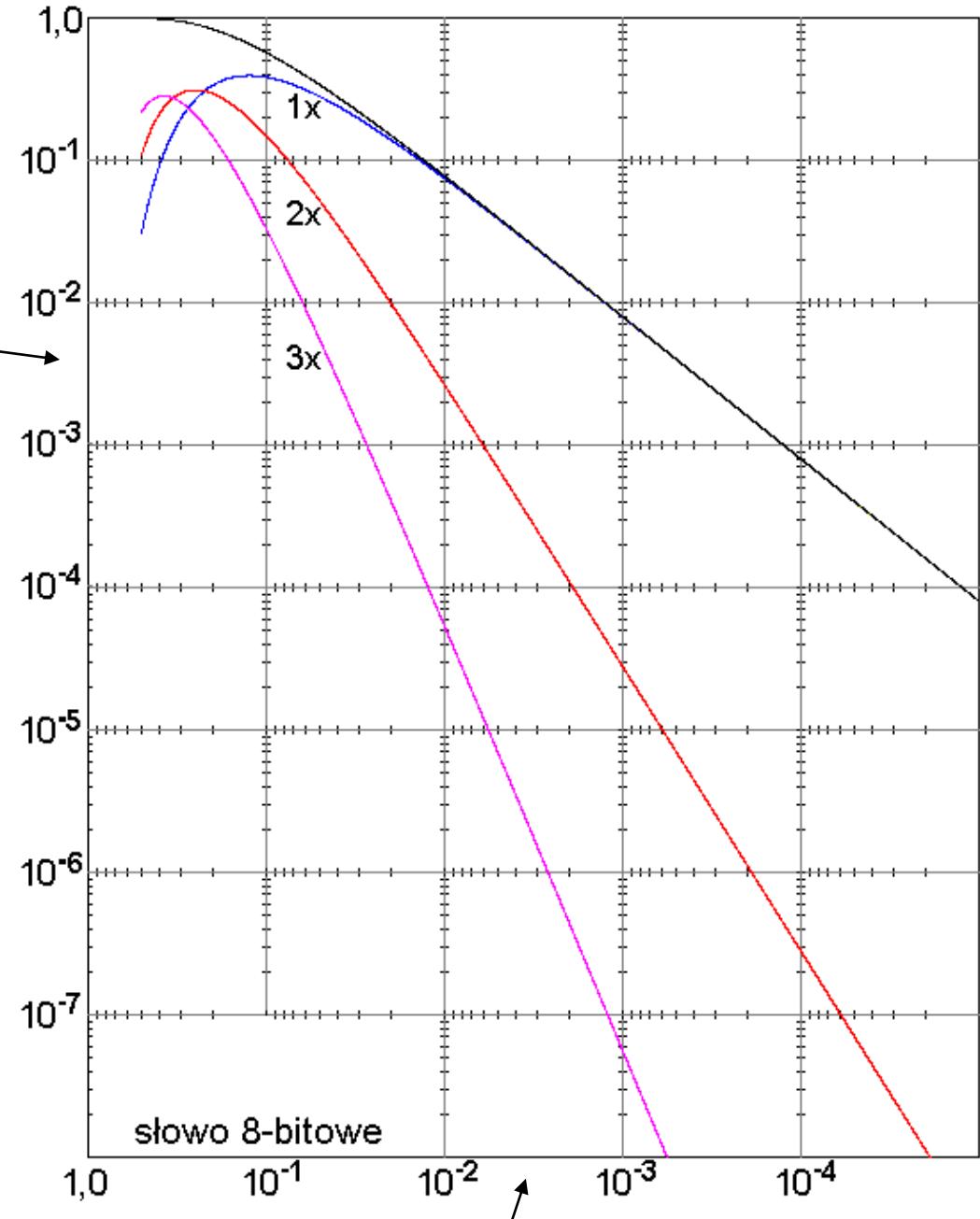
ale błędów tych nie można dokładnie zlokalizować

dlaczego?



Prawdopodobieństwo wystąpienia błędu w słowie 8-bitowym

Błędy jednokrotne są dominujące!



Prawdopodobieństwo wystąpienia błędu w pojedynczym bicie

Jak obliczyć prawdopodobieństwo błędu pojedynczego ?

--	--	--	--	--	--	--	--

x							
	x						
		x					
			x				
				x			
					x		
						x	
							x

$$p_e(1-p_e)^7$$
$$(1-p_e)p_e(1-p_e)^6$$
$$(1-p_e)^2 p_e(1-p_e)^5$$

.

.

.

.

.

$$(1-p_e)^7 p_e$$

**Prawdopodobieństwo
wystąpienia
błędu jednym bicie = p_e**

$$p_{1b/8} = 8p_e(1-p_e)^7$$

Jak obliczyć prawdopodobieństwo błędu podwójnego ?

$$p_e^2(1-p_e)^3$$
$$p_e(1-p_e)p_e(1-p_e)^2$$

.

.

.

.

$$(1-p_e)^3 p_e^2$$

--	--	--	--	--

x	x			
---	---	--	--	--

x		x		
---	--	---	--	--

x			x	
---	--	--	---	--

x				x
---	--	--	--	---

	x	x		
--	---	---	--	--

	x		x	
--	---	--	---	--

	x			x
--	---	--	--	---

		x	x	
--	--	---	---	--

		x		x
--	--	---	--	---

			x	x
--	--	--	---	---

**Prawdopodobieństwo
wystąpienia
błędu jednym bicie = p_e**

$$p_{2b/5} = 10 p_e^2 (1-p_e)^3$$

Ogólnie - prawdopodobieństwo błędu k-krotnego w słowie n-bitowym

$$p_{kb/n} = \binom{n}{k} p_e^k (1-p_e)^{n-k}$$

Prawdopodobieństwo wystąpienia błędu jednym bicie = p_e

8 bitów informacji

$$p_e = 0,01$$

$$1 - p_e = 0,99$$

$$(1 - p_e)^8 = 0,9227$$

$$1 - (1 - p_e)^8 = 0,077$$

p. błędu w jednym bicie

p. braku błędu w jednym bicie

p. braku błędu w słowie 8-bitowym

p. co najmniej jednego błędu
w słowie 8-bitowym

8 bitów informacji i 1 bit parzystości

$$(1 - p_e)^9 = 0,9135$$

p. braku błędu w słowie 9-bitowym

$$9 \cdot p_e (1 - p_e)^8 = 0,08304$$

p. pojedynczego błędu w słowie 9-bitowym
taki błąd jest wykrywalny!

$$1 - (1 - p_e)^9 - 9 \cdot p_e (1 - p_e)^8 = 0,0034$$

p. wystąpienia błędu podwójnego, **potrójnego**, ..

Suma kontrolna

nadawane bity grupujemy w jednakowe bloki

bloki te dodajemy do siebie dwójkowo (z przeniesieniami)

otrzymaną sumę dwójkową negujemy (zamieniamy 0/1 i 1/0)

dodajemy ją na końcu bloku bitów i to jest suma kontrolna

Strona odbiorcza

dzielimy na takie same bloki

bloki dodajemy (razem z sumą kontrolną)

powinno wyjść 111...111, a po negacji (000...000)

Przykład – informacja 32 -bitowa

00101001

10101001

10011110

01110001

111100001

000011110 **suma kontrolna**

00101001

10101001

10011110

01110001

000011110

11111111

00000000

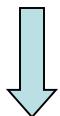
PESEL...

Y1 Y2 M1 M2 D1 D2 A B C D E

↑
płeć

$$Y_1 \cdot 1 + Y_2 \cdot 3 + M_1 \cdot 7 + M_2 \cdot 9 + D_1 \cdot 1 + D_2 \cdot 3 + A \cdot 7 + B \cdot 9 + C \cdot 1 + D \cdot 3 + E \cdot 1$$

to musi być liczbą podzielną przez 10



cyfra „E” jest odpowiednikiem sumy kontrolnej

numer rachunku bankowego zawiera też sumę kontrolną....

