Kurs doskonalący z zakresu radiolokacji i telekomunikacji

WYBRANE ZAGADNIENIA Z ELEKTROTECHNIKI I ELEKTRONIKI MIKROFALOWEJ

prof. dr hab. inż. Mateusz Pasternak
110/80, 102/45
261 83 76 67, 26 83 92 23
mateusz.pasternak@wat.edu.pl
http://mpasternak.wel.wat.edu.pl/Dydaktyka/dydaktyka.html

1

Lp.	Temat/tematyka zajęć	liczba godz.	
		wyk.	lab.
1.	Podstawowe własności prądu elektrycznego i prawa fizyczne związane z elektrycznością i magnetyzmem. Podstawowe pojęcia i prawa elektromagnetyzmu.	2	
2.	Obwody prądu zmiennego wielkiej częstotliwości. Charakterystyczne cechy techniki mikrofal. Fale elektromagnetyczne i ich właściwości.	2	
3.	Transformacyjne własności linii przesyłowych. Linia długa. Rozkłady napięć, prądów i impedancji w linii długiej dla różnego typu obciążeń. Wykres Smith'a.	2	2
4.	Mikrofalowe linie przesyłowe. Linia koncentryczna, linie mikropaskowe. Falowody prostokątne i cylindryczne.	2	2
5.	Metody i układy dopasowania impedancji. Dopasowanie dwóch impedancji rzeczywistych. Dopasowanie impedancji rzeczywistej i zespolonej.	2	
6.	Podstawowe typy rezonatorów i filtrów mikrofalowych. Sposoby realizacji reaktancji w zakresie mikrofalowym. Sposoby sprzęgania rezonatorów z prowadnicą mikrofalową.	2	
7.	Mikrofalowe elementy ferrytowe. Własności ferrytów. Zjawiska rezonansu ferromagnetycznego i rotacji Faradaya. Izolatory ferrytowe, przesuwniki fazy, cyrkulatory ferrytowe.	2	
8.	Mikrofalowe elementy bierne. Obciążenia dopasowane, zwieracze regulowane, tłumiki stałe i regulowane, przesuwniki fazy, mikrofalowe dzielniki mocy, sprzęgacze kierunkowe, złącza, linie opóźniające.	2	2
	Razem	20	

2

Literatura

1. D. Halliday, R. Resnick, J. Walker, Podstawy fizyki. T. 3 Elektryczność i magnetyzm ISBN: 978-83-01-14076-2, PWN 2012
2. OpenStax Polska, Fizyka dla szkół wyższych, wersja darmowa
3. M. Pasternak, Podstawy techniki mikrofal, e-book, Warszawa 2002
4. M. Golio, The RF and Microwave Handbook, wyd. 2, CRC Press 2008.

Warunkiem zaliczenia przedmiotu jest uzyskanie co najmniej połowy punktów z końcowego testu sprawdzającego

3

REPETYTORIUM

Podstawowe własności prądu elektrycznego i prawa fizyczne związane z elektrycznością i magnetyzmem

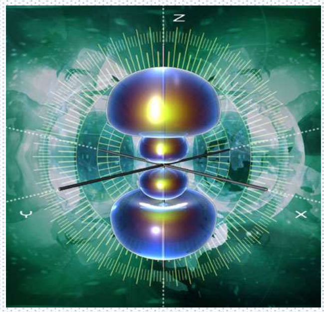
Podstawowe pojęcia i prawa elektromagnetyzmu

4

Pojęcia podstawowe i jednostki miar

Jądro atomu składa się z protonów i neuronów. Ładunek dodatni protonów jest równy co wartości ładunkowi krążących wokół jądra elektronów.

Neurony są elektrycznie obojętne – nie posiadają ładunku.



Atom (grupa atomów tj. cząsteczka) pozbawiony co najmniej jednego elektronu ma ładunek dodatni i nosi nazwę JONU DODATNIEGO

Atom (cząsteczka), do którego dołączył się co najmniej jeden elektron nosi nazwę JONU UJEMNEGO

ŁADUNKI = elektrony lub jony

Oznaczenie ładunków jest umowne

– za dodatnie uważa się takie, które gromadzą się na pręcie szklanym pocieranym jedwabiem

- za ujemne, ładunki gromadzące się na pręcie żywicznym pocieranym wełną

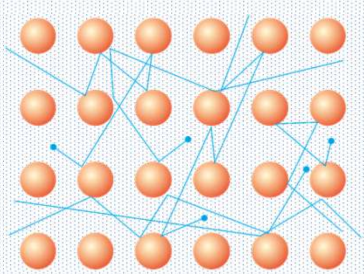
5

Elektron – elementarny nośnik ładunku elektrycznego Q = 1,6 · 10 $^{-19}$ [C]

Elektron nie ma wymiarów, ale ma ładunek i masę spoczynkową równą ok. $9{,}11 \cdot 10^{-31}$ kg czyli ponad 1800 razy mniejsza od protonu i neutronu

Jeżeli ilość energii dostarczonej do atomu jest dostatecznie duża, to elektrony mogą pokonać siły wiążące je z jądrem i stać się elektronami swobodnymi.

Zgodnie z modelem Drudego elektrony te poruszając się po metalu zachowują się jak gęsty gaz i zderzają z nieruchomymi jonami. Ich ruch jest chaotyczny.



Liczba elektronów swobodnych w jednostce objętości metalu może być oszacowana z zależności:

$$n = \frac{Z N_{Av} \rho}{A}$$

Z **- liczba elektronów walencyjnych**

N_{Av} **– stałą Avogadro**

ρ **– gęstość metalu**

A **– masa atomowa metalu**

$0,9 \cdot 10^{22}\,/\mathrm{cm}^3$ dla cezu - $24,7 \cdot 10^{22}\,/\mathrm{cm}^3$ dla berylu

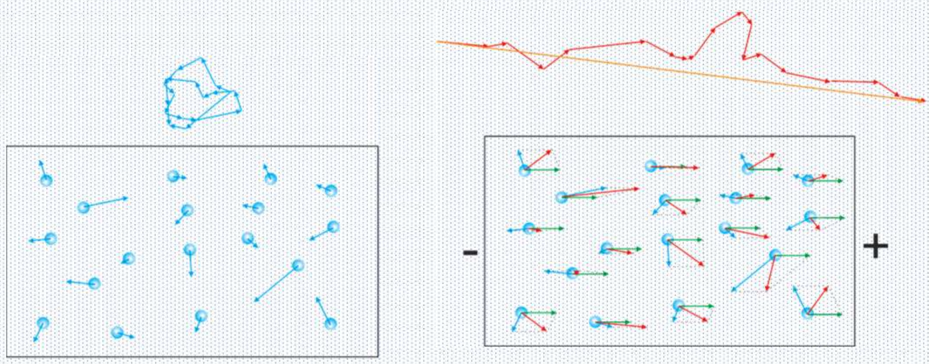
$7 \cdot 10^{18}$ szacunkowa liczba ziarenek piasku na świecie

6

Prąd jest ruchem ładunków wywołanym poprzez działanie pola elektrycznego

Ruch ładunków jest zwykle dość chaotyczny – ulegają one licznym zderzeniom

Pole elektryczne:
- jest wielkością fizyczną wyrażającą siłę działającą na ładunek elektryczny w dowolnym punkcie przestrzeni
- pojawia się tam gdzie została zachwiana równowaga elektryczna
- charakteryzuje siłę z jaką natura dąży do powrotu do równowagi

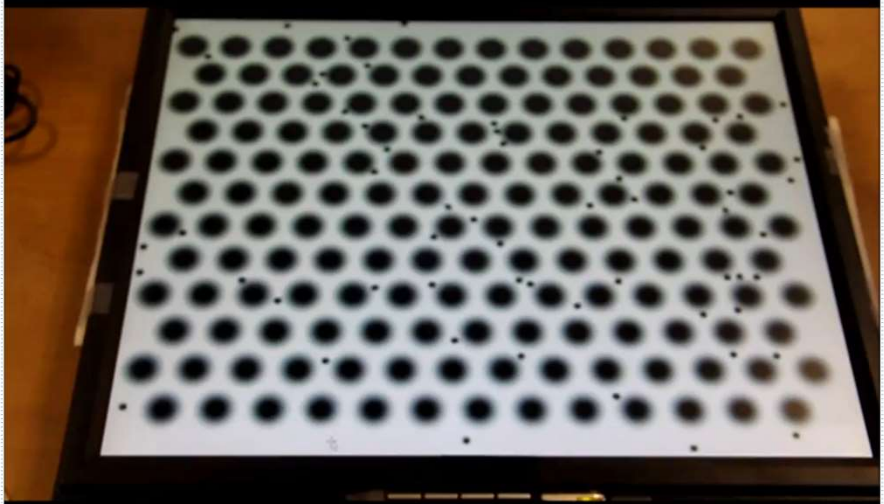


prąd nie płynie – siły się równoważą

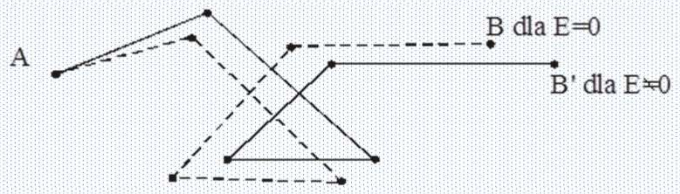
prąd płynie – brak równowagi sił

7

Liczba elektronów jest tu znacznie zaniżona

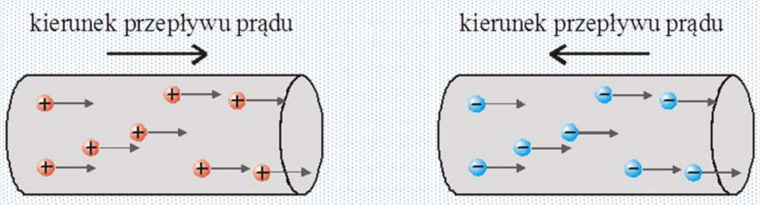


8

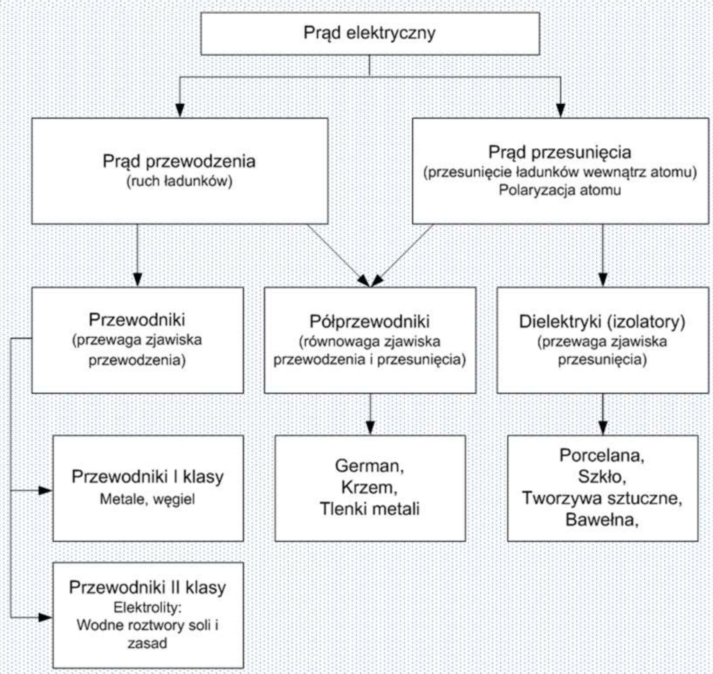


Prąd elektryczny wyraża więc pewien ogólny, statystyczny trend w kierunku ruchu ładunków.

Kierunek przepływu prądu jest umowny.
Przyjęto, że jest on zgodny z ruchem ładunków dodatnich (jonów).



9



10

Przedrostki w układzie - SI

Nazwa	Symbol	Mnożnik	Nazwa mnożnika	Przykład
tera (gr. *teras* – potwór)	T	1 000 000 000 000 = 10^{12}	bilion	THz – teraherc
giga (gr. *gigas* – olbrzymi)	G	1 000 000 000 = 10^{9}	miliard	GHz – gigaherc
mega (gr. *megas* – wielki)	M	1 000 000 = 10^{6}	milion	MHz – megaherc
kilo (gr. *khilioi* – tysiąc)	k	1 000 = 10^{3}	tysiąc	kcal – kilokaloria
hekto (gr. *hekaton* – sto)	h	100 = 10^{2}	sto	hl – hektolitr
deka (gr. *deka* – dziesięć)	da	10 = 10^{1}	dziesięć	dag – dekagram
		1 = 10^{0}	jeden	m – metr, g – gram
decy (łac. *decimus* – dziesiąty)	d	0,1 = 10^{-1}	jedna dziesiąta	dm – decymetr
centy (łac. *centum* – sto)	c	0,01 = 10^{-2}	jedna setna	cm – centymetr
mili (łac. *mille* – tysiąc)	m	0,001 = 10^{-3}	jedna tysięczna	mm – milimetr
mikro (gr. *mikros* – mały)	µ	0,000 001 = 10^{-6}	jedna milionowa	µm – mikrometr
nano (gr. *nanos* – karzeł)	n	0,000 000 001 = 10^{-9}	jedna miliardowa	nF – nanofarad
piko (wł. *piccolo* – mały)	p	0,000 000 000 001 = 10^{-12}	jedna bilionowa	pF – pikofarad

11

Pole elektrostatyczne, kondensatory

Polem elektrostatycznym nazywa się pole elektryczne wytwarzane przez ładunki nieruchome względem określonego układu odniesienia.

Jednostką ładunku jest kulomb C.

$$[C] = A \cdot s$$

Amper A to jednostka zwana natężeniem prądu elektrycznego (lub krótko prądem) wyrażająca liczbę ładunków przepływających w jednostce czasu

Jeden amper to taki prąd, który płynąc bez zmian w dwóch równoległych, nieskończenie długich i cienkich przewodach, odległych od siebie o 1 m, wywołałby między nimi siłę $2 \cdot 10^{-7}$ N , na każdy metr ich długości.

12

Badając siły działające na ładunek q umieszczony w polu elektrycznym w próżni, można ustalić wartość natężenia pola elektrycznego $\boldsymbol{E}$ w dowolnym punkcie odległym o $\boldsymbol{r}$ od ładunku wytwarzającego to pole:

Siła $\boldsymbol{F}$ działająca na ładunek w takim polu jest proporcjonalna do wartości tego ładunku Q.

$$F = \boldsymbol{E}\,Q$$

Wielkość $\boldsymbol{E}$ jest współczynnikiem proporcjonalności nazywanym

NATĘŻENIEM POLA ELEKTRYCZNEGO

jest to wektor skierowany zgodnie z kierunkiem siły działającej na ładunek.

$$\boldsymbol{E} = \frac{F}{q} = \frac{Q_{źr}}{4\pi \cdot r^2 \cdot \varepsilon_0} \qquad [E] = \frac{N}{C} = \frac{W \cdot s}{m \cdot A \cdot s} = \frac{V}{m}$$

$Q_{źr}$ - ładunek punktowy wytwarzający pole [C] - zwany źródłem pola,
r – odległość ładunku próbnego od źródła [m],

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \left[\frac{F}{m}\right]$ - współczynnik proporcjonalności zwany przenikalnością elektryczną ośrodka (tutaj próżni).

Jest to współczynnik proporcjonalności pomiędzy tzw. indukcją elektryczną a natężeniem pola elektrycznego:

$$\boldsymbol{D} = \varepsilon_0 \boldsymbol{E} \qquad D = \frac{Q}{4\pi \cdot r^2}$$

13

Jeżeli ładunek elektryczny zostanie umieszczony w dowolnym ośrodku, natężenie pola elektrycznego $\boldsymbol{E}$ wyniesie:

$$E = \frac{Q}{4\pi \cdot \varepsilon \cdot r^2}$$

$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ bezwzględna przenikalność elektryczna środowiska [F/m],

ε_r względna przenikalność elektryczna - wielkość wskazująca ile razy przenikalność elektryczna danego ośrodka jest większa od przenikalności elektrycznej próżni ε_0

$$\varepsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12}\,\frac{\mathrm{F}}{\mathrm{m}}$$

dielektryk	ε_r
Olej transformatorowy	2 – 2,5
Papier nasycony	3,7
PCV	3,3
Porcelana izolatorowa	5,4 – 6,5 ε_0
Powietrze w warunkach normalnych	ok. 1,0 bliskie
Preszpan nasycony	4,5 – 5
Szkło	3,1 – 4,4
Woda	80

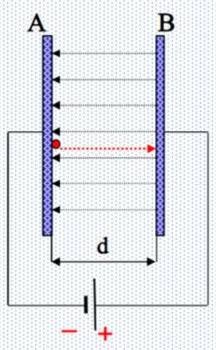
Jeżeli natężenie pola elektrycznego przekroczy pewną wartość, nazywaną wytrzymałością elektryczną ośrodka, następuje jego tzw. przebicie czyli gwałtowny przepływ prądu.

14

Farad jest jednostką tzw. pojemności elektrycznej.

Przeniesienie ładunku q z punktu A do B w polu elektrycznym E wymaga pracy

$$W_{AB} = Energia_B - Energia_A = Fd$$



w polu elektrycznym E

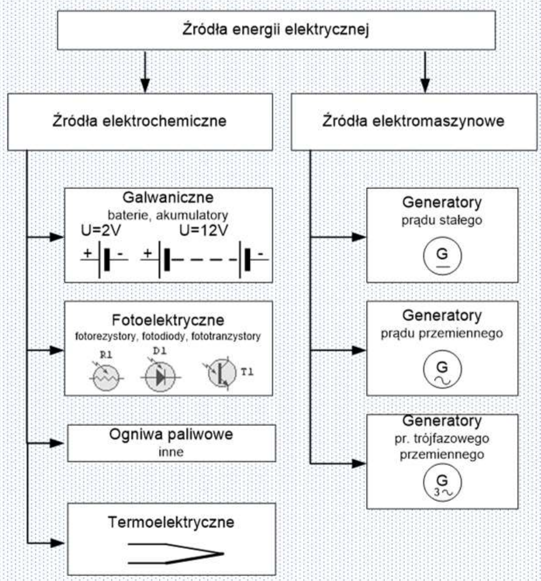
$$F = qE$$

czyli $$\frac{Energia_B}{q} - \frac{Energia_A}{q} = Ed$$

albo $$V_B - V_A = Ed = U \qquad E = \frac{U}{d}$$

Pojemność kondensatora $$C = \frac{\varepsilon S}{d}$$ S - powierzchnia okładek

15



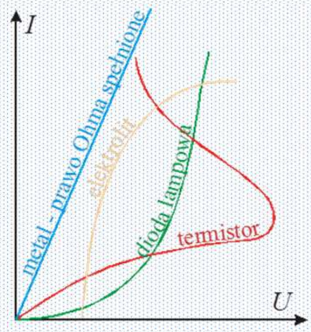
16

Obwodem elektrycznym nazywa się dowolny układ fizyczny, w którym płynie prąd

Natężenie prądu (lub krótko prąd) w obwodzie elektrycznym jest proporcjonalny do różnicy potencjałów występującej na jego końcach (napięcia). Współczynnik proporcjonalności nazywany jest opornością lub rezystancją obwodu.

Jednostką rezystancji jest om [Ω] - z def. jest to jednostka oporu elektrycznego między dwoma powierzchniami ekwipotencjalnymi w jednorodnym przewodzie prostoliniowym.
Jeśli różnica potencjałów między dwoma punktami (napięcie elektryczne) jest równa 1 V i wywołuje ona prąd o wartości 1 A to rezystancja między tymi punktami wynosi 1 Ω

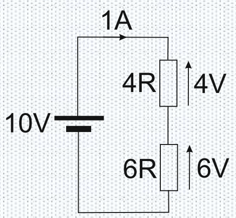
$$U = RI \quad [\mathrm{V} = \Omega\ \mathrm{A}]$$

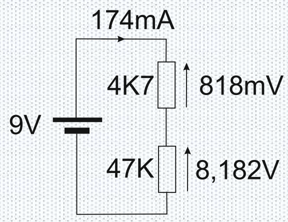


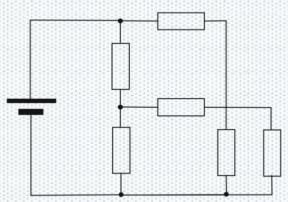
Zależność ta nosi nazwę prawa Ohma.

Jest ona spełniona zasadniczo tylko w przewodnikach - idealnych i prostoliniowych.

17



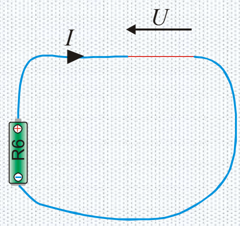




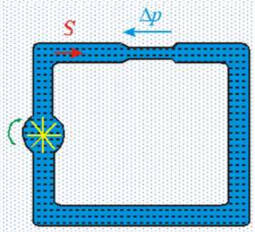
18

Najprostszy obwód elektryczny

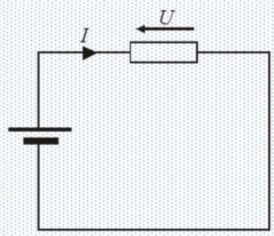
uproszczony rysunek



analogia wodna



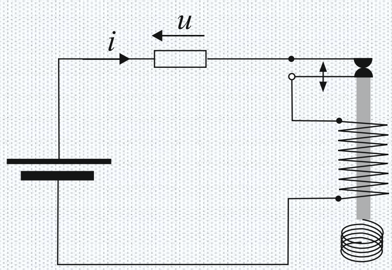
schemat

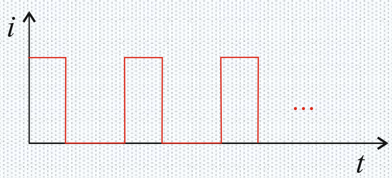


PN-EN 60617

19

Najprostszy obwód elektryczny dynamiczny





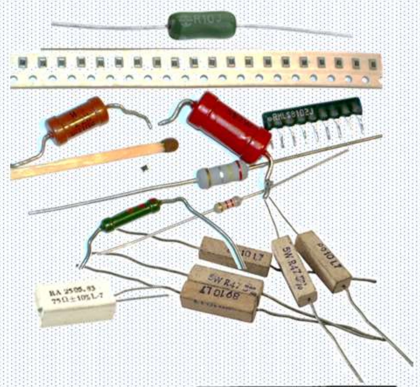
20

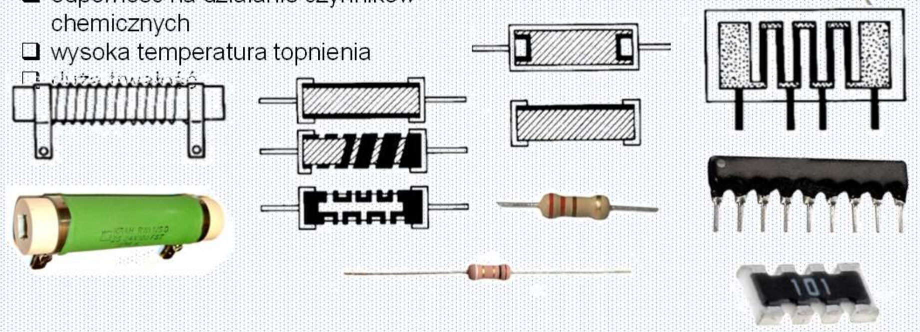
Rezystory

metalowe - dodatni TWR

niemetalowe - ujemny TWR

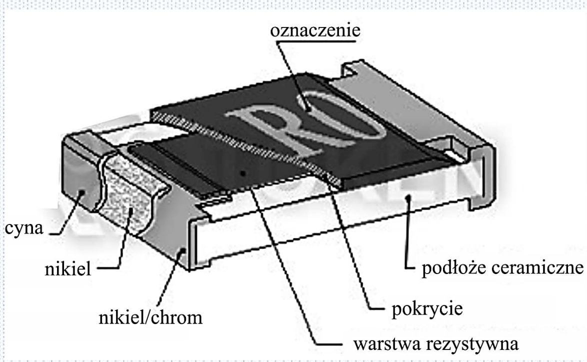
Najważniejsze własności materiałów oporowych:
- ❑ wysoka rezystywność
- ❑ niski TWR
- ❑ odporność na utlenianie
- ❑ odporność na działanie czynników chemicznych
- ❑ wysoka temperatura topnienia
- ❑ duża trwałość

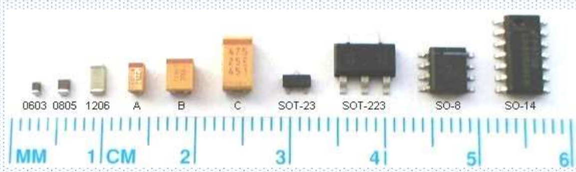




21

Budowa typowego rezystora SMD





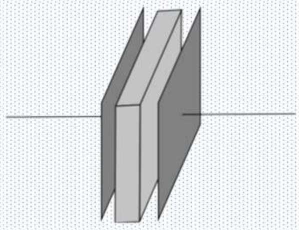
1 mm ≈ 39,370 mils   1 mils ≈ 0,0254 mm

0603 = 0,06" × 0,03"
lub 60 × 30 mils lub 1,6 × 0,8mm
0805 = 0,08" × 0,05"
lub 80 × 50 mils lub 2,0 × 1,25mm
1206 = 0,12" × 0,06"
lub 120 × 60 mils lub 3,2 × 1,6mm

A = 3,2 × 1,6 × 1,6 dł/szer/wys
B = 3,5 × 2,8 × 1,9
C = 6,0 × 3,2 × 2,5

22

Obok elementów rezystancyjnych mogą w obwodzie występować elementy reaktancyjne: kondensator i cewka, które spełniają prawo Ohma dla prądu zmiennego.



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

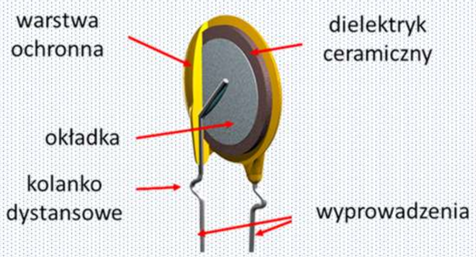
Dla elementu reaktancyjnego zwanego kondensatorem o pojemności C wyrażanej w faradach [F] prąd chwilowy określony jest zależnością:

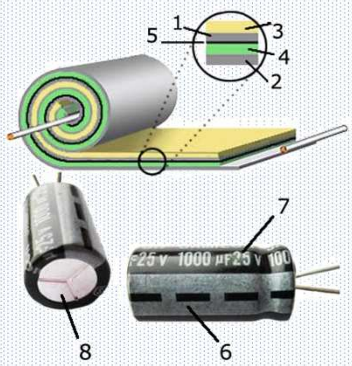
$$i_c = C\frac{du}{dt} \qquad X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$$

Jeśli napięcie nie zmienia się w czasie to prąd nie płynie – reaktancja jest nieskończenie wielka (rozwarcie)

23

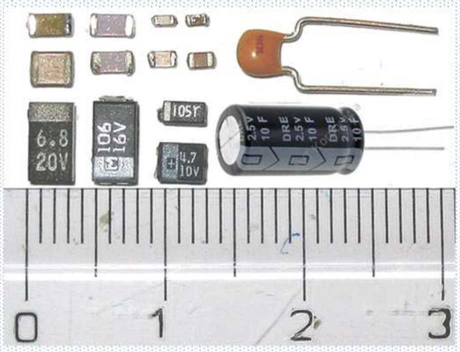
Jako materiały izolujące stosuje się:
- powietrze
- papier
- papier nasączony elektrolitem
- ceramikę ferroelektryczną



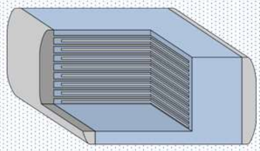


1,2 folia Al.
3 izolator (zwykle papier)
4 elektrolit
5 tlenek Al.
6 oznaczenie minusa (elektrolit!)
7 oznaczenie pojemności - napięcia znamionowe
8 obudowa z zabezpieczeniem

24



obudowa	dł x szer x wys (mm)
A	3,2 × 1,6 × 1,6
B	3,5 × 2,8 × 1,9
C	6,0 × 3,2 × 2,5
D	7,3 × 4,3 × 2,8
E	7,3 × 6,0 × 3,6



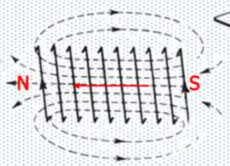
1, 2 – tantalowe; 3, 4 – elektrolityczne;
5, 6, 7 - ceramiczne (rozm. Jak dla rezystorów);
8 - porcelanowy RF (wysokie Q) RF;
9 – trymer;
(rezystor 0,125 W dla porównania rozmiarów)

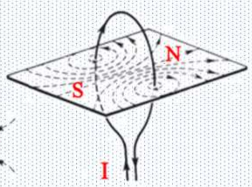
25

Cewka generuje pole magnetyczne – zachowuje się jak magnes

Jeśli przez dwa równoległe przewody płyną prądy w tym samym kierunku, to przewody te przyciągają się. Jeśli kierunki prądów są przeciwne - odpychają.

Cewką nazywa się szereg pętli z prądem.





Podstawowym parametrem cewki jest indukcyjność L czyli zdolność do wytwarzania strumienia magnetycznego Φ

$$\Phi = L \cdot i$$

Indukcyjność prostego przewodu: $L_{pp} \approx 0{,}0046 \cdot l \cdot \log\frac{1{,}47 \cdot l}{d}$

Indukcyjność pojedynczej pętli: $L_{pętli} \approx 0{,}0145 \cdot D \cdot \log\frac{1{,}08 \cdot D}{d}$

Indukcyjność cewki powietrznej o stałym D: $L_{cewki} \approx 0{,}01\frac{Dn^2}{\frac{l_c}{d} + 0{,}45}$

26

Indukcyjność wyraża się w Henrach [H]

$$[\mathrm{H}]=\left[\frac{\mathrm{Wb}}{\mathrm{A}}\right]=\left[\frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{A}}\right]=\left[\frac{\mathrm{s}^2}{\mathrm{F}}\right]=[\Omega\mathrm{s}]$$

Chwilowe napięcie elektryczne u_L występujące na cewce o indukcyjności własnej L jest zależne od chwilowego prądu i płynącego przez tę cewkę:

$$u_L = L\frac{di}{dt}$$

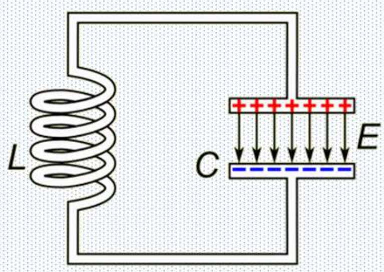
Reaktancja $X_L = \omega L = 2\pi f\, L$

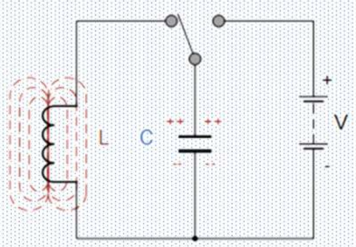
Jeśli prąd nie zmienia się w czasie to napięcie wynosi 0 (zwarcie).

Elementy pasywne, których parametry R, L, C są stałe nazywa się elementami liniowymi. Spełniają one prawo Ohma.

