



dr inż. Magdalena Budnarowska



m.budnarowska@we.umg.edu.pl

Teams: Magdalena Budnarowska

Discord: magdalenabudnarowska

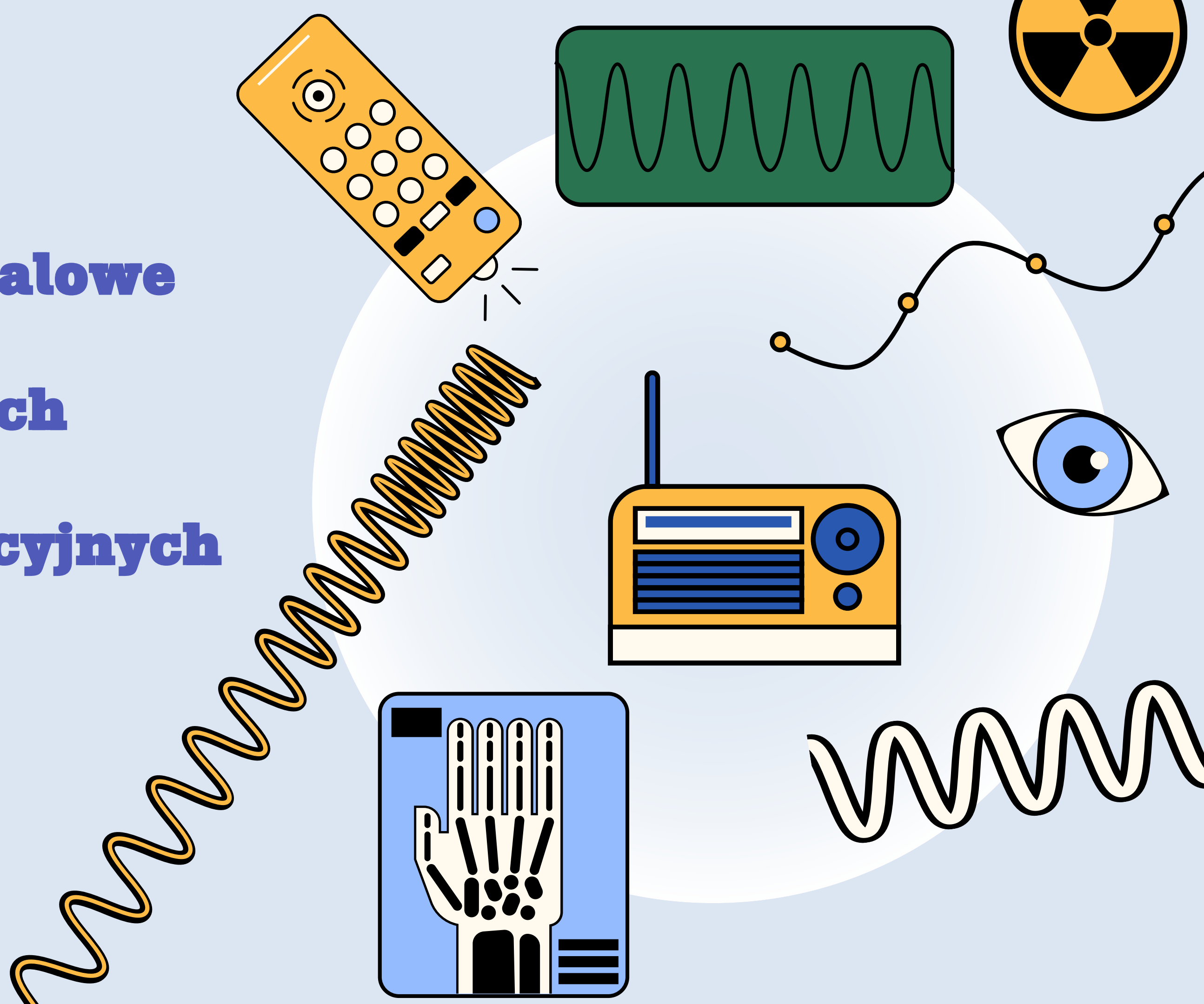
**Ochrona elektroniki
przed atakami
elektromagnetycznymi**