AB CDEF GHIJ

Sprawdzanie cyklicznej nadmiarowości CRC (*Cyclic Redundancy Check*)

metoda najbardziej
popularna
(skuteczna)

**Potrzebny jest inny mechanizm sprawdzania,
czy słowo nie uległo zmianie**

**proste dodawanie może „maskować” niektóre błędy
dzielenie jest znacznie lepsze!**

Przykład CRC w systemie dziesiętnym

Liczba (informacja) nadawana 745

wybieramy dzielnik – np. 7

„przesuwamy” liczbę w lewo 7450

dzielimy przez 7 – otrzymujemy resztę 2.

Należałyby tę resztę odjąć od 7450, aby uzyskać liczbę podzielną przez 7, ale wtedy zmieniłaby się liczba informacyjna.

Można dodać dopełnienie do 7, czyli dodać 5

Ostatecznie liczba 745 zostaje „zakodowana” do postaci 7455,

która dzieli się przez 7.

Jeżeli odebrana liczba będzie zawierać jeden błąd np.

7465
7555
7355
8455
8555

} nie dzielą się bez reszty przez 7 – błąd można wykryć

8456 dzieli się przez 7!!

Zmieniona liczba różni się o 1001 od oryginału, a 1001 jest

podzielne przez 7.

W systemie dwójkowym...

Słowa i liczby binarne są reprezentowane przez wielomiany zmiennej x

Każda potęga w tym wielomianie reprezentuje odpowiednią pozycję cyfry binarnej

$$10110100 \Leftrightarrow 1 \cdot x^7 + 0 \cdot x^6 + 1 \cdot x^5 + 1 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 0 \cdot x^1 + 0 \cdot x^0 = \\ = x^7 + x^5 + x^4 + x^2$$

x ma wartość nieoznaczoną, dlatego nie można obliczać wartości wielomianów

Arytmetyka wielomianów

Dodawanie **modulo 2 bez przeniesień z uwzględnieniem właściwych potęg zmiennej x**

$$\begin{aligned}(x^7 + x^6 + 1) + (x^6 + x^5 + 1) &= x^7 + (1+1)x^6 + x^5 + (1+1) \\ &= x^7 + x^5\end{aligned}$$

Odejmowanie jest równoważne dodawaniu !

element przeciwny



Element przeciwny do $a \rightarrow$ taki, że $a + (-a) = 0$,

Odejmowanie to dodawanie elementu przeciwnego

$$b - a = b + (-a)$$

W arytmetyce mod 2 $\rightarrow 0 + 0 = 0$ i $1 + 1 = 0$

mnożenie

$$(x + 1)(x^2 + x + 1) = x^3 + x^2 + x + x^2 + x + 1$$

$$= x^3 + (1+1)x^2 + (1+1)x + 1$$

$$= x^3 + 1$$

dzielenie

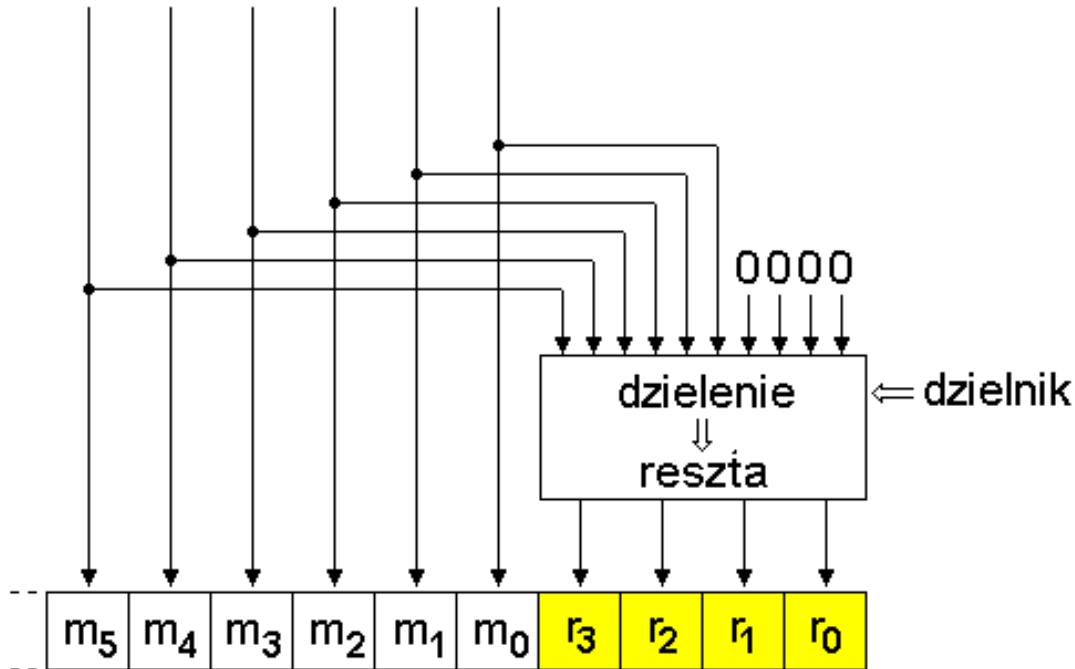
$$\begin{array}{r}
 & 1 & 1 & 1 & 0 \\
 \hline
 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 - & 1 & 0 & 1 & 1 & \downarrow & \\
 \hline
 & 1 & 1 & 1 & 0 \\
 - & 1 & 0 & 1 & 1 & \downarrow & \\
 \hline
 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
 - & 1 & 0 & 1 & 1 & \downarrow & \\
 \hline
 & & 1 & 0 & & & \\
 & & 1 & 0 & & & \\
 \hline
 & & & 0 & & &
 \end{array}$$

iloraz : 1 0 1 1
dzielnik ↑
reszta

$$\begin{array}{r}
 x^3 + x^2 + x \\
 \hline
 x^6 + x^5 \\
 - x^6 + x^4 + x^3 \\
 \hline
 x^5 + x^4 + x^3 \\
 - x^5 + x^3 + x^2 \\
 \hline
 x^4 + x^2 \\
 - x^4 + x^2 + x \\
 \hline
 & & x & \text{reszta}
 \end{array}$$

: $x^3 + x + 1$

CRC polega na dodawaniu do słowa bitów będących resztą z dzielenia



Traktując bity reszty jako najmniej znaczące,
należy bity wiadomości przesunąć odpowiednio w lewo, czyli zwiększyć ich
wagę x^{n-k} razy, aby zrobić „miejsce” dla bitów reszty

dzielnik = wielomian generujący

**Po stronie odbiorczej odbieramy całe słowo łącznie z bitami „reszty”
i dzielimy przez ten sam wielomian generujący**

Prawidłowe słowo kodowe dzieli się bez reszty
przez wielomian generujący

Niektóre stosowane wielomiany generujące

CRC-8

$$x^8 + x^2 + x + 1$$

nagłówek ATM

CRC-10

$$x^{10} + x^9 + x^5 + x^4 + x^2 + 1$$

ATM AAL

CRC-12

$$x^{12} + x^{11} + x^3 + x + 1$$

CRC-16

$$x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$$

Bisync

ITU-16

$$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

HDLC, XMODEM, V.41

CCITT-32

$$x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} +$$

LAN,

ITU-32

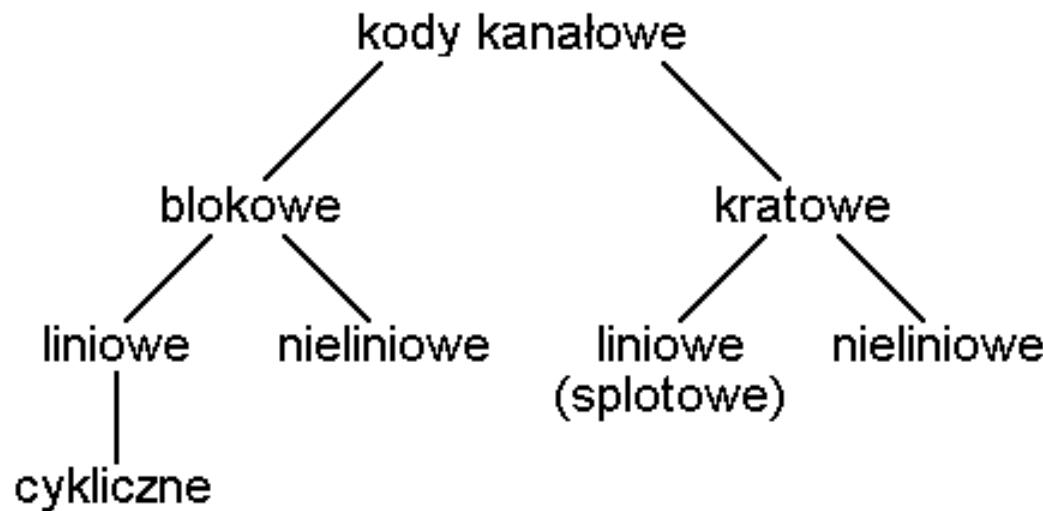
$$+ x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