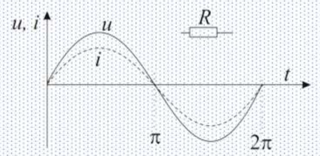
27

Połączenie cewki z kondensatorem ma własności rezonansowe



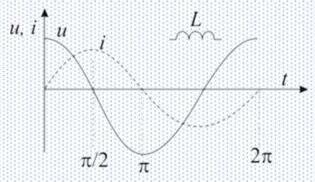


28



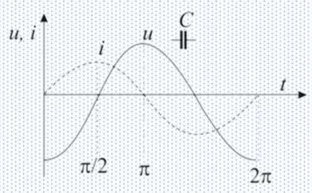
$$i = I_{\max} sin(\omega t) \qquad R = \frac{u}{i}$$

$$u = Ri$$



$$u = L\frac{di}{dt} = LI_{\max}\omega\cos(\omega t) = LI_{\max}\omega\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

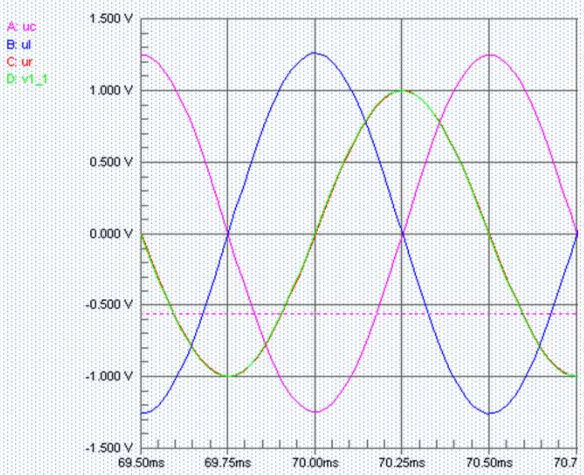
$$X_L = \frac{u}{i} = j\omega L$$

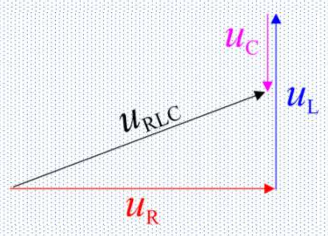


$$i = C\frac{du}{dt} \rightarrow u = \frac{1}{C}\int i\,dt = -\frac{I_{\max}}{\omega C}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$X_C = \frac{u}{i} = -j\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{j\omega C}$$

29

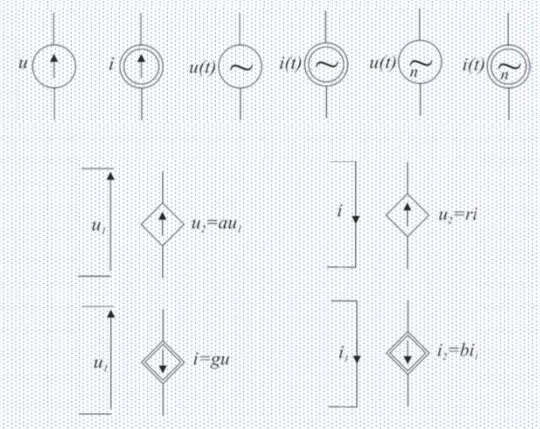




$$u_{RLC} = u_R + u_L + u_C = iR + iX_L + iX_C = i(R + X_L + X_C) = i\left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right)$$

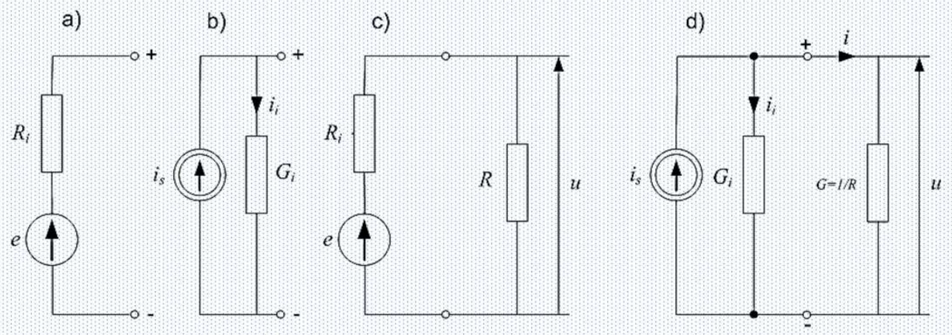
30

Obok rezystancji i reaktancji występują także elementy dostarczające energię do obwodu - idealne źródła napięciowe i prądowe



Elementy te nie mają żadnych wewnętrznych rezystancji ani reaktancji

31



Źródło napięcia Źródło prądu Obwód ze źródłem napięcia Obwód ze źródłem prądu

Stosując pojęcie KONDUKTANCJI (odwrotności rezystancji) $G = 1/R$ prawo Ohma można wyrazić następująco: $i = G \cdot u \quad \left[A = \frac{V}{\Omega} \right]$

dla obwodu ze źródłem napięcia

$$\left.\begin{aligned} e &= (R_i + R)i = R_i \cdot i + u \\ i &= \frac{e}{R + R_i} \\ u &= e - R_i \cdot i \end{aligned}\right\}$$

dla obwodu ze źródłem prądu

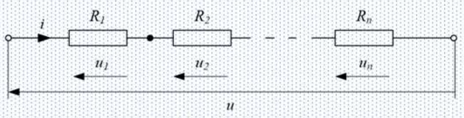
$$\left.\begin{aligned} i_s &= i_i + i \\ i &= i_s \frac{G}{G + G_i} \\ i_s &= G_i \cdot u \end{aligned}\right\}$$

32

Szeregowe i równoległe łączenie rezystancyjnych elementów obwodu

$$R = R_1 + R_2 + \cdots + R_n$$

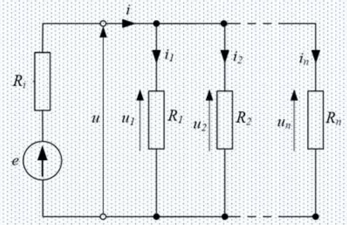
albo $R = \sum_{i=1}^{n} R_i$



$$u = u_1 + u_2 + \cdots + u_n\,, \quad i = i_1 = i_2 = \cdots = i_n$$

$$\frac{1}{R} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i}$$

albo $G = \sum_{i=1}^{n} G_i$



$$u = u_1 = u_2 = \cdots = u_n\,, \quad i = i_1 + i_2 + \cdots + i_n$$

Analogicznie dla cewek (jeśli są magnetycznie odizolowane).
W przypadku kondensatorów jest odwrotnie - sumuje się pojemności przy połączniu równoległym zaś ich odwrotności przy połączeniu szeregowym ponieważ: $u_c \sim \frac{1}{C}$

33

Zaprezentowany sposób sumowania prądów i napięć ujęty jest w tzw. prawa Kirchhoffa

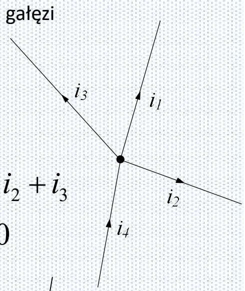
GAŁĄŹ – zbiór dowolnej liczby szeregowo połączonych elementów mających dwa zaciski

OCZKO – zbiór gałęzi tworzących obwód zamknięty

WĘZEŁ – punkt obwodu, w którym są połączone co najmniej trzy zaciski różnych gałęzi

I PRAWO KIRCHHOFFA – bilans prądów w węźle

Suma algebraiczna wartości prądów w węźle obwodu elektrycznego jest równa zeru, czyli suma prądów wpływających do węzła równa się sumie prądów wypływających z węzła



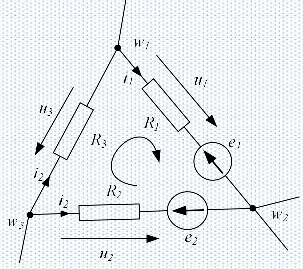
$$i_4 = i_1 + i_2 + i_3$$

$$\sum_k i_k = 0$$

II PRAWO KIRCHHOFFA – bilans napięć w oczku

Suma algebraiczna wartości napięć występujących w oczku wynosi zero

$$\sum_k e_k - \sum_l u_l = 0$$



34

Przewodnictwo elektryczne materiałów – rezystywność i konduktywność

$$R = \rho \frac{l}{S} \qquad R = \frac{l}{\gamma \cdot S}$$

Materiał przy 20 °C	Rezystywność ρ [Ωm]	Konduktywność γ [1/Ωm]	Temperaturowy wsp. rezystancji α_{20} [1/°C]
Aluminium	$0{,}0285\cdot10^{-6}$	$35\cdot10^{6}$	0,0041
Cyna	$0{,}115\cdot10^{-6}$	$8{,}7\cdot10^{6}$	0,0044
Miedź	$0{,}0178\cdot10^{-6}$	$56\cdot10^{6}$	0,0039
Srebro	$0{,}016\cdot10^{-6}$	$62{,}5\cdot10^{6}$	0,0036
Chromonikielina	$1{,}0\cdot10^{-6}$	$1\cdot10^{6}$	0,00014
Konstantan	$0{,}5\cdot10^{-6}$	$2\cdot10^{6}$	0,00003

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

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

35

Energia i moc - prawo Joule'a

Przemianę energii elektrycznej w odbiornikach na energię cieplną, mechaniczną lub chemiczną nazywa się PRACĄ

$$dW = u(t)\cdot i(t)\cdot dt$$

Wartość chwilową mocy wyraża się następująco:

$$p(t) = \frac{dA}{dt} = u(t)\cdot i(t)$$

W przypadku prądu stałego:

$$W = U\cdot I\cdot t$$

$$P = U\cdot I$$

Jednostką pracy i energii jest dżul [J] a jednostką mocy wat [W].

Prawo Joule'a. Podczas przepływu prądu elektrycznego przez rezystancję R energia elektryczna zamienia się w ciepło:

$$W = R\cdot I^2\cdot t$$

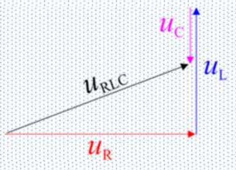
$$P = R\cdot I^2 = \frac{U^2}{R}$$

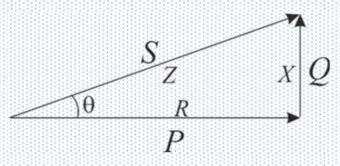
36

W przypadku prądu przemiennego operować można wartościami skutecznymi:

$$W = u \cdot i \cdot t \qquad P = u \cdot i$$

W szeregowym układzie RLC rozróżnia się trzy rodzaje mocy:
- moc czynną – wydzielającą się na rezystancji P [W] (waty)
- moc pozorną – wydzielającą się na impedancji S [VA] (woltoampery)
- moc bierną – wydzielającą się na reaktancji Q [VAr], [VOr] (woltoamper reakcyjny)





$$\cos\theta = \frac{R}{Z} = \frac{P}{S}$$

moc czynna $\quad P = UI\cos\theta = I^2R$

moc bierna $\quad Q = ui\sin\theta = i^2X$

moc pozorna $\quad S = \sqrt{P^2 + Q^2} = i^2Z$

37

Moc skuteczna (RMS) - moc wydzielana przez ekwiwalentny prąd stały wywołujący na obciążeniu takie same skutki co dany prąd zmienny

$$I_{sk} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} i^2(t)dt}$$

$$P_{sk} = I_{sk}^2 R = \frac{U_{sk}^2}{R}$$

Dla prądu sinusoidalnego

$$I_{sk} = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}}$$

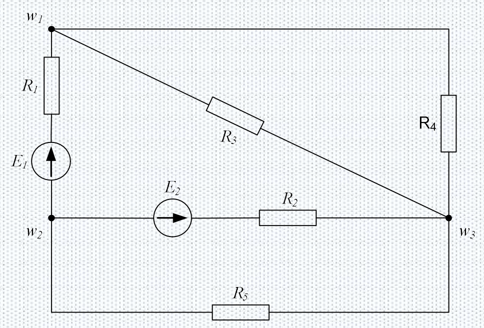
$$P_{sk} = \frac{I_{\max}^2}{2}R = \frac{U_{\max}^2}{2R} = \frac{1}{2}P_{\max}$$

38

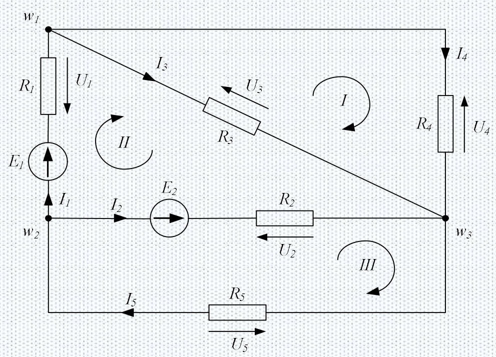
METODY ROZWIĄZYWANIA OBWODÓW LINIOWYCH

Rozwiązywaniem obwodów elektrycznych = znajdowanie prądów i napięć w poszczególnych gałęziach obwodów przy zadanych parametrach źródeł oraz elementów obwodu

Metoda klasyczna:
Zastosowanie praw Kirchhoffa i Ohma. Dla węzłów uzyskuje się w-1 równań, i po jednym równaniu dla każdego z oczek



39



$$w_1: \quad I_1 - I_2 - I_4 = 0$$

$$w_2: \quad -I_1 - I_2 + I_5 = 0$$

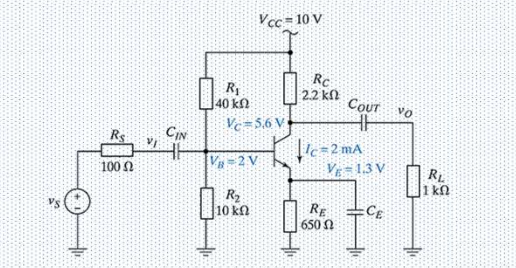
$$I \quad : \quad U_3 - U_4 = 0 \Rightarrow R_3 I_3 - R_4 I_4 = 0$$

$$II \; : E_1 - E_2 - U_1 + U_2 - U_3 \Rightarrow E_1 - E_2 - I_1 R_1 + I_2 R_2 - I_3 R_3 = 0$$

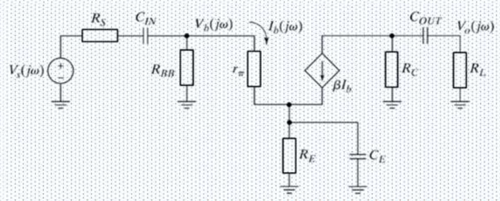
$$III : E_2 - U_2 - U_5 = 0 \Rightarrow E_2 - I_2 R_2 - I_5 R_5 = 0$$

40

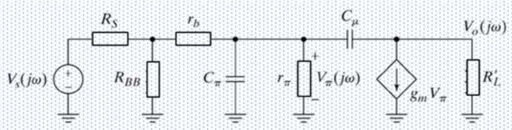
Przykład – schemat wzmacniacza



małosygnałowy
schemat zastępczy
dla niskich częstotliwości

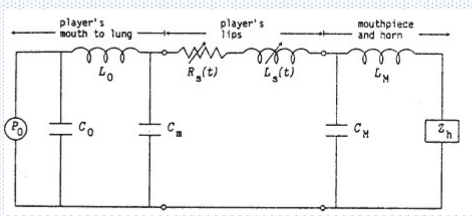


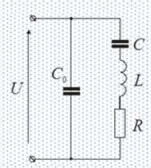
małosygnałowy
schemat zastępczy
dla wysokich częstotliwości



41

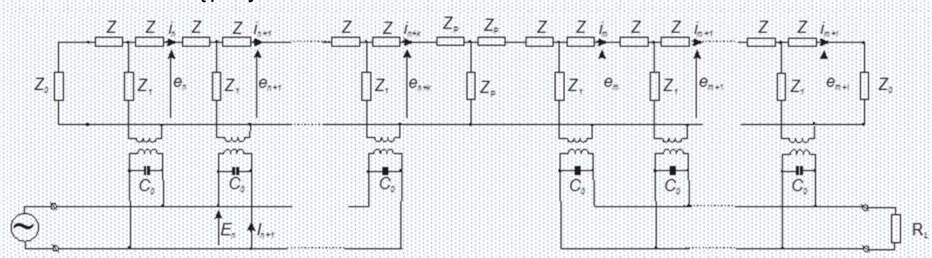
Schematy zastępcze przydają się także do rozwiązywania układów zawierających elementy nieelektryczne





Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego

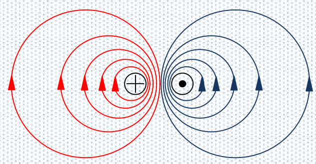
Schemat zastępczy filtru z AFP



42

Magnetyzm

Bieguny jednoimienne magnesów się odpychają a różnoimienne przyciągają.



Obraz linii pola magnetycznego dwóch długich prostoliniowych przewodów z prądem

Indukcja magnetyczna

wielkość wektorowa opisująca pole magnetyczne. Jest ona określana przez tzw. siłę Lorentza, czyli siłę działającą na ładunek elektryczny poruszający się w polu magnetycznym:

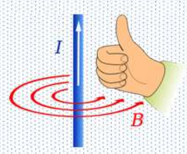
$$\boldsymbol{F} = q \cdot \boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B} \qquad \text{lub skalarnie } F = qvB \sin\alpha$$

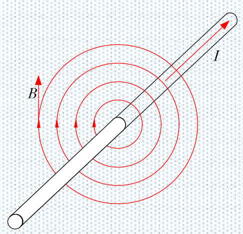
gdzie $\boldsymbol{F}$ jest siłą działającą na ładunek q, poruszający się z prędkością $\boldsymbol{v}$ w polu o indukcji magnetycznej $\boldsymbol{B}$, α - kąt pomiędzy wektorem prędkości a wektorem indukcji .
Jednostką indukcji magnetycznej jest jedna tesla (T).
Wartość indukcji magnetycznej jest równa sile działającej na ładunek jednego kulomba poruszający się w polu magnetycznym z prędkością 1 m/s, prostopadle do jego linii sił:

$$B = \frac{F}{qv}$$

43

Pole magnetyczne długiego przewodu prostoliniowego z prądem elektrycznym



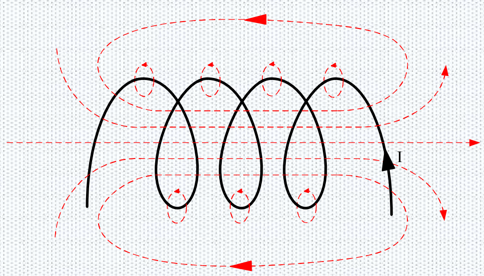


$$B = \frac{\mu \cdot I}{2\pi \cdot r}$$

Przenikalność magnetyczna bezwzględna ośrodka: $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$

μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni,
$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
μ_r – przenikalność magnetyczna względna danego środowiska odniesiona do przenikalności magnetycznej próżni

Wypadkowe pole magnetyczne cewki (selenoidu) z prądem elektrycznym

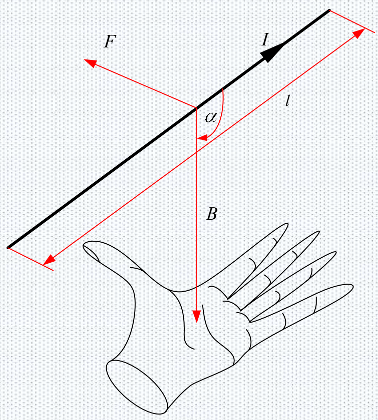


44

Prawo Ampere'a - siła działająca na przewód z prądem w polu magnetycznym

$\vec{F} = \vec{B} \times \vec{I} \cdot l$ lub skalarnie $F = B \cdot I \cdot l \cdot \sin\alpha$

reguła lewej dłoni

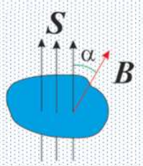


Jeżeli przewód jest równoległy do linii pola nie działa na niego żadna siła.

45

Strumień indukcji magnetycznej

Strumień przepływający przez powierzchnię S jest zdefiniowany jako iloczyn skalarny wektora indukcji magnetycznej i wektora normalnego do powierzchni S.



Dla powierzchni płaskiej i jednorodnego pola magnetycznego strumień wyraża się poprzez:

$$\boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{B} \times \boldsymbol{S} = B \cdot S \cdot \cos\alpha$$

Dla powierzchni o dowolnym kształcie:

$$\boldsymbol{\Phi} = \int_S \boldsymbol{B} \cdot d\boldsymbol{S} = \int_S B \cdot dS \cdot \cos\alpha$$

$d\boldsymbol{S}$ - jest wektorem normalnym do powierzchni nieskończenie małego fragmentu S.
Jednostką strumienia indukcji magnetycznej jest weber (Wb).
Strumień indukcji magnetycznej przyjmuje wartość maksymalną, gdy wektor indukcji magnetycznej jest prostopadły do powierzchni, zaś równą 0, gdy jest do niej równoległy.

Strumień pola magnetycznego przechodzący przez dowolną powierzchnię zamkniętą jest równy zero.

Nie znaleziono w przyrodzie monopoli magnetycznych

46

Natężenie pola magnetycznego

Natężenie pola magnetycznego to wielkość wektorowa charakteryzująca pole magnetyczne, w ogólnym przypadku określana za pomocą prawa Ampera

$$I = \oint_C H \cdot dl$$

gdzie:
- I - prąd przepływający przez powierzchnię ograniczoną krzywą C.
- H - natężenie pola magnetycznego,

Jednostką w układzie SI jest A/m.

Natężenie pola magnetycznego jest wielkością charakteryzującą pole magnetyczne niezależną od własności materiału - wartością zależną jest natomiast indukcja magnetyczna.
Zachodzi między nimi związek:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

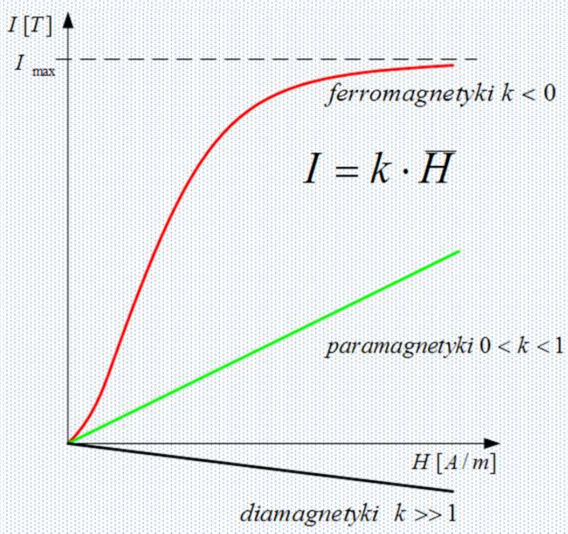
W ogólnym przypadku przenikalność magnetyczna jest tensorem, a w przypadku materiałów liniowych liczbą (skalarem). Dla ośrodków nieliniowych przenikalność magnetyczna nie jest stałą lecz funkcją.

Dla N – zwojowej cewki bez rdzenia (powietrznej), dla której długość l jest dużo większa niż jej średnica, natężenie pola magnetycznego w jej środku geometrycznym wynosi:

$$H = \frac{N \cdot I}{l}$$

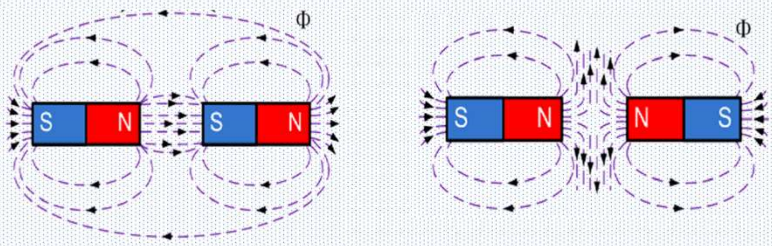
47

Podział materiałów ze względu na ich własności magnetyczne

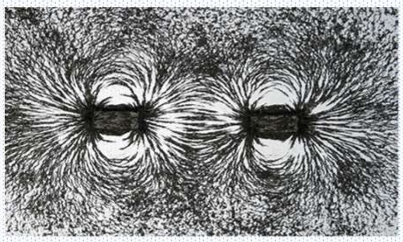


48

Istnieją ferromagnetyki, które po usunięciu zewnętrznego pola magnetycznego wykazują stałe namagnesowanie i stają się źródłami pola magnetostatycznego. W najprostszym przypadku są to dipole magnetyczne (monopoli nie zauważono) zwane potocznie magnesami.



Cd. na wykładzie poświęconym elementom ferrytowym



49

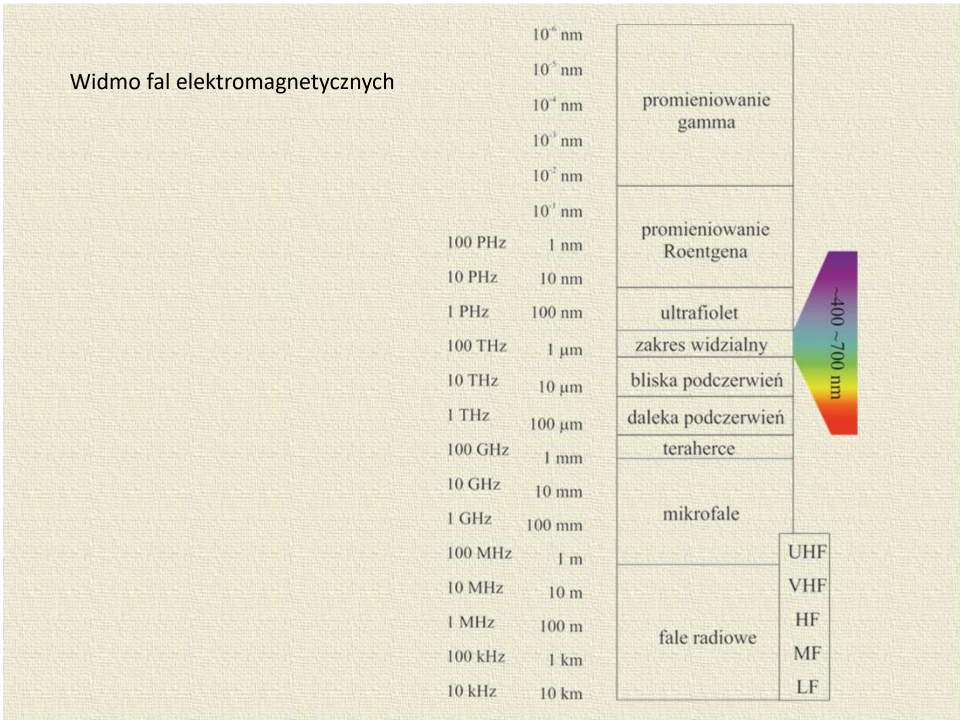
Charakterystyczne cechy techniki mikrofal

1

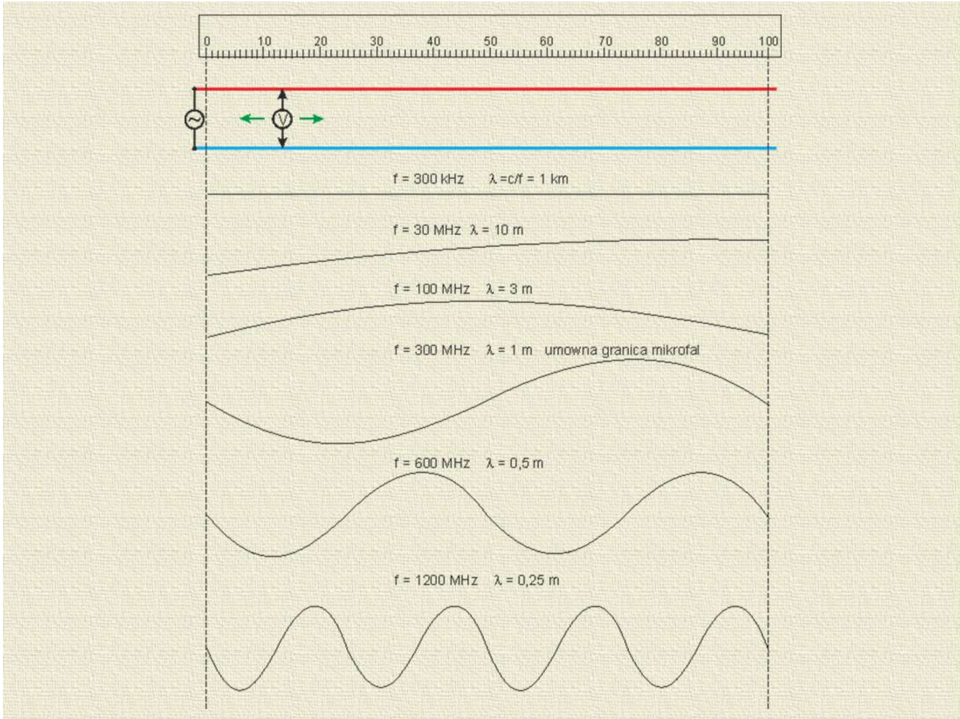
2


Technika mikrofal - zastosowania
łączność
nawigacja
medycyna
radiolokacja
anty-radiolokacja
miernictwo
gospodarstwo domowe
radioastronomia

3

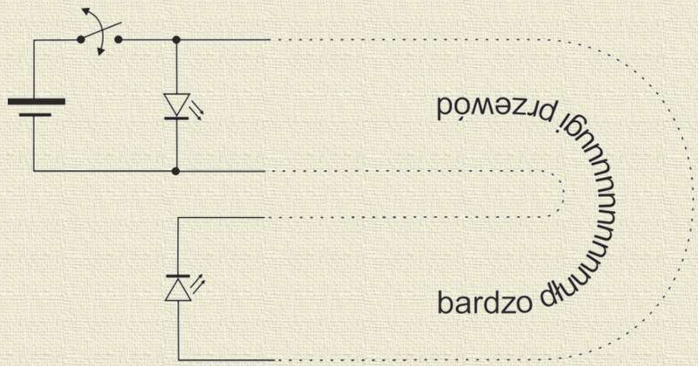

Widmo fal elektromagnetycznych
10^{-6} nm
10^{-5} nm
10^{-4} nm
10^{-3} nm
10^{-2} nm
10^{-1} nm
100 PHz 1 nm
10 PHz 10 nm
1 PHz 100 nm
100 THz 1 μm
10 THz 10 μm
1 THz 100 μm
100 GHz 1 mm
10 GHz 10 mm
1 GHz 100 mm
100 MHz 1 m
10 MHz 10 m
1 MHz 100 m
100 kHz 1 km
10 kHz 10 km
promieniowanie gamma
promieniowanie Roentgena
ultrafiolet
zakres widzialny
bliska podczerwień
daleka podczerwień
teraherce
mikrofale
fale radiowe
UHF
VHF
HF
MF
LF
~400 ~700 nm

4

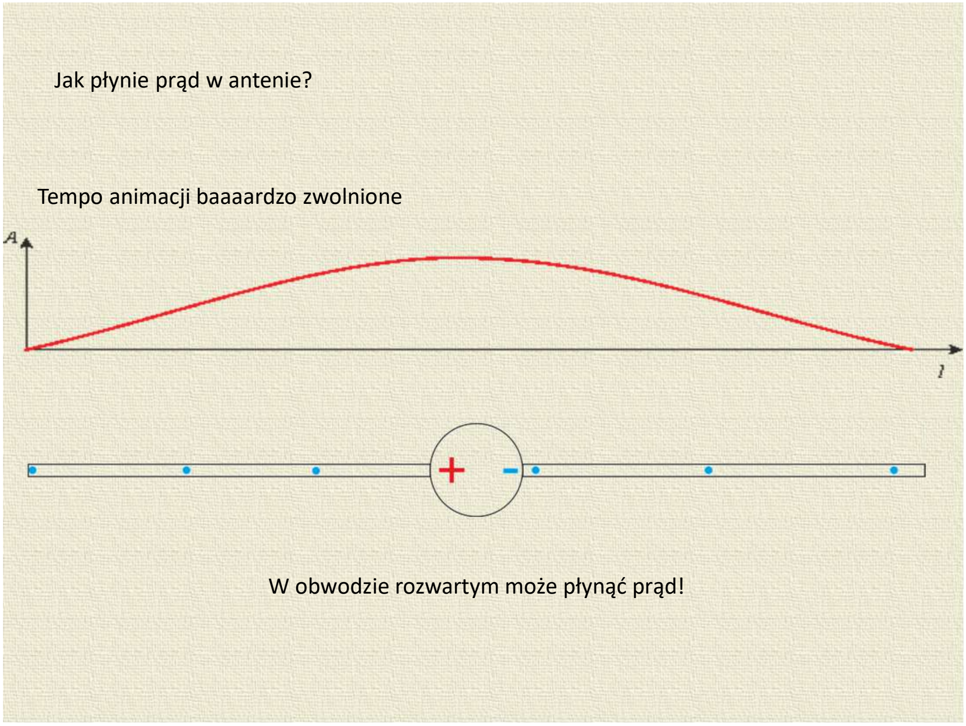


5

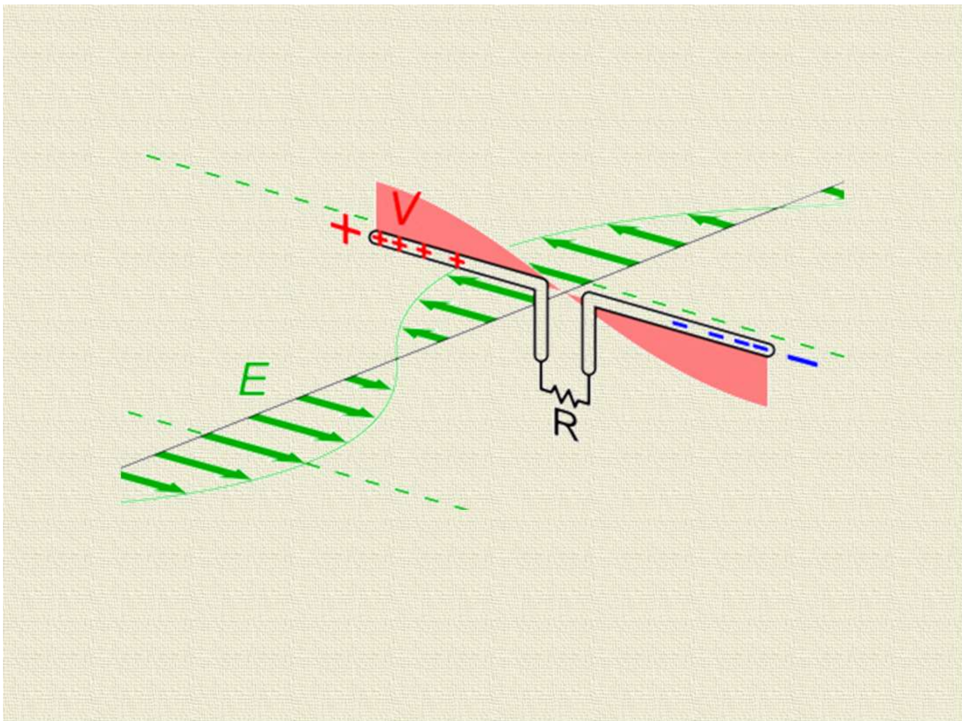
Gedanken Eksperiment



6

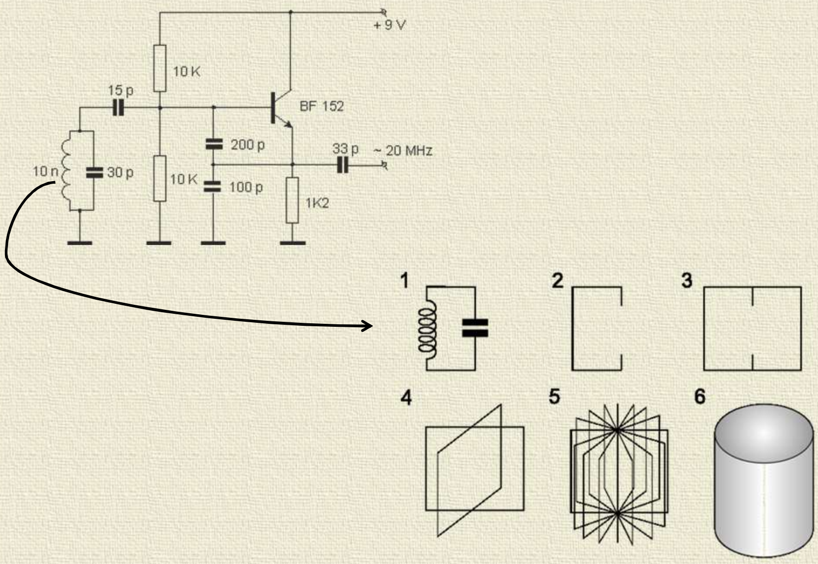

Jak płynie prąd w antenie?
Tempo animacji baaaardzo zwolnione
A
l
+
-
W obwodzie rozwartym może płynąć prąd!