**Skuteczność
ekranowania wnętrza
metalowych obudów
z otworami**

**Metamateriały
jako absorbery
promieniowania EM**

**Układy Mikrofalowe
w systemach
radiokomunikacyjnych**

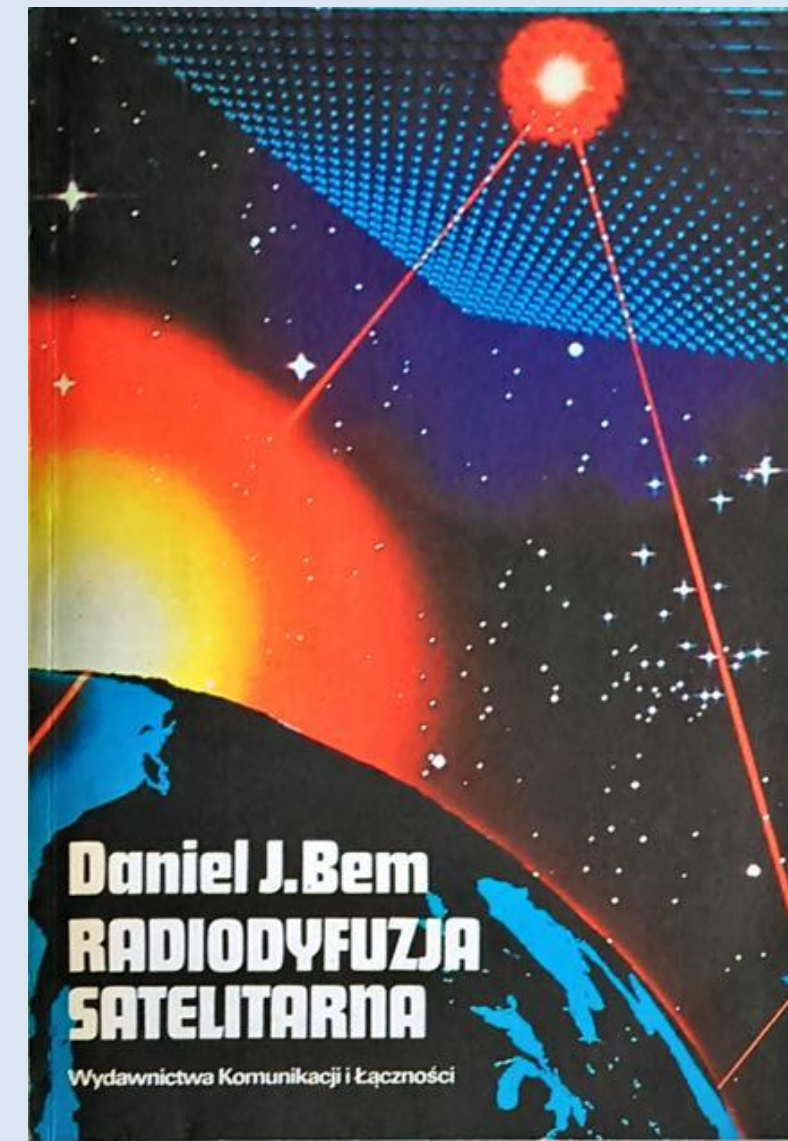
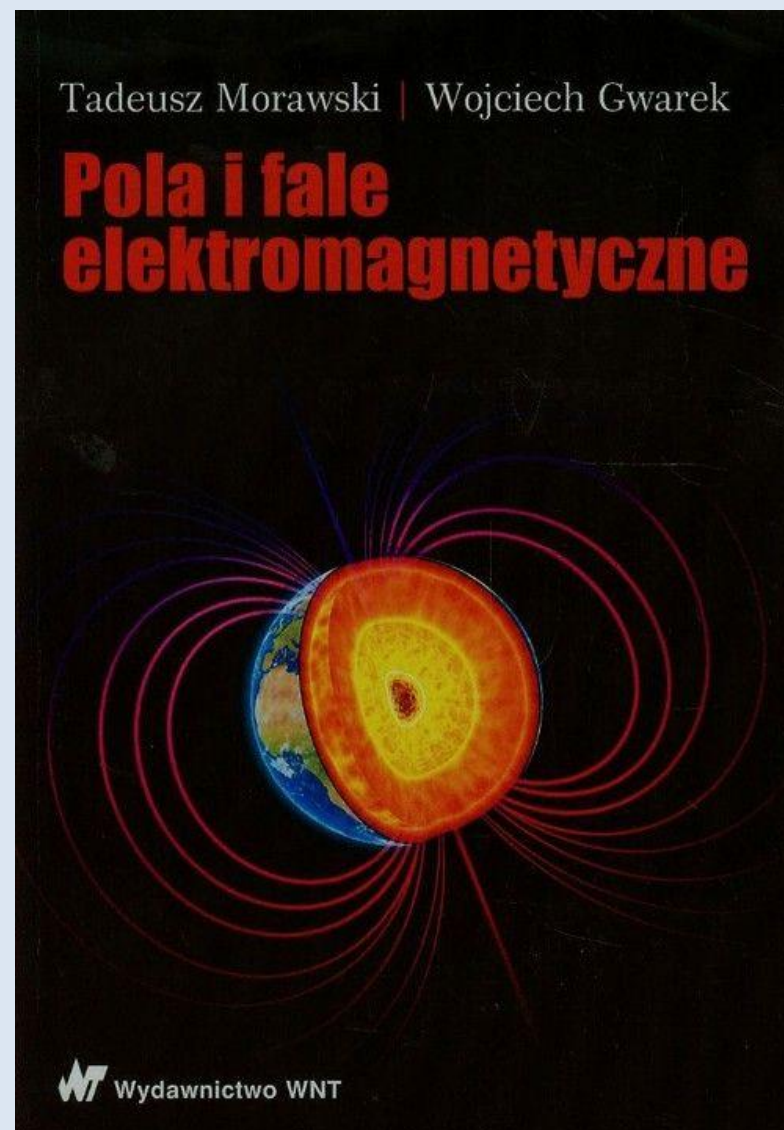
Magdalena Budnarowska