IEEE 802,

DoD,

V.42

Kody korekcyjne (protekcyjne)



Kodowanie blokowe - proces kodowania w i-tym taktie nie zależy od przebiegu kodowania w poprzednich taktach.

oznaczenie kodu nadmiarowego → kod (n,k)



bity informacyjne

bity nadmiarowe

bity informacyjne wydzielone od bitów nadmiarowych – kod systematyczny

Zdolność detekcyjna / korekcyjna kodu
zależy od **odległości Hamminga** między słowami kodowymi

Odległość Hamminga - liczba pozycji bitów, na których
dwa słowa kodowe się różnią

d_H

Minimalna odległość Hamminga dla kodu - najmniejsza
odległość dla **dowolnej pary** słów z danej przestrzeni
kodowej

$d_{H\min}$

Przykład

Nadajemy dwie wiadomości: NIE i TAK

Jak można je zakodować?

NIE	0	00	000
TAK	1	11	111
odległość H.	1	2	3
słowa z jednym błędem	1	10 01	100 011 010 101 001 110

Bity nadmiarowe
pozwalają na zwiększenie odległości H. słów kodowych

Detekcja błędów

Największa krotność błędów wykrywanych przez blokowy kod nadmiarowy (n,k) o odległości $d_{H\min}$ wynosi $d_{H\min} - 1$

Do **wykrycia** błędu pojedynczego potrzeba,
aby minimalna odległość między słowami wynosiła 2.

Korekcja błędów

Szukamy takiego słowa kodowego, które jest najbardziej podobne do znanych słów kodowych (ma najmniejszą odległość od słowa odebranego).

Ilość błędów korygowalnych

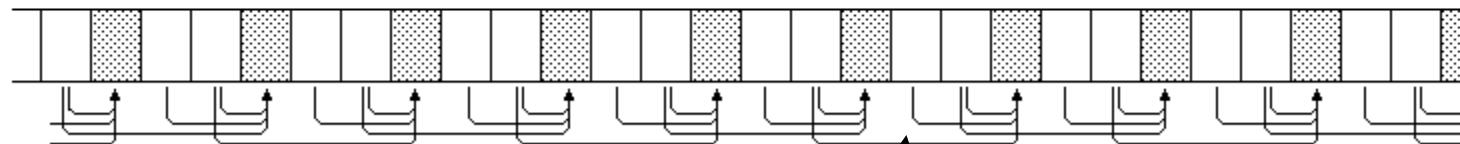
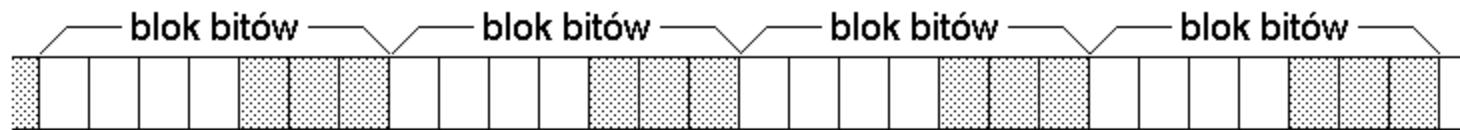
$$= E \left\{ \frac{d_{H\min} - 1}{2} \right\}$$

Do **korekcji** błędu pojedynczego potrzeba,
aby minimalna odległość między słowami wynosiła 3.

Kody splotowe

- dane wejściowe kodowane są „na bieżąco” (jak dochodzą do wejścia)
- nie ma potrzeby zapamiętywania długich bloków danych w celu ich zakodowania