7


V
+
-
E
R

8

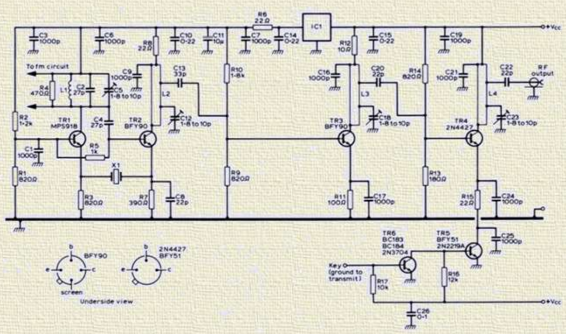
W jaki sposób zwiększyć częstotliwość pracy generatora?



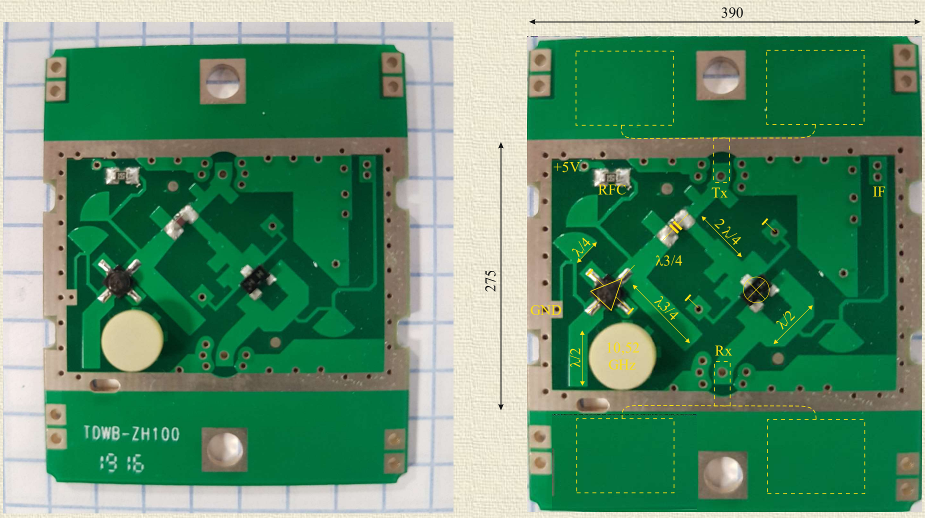
9

układ m.cz.

układ mikrofalowy



10



11

Podstawowe wielkości fizyczne i jednostki SI stosowane w technice mikrofal		
wielkość	oznaczenie	jednostka SI
natężenie pola elektrycznego	$\boldsymbol{E}$	V/m
natężenie pola magnetycznego	$\boldsymbol{H}$	A/m
indukcja elektryczna	$\boldsymbol{D}$	C/m^2
indukcja magnetyczna	$\boldsymbol{B}$	Wb/m^2
ładunek elektryczny	q	C = A·s
gęstość prądu	$\boldsymbol{j}$	A/m^2
gęstość ładunku	ρ	C/m^3
strumień elektryczny	Φ_e	C
strumień magnetyczny	Φ_m	Wb = V·s
przewodność	σ	A/V·m
przenikalność elektryczna	ε	F/m
przenikalność magnetyczna	μ	H/m

12

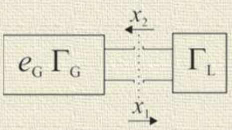
Podział pasma mikrofalowego

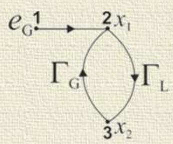
fale decymetrowe	1 - 10 dm	0,3 – 3 GHz
fale centymetrowe	1 - 10 cm	3 – 30 GHz
fale milimetrowe	1 - 10 mm	30 – 300 GHz
fale submilimetrowe	< 1 mm	> 300 GHz

oznaczenie tradycyjne	zakres częstotliwości [GHz]	długości fal [cm]	oznaczenie nowe
VHF	0,1 - 0,3	300 - 100	A
UHF	0,3 - 0,5 0,5 - 1,0	100 - 60 60 - 30	B C
L	1 - 2	30 - 15	D
S	2 - 3 3 - 4	15 - 10 10 - 7,5	E F
C	4 - 6 6 - 8	7,5 - 5 5 - 3,75	G H
X	8 - 10 10 - 12	3,75 - 3 3 - 2,5	I J
Ku	12 - 18	2,5 - 1,67	J
K	18 - 26,5	1,67 - 1,1	J (do 20 GHz)
Ka	26,5 - 40	1,1 - 0,75	K
fale milimetrowe	40 - 100	0,75 - 0,3	L (do 60 GHz) M (pow. 60 GHz)

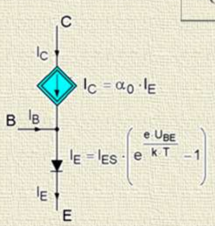
13

Metody opisu obwodów mikrofalowych





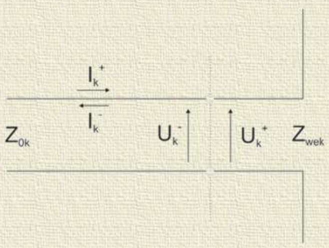
- obwodowa
- polowa
- macierzowa
- grafowa

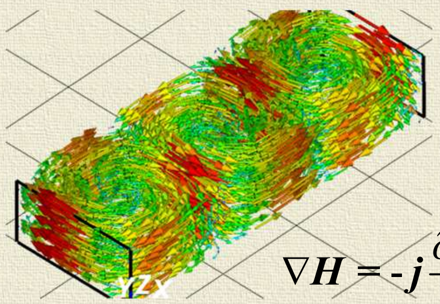


$$x_1 = \Gamma_G x_2 + e_G$$

$$x_2 = \Gamma_L x_1$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}$$



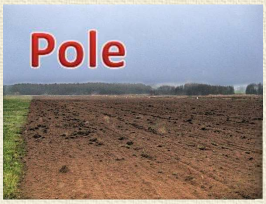


$$\nabla \boldsymbol{H} = -\boldsymbol{j}\frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t}$$

14

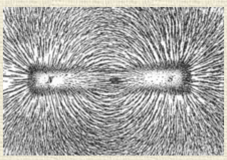
Podstawowe pojęcia i prawa elektromagnetyzmu

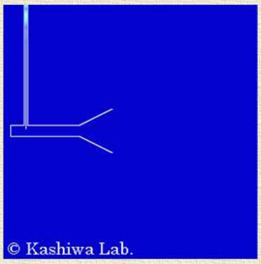
15

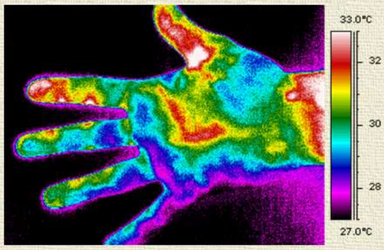


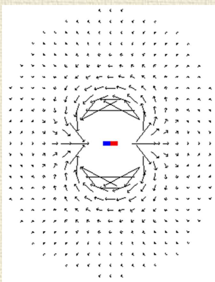
Jednoznaczne przypisanie każdemu punktowi przestrzeni określonej wielkości fizycznej definiuje pole tej wielkości

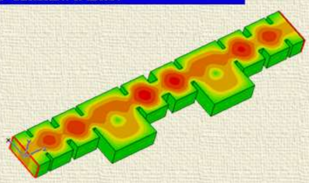
Pola
- skalarne
- wektorowe
- tensorowe

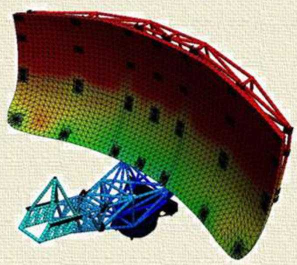






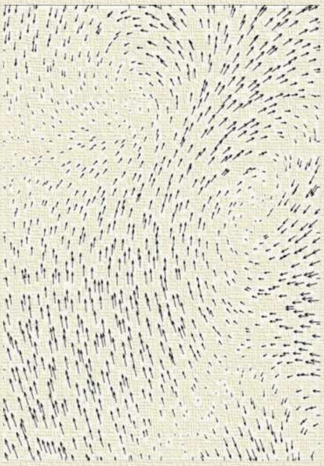


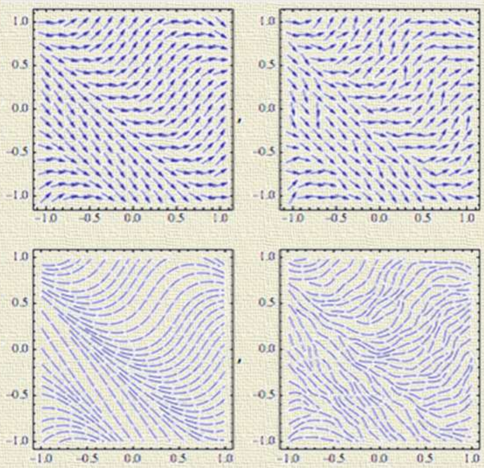




16

Pole elektryczne – pole wektorowe określające w każdym punkcie siłę działającą na jednostkowy, spoczywający ładunek elektryczny.

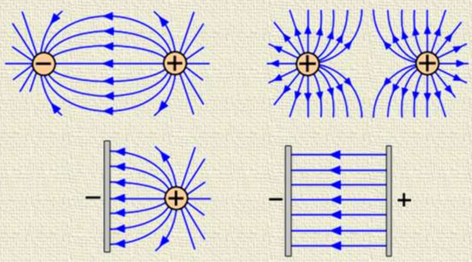


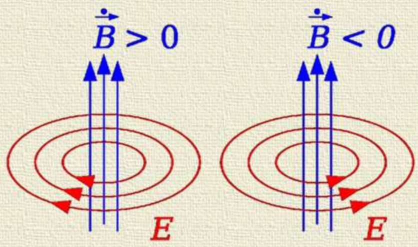


Linie sił pola to linie, do których wektory sił są styczne w każdym punkcie przestrzeni

17

Pola elektryczne generują ładunki elektryczne oraz zmienne pola magnetyczne.





18

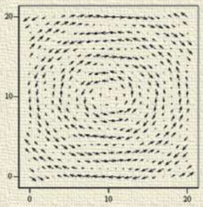
Dwie metody definiowania pola

Za pomocą funkcji analitycznej – wtedy można obliczyć wartość pola w dowolnym punkcie

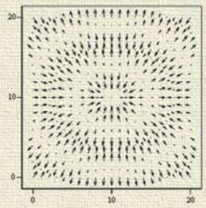
$$\mathbf{E}(x,z,t)=\begin{bmatrix}\operatorname{Re}\left[\frac{1}{4}\cdot x\cdot z\cdot\eta_0\cdot I\cdot d\cdot\exp\left(-j\cdot k\cdot\sqrt{x^2+z^2}\right)\cdot\frac{\left(3\cdot k\cdot\sqrt{x^2+z^2}-3\cdot j+j\cdot k^2\cdot x^2+j\cdot k^2+j\cdot k^2\cdot z^2\right)}{\left[\left(x^2+z^2\right)^{\left(\frac{5}{2}\right)}\cdot(k\cdot\pi)\right]}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}\right]\\ \operatorname{Re}\left[\frac{-1}{4}\cdot\eta_0\cdot I\cdot d\cdot\exp\left(-j\cdot k\cdot\sqrt{x^2+z^2}\right)\cdot\frac{\left[\left(-2\cdot z^2\cdot k\cdot\sqrt{x^2+z^2}+2\cdot j\cdot z^2+j\cdot k^2\cdot x^4+j\cdot k^2\cdot x^2\cdot z^2+k\cdot\sqrt{x^2+z^2}\cdot x^2\right)-j\cdot x^2\right]}{\left[\left(x^2+z^2\right)^{\left(\frac{5}{2}\right)}\cdot(k\cdot\pi)\right]}\cdot e^{j\cdot\omega\cdot t}\right]\end{bmatrix}$$

Numerycznie – wtedy pole jest zdefiniowane tylko w wybranych punktach

$$\mathrm{PoleHamiltona}(f,x1,x2,m,y1,y2,n) := \left|\begin{array}{l} dx \leftarrow \frac{x2-x1}{m} \\ dy \leftarrow \frac{y2-y1}{n} \\ \text{for } i\in 0..m \\ \quad \text{for } j\in 0..n \\ \quad\quad \left|\begin{array}{l} tx \leftarrow x1+i\cdot dx \\ ty \leftarrow y1+j\cdot dy \\ M_{i,j} \leftarrow \frac{d}{dty}f(tx,ty)-i\cdot\frac{d}{dtx}f(tx,ty)\end{array}\right. \\ M \end{array}\right.$$



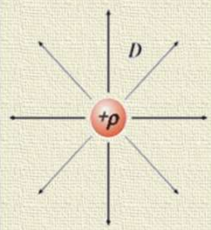
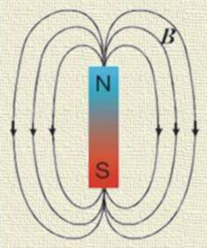
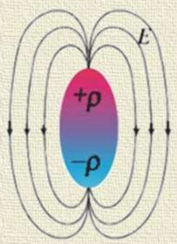
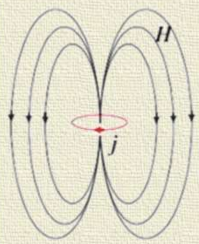
PoleHamiltona(f, −10, 10, 20, −10, 10, 20)



PoleGradientowe(f, −10, 10, 20, −10, 10, 20)

19

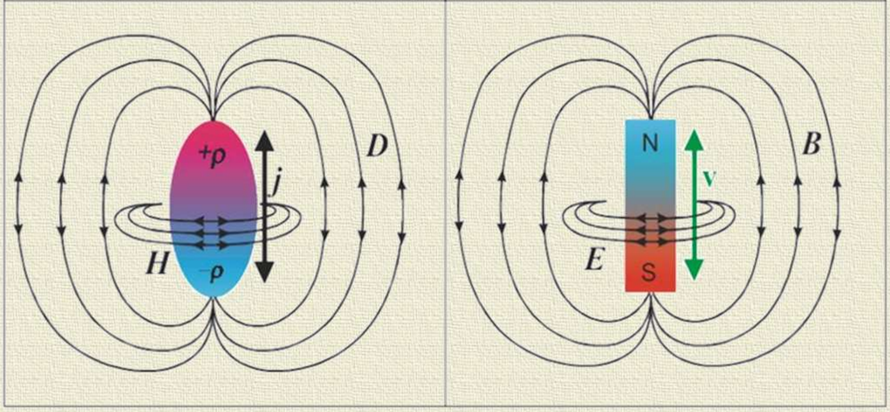
Pola statyczne – ładunki, magnesy i pętle z prądem są nieruchome - wektory ***E*** i ***H*** niezależne.

$\nabla \boldsymbol{D} = \rho$		$\nabla \boldsymbol{B} = 0$	
$\nabla \times \boldsymbol{E} = 0$		$\nabla \times \boldsymbol{H} = j$	

20

Pola dynamiczne - ładunki, magnesy i pętle z prądem są ruchome - wektory $\boldsymbol{E}$ i $\boldsymbol{H}$ sprzężone.

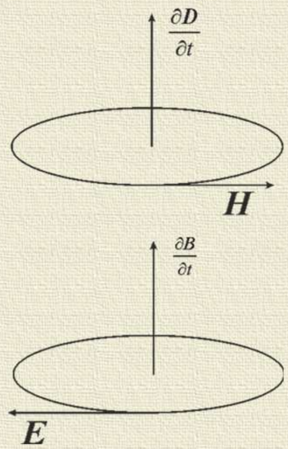
$\nabla \boldsymbol{D} = \rho$ prawo Gaussa	$\nabla \boldsymbol{B} = 0$ brak ładunków magnetycznych
$\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{j} + \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t}$ prawo Ampera	$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t}$ prawo Faradaya



21

Pole elektromagnetyczne opisują równania Maxwella

w układzie SI	w układzie CGS
$\nabla \times \boldsymbol{H} = \boldsymbol{j} + \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t}$	$\nabla \times \boldsymbol{H} = \frac{4\pi}{c}\boldsymbol{j} + \frac{1}{c}\frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t}$
$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t}$	$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{1}{c}\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t}$
$\nabla \boldsymbol{D} = \rho$	$\nabla \boldsymbol{D} = \rho$
$\nabla \boldsymbol{B} = 0$	$\nabla \boldsymbol{B} = 0$
gdzie:	gdzie:
$\boldsymbol{D} = \varepsilon\varepsilon_0 \boldsymbol{E}$	$\boldsymbol{D} = \varepsilon \boldsymbol{E}$
$\boldsymbol{B} = \mu\mu_0 \boldsymbol{H}$	$\boldsymbol{B} = \mu \boldsymbol{H}$
$\boldsymbol{j} = \sigma \boldsymbol{E}$	$\boldsymbol{j} = \sigma \boldsymbol{E}$



Prawo zachowania ładunku

$$\nabla j = -\frac{\partial \rho}{\partial t}$$

22

W ośrodkach bez prądów przewodzenia (σ = 0) oraz bez ładunków (ρ = 0) (próżnia) równania Maxwella upraszczają się do postaci:

$$\nabla \times \boldsymbol{H} = \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \boldsymbol{D} = \boldsymbol{0}$$

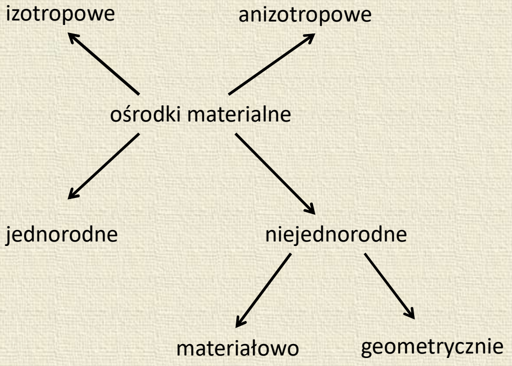
$$\nabla \boldsymbol{B} = \boldsymbol{0}$$

23

Klasyfikacja ośrodków

próżnia $\varepsilon = \mu = 1$, $\sigma = 0$

ośrodki materialne $\varepsilon > 1$, $\mu \geq 1$, $0 \leq \sigma \leq \infty$



24

Jednorodne równanie falowe

$$\nabla \times \boldsymbol{H} = \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = \frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} = \mu\mu_0 \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla \times (1) = \nabla \times \left(\nabla \times \boldsymbol{H}\right) = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t}\left(\nabla \times \boldsymbol{E}\right) =$$

$$= \varepsilon\varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial t}\left(-\mu\mu_0 \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}\right) = -\varepsilon\varepsilon_0\mu\mu_0 \frac{\partial^2 \boldsymbol{H}}{\partial t^2}$$

Na mocy tożsamości: $\nabla \times \left(\nabla \times \boldsymbol{H}\right) \equiv \nabla\left(\nabla \boldsymbol{H}\right) - \nabla^2 \boldsymbol{H}$

oraz z 4-ego równania Maxwela $\nabla \boldsymbol{H} = 0$

otrzymuje się $\nabla^2 \boldsymbol{H} = \varepsilon\varepsilon_0\mu\mu_0 \frac{\partial^2 \boldsymbol{H}}{\partial t^2}$

25

albo

$$\nabla^2 \boldsymbol{H} - \varepsilon\varepsilon_0\mu\mu_0 \frac{\partial^2 \boldsymbol{H}}{\partial t^2} = 0$$

oznaczając operator $\nabla^2 - \varepsilon\varepsilon_0\mu\mu_0 \frac{\partial^2}{\partial t^2} = \square$

otrzymujemy jednorodne równanie falowe (d'Alamberta

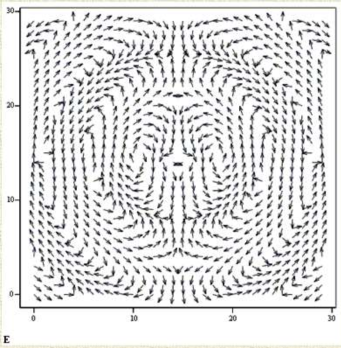
$$\square H = 0$$

rozwiązaniem są funkcje opisujące fale

26

np. dla oscylującego dipola elementarnego

$$\underline{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4}\cdot x\cdot z\cdot \eta_0\cdot I\cdot d\cdot \exp\left(-j\cdot k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}\right)\cdot\frac{3\cdot k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}-3\cdot j+j\cdot k^2\cdot x^2+j\cdot k^2\cdot y^2+j\cdot k^2\cdot z^2}{\left(x^2+y^2+z^2\right)^{\frac{5}{2}}\cdot(k\cdot\pi)} \\ \frac{1}{4}\cdot y\cdot z\cdot \eta_0\cdot I\cdot d\cdot \exp\left(-j\cdot k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}\right)\cdot\frac{3\cdot k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}-3\cdot j+j\cdot k^2\cdot x^2+j\cdot k^2\cdot y^2+j\cdot k^2\cdot z^2}{\left(x^2+y^2+z^2\right)^{\frac{5}{2}}\cdot(k\cdot\pi)} \\ \frac{-1}{4}\cdot \eta_0\cdot I\cdot d\cdot \exp\left(-j\cdot k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}\right)\cdot\frac{-2\cdot z^2\cdot k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}+2\cdot j\cdot z^2+j\cdot k^2\cdot x^4+2\cdot j\cdot k^2\cdot x^2\cdot y^2+j\cdot k^2\cdot x^2\cdot z^2+j\cdot k^2\cdot y^4+j\cdot k^2\cdot y^2\cdot z^2+k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}\cdot x^2+k\cdot\sqrt{x^2+y^2+z^2}\cdot y^2-j\cdot x^2-j\cdot y^2}{\left(x^2+y^2+z^2\right)^{\frac{5}{2}}\cdot(k\cdot\pi)} \end{bmatrix}$$



27

Właściwości rozwiązań równań Maxwella

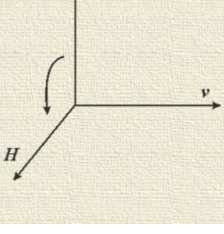
Fale elektromagnetyczne nie wymagają do propagacji ośrodka sprężystego

Wektory ***E*** i ***H*** drgają w fazie i spełniają relację

$$\boldsymbol{E}\sqrt{\varepsilon\varepsilon_0} = \boldsymbol{H}\sqrt{\mu\mu_0}$$

Wektory ***E*** i ***H*** leżą w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku propagacji fali

Wektory ***E***, ***H*** oraz ***v*** są do siebie wzajemnie prostopadłe i tworzą w próżni prawoskrętny układ prostokątny (fala poprzeczna)



Prędkość rozchodzenia się (propagacji) fale elektromagnetycznych wynosi:

$$\boldsymbol{v} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\varepsilon_0\mu\mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}$$

28

Prędkość rozchodzenia się (propagacji) fale elektromagnetycznych w próżni wynosi:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]$$

Gęstość energii pola elektromagnetycznego w ośrodku izotropowym:

$$W = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 E^2}{2} + \frac{\mu \mu_0 H^2}{2}$$

Wektor gęstości strumienia energii fali elektromagnetycznej (wektor Poyntinga)

$$\boldsymbol{P} = \boldsymbol{E} \times \boldsymbol{H}$$

Impedancja falowa (falowe prawo Ohma)

$$Z_f = \frac{|\boldsymbol{E}|}{|\boldsymbol{H}|} \quad \text{dla próżni} \quad Z_f = 120\pi \approx 377 [\Omega]$$

29

Transformacyjne właściwości linii transmisyjnych

30

Linia długa - definicje

Linia długa jest pewną ograniczoną objętością, w której przenoszona jest energia fal

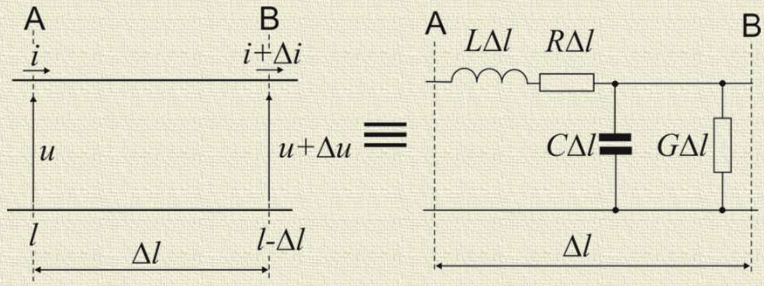
albo

Nieskończenie długa linia przesyłowa będąca idealnym odbiornikiem dostarczanej do niej energii

W praktyce linia taka ma długość skończoną
ale zakończona jest idealnym odbiornikiem energii

31

Schemat zastępczy:



$$\Delta u(l) = (R + j\omega L)\Delta l \cdot i(l)$$
$$\Delta i(l) = (G + j\omega C)\Delta l \cdot u(l)$$

32

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \qquad \gamma = \sqrt{(R + j\omega L)\cdot(G + j\omega C)}$$

$$c = \frac{1}{\gamma} \qquad \gamma = \alpha + j\beta \qquad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$$

Dla linii bezstratnej $R = G = 0$ => $\alpha = 0$

33

$$\Delta u(l) = (R + j\omega L)\Delta l \cdot i(l)$$
$$\Delta i(l) = (G + j\omega C)\Delta l \cdot u(l)$$

Dla przyrostów infinitezymalnych

$$\frac{du(l)}{dl} = (R + j\omega L)\cdot i(l) \qquad \cdot / \frac{d}{dl}$$
$$\frac{di(l)}{dl} = (G + j\omega C)\cdot u(l) \qquad \cdot / \frac{d}{dl}$$

Równania telegrafistów

$$\frac{d^2 u(l)}{dl^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)\cdot u(l) = \gamma^2 \cdot u(l)$$
$$\frac{d^2 i(l)}{dl^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)\cdot i(l) = \gamma^2 \cdot i(l)$$

34

Rozwiązanie

dla w. b.

$$u(l)\big|_{l=0} = U_K, \quad i(l)\big|_{l=0} = I_K, \quad Z_K = \frac{U_K}{I_K}$$

$$u(l) = U_K \cosh\gamma l + I_K Z_0 \sinh\gamma l$$

$$i(l) = I_K \cosh\gamma l + \frac{U_K}{Z_0}\sinh\gamma l$$

$$\boxed{\sinh x = -i\sin ix = \frac{e^x - e^{-x}}{2} \;\; ; \;\; \cosh x = \cos ix = \frac{e^x + e^{-x}}{2}}$$

35

Impedancja wejściowa zależy od odległości od obciążenia!

$$Z_{we}(l) = \frac{u(l)}{i(l)} = Z_0 \frac{Z_K + Z_0 tgh\,\gamma l}{Z_0 + Z_K tgh\,\gamma l}$$

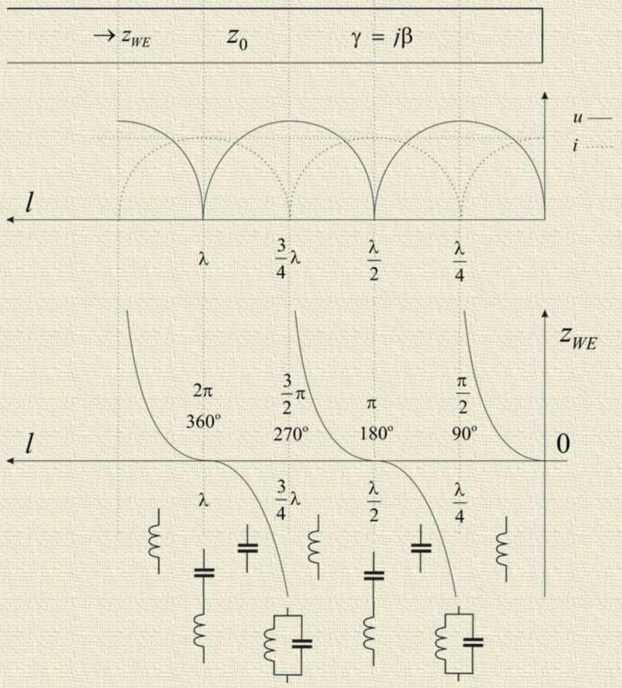
Dla linii bezstratnej

$$Z_{we}(l) = Z_0 \frac{Z_K + jZ_0 tg\,\beta l}{Z_0 + jZ_K tg\,\beta l}$$

36

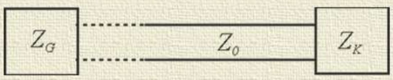
Zwarcie na końcu

$$Z_K = 0$$
$$Z_{WE} = jz_0 tg\,\beta l$$
$$\Gamma = -1$$
$$WFS = \infty$$



37

Miary dopasowania



$$Z_G = Z_0$$

współczynnik odbicia

$$\Gamma = \frac{u_{odb}}{u_{pad}} = -\frac{i_{odb}}{i_{pad}} = \frac{Z_K - Z_0}{Z_K + Z_0} \qquad \Gamma = |\Gamma| e^{\mp j\theta} \qquad \Gamma \in \langle -1;1 \rangle$$

współczynnik fali stojącej (*ang. SWR*)

$$WFS = \frac{u_{max}}{u_{min}} = \frac{|u_{pad}| + |u_{odb}|}{|u_{pad}| - |u_{odb}|} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \qquad WFS \in (0;\infty\rangle$$

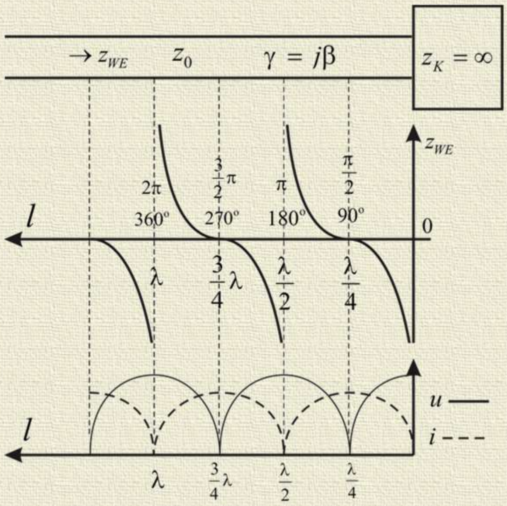
Związek pomiędzy modułem współczynnika odbicia a *WFS*

$$|\Gamma| = \frac{WFS - 1}{WFS + 1}$$

38

Dla linii rozwartej na końcu

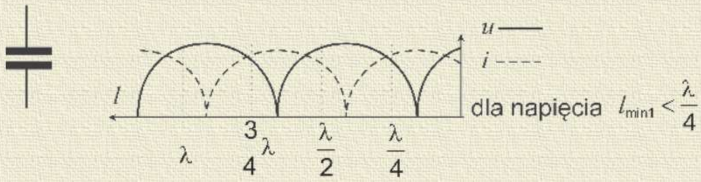
$$z_K = \infty\,,\ z_{WE} = -\,jz_0 ctg\,\beta l,\ \Gamma = 1,\ WFS = \infty$$



39

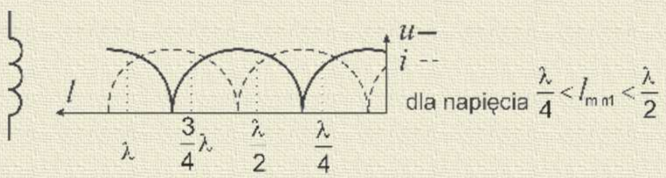
Dla linii obciążonej reaktancją pojemnościową

$$Z_K = -jX_{KC} = -j\frac{1}{\omega C},\quad Z_{WE} = -jz_0\frac{X_{KC} - z_0 tg\beta l}{z_0 + X_{KC} tg\beta},\quad \Gamma = 1,\quad WFS = \infty$$



Dla linii obciążonej reaktancją indukcyjną

$$Z_K = jX_{KL} = -j\omega L\,,\, Z_{WE} = jz_0\frac{X_{KL} + z_0 tg\beta l}{z_0 - X_{KL} tg\beta},\ \Gamma = -1, WFS = \infty$$



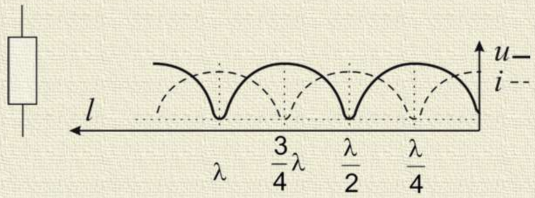
40

Dla linii obciążonej rezystancją

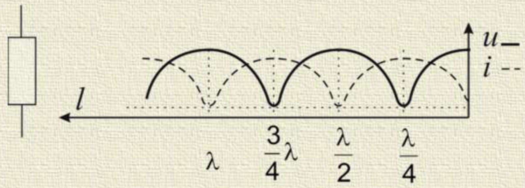
$$0 < Z_K = R_K < \infty,\ Z_{WE} \in \mathrm{Im},\quad U_{ODB} < U_{PAD}$$

dwa przypadki

$$0 < R_K < Z_0,\ 1 > \Gamma > 0,\ 1 < WFS < \infty$$



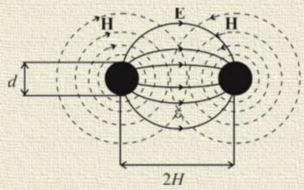
$$Z_0 < R_K < \infty,\ \ -1 < \Gamma < 0,\ 1 < WFS < \infty$$



41

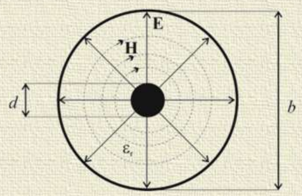
Przykłady linii

Linia dwuprzewodowa



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

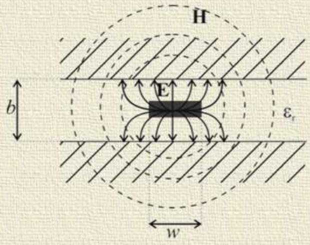
Linia koncentryczna



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \log\left(\frac{b}{d}\right)$$

42

Symetryczna linia paskowa

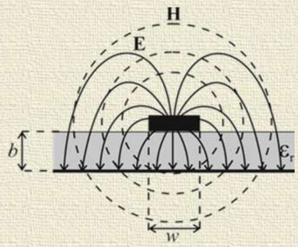


$$Z_0 \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{8b}{\pi w} \qquad dla\ \ w \langle\langle b$$

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

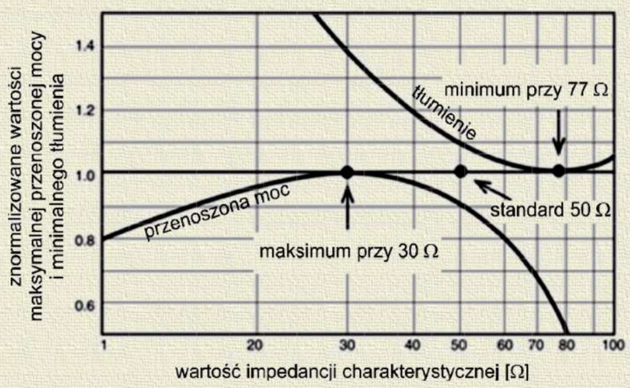
$$Z_0 = 337 \frac{b}{w} \left\{ \sqrt{\varepsilon_r}\ w \left[1 + 1{,}735 \varepsilon_r^{-0{,}0724} \left(\frac{w}{b} \right)^{-0{,}386} \right] \right\}^{-1}$$

Niesymetryczna linia paskowa



43

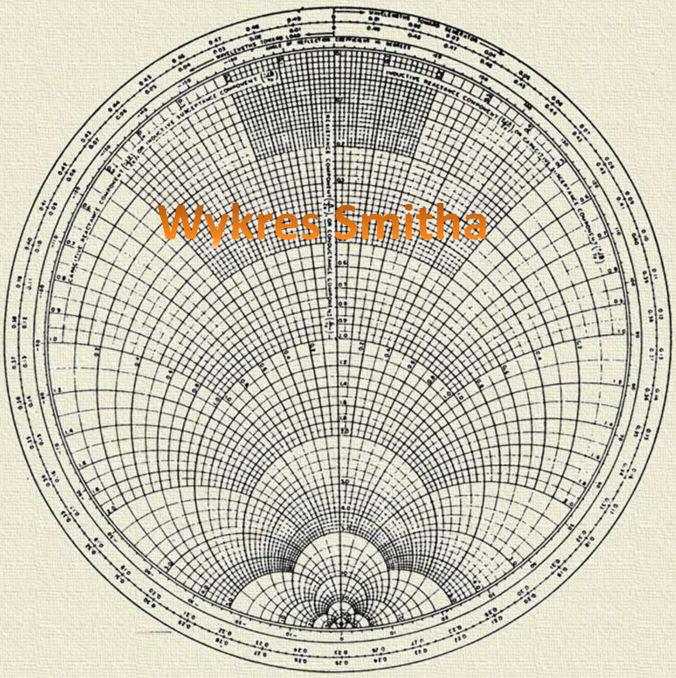
Wykorzystuje się trzy standardy: 30, 50 i 75 Ω



Standard 50 Ω jest powszechny w sprzęcie pomiarowym – to kompromis pomiędzy minimum tłumienia a zdolnością przenoszenia maksimum mocy.

44

Wykres Smitha



45

Odwzorowanie homograficzne

Funkcję homograficzną wiążącą ze sobą dwie zmienne zespolone ***w*** i ***z*** zapisuje się następująco:

$$w = \frac{az+b}{cz+d} \quad ; \quad z \neq -\frac{d}{c}$$

przy czym *a, b, c* i *d* są stałymi zespolonymi.

Odwzorowaniem homograficznym nazywamy przyporządkowanie punktom na płaszczyźnie zespolonej ***Z*** punktów na płaszczyźnie zespolonej ***W***, opisane funkcją homograficzną.

Własności odwzorowania homograficznego:

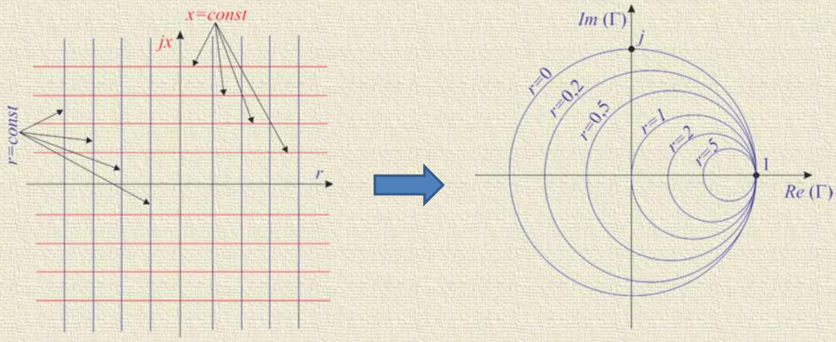
- ❖ odwzorowanie jest wzajemnie jednoznaczne
- ❖ okrąg na płaszczyźnie ***Z*** transformuje się na okrąg na płaszczyźnie ***W*** (prosta jest szczególnym przypadkiem okręgu)
- ❖ odwzorowanie zachowuje ortogonalność okręgów

46

Znana już zależność na wsp. odbicia to typowa funkcja homograficzna

$$\Gamma = \frac{Z_K - Z_0}{Z_K + Z_0} = \frac{\frac{Z_K}{Z_0} - 1}{\frac{Z_K}{Z_0} + 1} = \frac{z_{zn} - 1}{z_{zn} + 1}$$

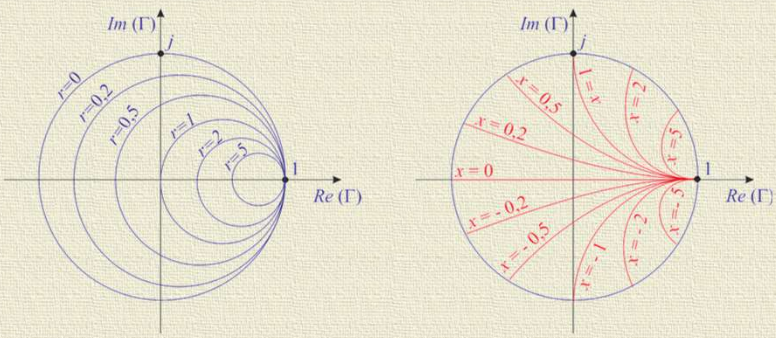
Wykres Smitha powstaje przez przetransformowanie siatki prostych ***r* = const**. i ***x* = const**. z płaszczyzny impedancji ***Z*** na płaszczyznę współczynnika odbicia Γ.



47

Proste r = const na płaszczyźnie ***Z*** transformują się na płaszczyznę Γ jako okręgi o promieniach $1/(r+1)$ i środkach $[r/(r+1), 0]$.

Proste x = *const* transformują się na okręgi o promieniach $1/|x|$ i środkach leżących w punktach o współrzędnych $[1, 1/x]$.



48

Obie rodziny okręgów są względem siebie ortogonalne.

Jeżeli transformację ograniczyć do prawej półpłaszczyzny to otrzymuje się wykres Smitha.

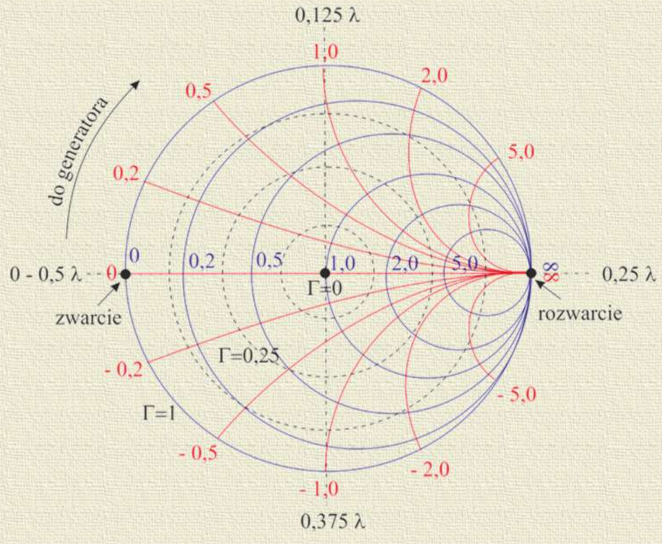
Można też przetransformować z płaszczyzny admitancji ***Y*** proste *g = const* i *b = const*
na odpowiednie okręgi na płaszczyźnie ***G*** - otrzymuje się wtedy identyczną, siatkę współrzędnych, ale obróconą o 180^o.

Punkty prawej półpłaszczyzny ***Z*** transformują się do wnętrza okręgu o promieniu 1,
punkty lewej półpłaszczyzny transformują się do zewnętrza okręgu.

Przy graficznej prezentacji parametrów obwodów generacyjnych korzysta się z poszerzonego wykresu Smitha, zawierającego także siatkę współrzędnych poza okręgiem jednostkowym.

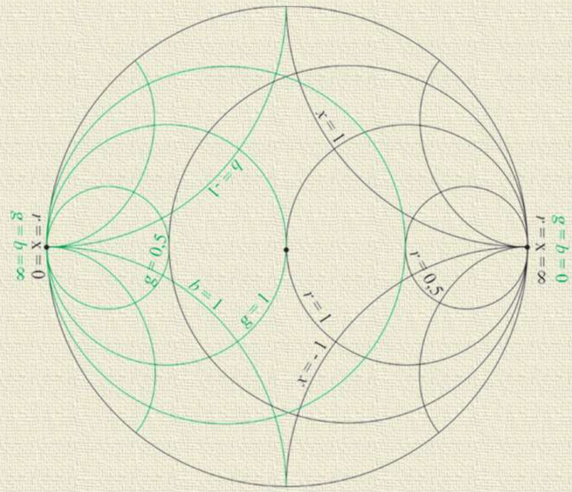
49

Po nałożeniu okręgów powstaje gotowy wykres Smitha



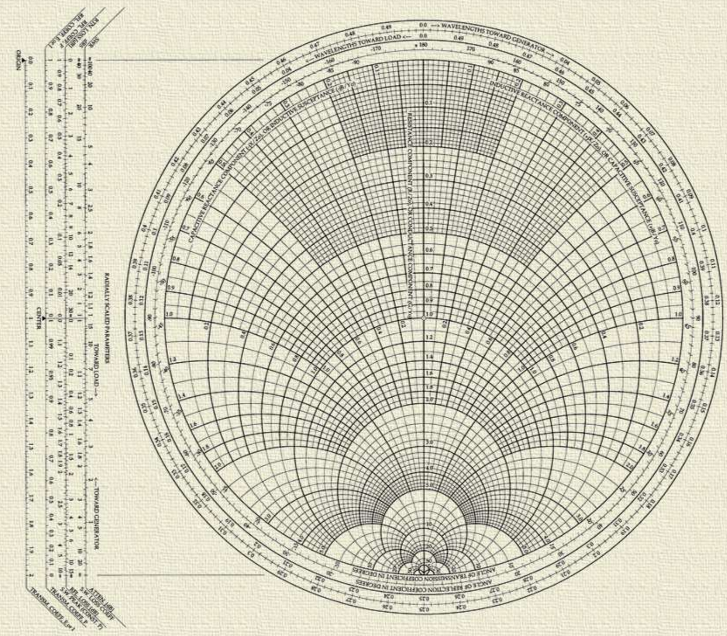
50

Po obróceniu o 180° okręgi stałych rezystancji i reaktancji przechodzą odpowiednio w okręgi stałych konduktancji i susceptancji.
Spotyka się wykresy z nałożonymi na siebie wszystkimi rodzajami okręgów.

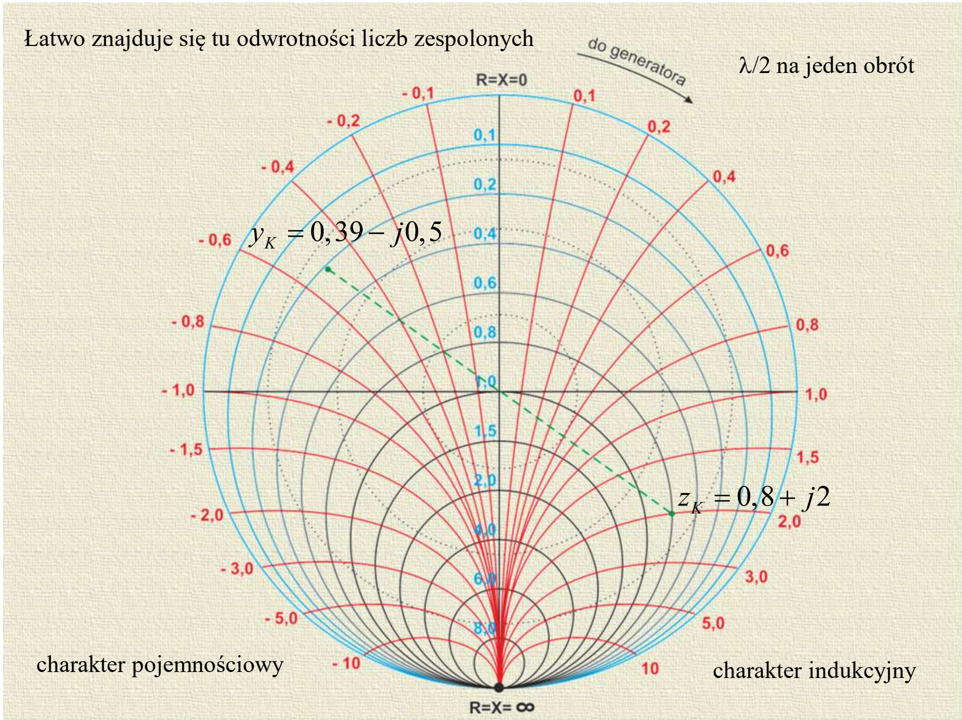


51

Wykres Smitha w postaci użytecznej praktycznie jest często wzbogacony o różne podziałki

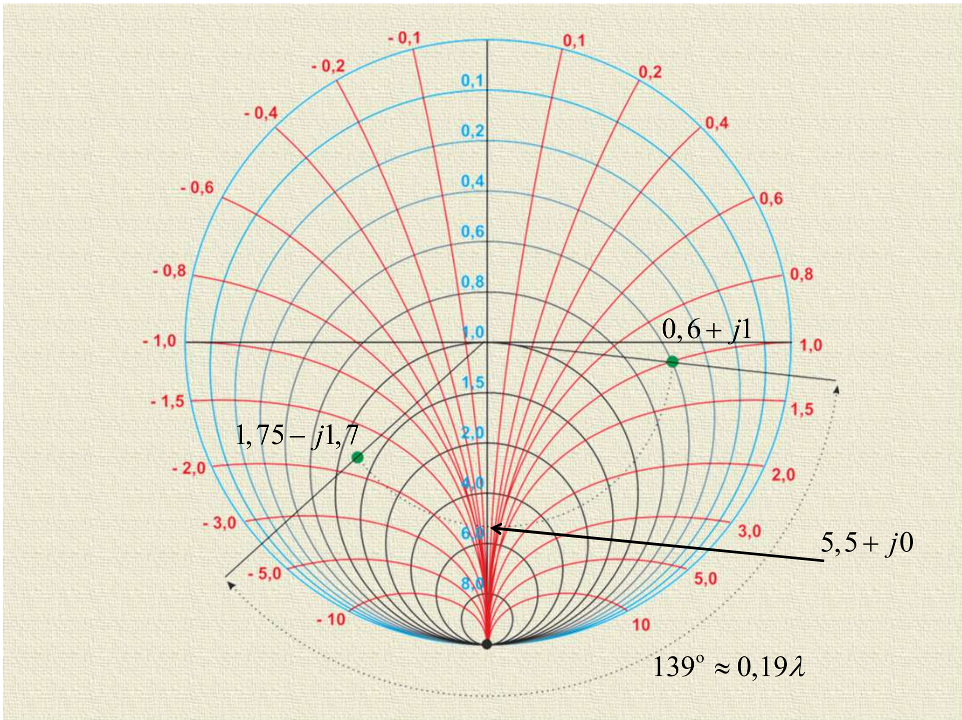


52



Łatwo znajduje się tu odwrotności liczb zespolonych
do generatora
λ/2 na jeden obrót
R=X=0
$y_K = 0,39 - j0,5$
$z_K = 0,8 + j2$
charakter pojemnościowy
charakter indukcyjny
R=X= ∞

53



$0,6 + j1$
$1,75 - j1,7$
$5,5 + j0$
$139^o \approx 0,19\lambda$

54

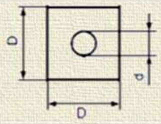
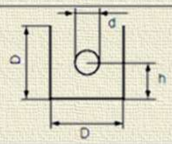
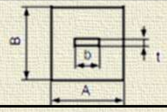
Wykres Smitha jest popularnym sposobem reprezentacji danych pomiarowych

55

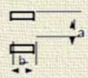
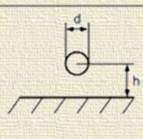
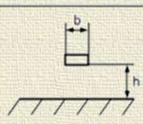
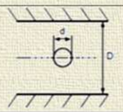
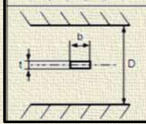
Mikrofalowe linie przesyłowe

56

Przykłady linii transmisyjnych

	$Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(1.078\frac{D}{d}\right)$	$d/D < 0.8$
	$Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{4d \cdot \tanh\left(\frac{\pi h}{D}\right)}{\pi d}\right)$	$d \ll h \quad d \ll D$
	$Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{A+B}{b+t}$	

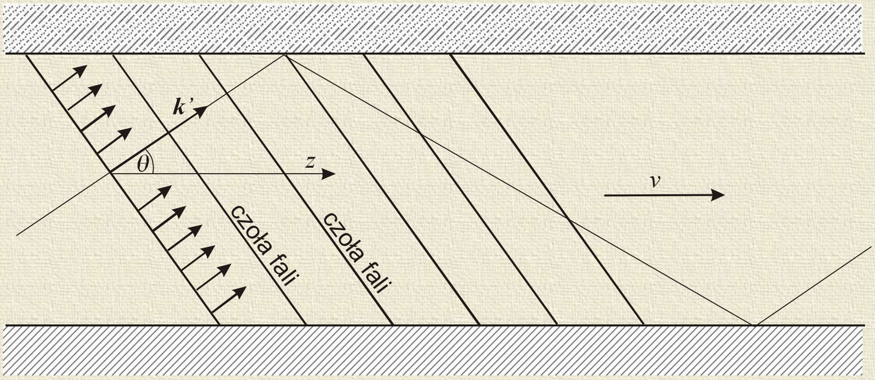
57

	$Z_0 = \frac{377\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{a}{b}$ $Z_0 = \frac{120\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{4a}{b}$	$a < b$ $a > b$
	$Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{2h}{d} + \sqrt{\left(\frac{2h}{d}\right)^2 - 1}\right)$ $Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{4h}{d}$	 $d \ll h$
	$Z_0 = \frac{377\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{h}{b}$ $Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{8h}{b}$	$h < b$ $h > b$
	$Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{4D}{\pi d}$	$d/D < 0.75$
	$Z_0 = \frac{60\ \Omega}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{\frac{8}{\pi}}{\frac{b}{D} + 1.4\frac{t}{D}}\right)$	$t \le 0.25D \quad b \le 0.35(D-t)$

58

Falowody

Rozważmy zwykła falę płaską propagującą się pod kątem θ do osi z i odbijającą się od każdej napotkanej powierzchni przewodzącej



59

W kierunkach poprzecznych do kierunku propagacji (x i y) fale wielokrotnie odbite od płaszczyzn ograniczających interferują ze sobą tworząc fale stojące o długościach:

$$\lambda_x = \frac{2a}{m} \qquad \lambda_y = \frac{2b}{n} \qquad \lambda_z = ?$$

i liczbach falowych (stałych propagacji)

$$\beta_x = \frac{2\pi}{\lambda_x} = \frac{\pi m}{a} \qquad \beta_y = \frac{2\pi}{\lambda_y} = \frac{\pi n}{b} \qquad \beta_z = \beta$$

gdzie $m, n = 1, 2, 3, \ldots$ a, b odległości pomiędzy płaszczyznami ograniczającymi

Wektor falowy:

$$\vec{\boldsymbol{\beta}} = \frac{\pi m}{a} i_x + \frac{\pi n}{b} i_y + \beta i_z$$

60

Pulsacja wyniesie:

$$\omega = c\left|\vec{\boldsymbol{\beta}}\right| = c\sqrt{\beta^2 + \pi^2\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2\right]} = \sqrt{(c\beta)^2 + \omega_{mn}^2} = \sqrt{(c\beta)^2 + \lambda_c^2}$$

Tylko niektóre kąty θ umożliwiają powstawanie fal stojących

$$\cos\theta = \frac{\beta}{\left|\vec{\boldsymbol{\beta}}\right|} = \sqrt{1-\left(\frac{\omega_{mn}}{\omega}\right)^2} = \sqrt{1-\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$$

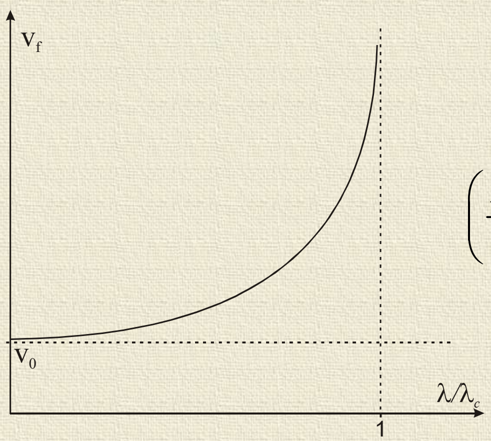
Fala płaska rozchodzi się z prędkością *c*, ale ponieważ porusza się pod kątem θ do osi *z* więc wypadkowa prędkość wzdłuż falowodu wynosi:

$$v_g = c\cos\theta = c\sqrt{1-\left(\frac{\omega_{mn}}{\omega}\right)^2} = c\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2}$$

61

Z drugiej zaś strony prędkość czoła fali (prędkość fazowa) wynosi:

$$v_f = \frac{c}{\cos\theta} = \frac{c}{\sqrt{1-\left(\frac{\omega_{mn}}{\omega}\right)^2}}$$



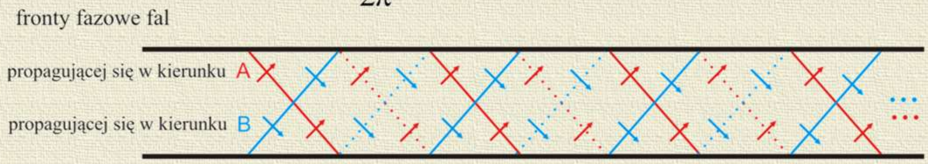
$$\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2$$

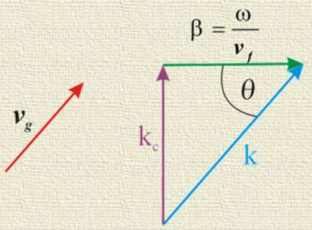
62

Propagacja podstawowego rodzaju fali w falowodzie prostokątnym

Dwie płaskie fale propagujące się ukośnie wewnątrz falowodu

$$E_y = \frac{-\omega\mu a}{2\pi} A\left(e^{jk_c x} - e^{-jk_c x}\right)e^{-j\beta z}$$





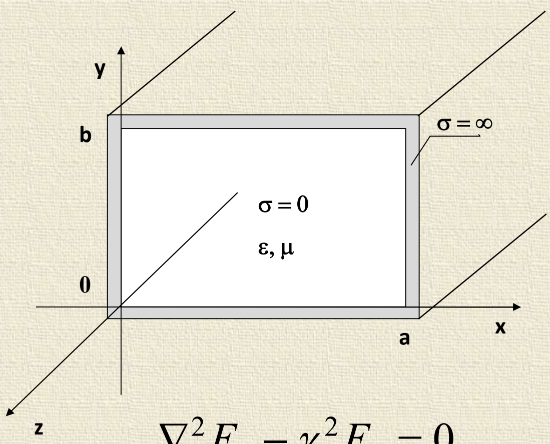
$$\theta = \frac{1}{\sin\frac{k_c}{k}} = \frac{1}{\sin\frac{\lambda}{\lambda_c}}$$

$$f \uparrow \Rightarrow \theta \downarrow$$

$$f = f_c \Rightarrow \theta = 90^\circ$$

63

Mody w falowodzie



$$\nabla^2 E_z - \gamma^2 E_z = 0$$

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} = \alpha + j\beta\,,\ \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

64

Przy założeniu bezstratności tj. przyjmując α=0

$$\nabla^2 E_z + \beta^2 E_z = 0$$

Rozwiązanie można uzyskać metodą rozdzielenia zmiennych

$$E_z = XYZ$$

wtedy

$$\frac{X''}{X} + \frac{Y''}{Y} + \frac{Z''}{Z} + \beta^2 = 0$$

równanie rozpada się na trzy równania zawierające po jednej zmiennej

$$X'' - \gamma_x^2 X = 0$$
$$Y'' - \gamma_y^2 Y = 0$$
$$Z'' - \gamma_z^2 Z = 0$$

każde z nich można rozwiązać oddzielnie

65

Szukamy rozwiązania w postaci superpozycji fal

$$X = Ae^{\gamma_x x} + Be^{-\gamma_x x}$$

Warunki brzegowe opisują zanik pola na ściankach falowodu
$X=E_z(x) = 0$ dla $x = 0$ oraz dla $x = a$

Dla falowodu bezstratnego

$$X = Ae^{j\beta_x x} + Be^{-j\beta_x x}$$

Z wzorów Eulera $e^{jz} = \cos z + i\sin z,\ e^{-jz} = \cos z - i\sin z$

$$X = C\sin\beta_x x + D\cos\beta_x x$$

66

z 1. w.b. wynika, że $C = 0$, zatem

$$X = D\cos\beta_x x$$

2. w.b. będzie spełniony dla $\beta_x a = m\pi$

zatem

$$\beta_x = m\frac{\pi}{a}$$

analogicznie

$$\beta_y = n\frac{\pi}{b}$$

Wartości β_x i β_y umożliwiają wyznaczenie rozkładu składowej E_z w płaszczyźnie $\perp$ do osi z

$$\left[E_z\left(x,y\right)\right]_{m,n} = \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)$$

wskaźniki *m* i *n* określają rodzaj fali (mod) typu *E ozn.* TE_{mn}

67

Analogiczne ozważania dla składowej pola magnetycznego prowadzą do rozkładu:

$$[H_z(x,y)]_{m,n} = \cos(\frac{m\pi}{a}x)\cos(\frac{n\pi}{b}y)$$

w którym wskaźniki *m* i *n* określają rodzaj fali (mod) typu *H ozn.* TM_{mn}

Długość fali krytycznej - największa długość fali, dla której nie jest ona tłumiona długość ta wynosi:

$$\lambda_C = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

Podstawowym rodzajem fali jest taki rodzaj, dla którego $\lambda_C = \max$

Dla pola *E* jest to TE_{10} i wtedy $\lambda_c = 2a$ i nie zależy od *b*.

68

Aby nie dopuścić do pojawienia się w falowodzie innych rodzajów fal należy dobrać wymiar b. Zakładając możliwość pojawienia się sąsiednich dla TE_{10} rodzajów fal czyli TE_{01} i TE_{20} uzyskuje się

$$\left(\frac{\pi}{b}\right)^2 = \left(\frac{2\pi}{a}\right)^2$$

stąd $$a = 2b$$

69

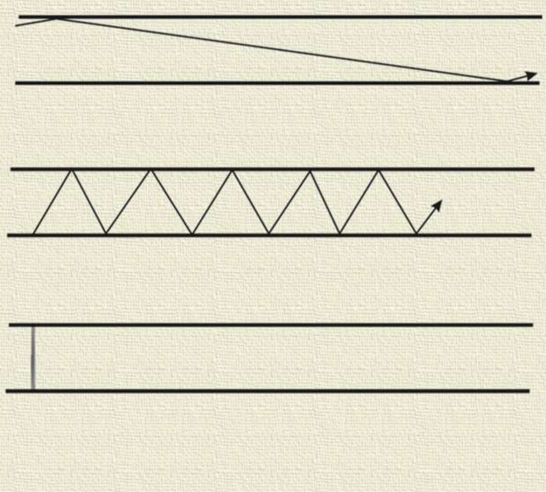
Falowód R-100 (WR-90)

0,9” × 0,45”

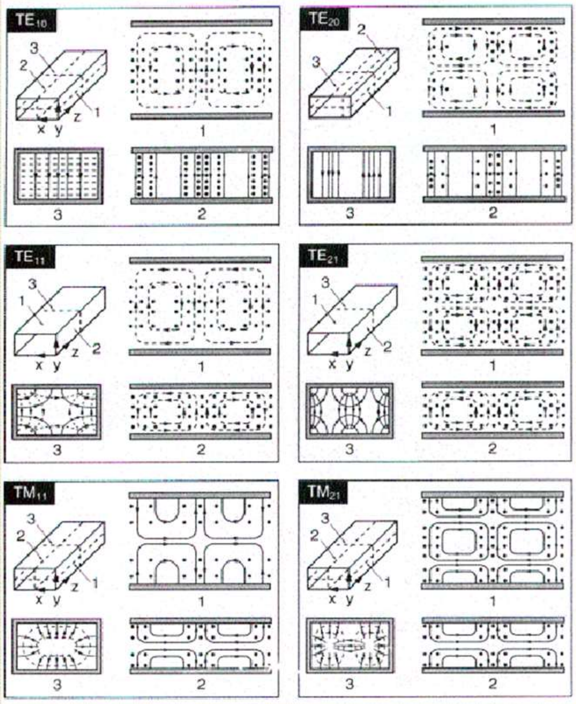
dla 50 GHz θ=7,5°

dla 10 GHz θ=41°

dla 6,56 GHz θ=90°



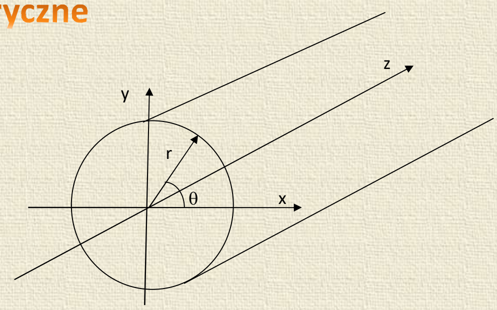
70



symulacja

71

Falowody cylindryczne



Przyjmuje się cylindryczny układ współrzędnych

$$x = r\cos\theta,\quad y = r\sin\theta,\quad r = \sqrt{x^2 + y^2},\quad \theta = \mathrm{arctg}\,\frac{y}{x}$$

W tym układzie równanie falowe przyjmie postać

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial E}{\partial r}\right) + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 E}{\partial \theta^2} + \chi_e E = 0$$

gdzie χ_e jest stałą charakteryzującą pole

72

Rozdzielając zmienne $E = f(r)g(\theta)$ i mnożąc przez $\dfrac{r^2}{f(r)g(\theta)}$

otrzymujemy układ równań ze względu na *f* i *g*

$$r^2 f''(r) + rf'(r) + \chi_e r^2 f(r) = n^2 f(r)$$

$$g''(\theta) + n^2 g(\theta) = 0$$

Równania te można sprowadzić do równań Bessela za pomocą funkcji $z\left(r\sqrt{\chi_e}\right) = f(r)$

Wtedy pierwsze z nich przyjmie postać:

$$r^2 \chi_e z''\left(r\sqrt{\chi_e}\right) + r\sqrt{\chi_e} z'\left(r\sqrt{\chi_e}\right) + \left(\chi_e r - n^2\right) z\left(r\sqrt{\chi_e}\right) = 0$$

Zagadnienie tego typu rozwiązują funkcje Bessela.