kod blokowy

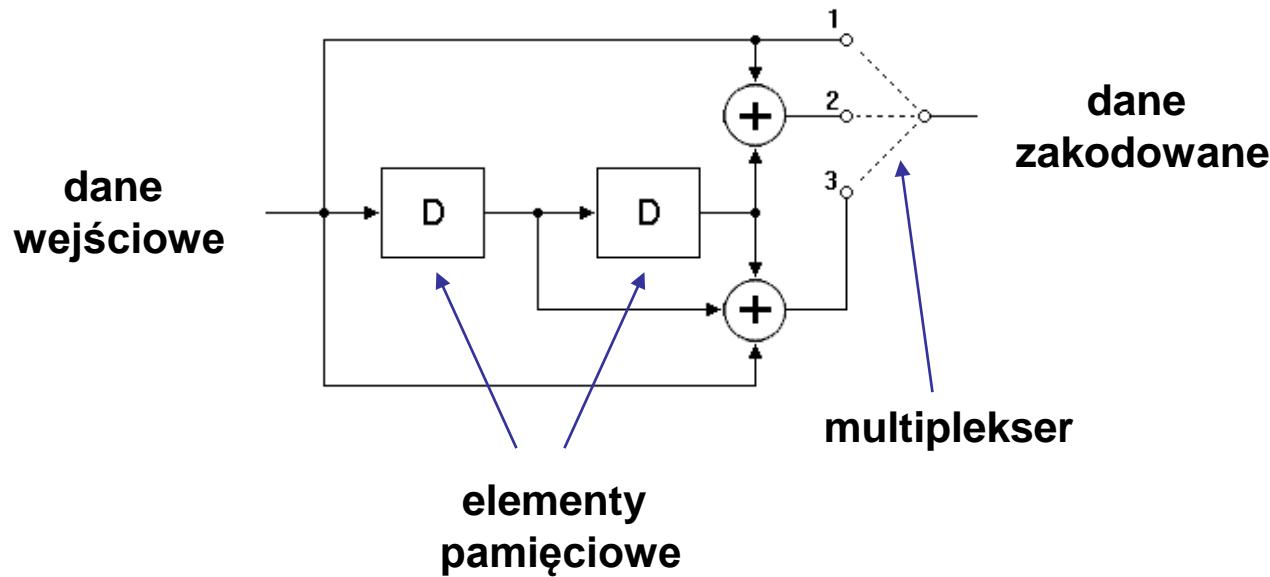


kod splotowy

nie można tu mówić o słowach n-bitowych, bo nie ma granic pomiędzy nimi

Kody splotowe

Przykład prostego kodera splotowego

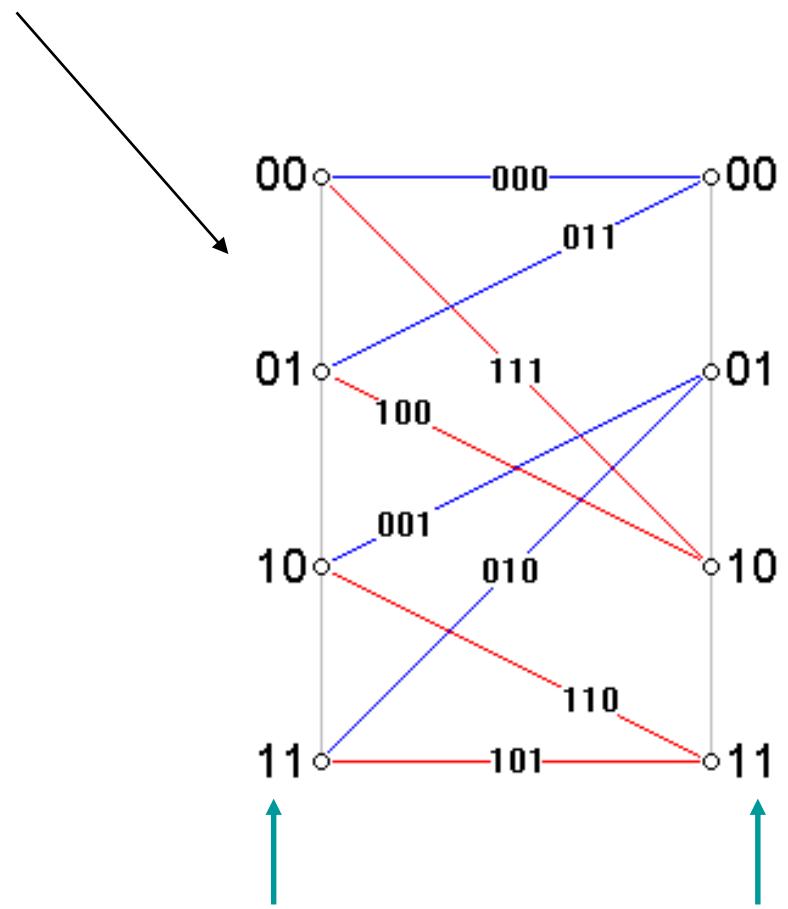
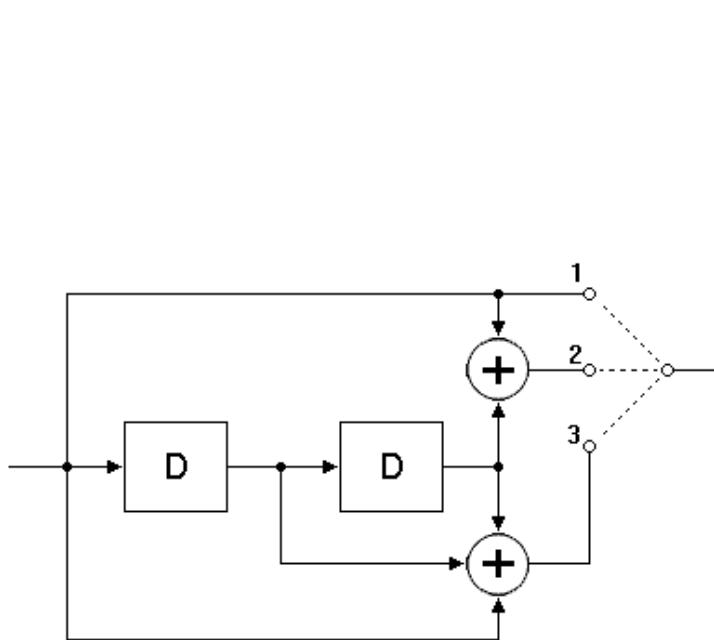


na każdy bit wejściowy przypada aż 3 bity wyjściowe!

sprawność kodera = $1/3$ \Rightarrow 1 bit informacji i 2 nadmiarowe

krata (trellis)

Kody splotowe nazywane są też kratowymi



stan kodera, określony przez stany przerzutników

**pewne przejścia w kracie są niedozwolone,
dzięki temu można wykrywać niektóre błędy**

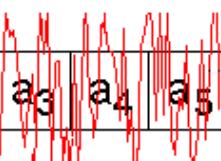
Przeplot bitów

stosowany niezależnie od kodowania protekcyjnego, dla ułatwienia korekcji

a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	a ₅	a ₆	a ₇	a ₈
----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------

początkowa kolejność bitów

a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	a ₅	a ₆	a ₇	a ₈
----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------



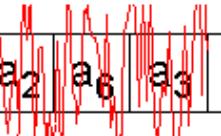
po zakłóceniu

z zastosowaniem przeplotu bitów

a ₁	a ₅	a ₂	a ₆	a ₃	a ₇	a ₄	a ₈
----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------

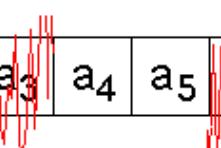
kolejność bitów po przeplocie

a ₁	a ₅	a ₂	a ₆	a ₃	a ₇	a ₄	a ₈
----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------



po zakłóceniu

a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	a ₅	a ₆	a ₇	a ₈
----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------



po przywróceniu kolejności bitów

zakłócone bity nie występują w jednym bloku - łatwiej skorygować

liczba bitów nie ulega zmianie!

Ogólne zagadnienia odbioru

Podstawowe parametry każdego odbiornika

→ **czułość**

→ **selektywność**

→ **brak zniekształceń sygnału**

} muszą „iść w parze”

jak uzyskać dużą czułość?



- **mały poziom szumów wejściowych**
- **mały współczynnik szumów**
- **odpowiednie wzmacnienie sygnału**

szum (szумy)

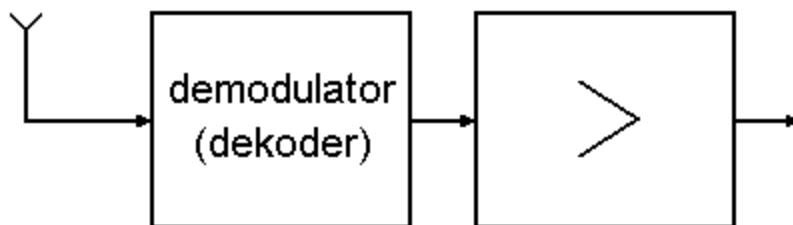


przykładowy przebieg czasowy szumu

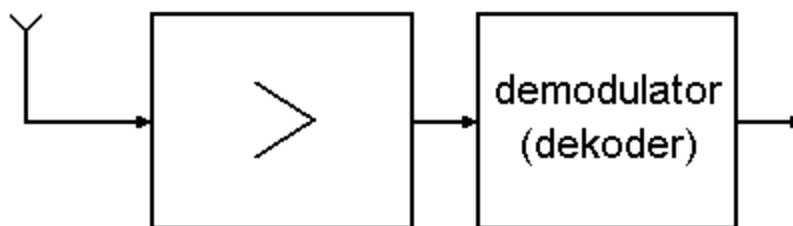
= zjawisko niepowtarzalne;

różne, nieuchronne przyczyny powstawania

Wpływ wzmacnienia na czułość

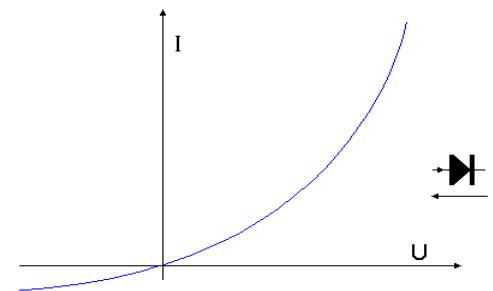


wzmacnienie
po demodulatorze



wzmacnienie
przed demodulatorem

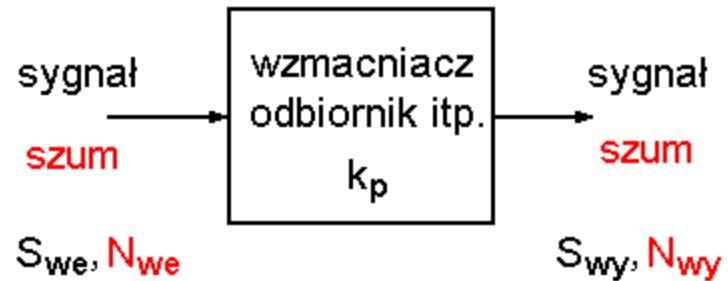
demodulacja bardzo słabych sygnałów
jest niemożliwa, np. z powodu
właściwości używanych diod



o czułości odbiornika decyduje wzmacnienie **przed** demodulatorem

Wpływ współczynnika szumów

(**noise factor, noise figure**)



$$S_{wy} = S_{we} \cdot k_p$$

$$N_{wy} = N_{we} \cdot k_p + \Delta N_{wy}$$

szum dodany przez czwórnik „od siebie”

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{wy} = \frac{S_{we} \cdot k_p}{N_{we} \cdot k_p + \Delta N_{wy}} < \frac{S_{we} \cdot k_p}{N_{we} \cdot k_p} = \left(\frac{S}{N}\right)_{we}$$

dla rzeczywistych czwórników

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{wy} < \left(\frac{S}{N}\right)_{we}$$

współczynnik szumów F

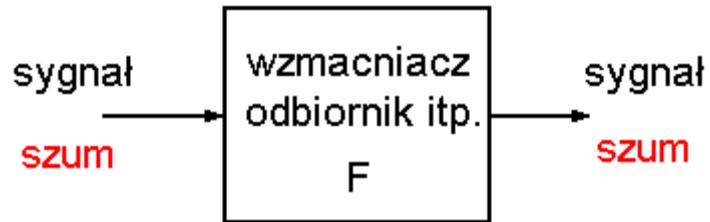
$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{we}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{wy}} = \frac{N_{we} \cdot k_p + \Delta N_{wy}}{N_{we} \cdot k_p}$$

**moc szumów wyj.
dla czwórniaka
szumiącego**

**moc szumów wyj.
dla czwórniaka
bezsrumnego**

$$F, \text{dB} = 10 \log F$$

a jeżeli $N_{we} = 0$?