Dla $n \in C$

$$z = C_1 I_n\left(r\sqrt{\chi_e}\right) + C_2 Y_n\left(r\sqrt{\chi_e}\right)$$

I_n - funkcja Bessela I-ego rodzaju *n*-ego rzędu
Y_n - funkcja Bessela II-ego rodzaju *n*-ego rzędu

73

Z własności funkcji Bessela $\lim\limits_{r \to 0} Y_n\left(r\sqrt{\chi_e}\right) \to \infty$

można przyjąć $z\left(r\sqrt{\chi_e}\right) = I_n\left(r\sqrt{\chi_e}\right)$

wobec czegorozwiązanie równania falowego ma postać:

$$E(r,\theta) = I_n\left(r\sqrt{\chi_e}\right)\cos n\theta$$

i spełnia w.b. $I_n\left(R\sqrt{\chi_e}\right) = 0$

Pierwiastki funkcji Bessela (lub jej pochodnych) ozn. α_{mne} oraz α_{mnh}
n - rząd funkcji Bessela
m - miejsca zerowego funkcji Bessela

Wartościom *m* i *n* odpowiadają różne rodzaje pola

Rodzaje podstawowe α_{01e}=2,4 oraz α_{11h}=1,84

Ogólnie $R\sqrt{\chi} = \alpha_{mn} \rightarrow \chi = \dfrac{\alpha_{mn}^2}{R^2}$

74

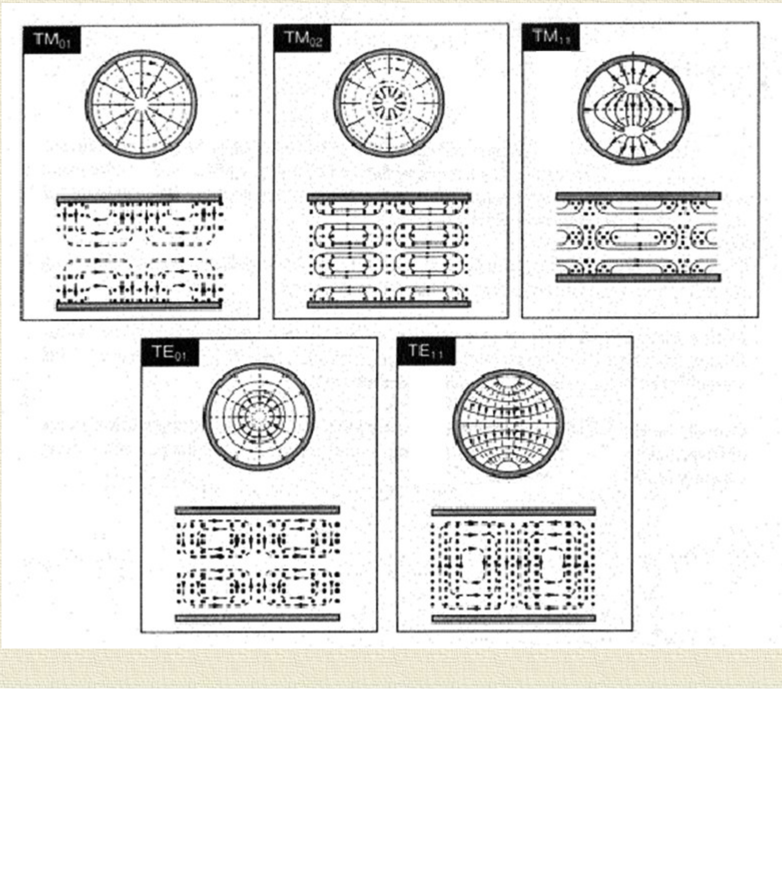
Krytyczna długość fali dla falowodu cylindrycznego wynosi:

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\chi}} = \frac{2\pi R}{\alpha_{mn}}$$

dla TM $\qquad \lambda_{Ce} = \frac{2\pi R}{2,4} = 2,61R$

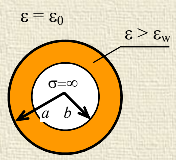
dla TE $\qquad \lambda_{Ch} = \frac{2\pi R}{1,84} = 3,41R$

75

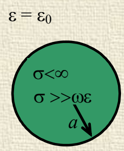


76

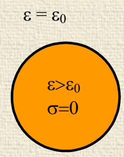
Inne typy falowodów



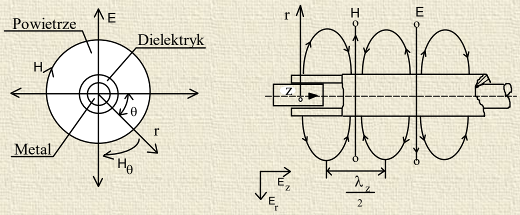
Goubau



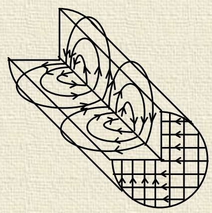
drutowy



dielektryczny



Pole E_{01} w falowodzie Goubau



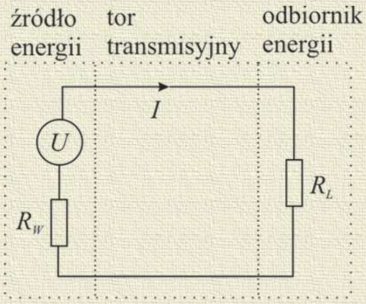
Pole HE_{11} w falowodzie dielektrycznym

77

Metody i układy dopasowania impedancji

78

Dopasowanie jest zawsze konieczne - najprostszy przykład



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

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

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

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

z czego wynika $R_W = R_L$

79

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

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

lub krócej

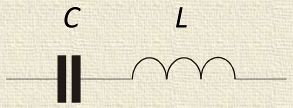
$$Z_{\acute{Z}R} = Z_L^*$$

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

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

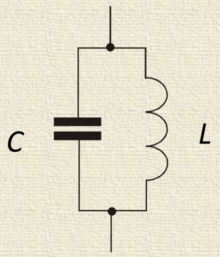
80

kompensacja jest możliwa tylko dla określonej częstotliwości



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

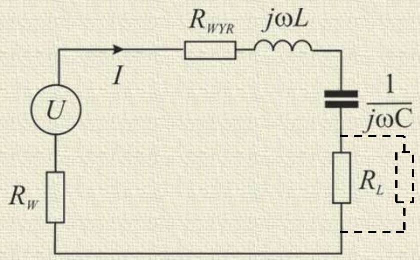
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



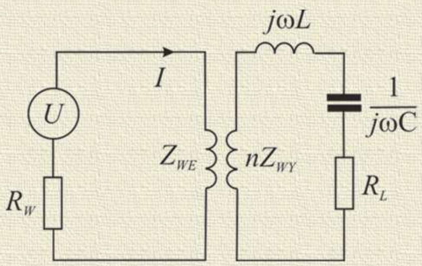
$$\frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \infty$$

81

Trudniej jest wyrównać rezystancje (jeśli są różne).



Żaden z tych pomysłów nie jest całkowicie skuteczny.

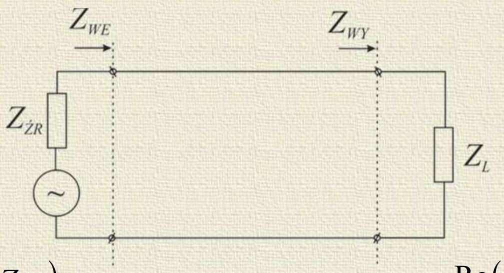


82

Często zdarza się, że $\mathrm{Re}(Z_{\acute{Z}R}) \neq \mathrm{Re}(Z_L)$

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

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



$\mathrm{Re}(Z_{\acute{Z}R}) = \mathrm{Re}(Z_{WE})$ $\qquad$ $\mathrm{Re}(Z_{WY}) = \mathrm{Re}(Z_L)$

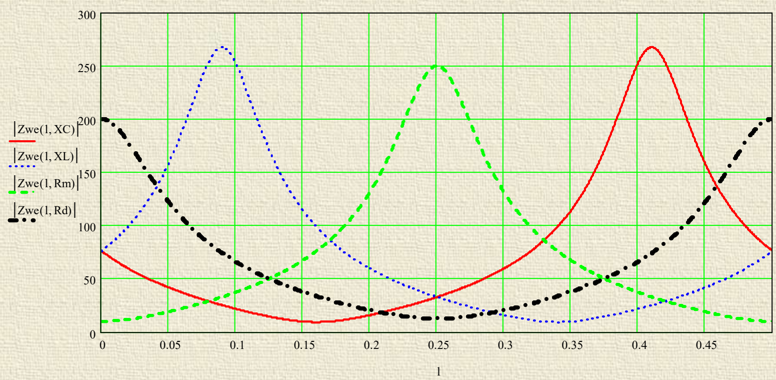
$$Z_{WE}(l) = Z_0 \frac{Z_{WY} + Z_0 tgh(\gamma l)}{Z_0 + Z_{WY} tgh(\gamma l)} \longrightarrow Z_{WE}(l) = Z_0 \frac{Z_{WY} + jZ_0 tg(\beta l)}{Z_0 + jZ_{WY} tg(\beta l)}$$

83

Przykłady dla czterech typów obciążeń

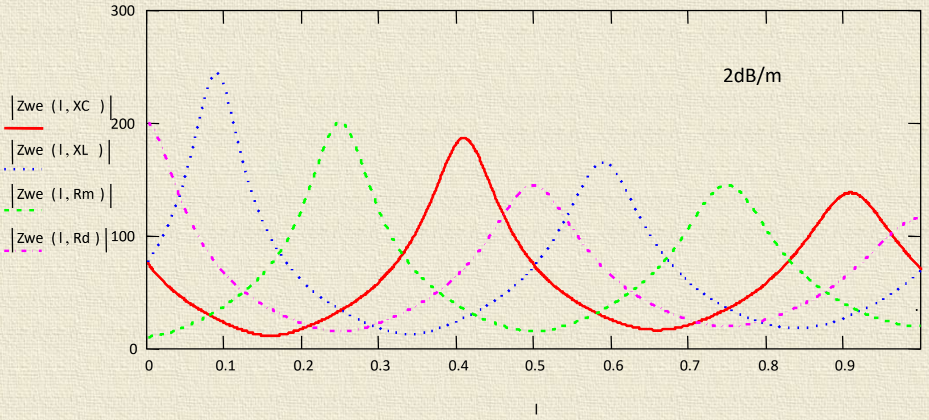
XC := 30 − j·70 $\qquad$ Rm := 10 $\qquad$ [Ω]

XL := 30 + j·70 $\qquad$ Rd := 200

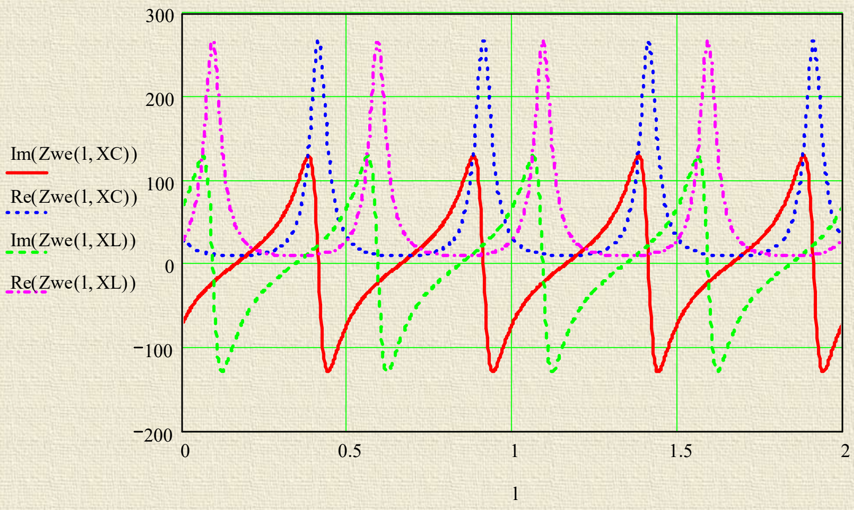


84

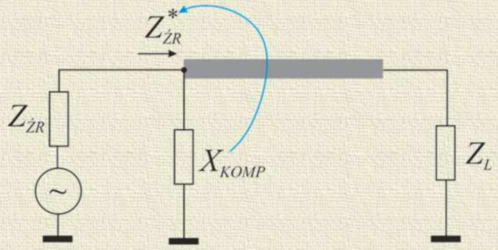
Jeśli linia wnosi straty



85

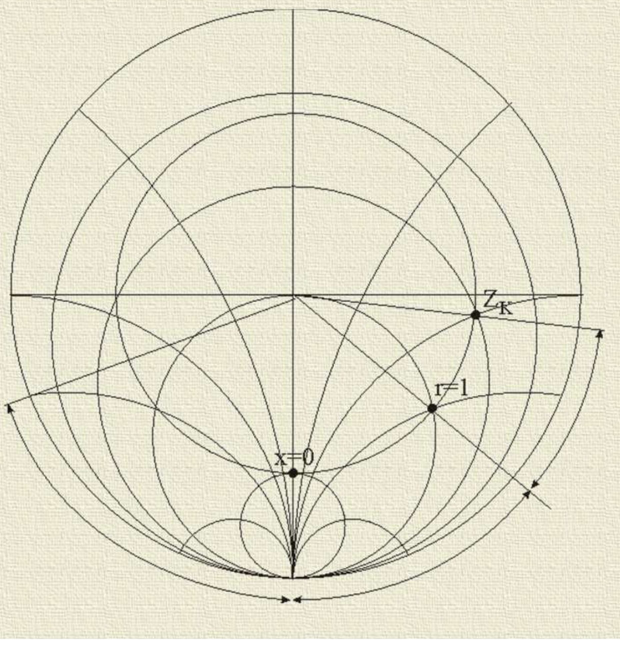


86



87

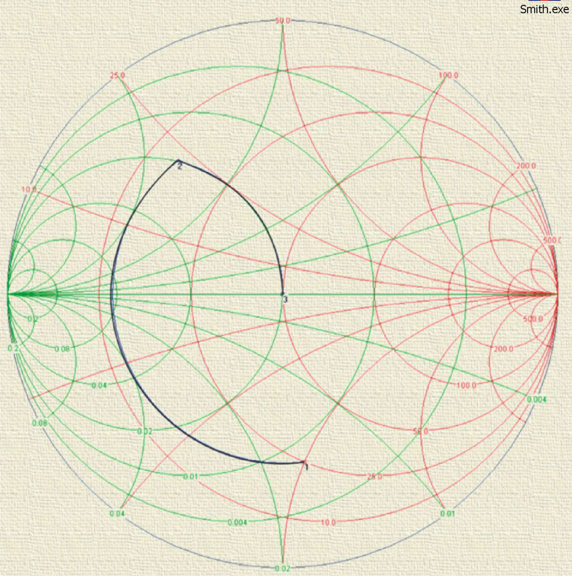
Można do tego zastosować wykres Smitha



88

Smith.exe

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

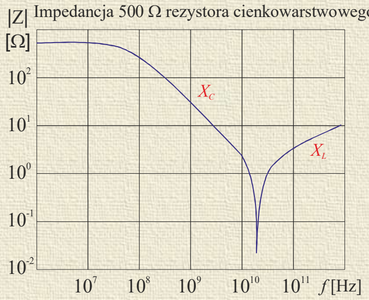


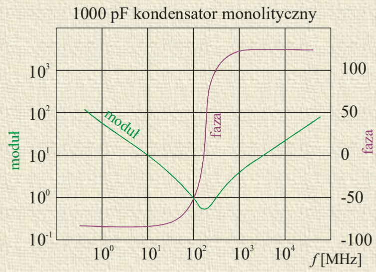
1 (25.2 - j50.1)Ohm
2 (14.4 + j22.7)Ohm
3 (50.0)+ j0.0)Ohm

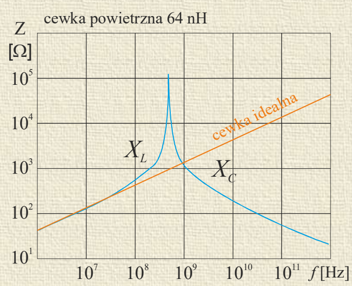
89

89

Realizacja X_{KOMP} na wysokich częstotliwościach może być bardzo trudna

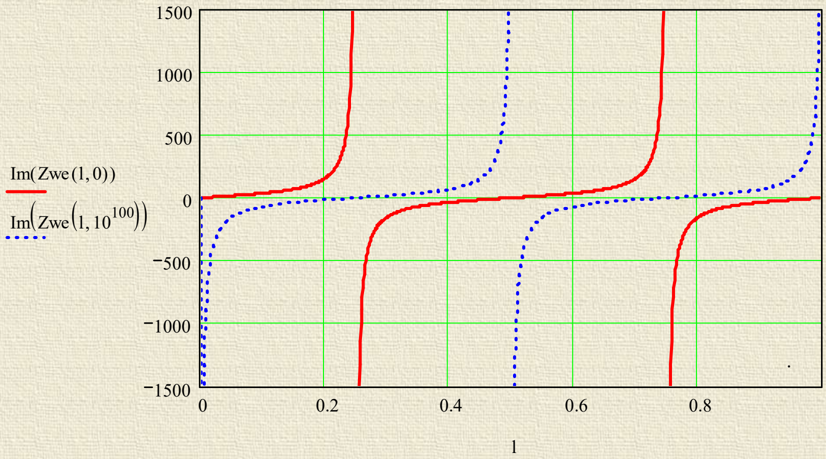






90

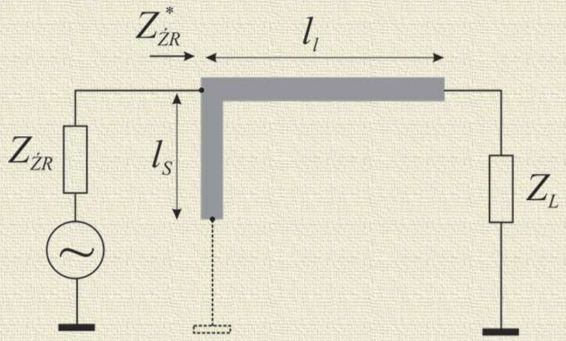
Linia zwarta i rozwarta na końcu



91

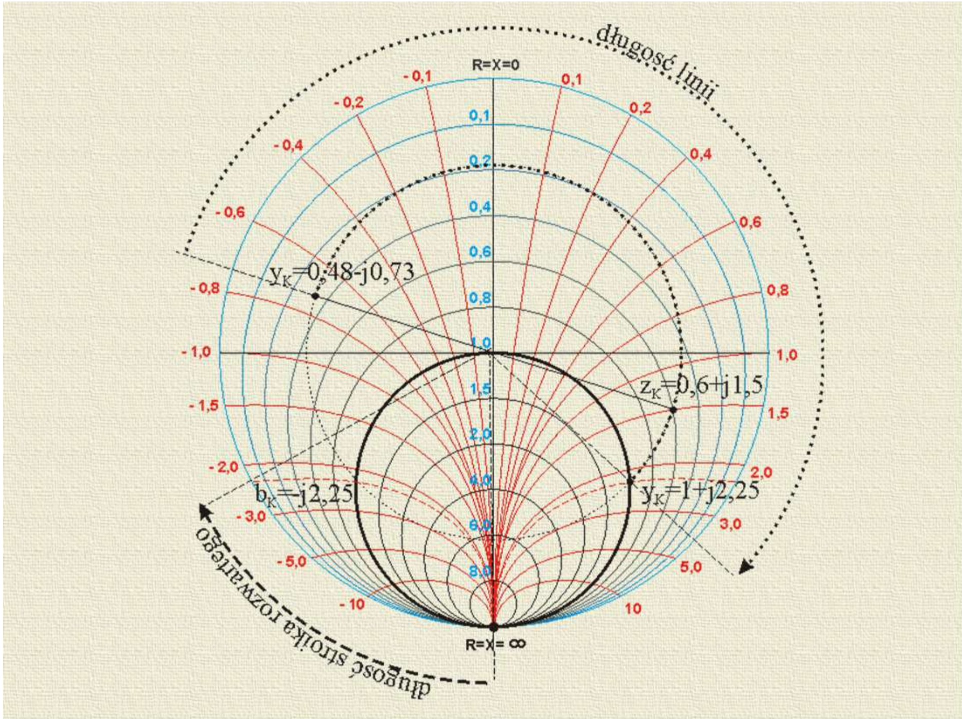
91

Jeśli źródło jest zespolone stosuje się stroiki

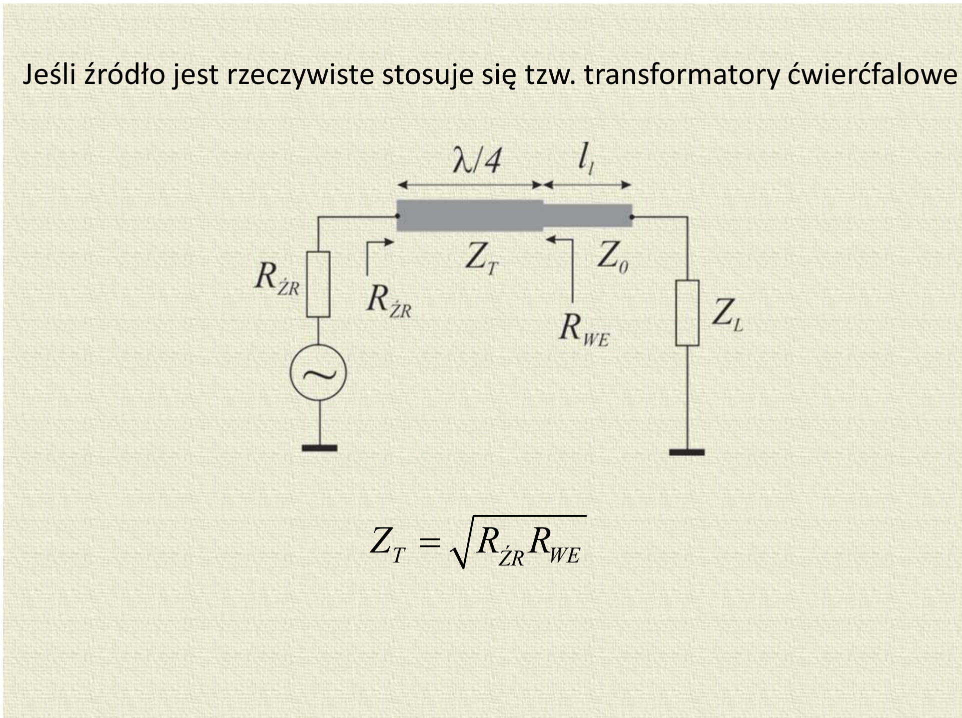


Stroik może też spełniać rolę filtru!

92

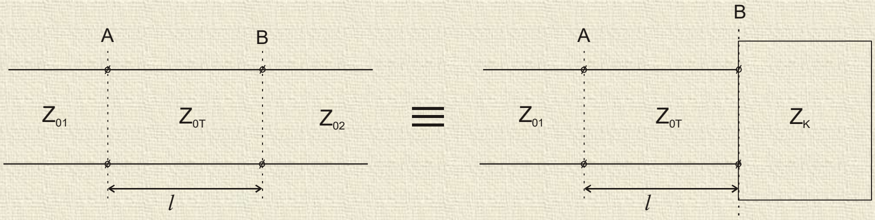

długość linii
R=X=0
y_K=0,48-j0,73
z_K=0,6+j1,5
b_K=-j2,25
y_K=1+j2,25
R=X= ∞
długość stroika rozwartego

93


Jeśli źródło jest rzeczywiste stosuje się tzw. transformatory ćwierćfalowe
λ/4
l_l
Z_T
Z_0
$R_{ŻR}$
$R_{ŻR}$
R_{WE}
Z_L
$Z_T = \sqrt{R_{ŻR} R_{WE}}$

94

Transformator ćwierćfalowy – z bliska



$$Z_{01} = Z_T \frac{Z_{02} + jZ_T tg\,\beta l}{Z_T + jZ_{02} tg\,\beta l} \qquad / : \tau \to \infty$$

$$Z_{01} = Z_T \frac{\dfrac{Z_{02}}{\tau} + jZ_T \dfrac{tg\,\beta l}{\tau}}{\dfrac{Z_T}{\tau} + jZ_{02} \dfrac{tg\,\beta l}{\tau}}$$

95

$$tg\,\beta l \to \infty \qquad \beta l = \frac{\pi}{2} \qquad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad l = \frac{\lambda}{4}$$

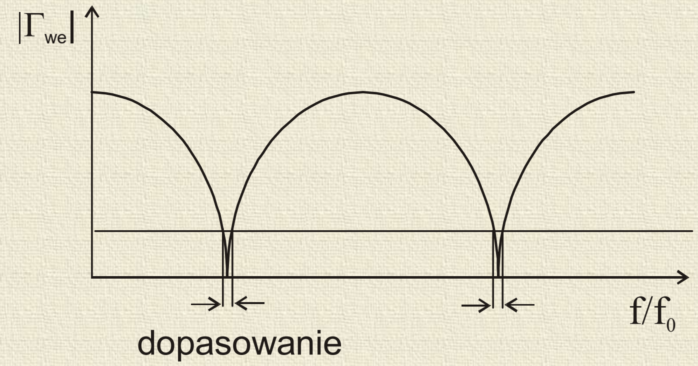
$$Z_{01} = Z_T \frac{jZ_T}{jZ_{02}} = \frac{Z_T^2}{Z_{02}}$$

$$Z_T = \sqrt{Z_{01} Z_{02}}$$

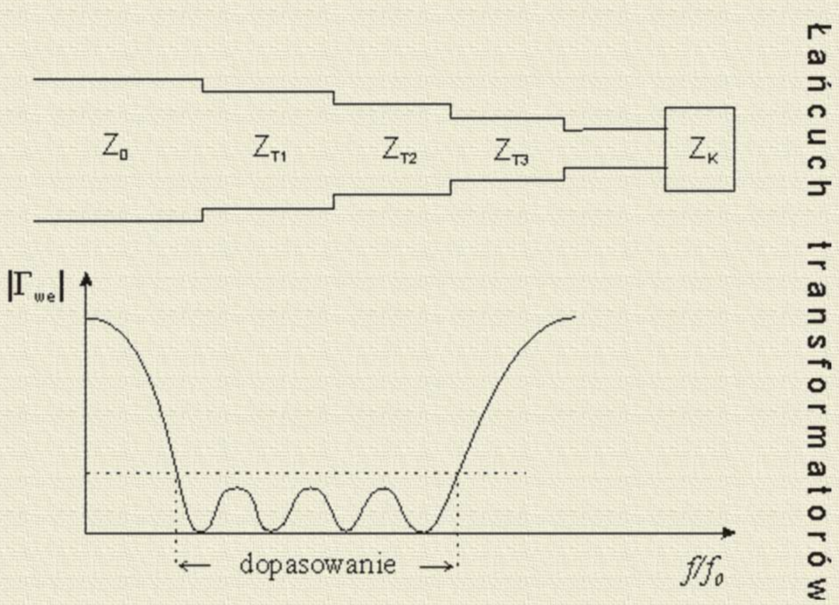
$$\Gamma_{we} = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01} + j2\sqrt{Z_{01} Z_{02}} \cdot tg\,\beta l}$$

96

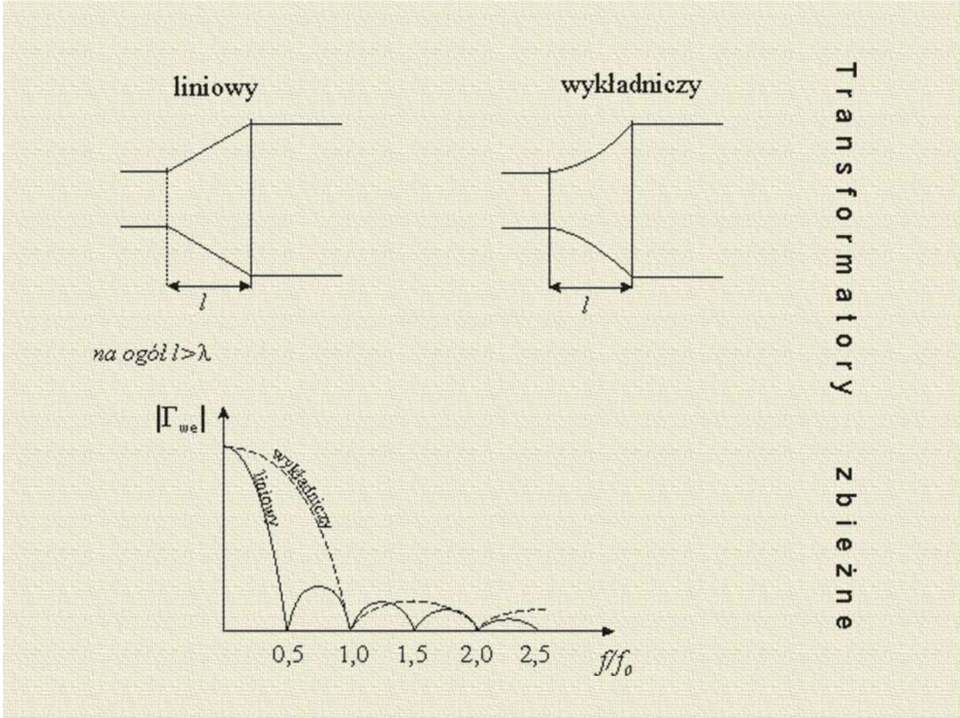
$$\left|\Gamma_{we}\right| = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{\sqrt{\left(Z_{02} + Z_{01}\right)^2 + 4Z_{01}Z_{02}tg^2\beta l}}$$



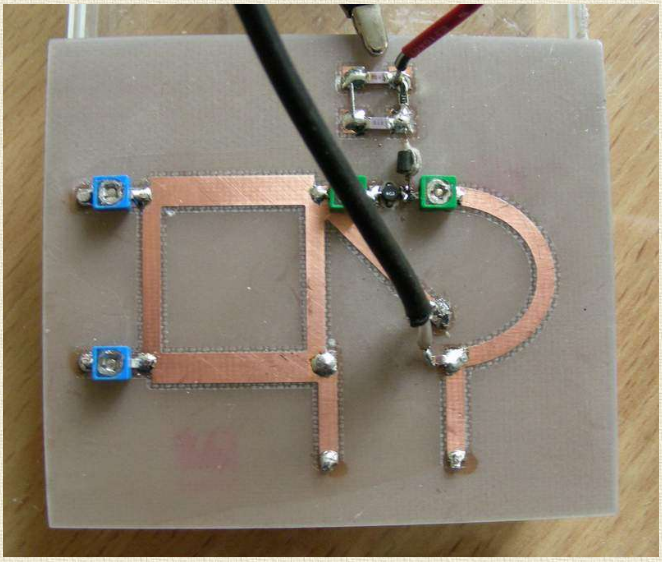
97



98


liniowy
wykładniczy
l
l
na ogół l>λ
|Γwe|
wykładniczy
liniowy
0,5
1,0
1,5
2,0
2,5
f/f0
Transformatory zbieżne

99



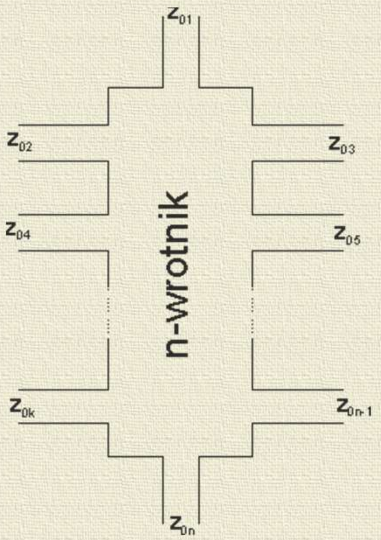
100

100

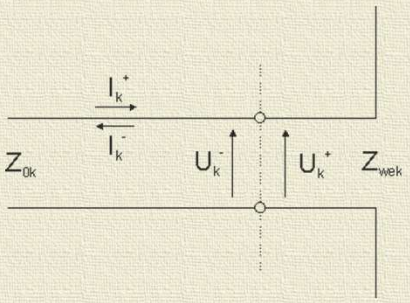
Macierz rozproszenia

1

Rozpatrzmy n-wrotnik



i jedne z jego wrót



2

Znormalizowane napięcie fali dobiegającej do k-tych wrót $a_k \overset{def}{=} \frac{U_k^+}{\sqrt{Z_{0k}}}$

Znormalizowane napięcie fali wybiegającej z k-tych wrót $b_k \overset{def}{=} \frac{U_k^-}{\sqrt{Z_{0k}}}$

Podobnie dla prądów (z prawa Ohma) $a_k = I_k^+ \sqrt{Z_{0k}}$ $b_k = I_k^- \sqrt{Z_{0k}}$

Całkowite napięcie i prąd w linii $U_k = U_k^+ + U_k^-$ $I_k = I_k^+ + I_k^-$

Całkowite znormalizowane napięcie w linii $\frac{U_k}{\sqrt{Z_{0k}}} = a_k + b_k$

Całkowity znormalizowany prąd w linii $I_k \sqrt{Z_{0k}} = I_k^+ \sqrt{Z_{0k}} - I_k^- \sqrt{Z_{0k}}$

Współczynnik odbicia we wrotach k $\Gamma_k = \frac{b_k}{a_k}$

3

Unormowana impedancja wejściowa we wrotach k

$$z_{wek} = \frac{Z_{wek}}{Z_{0k}} = \frac{a_k + b_k}{a_k - b_k}$$

Dla wielowrotnika liniowego napięcie (prąd) fali wybiegającej z wrót *k* jest superpozycją fal dobiegających do pozostałych wrót:

$$\left.\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \ldots. + S_{1k}a_k + \ldots. + S_{1n}a_n \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \ldots. + S_{2k}a_k + \ldots. + S_{2n}a_n \\ &\vdots \\ b_k &= S_{k1}a_1 + S_{k2}a_2 + \ldots. + S_{kk}a_k + \ldots. + S_{kn}a_n \\ b_n &= S_{n1}a_1 + S_{n2}a_2 + \ldots. + S_{nk}a_k + \ldots. + S_{nn}a_n \end{aligned}\right\}$$

lub krócej $[\boldsymbol{b}] = [\boldsymbol{S}][\boldsymbol{a}]$

$\boldsymbol{S}$ jest tzw. Macierzą rozproszenia

W przypadku ogólnym macierz rozproszenia $\boldsymbol{S}$ zawiera $l_w = n^2$ niezależnych wyrazów zespolonych.

4

Jeśli na wrota 1 pada fala o amplitudzie a_1, zaś pozostałe obciążone są impedancjami dopasowanymi (brak fal dobiegających do pozostałych wrót) to ogólny układ równań przyjmie prostszą postać:

$$\left.\begin{array}{l} b_1 = S_{11}a_1 \\ \vdots \\ b_k = S_{k1}a_1 \\ \vdots \\ b_n = S_{kn}a_n \end{array}\right\} \Rightarrow \left.\begin{array}{l} S_{11} = \dfrac{b_1}{a_1} \\ \vdots \\ S_{k1} = \dfrac{b_k}{a_1} \\ \vdots \\ S_{n1} = \dfrac{b_n}{a_1} \end{array}\right\}$$

$S_{ii}=\Gamma_i$ współczynnik odbicia od i-tych wrót

S_{ij} współczynnik transmisji pomiędzy wrotami j-tymi a i-tymi

5

Szczególne przypadki

Wielowrotniki odwracalne $S_{ij} = S_{ji}$ $\quad l_w = \frac{n}{2}(n+1)$

Wielowrotniki symetryczne

a) pełnosymetryczne $\quad S_{11} = S_{22} = \ldots = S_{nn}$, $\quad S_{ij} = const$, $\quad i \neq j$

b) niepełnosymetryczne $\quad S_{ik} = S_{jk}$, $\quad S_{ki} = S_{kj}$, $\quad S_{ii} = S_{jj}$, $\quad k \neq i \quad k \neq j$

Wielowrotniki bezstratne $\displaystyle\sum_{k=1}^{n} \frac{\left(U_k^+\right)^2}{Z_{ok}} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\left(U_k^-\right)^2}{Z_{ok}}$

(równość sum mocy na wejściowych i wyjściowych)

6

Po rozpisaniu

$$\sum_{k=1}^{n}\frac{\left(U_k^{+}\right)^2}{Z_{ok}}=\sum_{k=1}^{n}a_k^2=a_1a_1^*+a_2a_2^*+\ldots+a_na_n^*=\boldsymbol{aa}^{*T}\qquad \sum_{k=1}^{n}\frac{\left(U_k^{-}\right)^2}{Z_{ok}}=\sum_{k=1}^{n}b_k^2=b_1b_1^*+b_2b_2^*+\ldots+b_nb_n^*=\boldsymbol{bb}^{*T}$$

Warunek bezstratności $\boldsymbol{aa}^{*T}=\boldsymbol{bb}^{*T}=\boldsymbol{aSS}^{*T}\boldsymbol{a}^{*T}$

który spełniony jest dla $\boldsymbol{S}^{*T}=\boldsymbol{S}^{-1}$

(dla wielowrotnika bezstratnego macierz $\boldsymbol{S}$ jest unitarna)

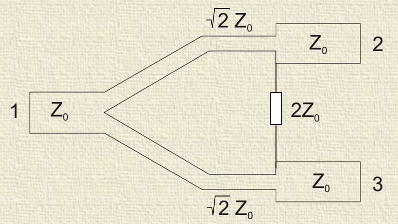
Wielowrotniki bezstratne i odwracalne

$$\sum_{k=1}^{n}S_{ki}^*S_{kl}=\begin{cases}1 & dla\quad i=l\\ 0 & dla\quad i\neq l\end{cases}$$

7

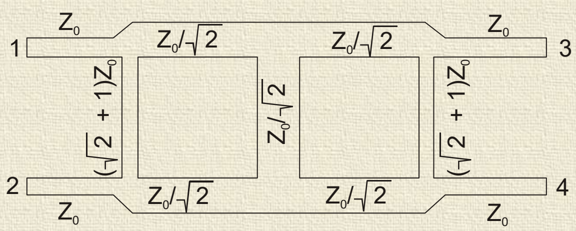
Przykłady

idealny dzielnik Wilkinsona



$$\boldsymbol{S}=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}0 & -j & -j\\ -j & 0 & 0\\ -j & 0 & 0\end{bmatrix}$$

idealny sprzęgacz gałęziowy



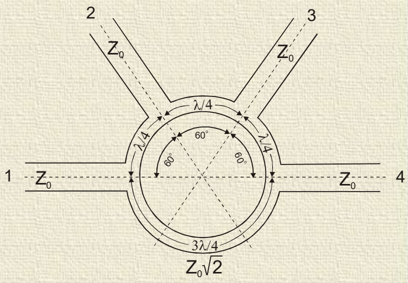
$$\boldsymbol{S}=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}0 & 0 & 1 & j\\ 0 & 0 & j & 1\\ 1 & j & 0 & 0\\ j & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}$$

8

Przykład dla sprzęgacza pierścieniowego

Założenie: układ jest bezstratny i dopasowany od strony wszystkich wrót

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$$



Moc doprowadzona do wrót 1 dzieli się po równo na sąsiednie wrota 2 i 4 (z fazami przeciwnymi), wrota 3 są izolowane

$$S_{12} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{14} = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{13} = 0$$

Analogicznie dla mocy doprowadzonej do wrót 2 (tym razem fazy zgodne)

$$S_{21} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{23} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{24} = 0$$

oraz wrót 3 i 4

$$S_{32} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{34} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{31} = 0$$

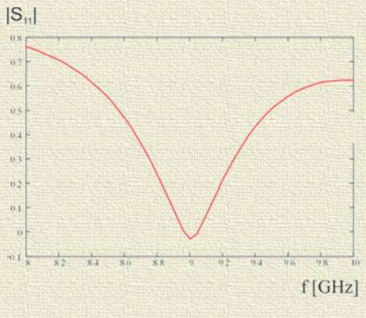
$$S_{41} = \frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{43} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad S_{42} = 0$$

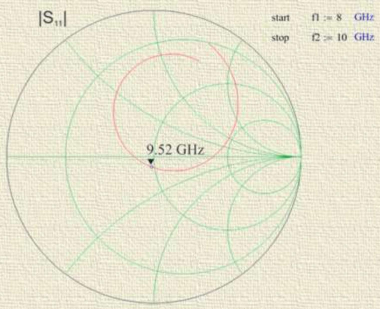
ostatecznie macierz $\boldsymbol{S}$ uzyska postać

$$\boldsymbol{S} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

9

Macierz rozproszenia rzeczywistego wielowrotnika





f	arg S_{11}	$\|S_{11}\|$	arg S_{21}	$\|S_{21}\|$
8.000E+09	-1.302	64.452	0.371	0.777
8.080E+09	-1.397	62.174	0.397	0.753
8.160E+09	-1.502	59.829	0.423	0.727
8.240E+09	-1.618	57.410	0.447	0.699
8.320E+09	-1.746	54.911	0.470	0.669
8.400E+09	-1.889	52.321	0.492	0.637
8.480E+09	-2.049	49.633	0.512	0.602
8.560E+09	-2.227	46.836	0.529	0.564
8.640E+09	-2.429	43.918	0.545	0.524
8.720E+09	-2.656	40.867	0.557	0.482
8.800E+09	-2.914	37.667	0.566	0.437
8.880E+09	-3.208	34.303	0.571	0.390
8.960E+09	-3.544	30.756	0.571	0.340
9.040E+09	-3.932	27.004	0.567	0.289
9.120E+09	-4.382	23.024	0.556	0.236
9.200E+09	-4.906	18.785	0.538	0.183
9.280E+09	-5.522	14.253	0.513	0.130
9.360E+09	-6.251	9.384	0.480	0.079
9.440E+09	-7.123	4.113	0.439	0.032
9.520E+09	-8.176	-1.659	0.390	-0.011
9.600E+09	-9.466	-8.099	0.333	-0.047
9.680E+09	-11.078	-15.532	0.269	-0.075
9.760E+09	-13.148	-24.648	0.200	-0.092
9.840E+09	-15.896	-37.194	0.128	-0.097
9.920E+09	-19.583	-58.493	0.055	-0.089
10.00E+09	-22.983	-103.034	-0.016	-0.069

10

Filtry i rezonatory mikrofalowe

11

FILTRY MIKROFALOWE

straty wnoszone (in. wtrąceniowe – ang. insertion loss)

$$IL = -10\log\frac{P_L}{P_{SA}} = -10\log\frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = -10\log|S_{21}|^2 \text{ [dB]}$$

P_{SA} – moc dysponowana generatora
P_L – moc czynna wydzielana na obciążeniu

12

straty odbiciowe (ang. return loss)

$$RL = -10\log\frac{P_R}{P_{SA}} = -10\log\left(\frac{WFS-1}{WFS+1}\right)^2 = -10\log|\Gamma|^2 \ [dB]$$

P_R – moc odbita od wejścia filtru

przesunięcie fazy (ang. phase shift)

$$\Phi_T = \arg\{S_{21}\}$$

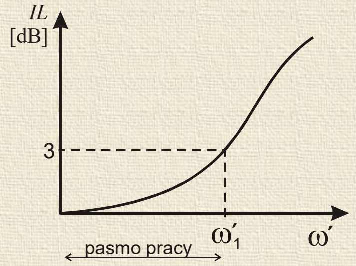
opóźnienie grupowe (ang. group delay)

$$\tau_D = \frac{d\Phi_T}{d\omega} = \frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi_T}{df}$$

13

Typowe charakterystyki (na przykładzie filtru dolnoprzepustowego)

charakterystyka płaska

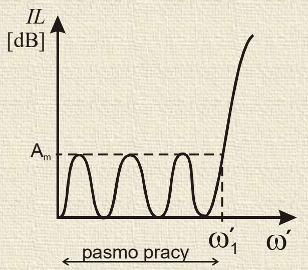


$$IL = 10\log(1+\omega'^{2n}) \ [dB]$$

n - rząd filtru
ω' - pulsacja unormowana

14

charakterystyka równomiernie falista

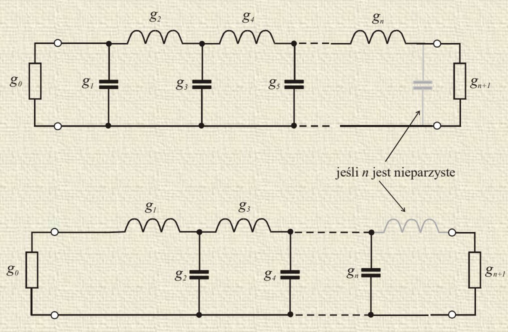


dla $|\omega'| \le 1$ $IL = 10\log[1 + (10^{A_m/10} - 1)\cos^2(n\arccos\omega')]$ [dB]

dla $|\omega'| \ge 1$ $IL = 10\log[1 + (10^{A_m/10} - 1)\cosh^2(n\,\mathrm{arc}\cosh\omega')]$ [dB]

15

Wyznaczanie elementów filtrów



Elementy g można obliczyć z następujących zależności:
dla $g_0 = 1$ i $\omega' = 1$ (3 dB pulsacja graniczna)

charakterystyka płaska

$$g_k = 2\sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \quad k = 1, 2, 3 \ldots n$$

$$g_{n+1} = 1 \text{ dla wszystkich } n$$

16

<u>charakterystyka równomiernie falista</u>

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \qquad \gamma = \sinh\frac{\beta}{2n} \qquad \beta = \ln\left(ctgh\frac{A_m}{17,37}\right)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k = 2,3\ldots n \qquad a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2\pi}\right], \quad k = 1,2\ldots n$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\frac{k\pi}{n}, \quad k = 1,2\ldots n$$

$$g_{n+1} = tgh\frac{\beta}{4} \text{ dla } n \text{ parzystych} \qquad g_{n+1} = 1 \text{ dla } n \text{ nieparzystych}$$

Znajomość parametrów g_n pozwala określić rzeczywiste wartości odpowiadających im reaktancji.

17

<u>Transformacja częstotliwości</u>

Dla filtrów dolnoprzepustowych $\omega' = \frac{\omega}{\omega_G}$ gdzie ω_G jest górną częstotliwością graniczną.

Dla filtrów górnoprzepustowych $\omega' = \frac{\omega_D}{\omega}$ gdzie ω_D jest górną częstotliwością graniczną.

Dla filtrów środkowoprzepustowych $\omega' = \frac{\omega_0}{\omega_D - \omega_G}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$

Szerokość pasma wynosi $\Delta\omega_0 = \sqrt{\omega_D\,\omega_G}$

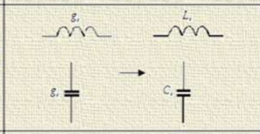
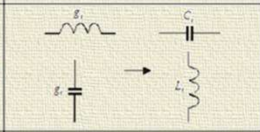
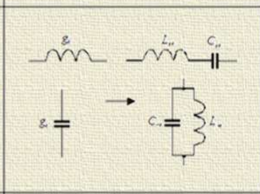
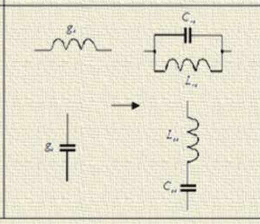
Dla filtrów środkowozaporowych: $\omega' = \frac{\omega_D - \omega_G}{\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$

Szerokość pasma wynosi $\Delta\omega_0 = \sqrt{\omega_D\,\omega_G}$

Skalowanie wartości elementów realizuje się poprzez $R_0 = R/r$ krotną zmianę wartości parametrów obliczonych, $r = g_0$, R jest rzeczywistą impedancją generatora.

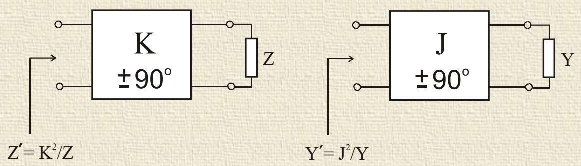
18

Transformacja częstotliwości
i skalowanie impedancji

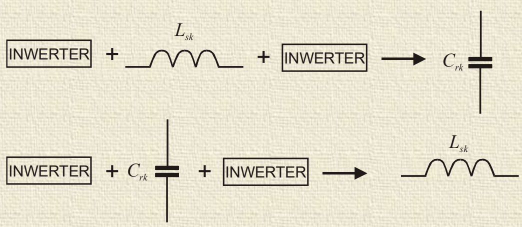
rodzaje transformacji Dolnoprzepustowego filtru prototypowego	transformacja elementów	wartości reaktancji rzeczywistych
FDP		$L_k = R_0 \frac{g_k}{\omega_G}$ $C_k = \frac{g_k}{R_0\omega_G}$
FGP		$C_k = \frac{1}{R_0\omega_D g_k}$ $L_k = \frac{R_0}{\omega_D g_k}$
FPP		$L_{sk} = R_0 \frac{g_k}{\omega_G - \omega_D}$ $C_{sk} = \frac{\omega_G - \omega_D}{R_0\omega_0^2 g_k}$ $C_{rk} = \frac{g_k}{R_0(\omega_G - \omega_D)}$ $L_{sk} = R_0 \frac{\omega_G - \omega_D}{\omega_0^2 g_k}$
FPZ		$C_{rk} = \frac{1}{R_0(\omega_G - \omega_D)g_k}$ $L_{rk} = R_0 \frac{g_k(\omega_G - \omega_D)}{\omega_0^2}$ $C_{sk} = \frac{g_k(\omega_G - \omega_D)}{R_0\omega_0^2}$ $L_{sk} = \frac{R_0}{g_k(\omega_G - \omega_D)}$

19

INWERTERY IMMITANCJI



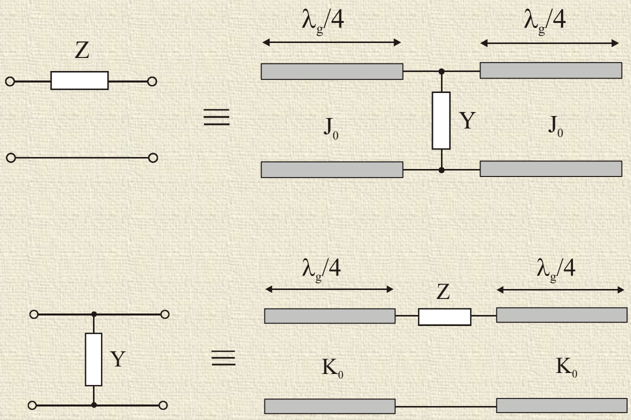
K - współczynnik inwersji impedancji, J - współczynnik inwersji admitancji



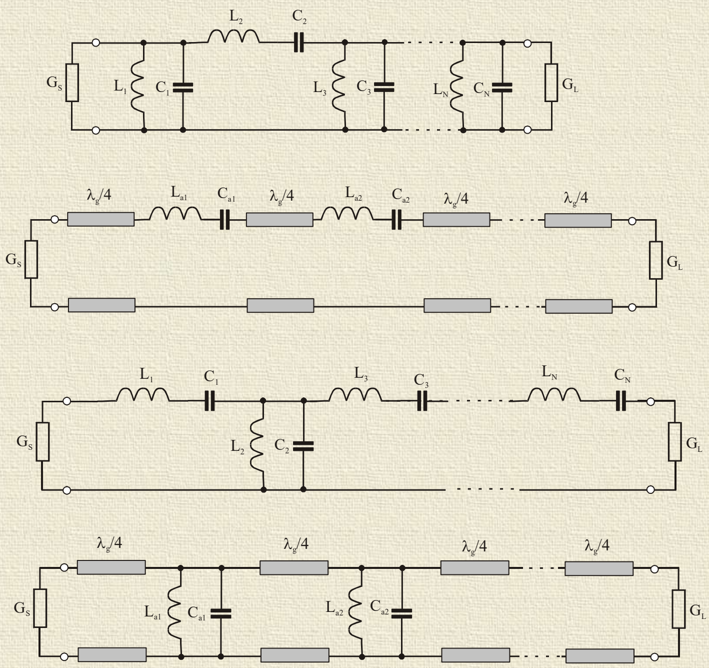
Dzięki inwerterom można realizować filtry z elementów reaktancyjnych tylko jednego rodzaju, co w praktyce daje możliwość konstruowania filtrów mikrofalowych o stałych rozłożonych.

20

Przykłady zastosowania inwerterów immitancji

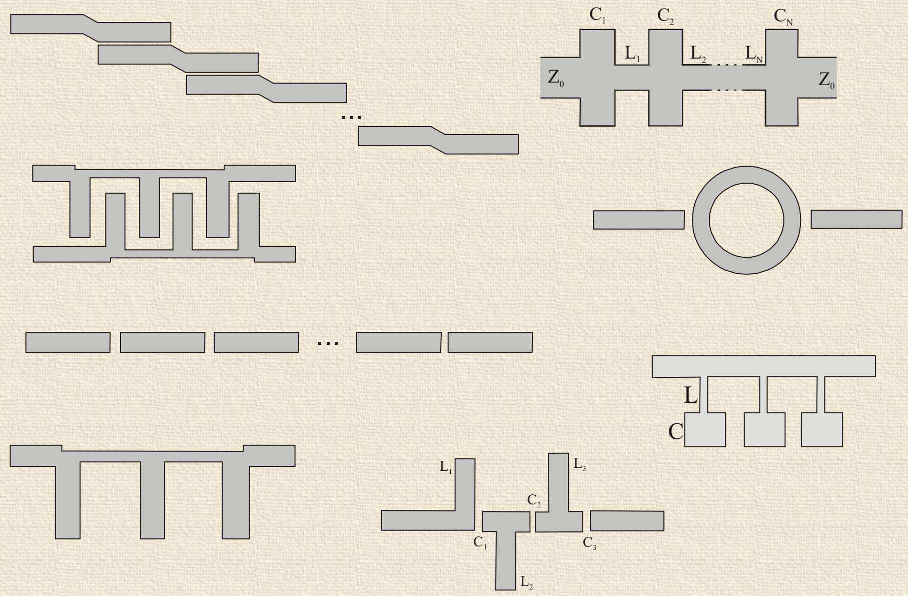


21



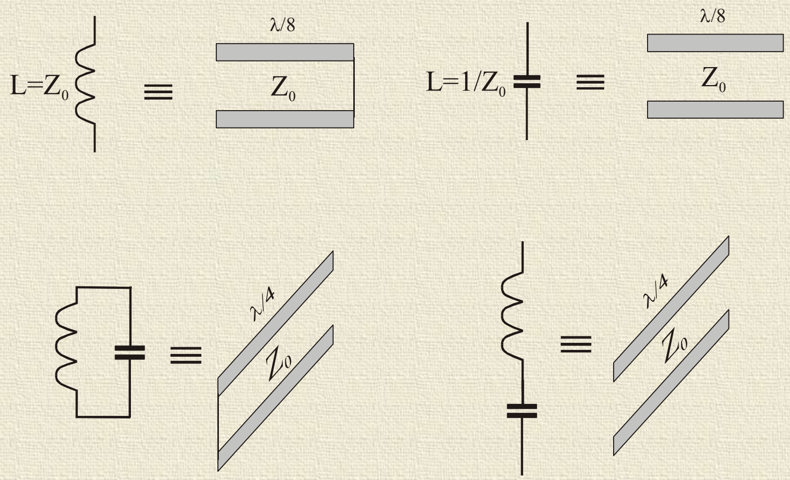
22

PRZYKŁADY PRAKTYCZNYCH REALIZACJI FILTRÓW PASMOWYCH



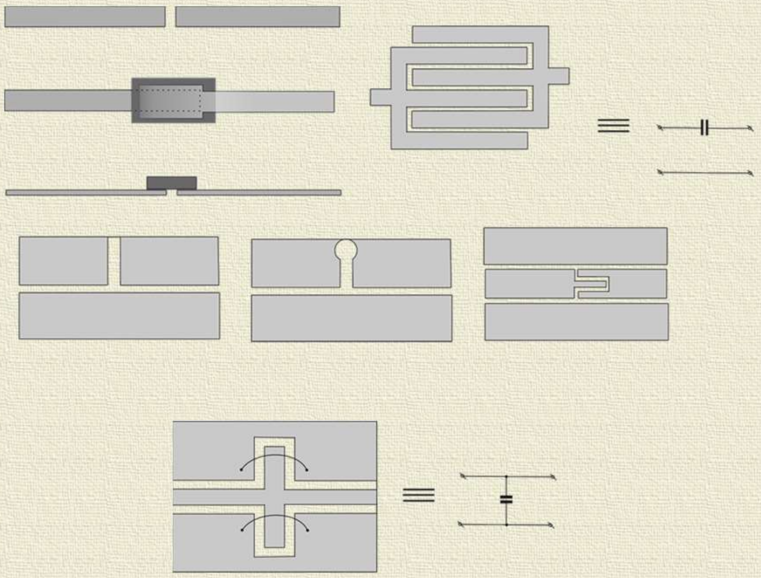
23

Realizacje reaktancji w zakresie mikrofal



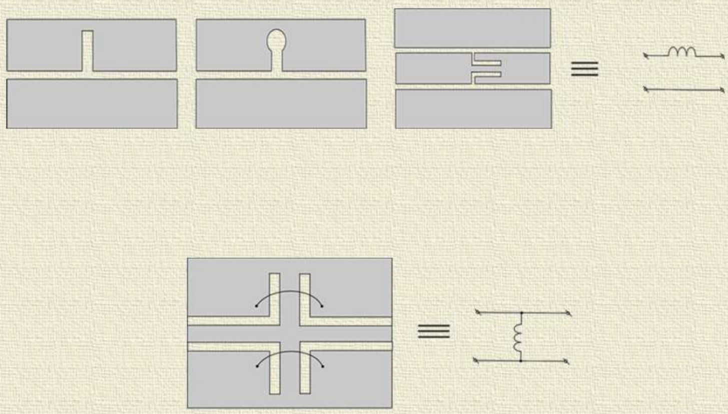
24

Kondensatory planarne



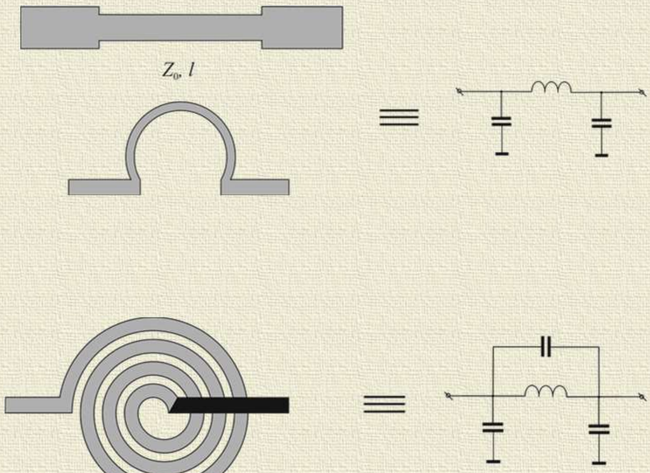
25

Cewki planarne



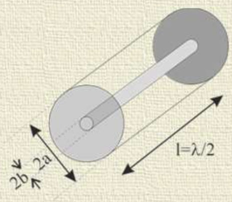
26

Układy LC

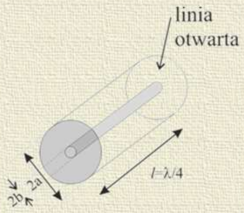


REZONATORY MIKROFALOWE

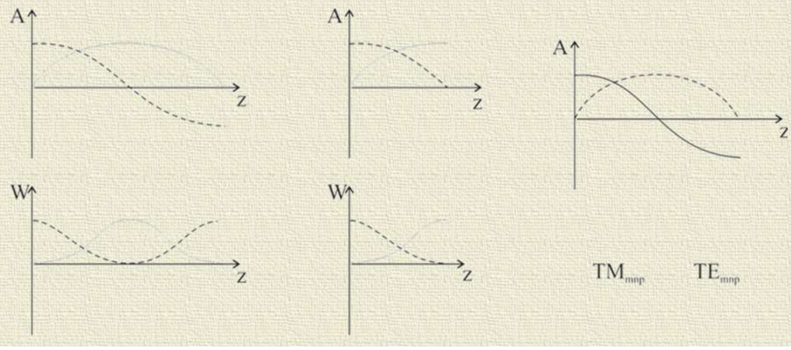
Rezonatorem jest każdy odcinek linii transmisyjnej zakończony z obydwu stron niedopasowaniem



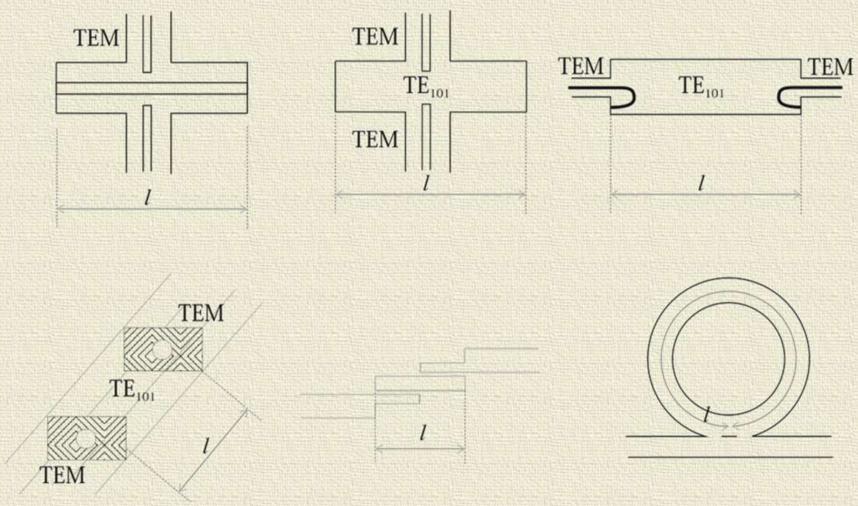
$$\lambda_{rez} = \frac{2l}{p}$$



p jest liczbą połówek fali mieszczącą się w linii



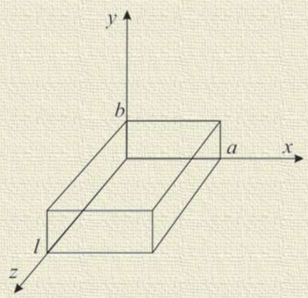
Przykłady sprzęgania rezonatorów z zasilającymi je liniami transmisyjnymi



29

Rezonator wnękowy

stała fazowa $$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$



Współczynnik odbicia na wejściu do falowodu

$$\Gamma_{we} = S_{11} + \frac{S_{21}^2 \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Jeśli ścianki zamykające falowód są metalowe to można przyjąć

$$\Gamma_{we} = \Gamma_L = -1$$

stąd

$$-1 = S_{11} - \frac{S_{21}^2}{1 + S_{22}}$$

30

Dla długości elektrycznej falowodu równej $\theta = \dfrac{2\pi l}{\lambda_c}$

$$S_{11} = S_{22} = 0 \qquad S_{12} = S_{21} = e^{-j\theta}$$

zatem z zależności wiążącej współczynniki odbicia

$$1 = S_{12}^2 = e^{-j2\theta}$$

Rozwiązaniem tego równania jest $\theta = p\pi$ p jest liczbą całkowitą

stąd $\lambda_c = \dfrac{2l}{p}$

z zależności na stałą fazową $\left(\dfrac{1}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\dfrac{m}{2a}\right)^2 + \left(\dfrac{n}{2b}\right)^2 + \left(\dfrac{p}{2l}\right)^2$

ostatecznie $f_{rez}\Big|_{\substack{TE_{mnp}\\TM_{mnp}}} = \dfrac{v}{\lambda_0} = \dfrac{v}{2}\sqrt{\left(\dfrac{m}{a}\right)^2 + \left(\dfrac{n}{b}\right)^2 + \left(\dfrac{p}{l}\right)^2}$

31

Podobne rozumowanie można przeprowadzić dla rezonatorów cylindrycznych

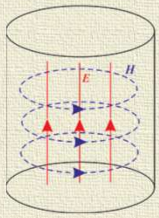
$$f_{rez}\Big|_{TE_{mnp}} = \frac{v}{2}\sqrt{\left(\frac{q_{mn}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

$$f_{rez}\Big|_{TM_{mnp}} = \frac{v}{2}\sqrt{\left(\frac{\kappa_{mn}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2}$$

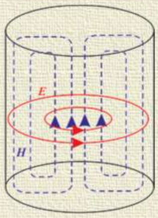
q_{mn} *m*-te zero pochodnej funkcji Bessela *n*-tego rzędu

κ_{mn} oznacza *m*-te zero funkcji Bessela *n*-tego rzędu

Najczęściej spotykane rodzaje pola



TM_{010}

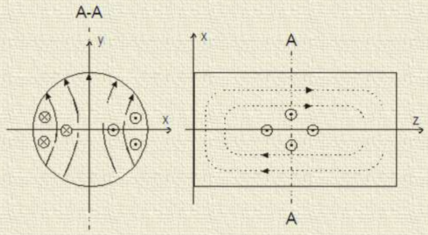


TE_{011}

symulacja

32

Przykład Obliczyć najniższe częstotliwości rezonansowe puszki metalowej



$R := 0.032 \quad L := 0.16 \qquad c := 3 \cdot 10^{8}$

Dla TE111 $\quad \lambda ce := 3.41 \cdot R$

Dla TM011 $\quad \lambda cm := 2.61 \cdot R$

$$\left(\frac{2\cdot\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{2\cdot\pi}{\lambda c}\right)^2 = \left(\frac{2\cdot\pi}{\lambda g}\right)^2$$

$$A1 := \left(\frac{2\cdot\pi}{2\cdot L}\right)^2$$

$$\lambda e := \frac{2\cdot\pi}{\sqrt{A1 + Be}} \qquad \lambda m := \frac{2\cdot\pi}{\sqrt{A1 + Bm}}$$

$\lambda e =$ $\qquad \lambda ce =$

$\lambda m =$ $\qquad \lambda cm =$

$fe := \frac{c}{\lambda e}$ $\qquad fe =$

$fm := \frac{c}{\lambda m}$ $\qquad fm =$

33

Dobroci rezonatorów mikrofalowych

Po odłączeniu źródła zasilania energia zmagazynowana wewnątrz rezonatora i w jego obwodach zewnętrznych ulega dyssypacji zgodnie z zależnością:

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

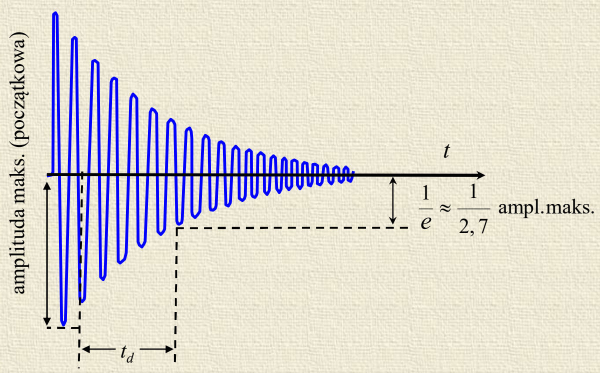
W_0 – energia początkowa
ω_0 – pulsacja rezonansowa
Q – dobroć

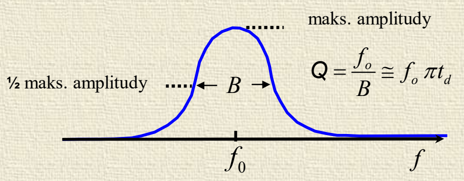
Moc tracona w jednostce czasu $\quad P = -\frac{dW}{dt} \qquad$ zatem $\quad Q = \omega_0 \frac{W_0}{P}$

34

Dobroć

$$e^{j\pi} = -1$$





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

35

Zależnie od tego, jaką część obwodu opisują powyższe wyrażenia można mówić o trzech rodzajach dobroci:
wewnętrznej Q_0 związanej z mocą traconą wewnątrz rezonatora
zewnętrznej Q_Z związanej z mocą traconą w obwodach zewnętrznych
całkowitej Q_L związanej z sumą traconych ww. mocy

$$Q_0 = \omega_0 \frac{W_0}{P_R} \qquad Q_Z = \omega_0 \frac{W_0}{P_Z} \qquad Q_L = \omega_0 \frac{W_0}{P_R + P_Z} \qquad \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_Z}$$