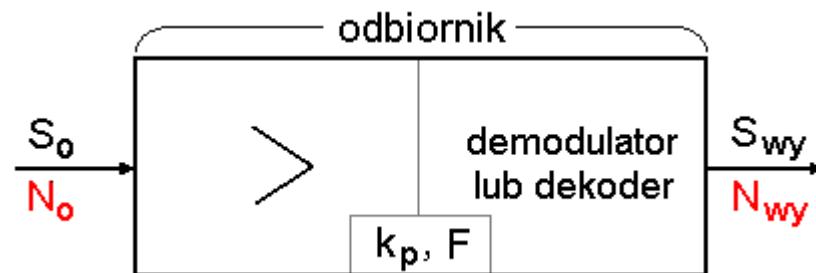


$$\left(\frac{S}{N} \right)_{wy} = \frac{1}{F} \cdot \left(\frac{S}{N} \right)_{we}$$

idealny (bezszumny) czwórnik nie pogarsza S/N

Czułość odbiornika

**najmniejszy poziom sygnału wejściowego (napięcia, mocy),
który zapewnia określoną jakość sygnału wyjściowego)**



chcemy uzyskać określoną wartość $(S/N)_{wy}$

ale

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{wy} = \frac{1}{F} \cdot \frac{S_o}{N_o}$$

dłatego

$$S_o = N_o \cdot F \cdot \left(\frac{S}{N} \right)_{wy}$$

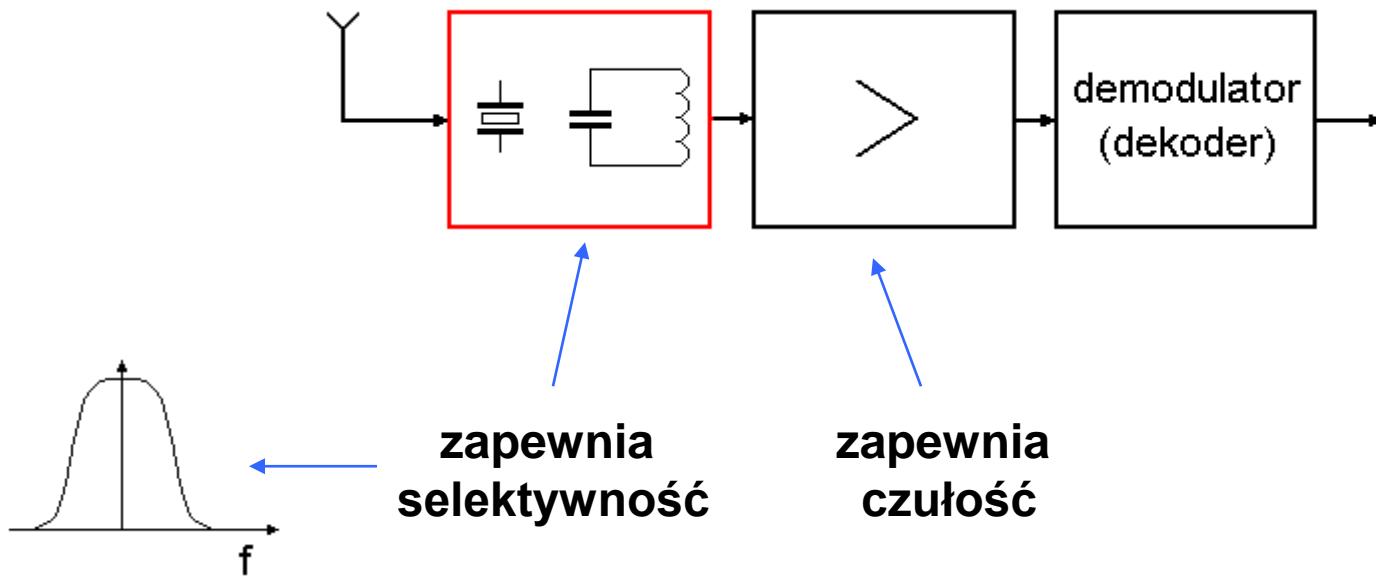


określenie czułości odbiornika

**Im większy współczynnik szumów odbiornika,
tym silniejszego sygnału potrzeba do prawidłowego odbioru**

Jak uzyskać wymaganą selektywność odbiornika?

Sygnały niepożądane najczęściej posiadają inną częstotliwość nośną
(ale może być ona zbliżona).



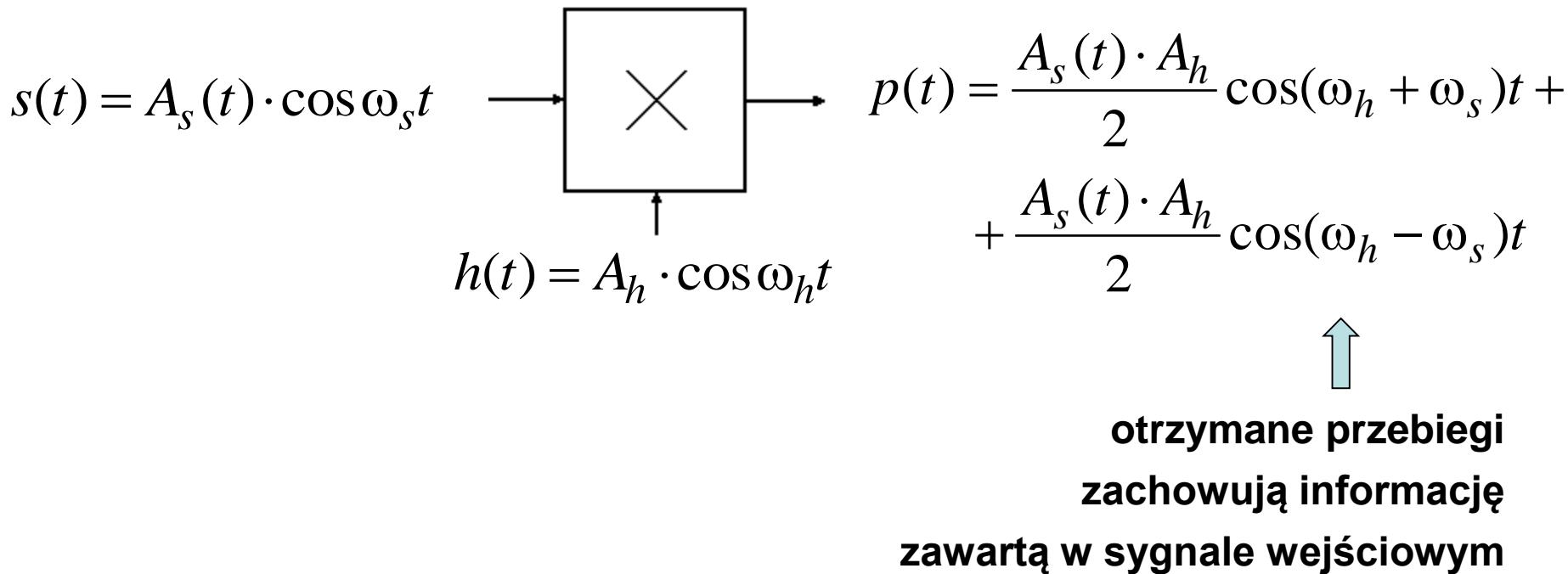
konieczności przestrajania odbiornika



kłopoty;