Definiuje się:
- współczynnik sprzężenia

$$\beta = \frac{Q_0}{Q_Z}$$

$\beta < 1$ sprzężenie podkrytyczne
$\beta = 1$ sprzężenie krytyczne
$\beta > 1$ sprzężenie nadkrytyczne

- współczynnik rozstrojenia

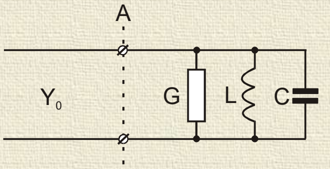
$$\alpha = Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

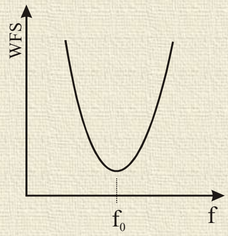
określające współdziałanie rezonatora z obwodami zewnętrznymi

36

Trzy rodzaje sprzężeń

odbiciowe



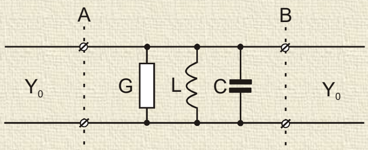


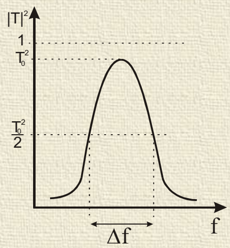
$$Q_Z = \frac{\omega_0 C}{Y_0} \qquad Q_L = \frac{\omega_0 C}{Y_0 + G}$$

$$\Gamma = \frac{\Gamma_0 - j\alpha}{1 + j\alpha} \qquad \Gamma_0 = \frac{\beta - 1}{\beta + 1} \qquad \beta = \frac{Y_0}{G}$$

37

transmisyjne



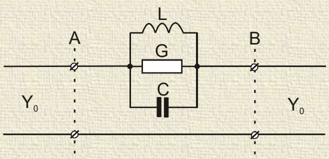


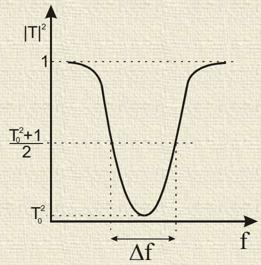
$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G} \qquad Q_L = \frac{\omega_0 C}{G + 2Y_0} = \frac{Q_0}{1 + 2\beta} \qquad \Gamma = \frac{\Gamma_0 - j\alpha}{1 + j\alpha} \qquad \Gamma_0 = \frac{-1}{1 + 2\beta}$$

$$T = \frac{T_0}{1 + j\alpha} \qquad T_0 = \frac{2\beta}{1 + 2\beta} \qquad S = \begin{bmatrix} \Gamma & T \\ T & \Gamma \end{bmatrix}$$

38

reakcyjne





$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G} \qquad Q_L = \frac{\omega_0 C}{G + Y_0/2} = \frac{Q_0}{1+\beta} \qquad \beta = \frac{Y_0}{2G}$$

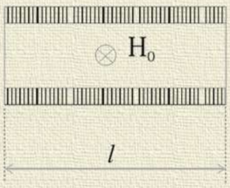
$$\Gamma = \frac{\Gamma_0 + j\alpha}{1 + j\alpha} \qquad \Gamma_0 = \frac{1}{1+\beta}$$

$$R = \frac{R_0}{1+\beta} \qquad R_0 = \frac{\beta}{1+\beta} \qquad R + T = 1$$

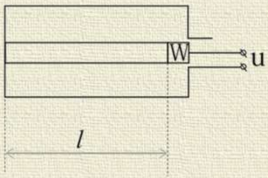
39

Rezonatory strojone

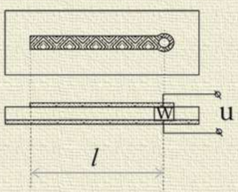
z wkładkami ferrytowymi



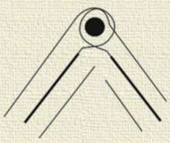
z waraktorem



z waraktorem



z kryształem granatu



40

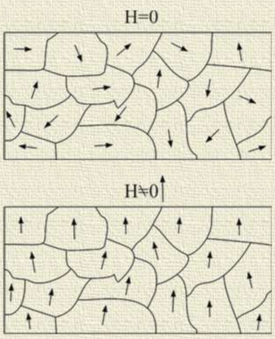
Mikrofalowe elementy ferrytowe

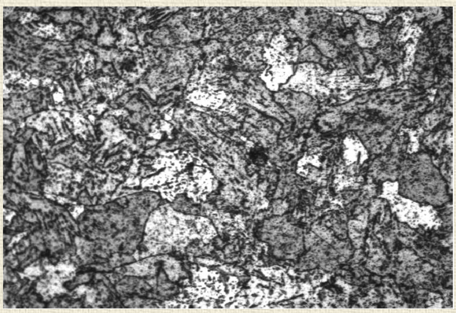
41

Ferryt – międzywęzłowy roztwór stały węgla w żelazie o odmianie alotropowej α (α-Fe) Najczęściej jest to spiek tlenku żelaza Fe_2O_3 z tlenkami Zn, Ni, Mn, Mg lub metali ziem rzadkich.

Zawartość węgla w roztworze waha się od 0,008 w temp. pokojowej do ok. 0,02 w temperaturze 723 °C, w której przechodzi on w paramagnetyczny austenit.

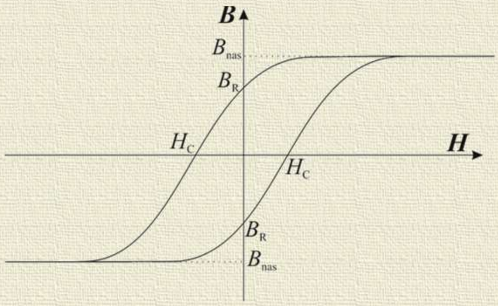
Ferryty są tzw. ferromagnetykami i charakteryzują się strukturą domenową z lokalnie uporządkowanymi dipolami magnetycznymi, które dość łatwo można uporządkować globalnie za pomocą zewnętrznego pola magnetycznego





42

Historia magnesowania = histereza



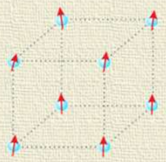
Remanencja (pozostałość magnetyczna) – wielkość namagnesowania po zaniku pola magnesującego

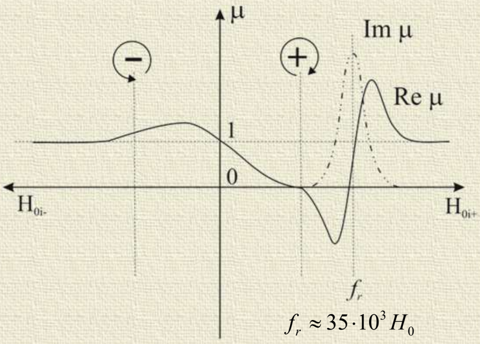
Koercja – wartość pola magnetycznego potrzebna do całkowitego zaniku namagnesowania

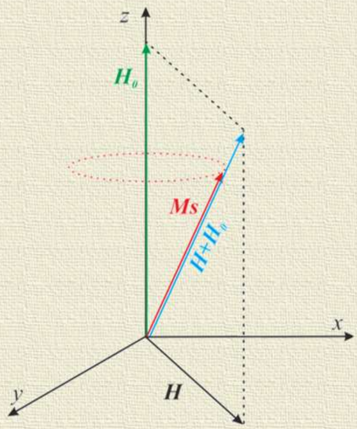
Temperatura Curie – wartość temperatury, powyżej której zanikają własności ferromagnetyczne

43

Precesja Larmora – rezonansowe pochłanianie energii





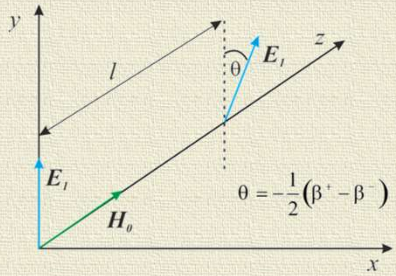


Rezonans zachodzi tylko dla jednego kierunku wirowania pola czyli tylko w jednym kierunku propagacji fali elektromagnetycznej

44

Rotacja Faradaya

Każda fala em fizycznie złożona jest z dwóch przeciwnie wirujących składowych.
Ponieważ przenikalności magnetyczne ferrytu dla różnych kierunków wirowania są różne, to również prędkości tych składowych będą różne.
W efekcie fala em propagująca się przez ośrodek ferrytowy będzie zmieniać płaszczyznę swej polaryzacji.



$$\theta = Vl\boldsymbol{H}_0$$

V - stała Verdeta
l - dystans

Kąt skręcenia nie zależy od kierunku propagacji

45

Izolatory ferrytowe

Idealny izolator ferrytowy jest obustronnie dopasowany i pozwala na transmisję fali em
Tylko w jednym kierunku

$$[\boldsymbol{S}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Rzeczywisty izolator ferrytowy wykazuje

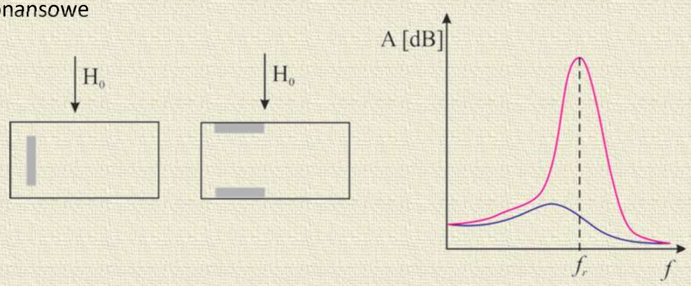
Niewielkie tłumienie przepustowe $A_p = -20\log|S_{21}| = 0{,}3...1\ [\mathrm{dB}]$

Duże tłumienie zaporowe $A_z = -20\log|S_{12}| = 20...35\ [\mathrm{dB}]$

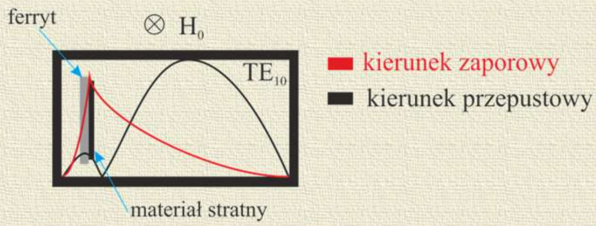
Obustronny WFS < 1,3

46

Izolatory rezonansowe

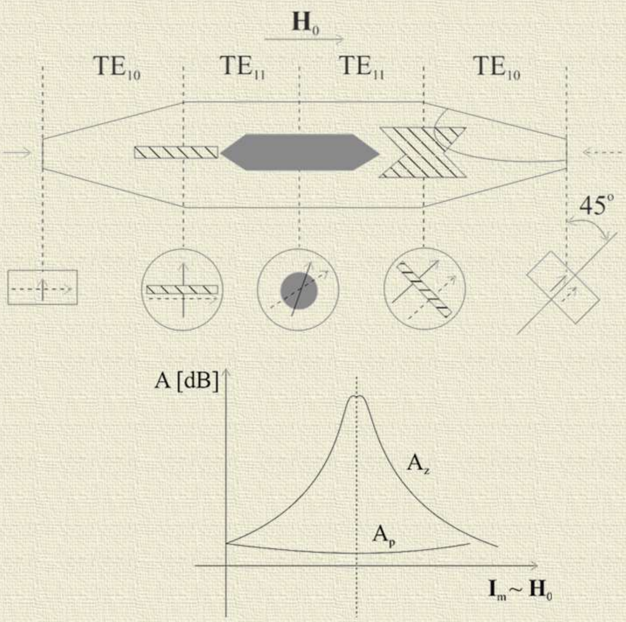


Izolator z przemieszczeniem pola



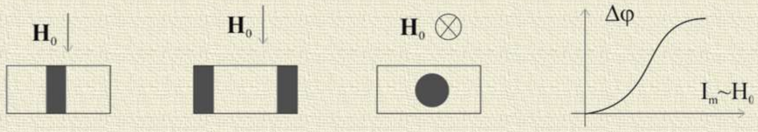
47

Izolator z efektem rotacji Faradaya

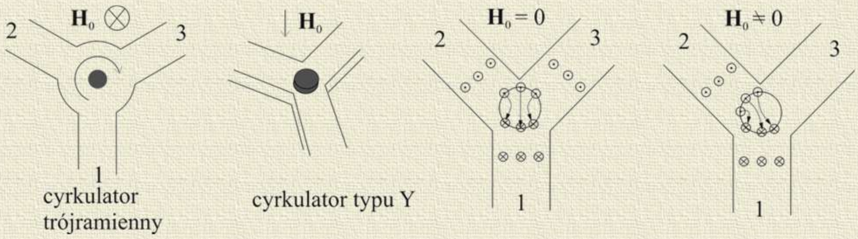


48

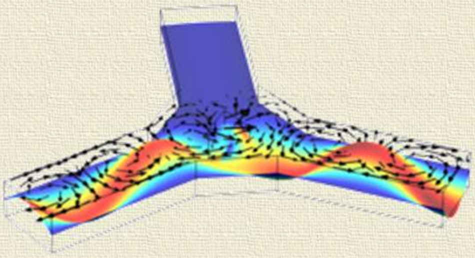
Ferrytowe przesuwniki fazy

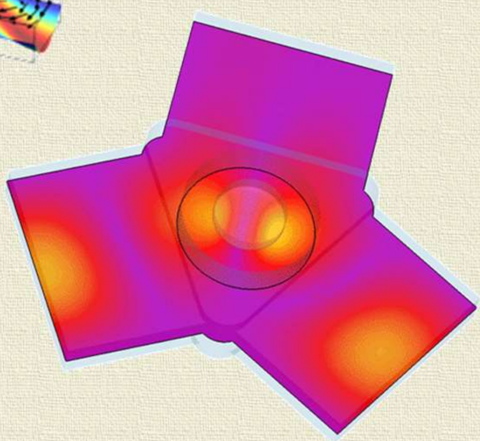


Cyrkulatory ferrytowe



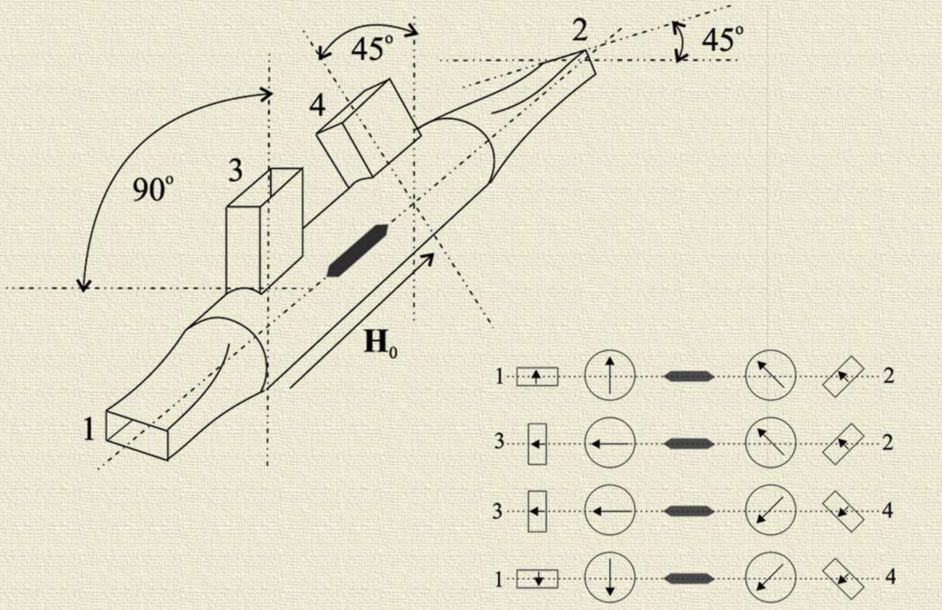
49





50

Cyrkulator z efektem rotacji Faradaya



51

W idealnym cyrkulatorze

$$[S] = \begin{bmatrix} \Gamma & I & T \\ T & \Gamma & I \\ I & T & \Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

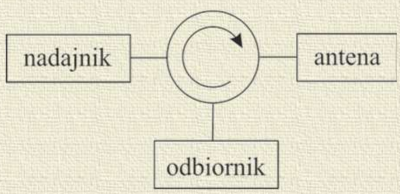
W rzeczywistym cyrkulatorze

Duża izolacja $A_I = -20\log|I| > 20$ [dB]

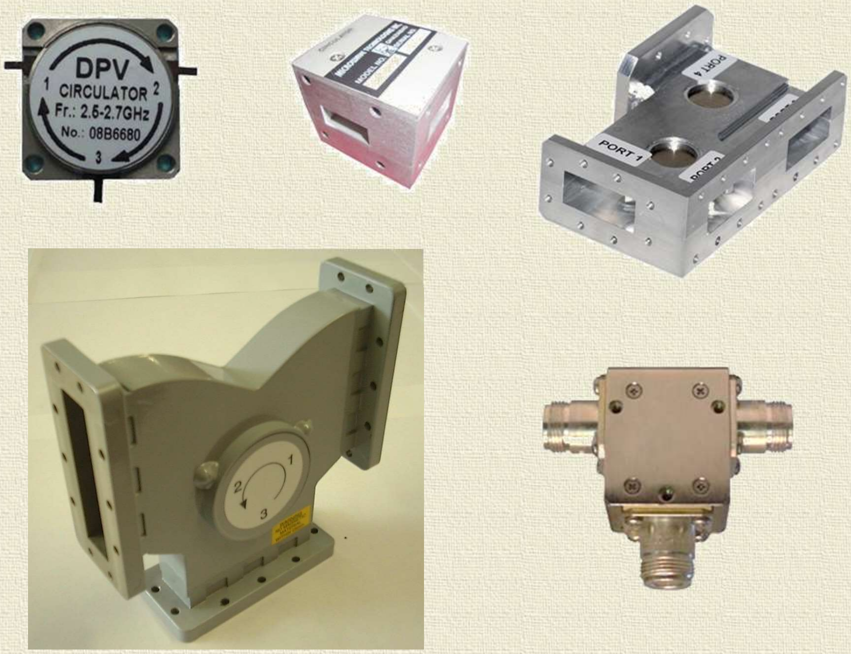
Małe tłumienie przepustowe $A_T = -20\log|T| < 0,5$ [dB]

WFS < 1,2

Przykład zastosowania



52

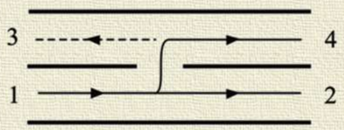


53

Sprzęgacze kierunkowe

54

Sposoby na podkradanie energii z toru mikrofalowego



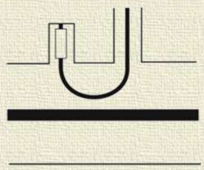
1 wrota wejściowe
2 wrota wyjściowe (linia główna)
3 wrota izolowane
4 wrota sprzężone (linia sprzężona)

sprzężenie $C = 10\log\frac{P_1}{P_4}$

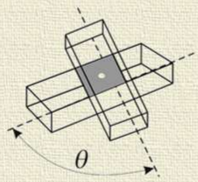
kierunkowość $D = 10\log\frac{P_4}{P_3}$

izolacja $I = 10\log\frac{P_1}{P_3}$

sprzęgacz na linii koncentrycznej

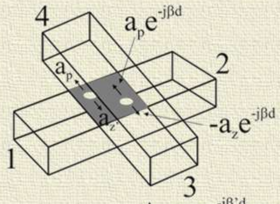


sprzęgacz jednootworowy typu Bethe
$D = f(\theta)$



55

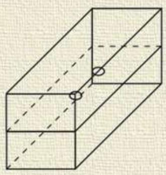
$A_4 = a_p - a_p e^{-j\beta d} e^{-j\beta' d}$ $\quad d = \lambda/4$

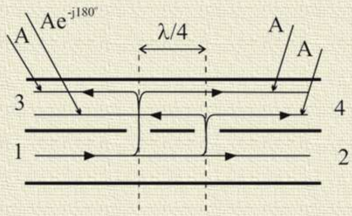


$A_3 = a_z e^{-j\beta' d} - a_z e^{-j\beta d} = 0$

Sprzęgacz krzyżowy Moreno

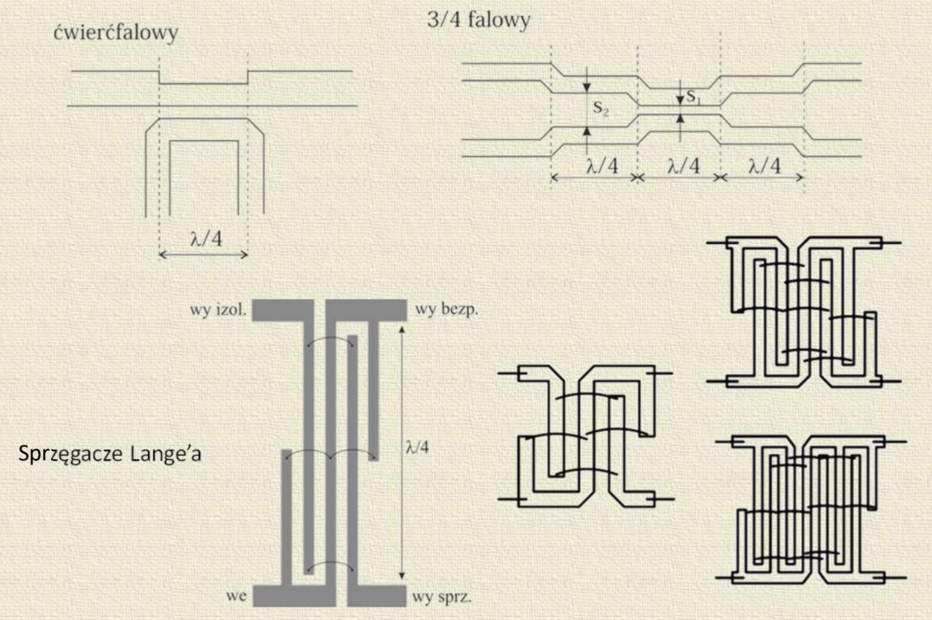
Sprzęgacz dwuotworowy





56

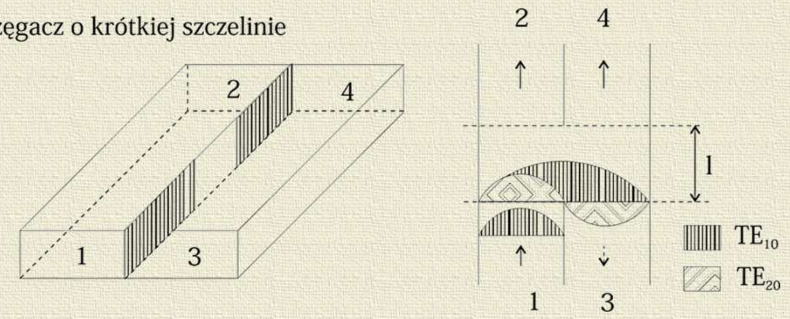
Sprzęgacze na NLP

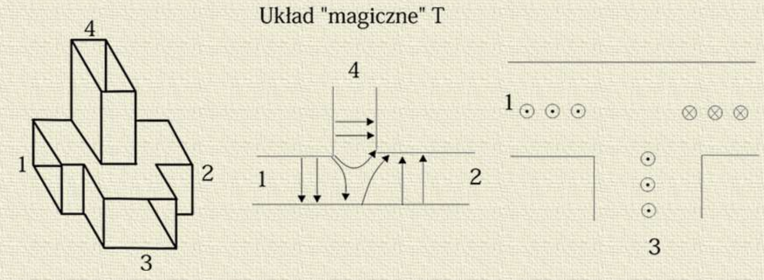


57

Sprzęgacze 3 dB

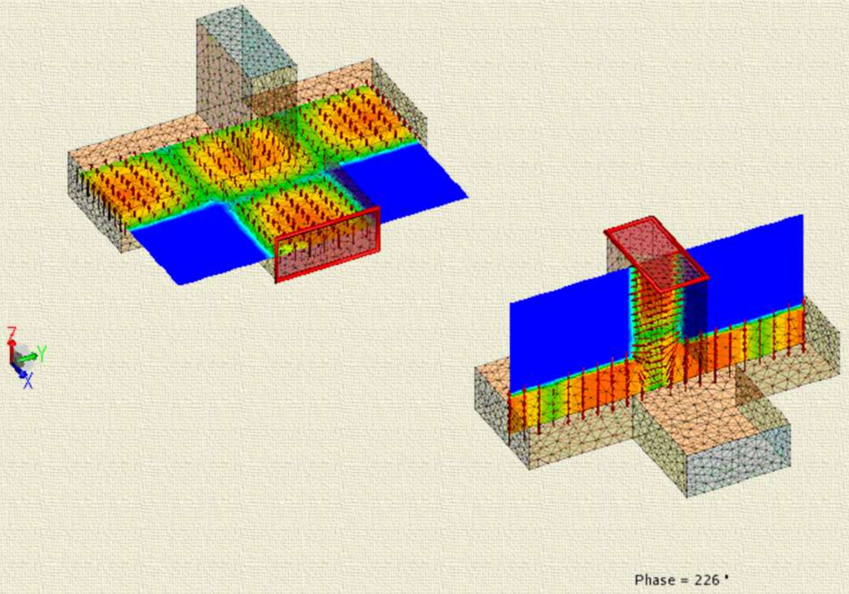
Sprzęgacz o krótkiej szczelinie





58

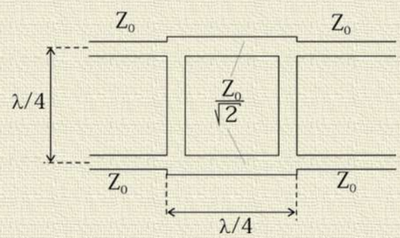
Symulacje



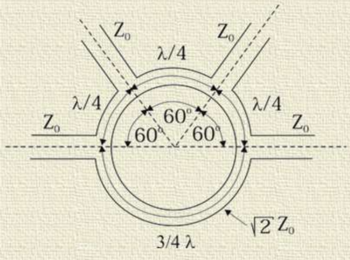
59

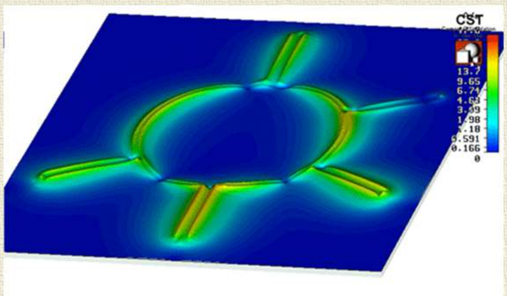
Równoramienny układ hybrydowy

Sprzęgacze 3 dB
w technice NLP



Pierścień hybrydowy





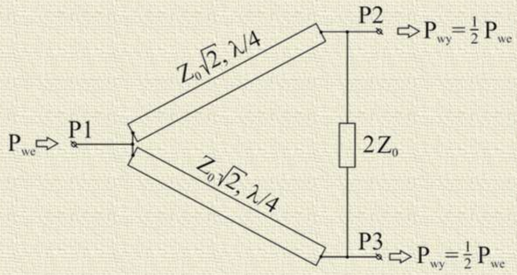
60

Dzielnik Wilkinsona

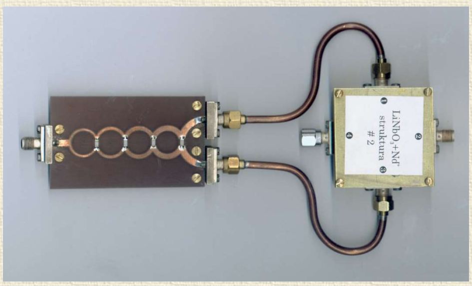
$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

$$|S_{12}| = |S_{13}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$S_{23} = 0$$



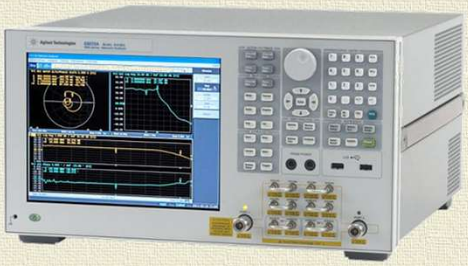
Moc doprowadzona do P2 wypłynie w połowie w P1, a w połowie wydzieli się na rezystancji $2Z_0$, analogicznie dla mocy doprowadzonej do P3



61

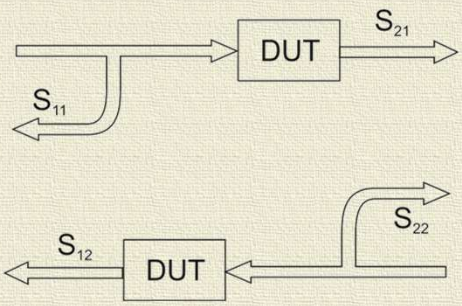
WEKTOROWE ANALIZATORY SIECI

62

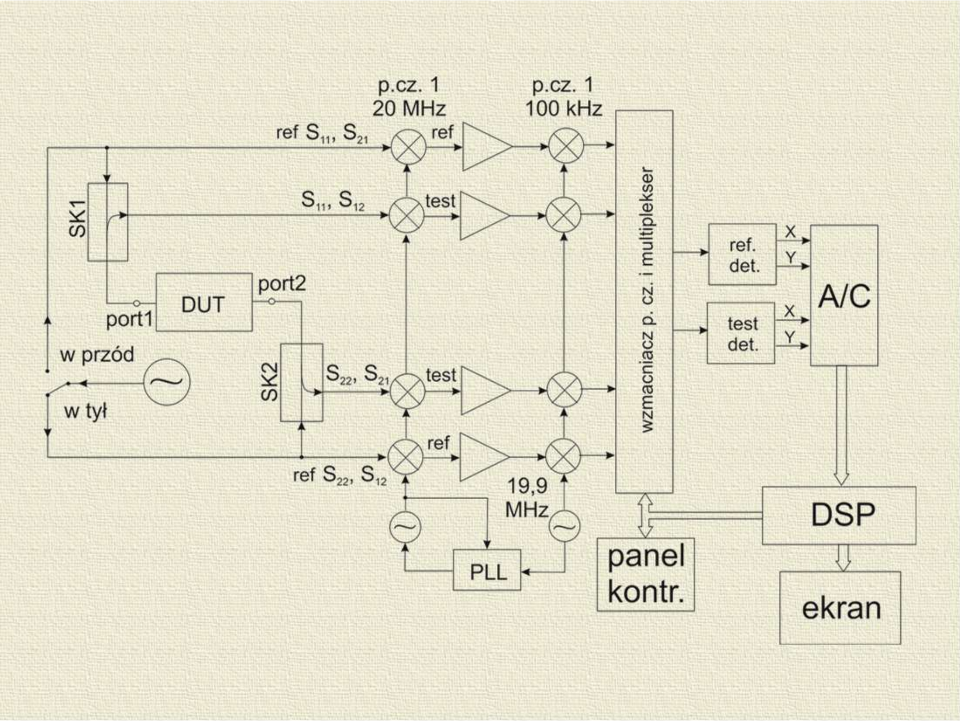


63

Zasada pomiaru

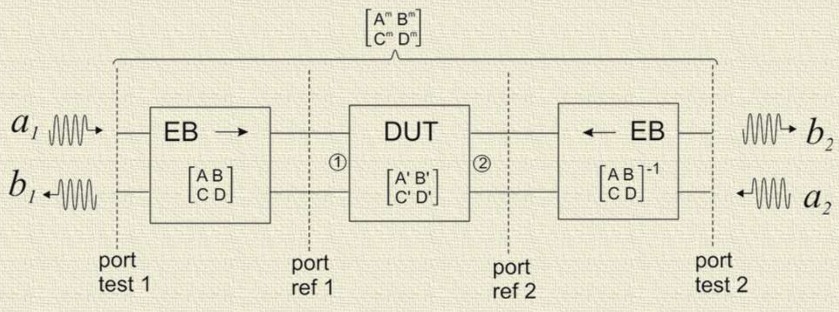


64



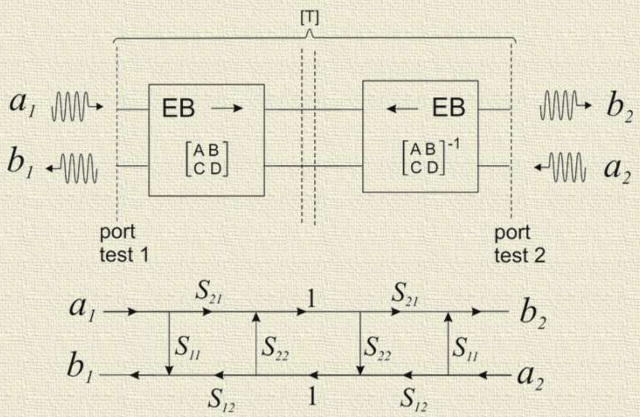
65

Kalibracja



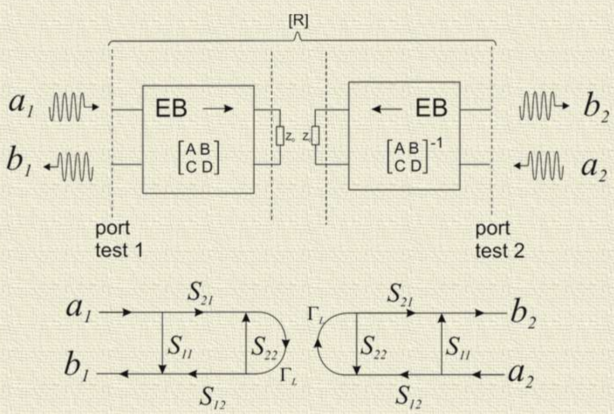
66

Zwarcie



67

Dopasowanie



68

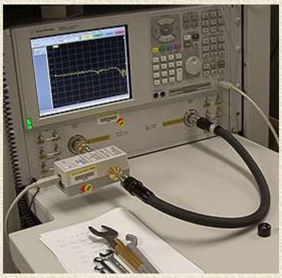
$$\begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = [I] \cdot \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A^m & B^m \\ C^m & D^m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

69



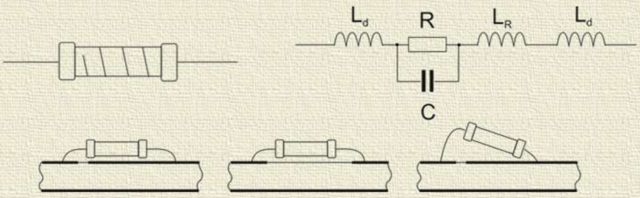
70

Mikrofalowe elementy bierne

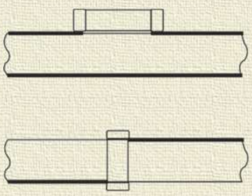
71

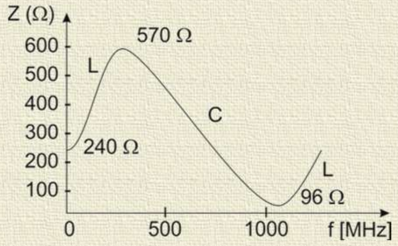
Skupione elementy elektroniczne w technice mikrofal

Rezystory



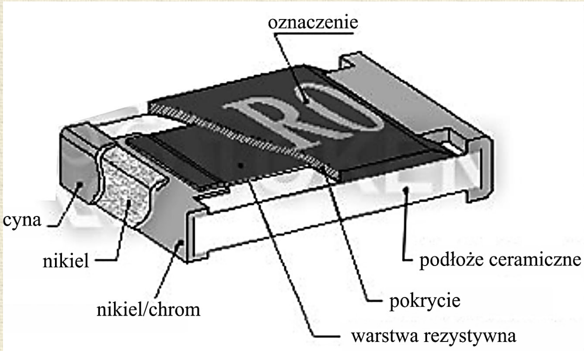
SMD



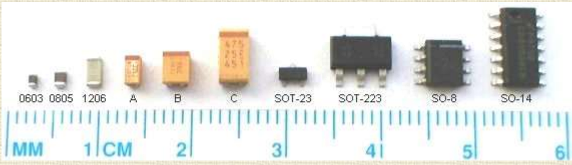


72

Budowa typowego rezystora SMD



$24 \cdot 10^3 = 24\ k\Omega$



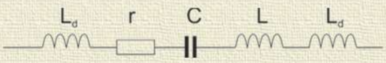
1 mm ≈ 39,370 mils   1 mils ≈ 0,0254 mm

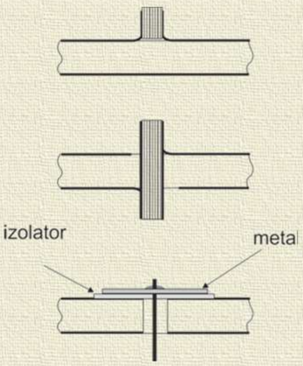
0603 = 0,06" × 0,03"
lub 60 × 30 mils lub 1,6 × 0,8mm
0805 = 0,08" × 0,05"
lub 80 × 50 mils lub 2,0 × 1,25mm
1206 = 0,12" × 0,06"
lub 120 × 60 mils lub 3,2 × 1,6mm

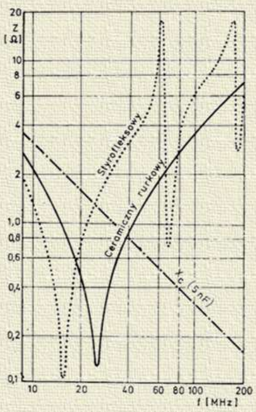
A = 3,2 × 1,6 × 1,6 dł/szer/wys
B = 3,5 × 2,8 × 1,9
C = 6,0 × 3,2 × 2,5

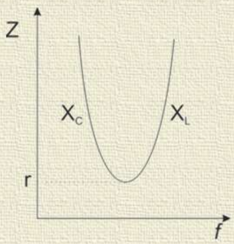
73

Kondensatory



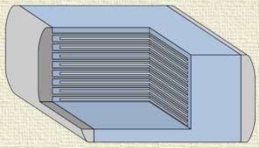






74

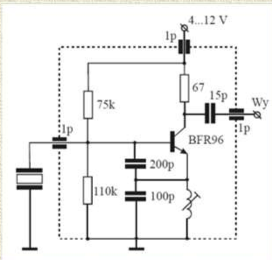
obudowa	dł x szer x wys (mm)
A	3,2 × 1,6 × 1,6
B	3,5 × 2,8 × 1,9
C	6,0 × 3,2 × 2,5
D	7,3 × 4,3 × 2,8
E	7,3 × 6,0 × 3,6

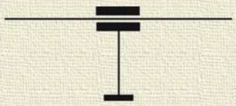


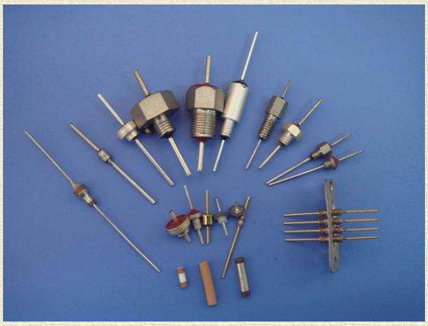
1, 2 – tantalowe; 3, 4 – elektrolityczne;
5, 6, 7 - ceramiczne (rozm. Jak dla rezystorów);
8 - porcelanowy RF (wysokie Q) RF;
9 – trymer;
(rezystor 0,125 W dla porównania rozmiarów)

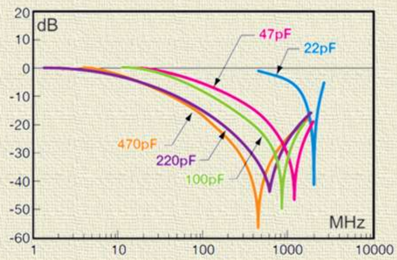
75

Kondensatory przelotowe (feed-thru capacitors)







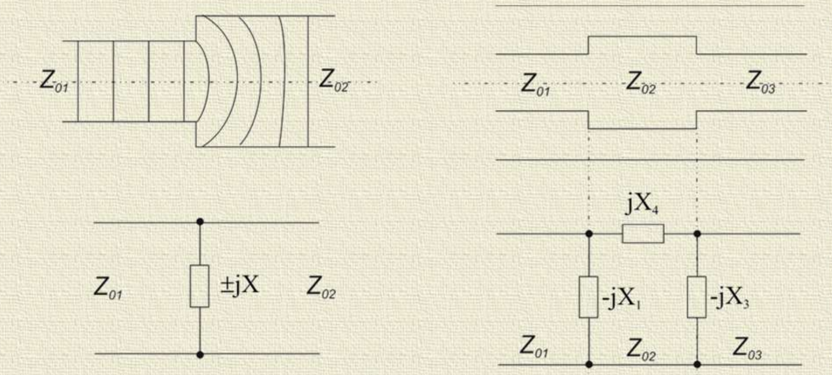


76

Rolę elementów biernych mogą pełnić nieciągłości

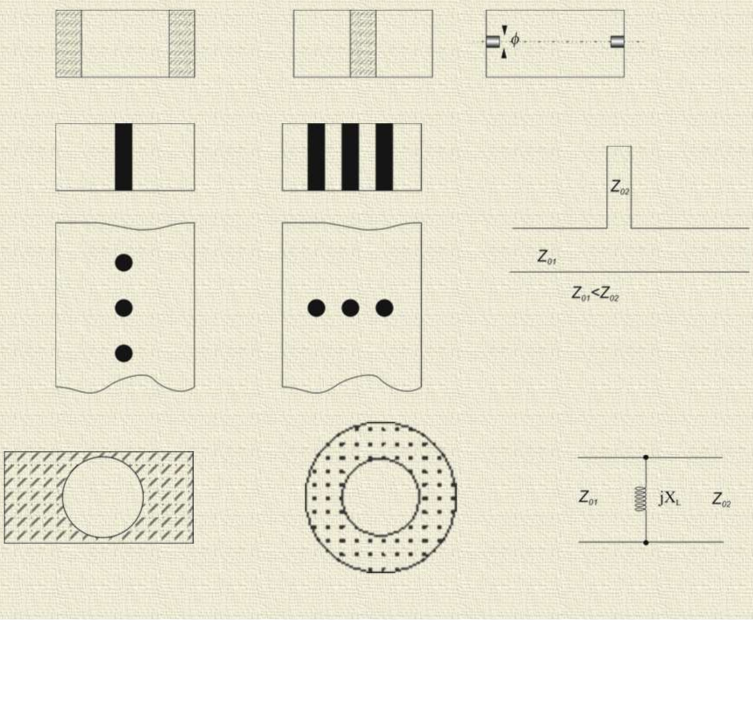
Nieciągłości
- materiałowe
- geometryczne

Każda nieciągłość reprezentuje pewną reaktancję



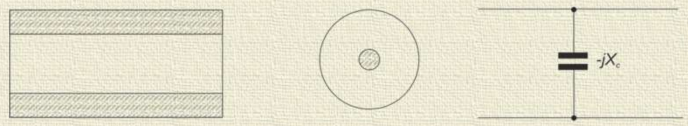
77

Nieciągłości o charakterze indukcyjnym

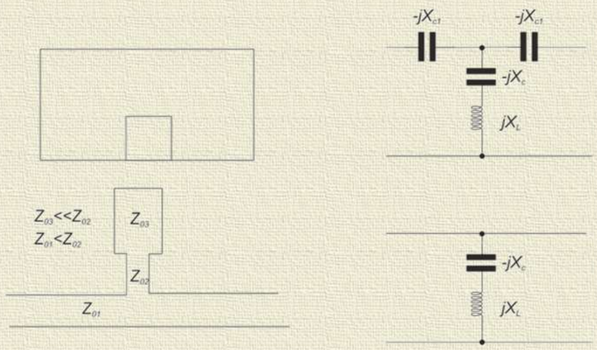


78

Nieciągłości o charakterze pojemnościowym

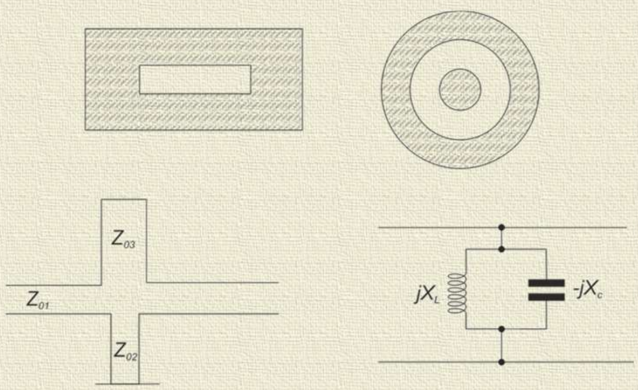


Nieciągłości o charakterze rezonansu szeregowego



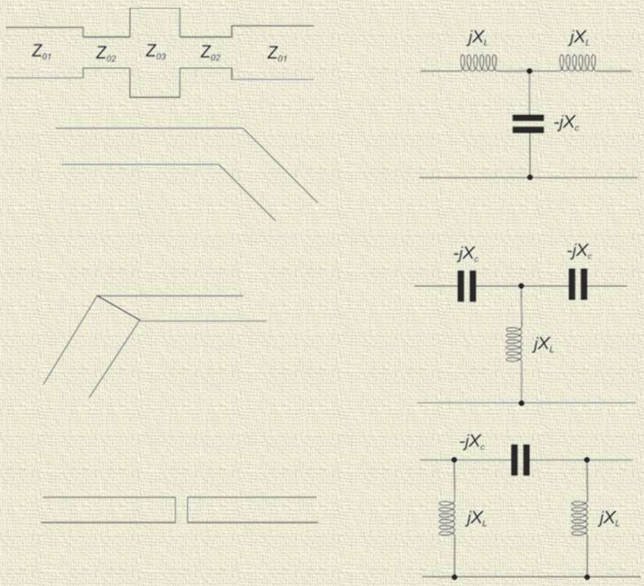
79

Nieciągłości o charakterze rezonansu równoległego



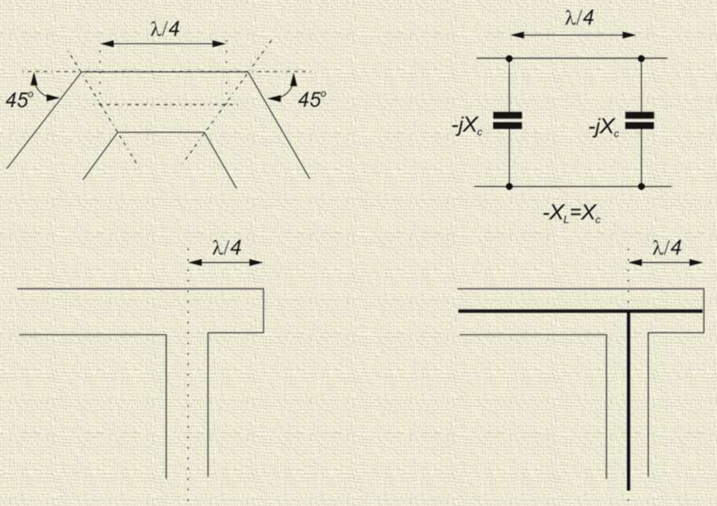
80

Nieciągłości o charakterze filtrów



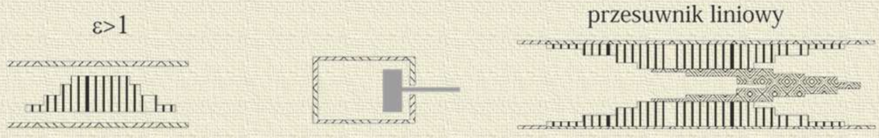
81

Bezreaktancyjne zaginanie linii transmisyjnych

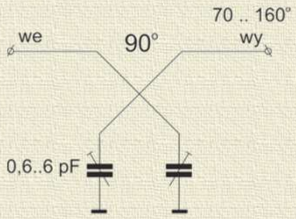


82

Przesuwniki fazy

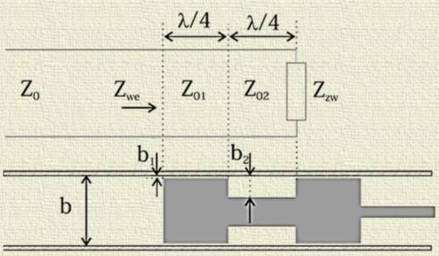


Przesuwnik z 90^{o} sprzęgaczem kierunkowym

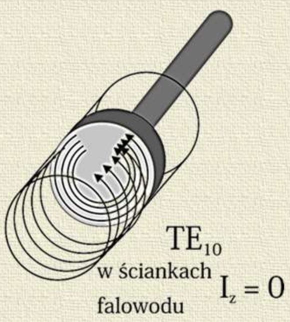


83

Zwieracze nastawne

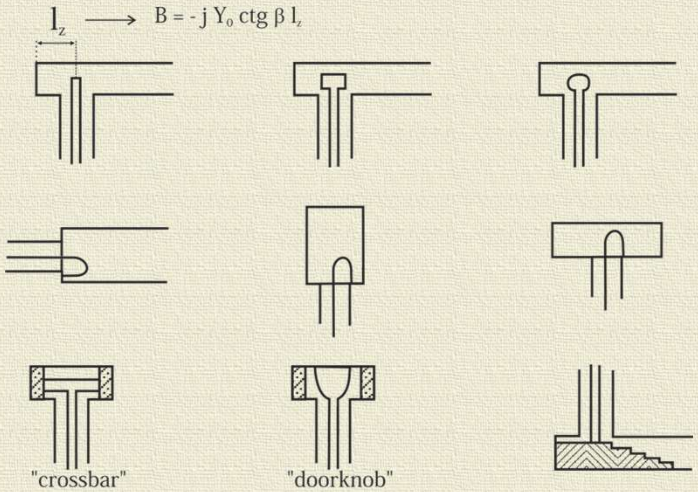


$$Z_{we} = \left(\frac{b_1}{b_2}\right)^2 Z_{zw} = \left(\frac{Z_{01}}{Z_{02}}\right)^2 Z_{zw}$$

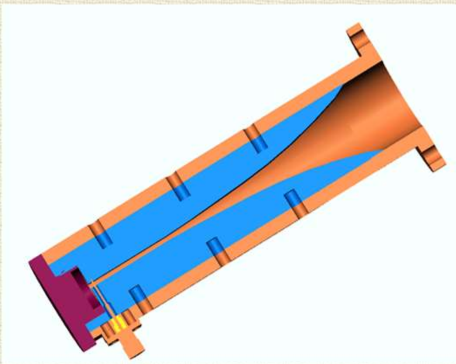


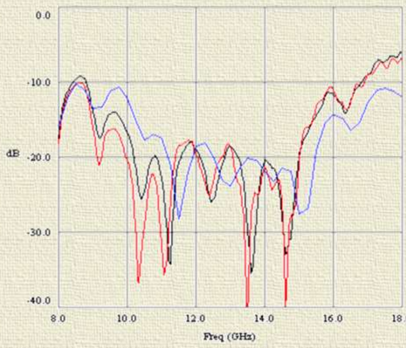
84

Przejścia z linii koncentrycznej na falowód

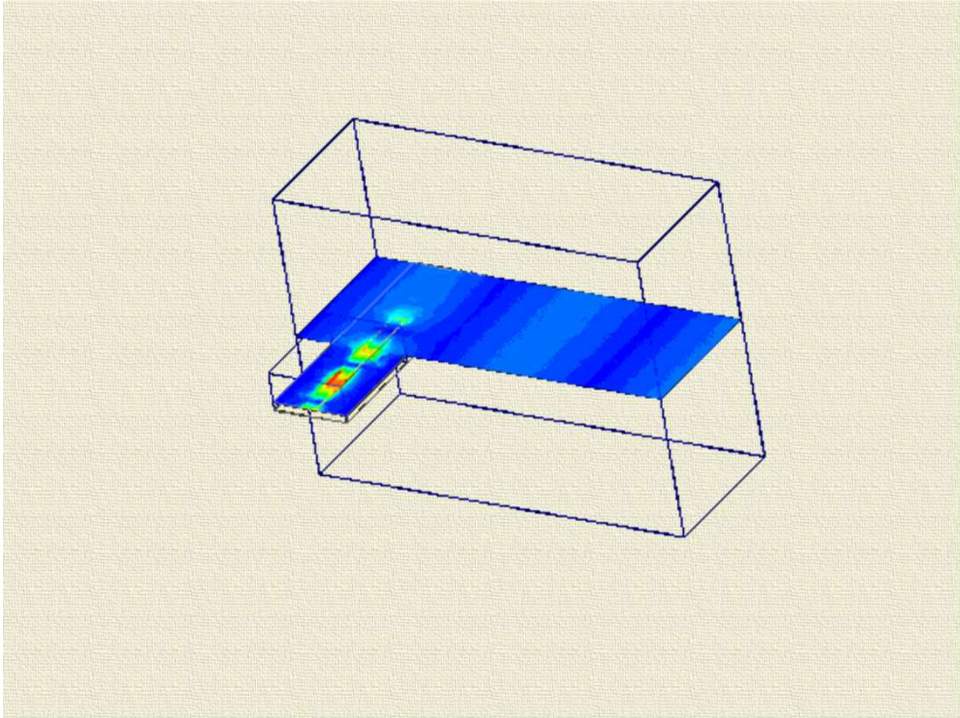


85

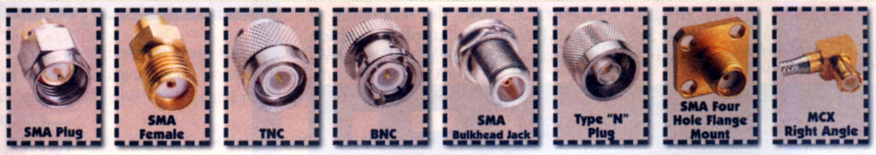




86



87



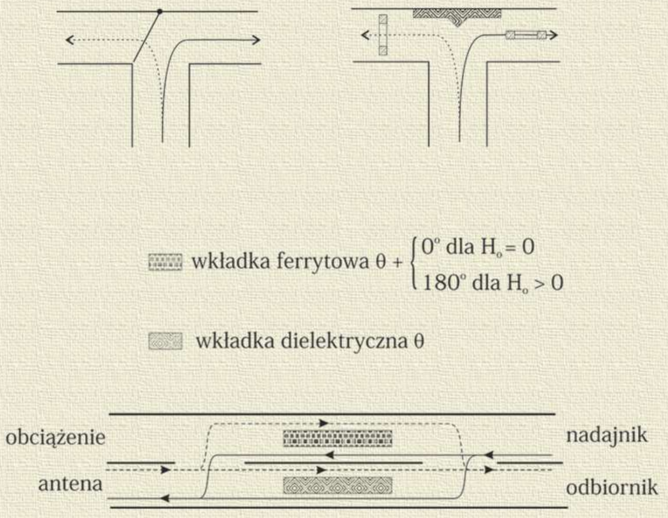
Złącza mikrofalowe

Electrical Data	Impedance	50 Ohm	
	Frequency range	DC to 40 GHz	
	Dielectric withstanding voltage	500 Vrms at sea level 125 Vrms at 70,000 ft	
	Insulation resistance (min)	5,000 megaohms	
	Contact resistance (max)	Center conductor 6.0 milliohms Outer conductor 2.0 milliohms	
	Insertion loss (dB max)	0.1 * √f (GHz)	
	RF leakage	-80 dB at 3 GHz -65 dB at 3 to 26.5 GHz	
	VSWR (DC to 23 GHz)	1.10 :1 typical	(* Performance listed is typical for the Gigalane SMP socket-to-socket bullet part number PFS-ADP-PFS-01. Performance on other configurations may vary.)
	VSWR (23 to 26.5 GHz)	1.15 :1 typical	
	VSWR (26.5 to 40 GHz)	1.25 :1 typical	
Mechanical Data	Radial misalignment	+/- 0.25 mm	
	Axial misalignment	0 ~ 0.25 mm	
	Center to center spacing (min)	4.32 mm	
Material Data	Center contact & socket	Beryllium copper (with Au plating under Ni plating)	
	Insulator	PTFE	
	Shroud & body	Stainless Steel	
Environmental Testing	Temperature range	-65 ~ +125 ℃	
	Vibration	MIL-STD-202 method 204, test condition D	
	Shock	MIL-STD-202 method 223, test condition I	
	Thermal shock	MIL-STD-202 method 107, test condition B	

Mechanical Force for Shrouds		Full Detent	Limited Detent	Smooth Bore
	Force to engage (max)	6.8 kg	4.5 kg	0.9 kg
	Force to disengage (min)	2.3 kg	0.9 kg	0.2 kg
	Durability cycle (min)	100	500	1,000

88

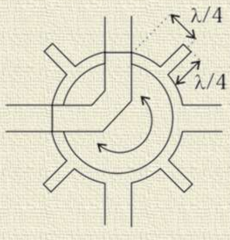
Przełączniki mikrofalowe



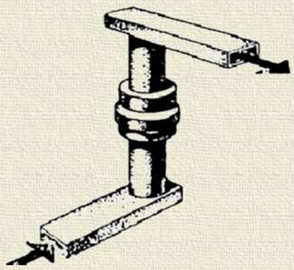
89

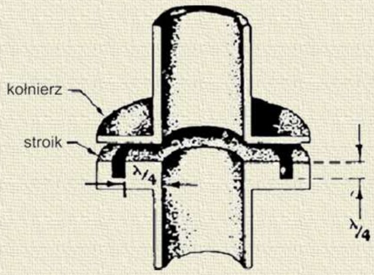
Złącza obrotowe

na linii paskowej

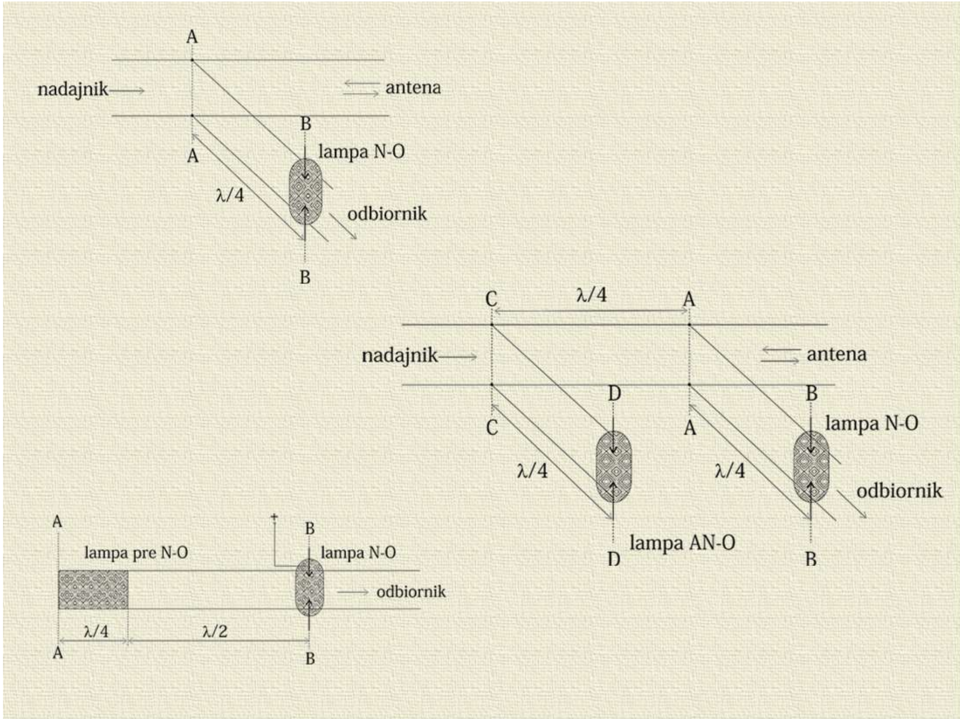


falowodowe



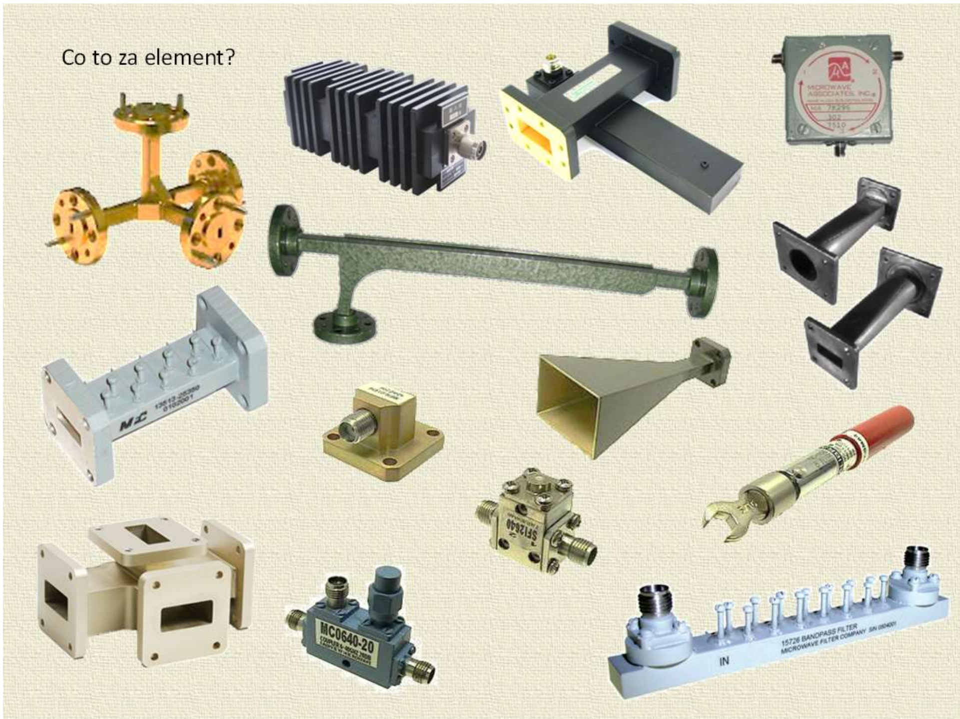


90



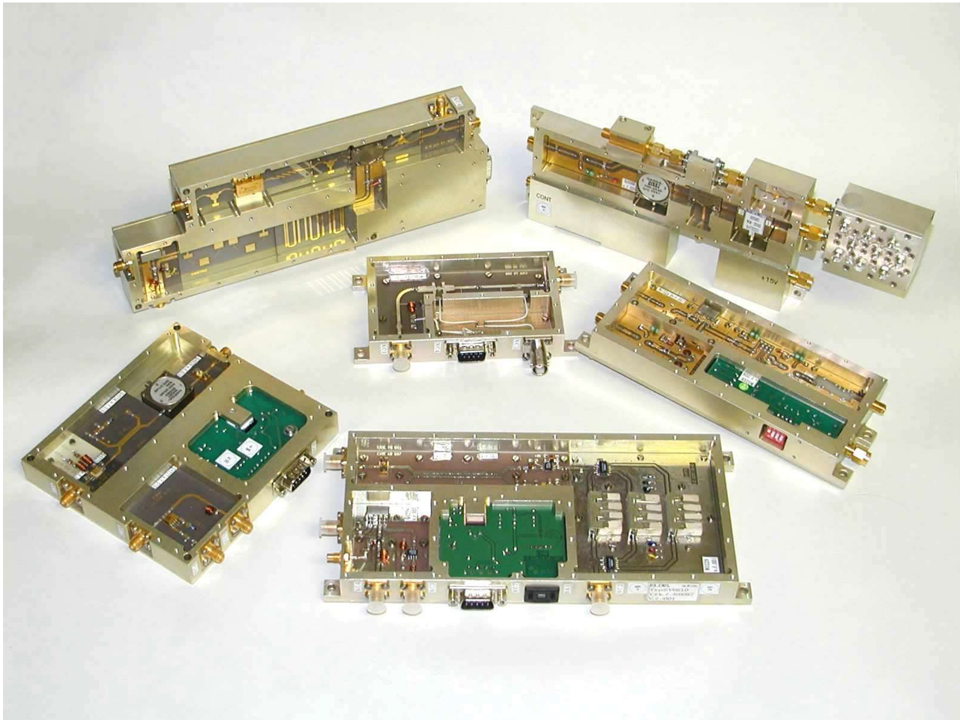
A
nadajnik
antena
B
A
lampa N-O
λ/4
odbiornik
B
C
λ/4
A
nadajnik
antena
D
B
C
A
lampa N-O
λ/4
λ/4
odbiornik
lampa AN-O
D
B
A
B
lampa pre N-O
lampa N-O
odbiornik
λ/4
λ/2
A
B

91

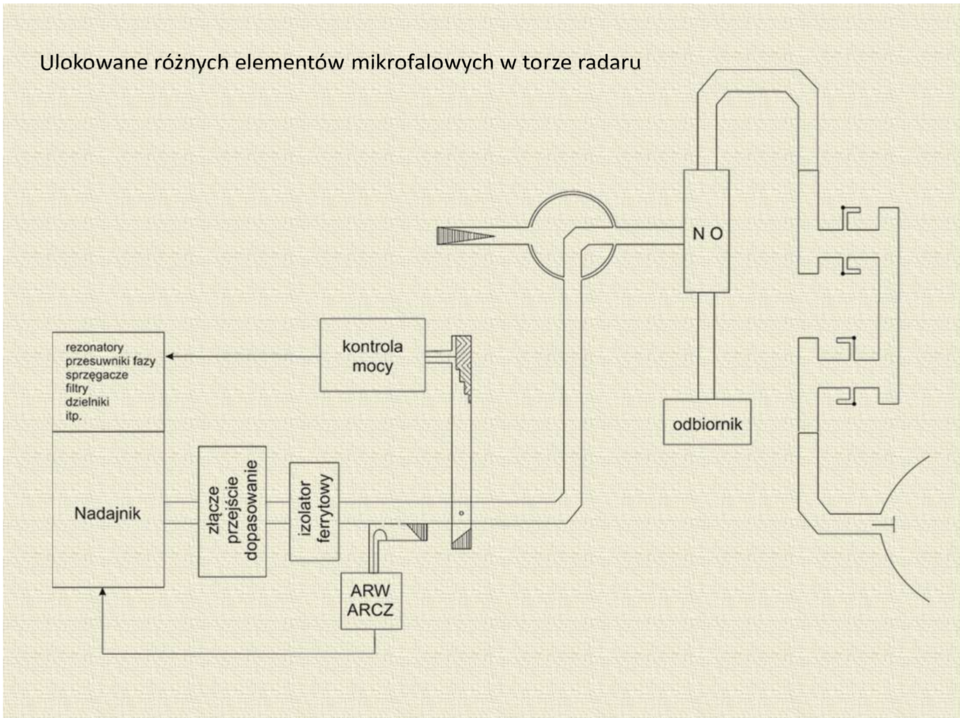


Co to za element?
MC0640-20

92



93


Ulokowane różnych elementów mikrofalowych w torze radaru
N O
rezonatory
przesuwniki fazy
sprzęgacze
filtry
dzielniki
itp.
kontrola mocy
odbiornik
Nadajnik
złącze przejście dopasowanie
izolator ferrytowy
ARW ARCZ

94

Dziękuję za uwagę

95