niemożliwe jest stosowanie wielu przestrajanych obwodów selektywnych

Rozwiążanie trudności przez wykorzystanie **przemiany częstotliwości**



informacja wejściowa „przechodzi” na przebieg wyjściowy o częstotliwości różnicowej ($f_h - f_s$) - jest to więc **sygnał - sygnał (o) pośredniej częstotliwości**

zamiast wzmacniać i demodulować sygnał oryginalny

(o częstotliwości wejściowej),

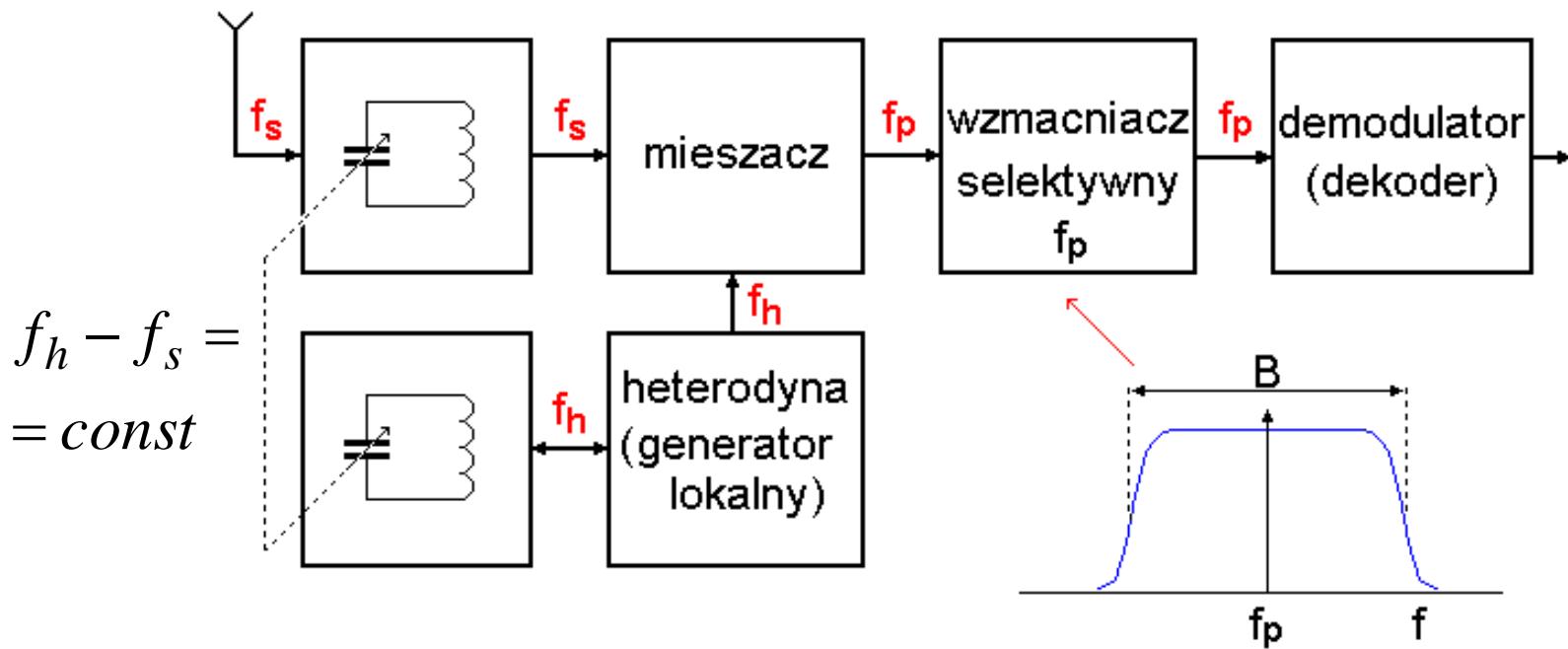
można to samo zrobić z sygnałem częstotliwości pośredniej

jest to łatwiejsze, bo zwykle

$$f_p = f_h - f_s < f_s$$

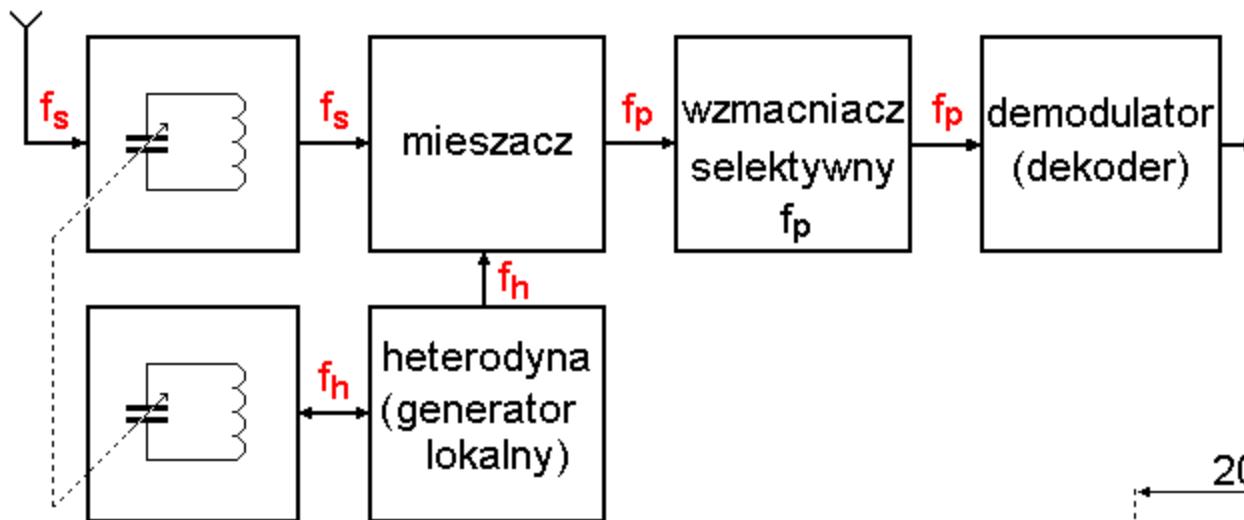
jest to jeszcze łatwiejsze, bo

$$f_p = \text{const}$$

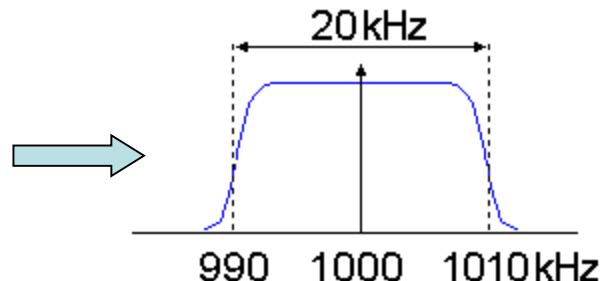


wzmocnienie przed demodulatorem  duża czułość

a co z selektywnością ?



przykładowa charakterystyka selektywności odbiornika



$$f_p = 1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$$

ale gdy

Np.

$$f_s = 5 \text{ MHz} \Rightarrow f_h = 6 \text{ MHz}$$

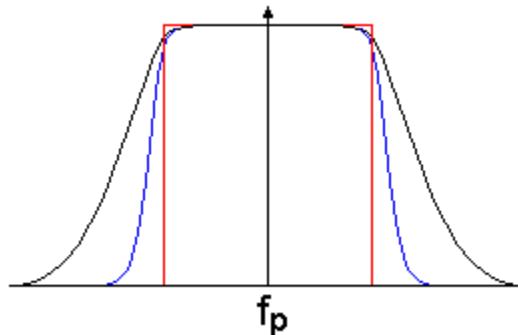
$f_z = 5,05 \text{ MHz}$ (zmiana tylko o 1%)

$$f_h = 6 \text{ MHz}$$

$$f_{pz} = f_h - f_z = 0,95 \text{ MHz}$$

nie przejdzie !

wzmacniacz pośredniej częstotliwości można wykonać jako bardzo selektywny
tj. o (prawie) prostokątnej charakterystyce selektywności



selektywność odbiornika superheterodynowego może być bardzo dobra

(ale tylko dla tzw. małych odstrojeń)

$$f_p = 1 \text{ MHz}$$

np.

$$f_s = 5 \text{ MHz} \Rightarrow f_h = 6 \text{ MHz}$$

gdy

$$f_z = 7 \text{ MHz} \quad (\text{zmiana o } 40\%)$$

$$f_h = 6 \text{ MHz}$$

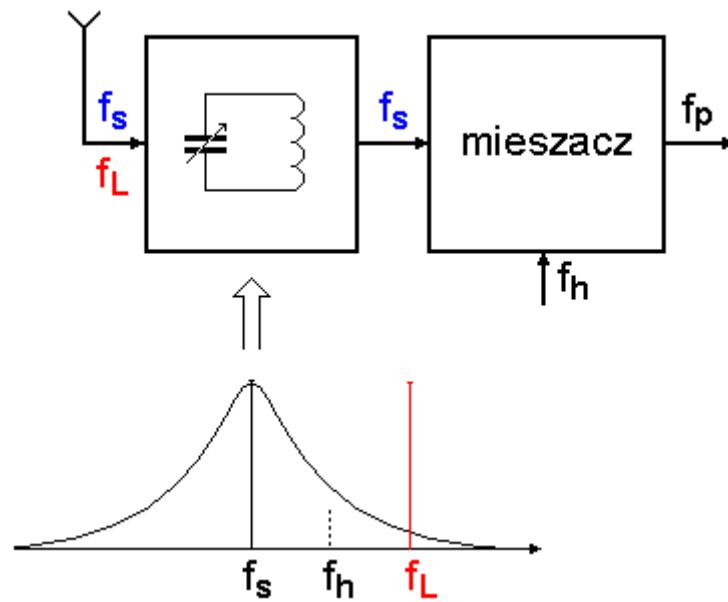
$$f_{pz} = f_h - f_z = -1 \text{ MHz} \equiv 1 \text{ MHz}$$

przejdzie !

częstotliwość lustrzana

$$f_L = f_h + f_p = f_s + 2f_p$$

aby nie dopuścić do odbioru sygnału lustrzanego
stosuje się (przestrajany) obwód selektywny przed mieszaczem



tłumienie s. lustrzanego tym większe, im f_L bardziej różni się od f_s



częstotliwość pośrednia powinna być jak największa

Aby uzyskać dobrą selektywność dla małych odstrojeń

→ **mała częstotliwość pośrednia**

aby uzyskać dobrą selektywność dla dużych odstrojeń

→ **duża częstotliwość pośrednia**

Albo jakiś kompromis albo należy zastosować jednocześnie

dużą i małą częstotliwość pośrednią



odbiornik superheterodynowy z podwójną przemianą częstotliwości

SABINA R 610

PODWÓJNA PRZEMIANA CZĘSTOTLIWOŚCI – 10 ZAKRESÓW FAL

U

K1

13 m

K2

16 m

K3

19 m

K4

25 m

K5

31 m

K6

41 m

K7

49 m

S

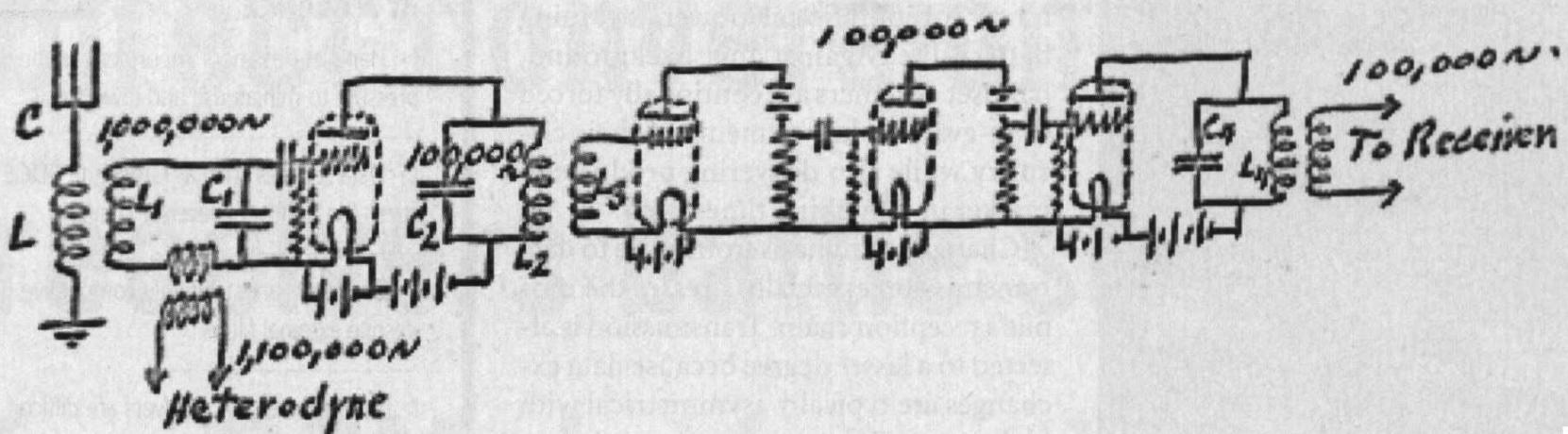
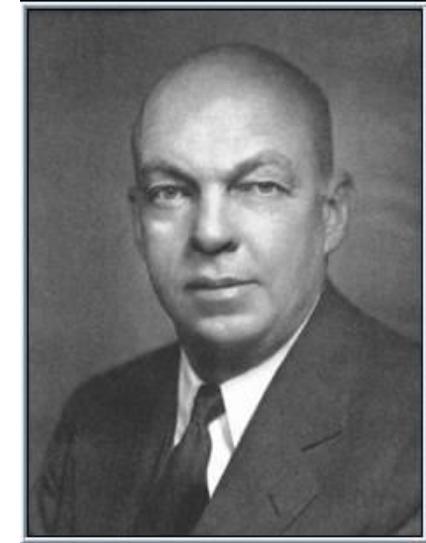
D

108

17,6

1,6

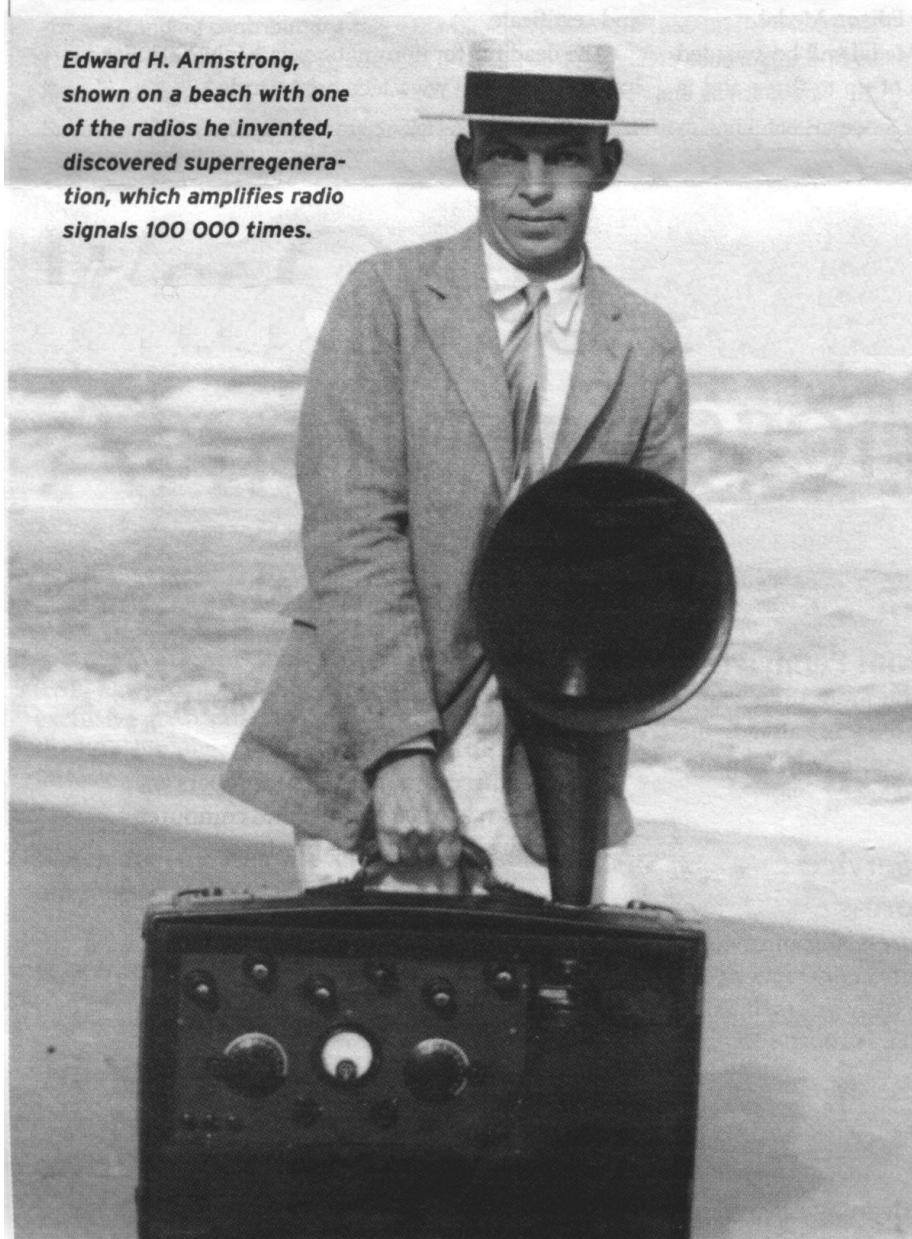
pomysł odbiornika superheterodynowego –
Edwin Howard Armstrong, 1918 r.



oryginalny rysunek E. Armstronga

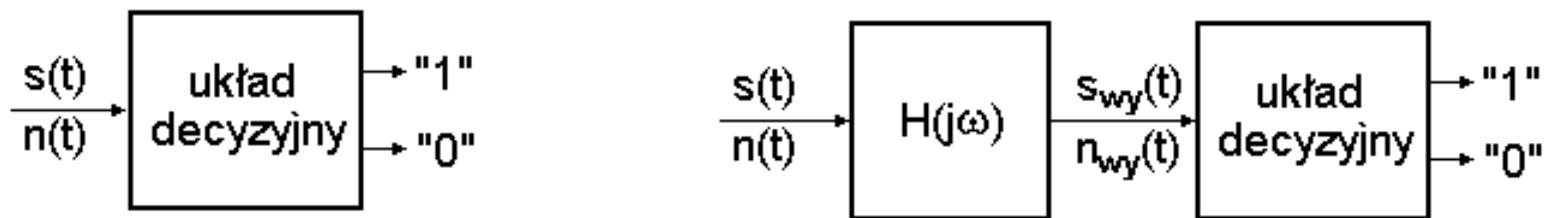
EDN

*Edward H. Armstrong,
shown on a beach with one
of the radios he invented,
discovered superregenera-
tion, which amplifies radio
signals 100 000 times.*



Pierwszy „turystyczny”(?) odbiornik radiowy

Optymalny odbiornik cyfrowy (w pasmie naturalnym)



$$s_{wy}(t) = s_{we}(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

$$n_{wy}(t) = n_{we}(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} n_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} n_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

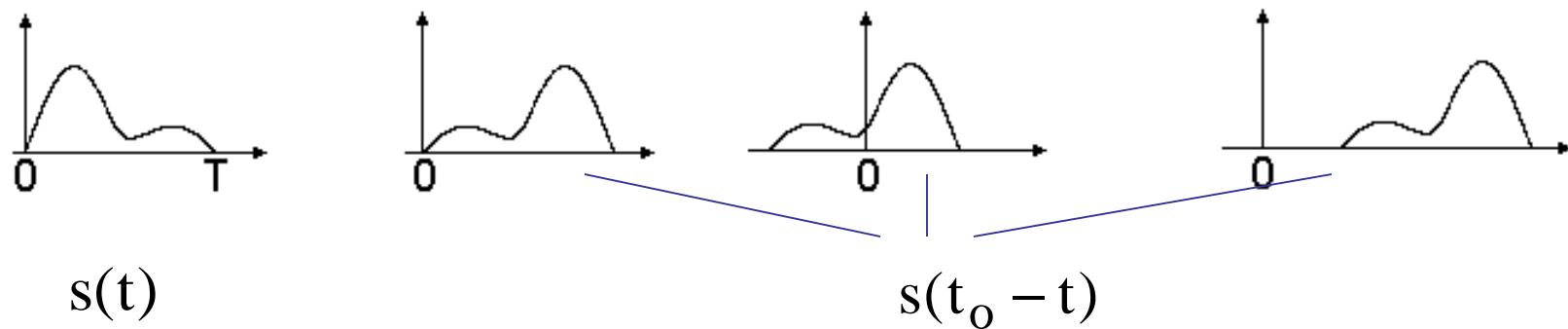
$$\frac{\int_{-\infty}^{\infty} s_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} n_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau} = \max$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} n_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

$$h(t) = ?$$

**warunek
minimalizacji
prawdopodobieństwa
błędnej
decyzji**

$$h(t) = s(t_o - t)$$



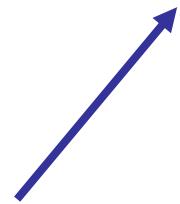
**Odpowiedź impulsowa filtru wejściowego
powinna być odwróceniem w czasie OCZEKIWANEGO sygnału**

odbiornik dopasowany (do...)

Transmitancja filtru wejściowego

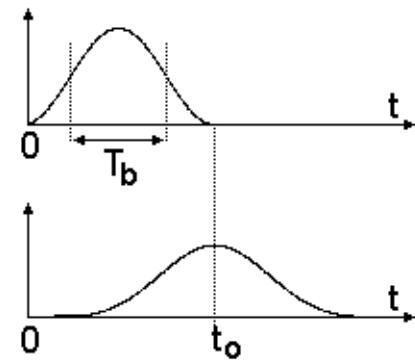
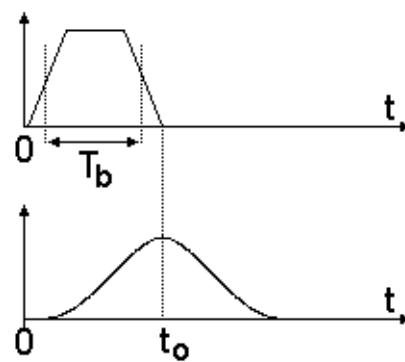
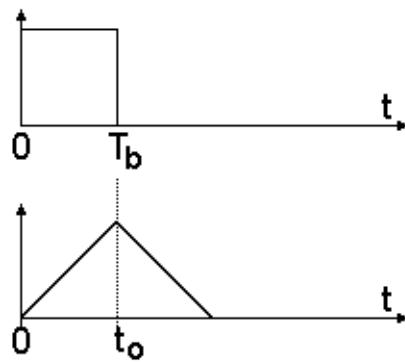
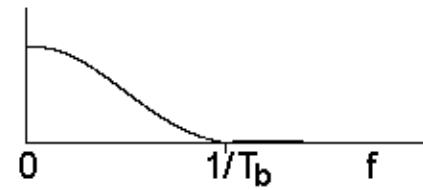
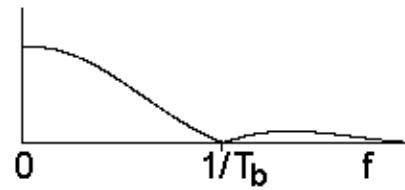
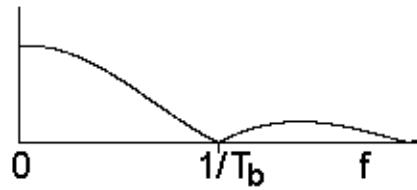
$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

filtr dopasowany (do...)



$s(t)$

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_{we}(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

 $|H(j\omega)|$ 

opt-receiver