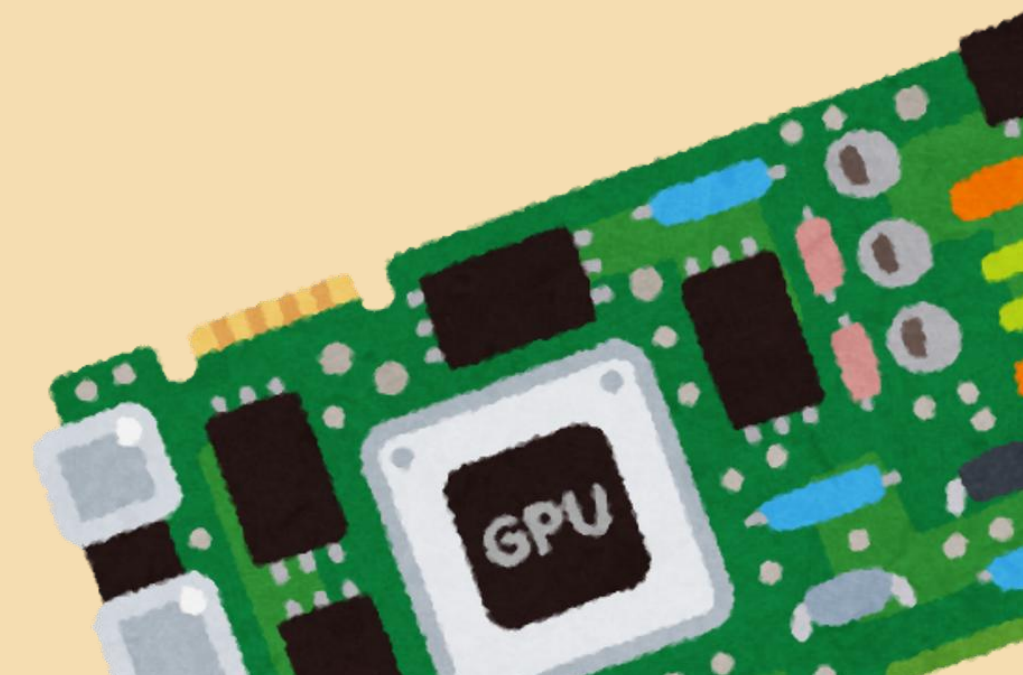
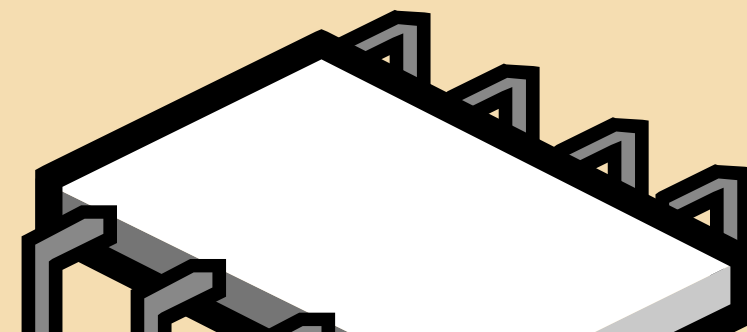
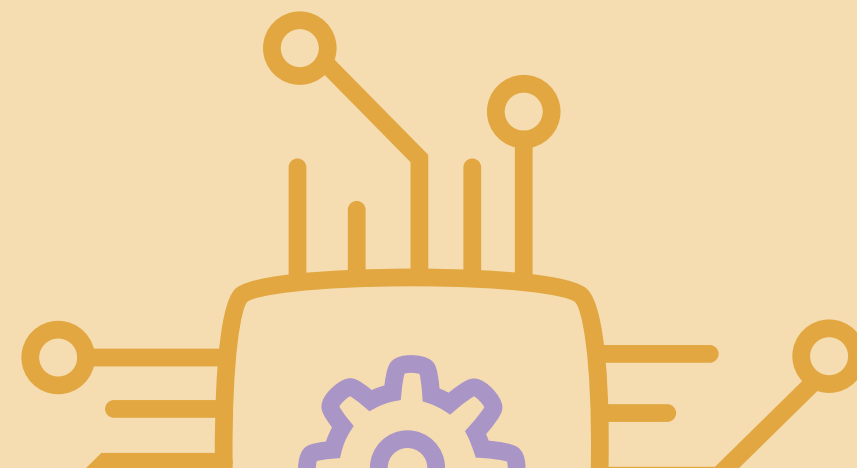
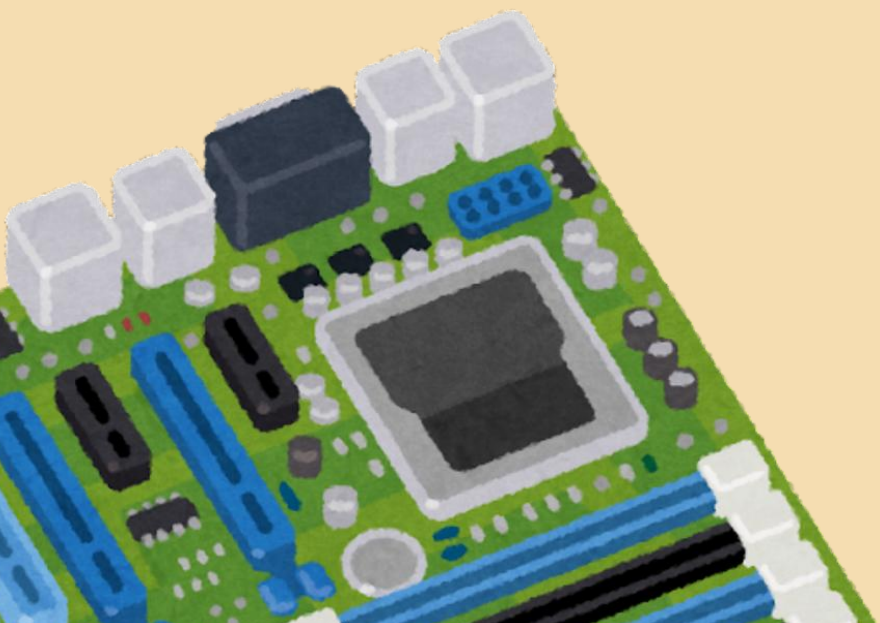
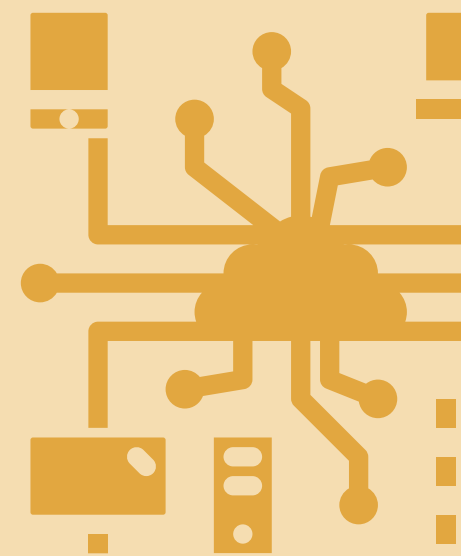
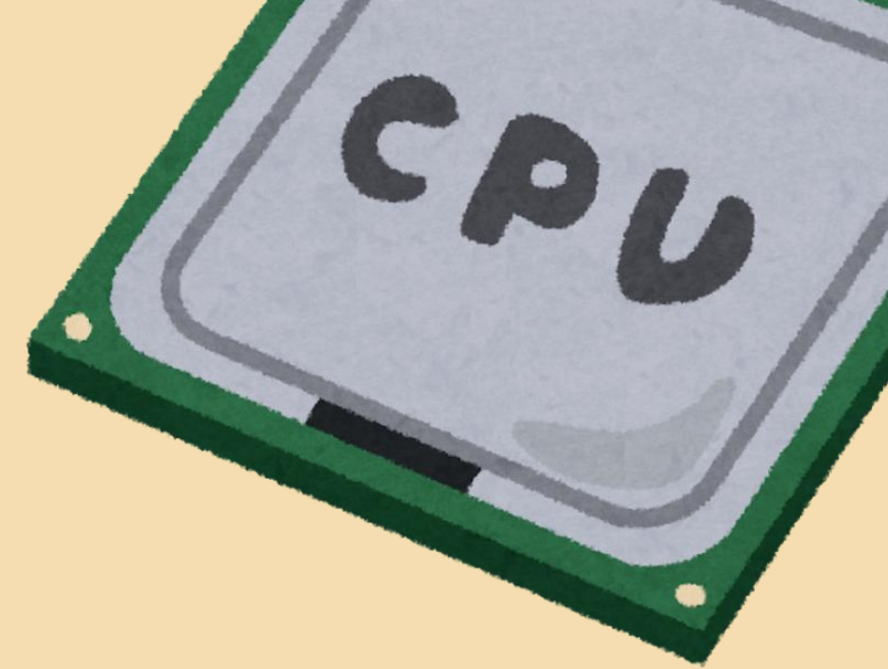
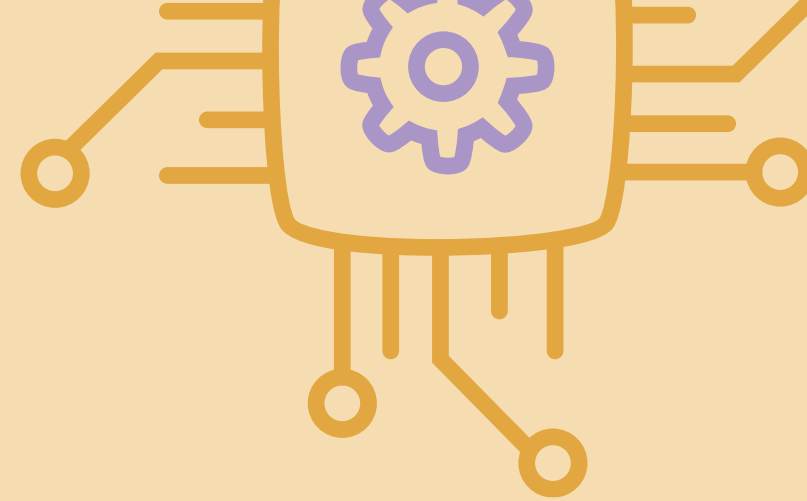
Literatura do przedmiotu UMwSR

1. J. A. Dobrowolski, Technika wielkich częstotliwości, Oficyna Wyd. P. W. , Warszawa 2001
2. T. Morawski, W. Gwarek, Pola i fale elektromagnetyczne, WNT, Warszawa 1998
3. R. Litwin, M. Suski, Technika mikrofalowa, WNT Warszawa 1972
4. W. Czarczyński, Podstawy techniki mikrofalowej, Wyd. P. Wrocław 2003
5. J. Thuery, Microwaves, Industrial, Scientific and Medical Applications, Artech House Boston 1992
6. D. J. Bem, Radiodyfuzja satelitarna, WKiŁ, Warszawa 1990
7. J. Chramiec, Liniowe Elementy i Układy Mikrofalowe, Akademia Morska w Gdyni, Gdynia, 2010.

Pozycje 1-4 zawierają ogólne wiadomości z zakresu UmwSR



ELEMENTY UKŁAÓW MIKROELEKTRONICZNYCH



Elementy Mikrofalowe

Pasywne

Aktywne

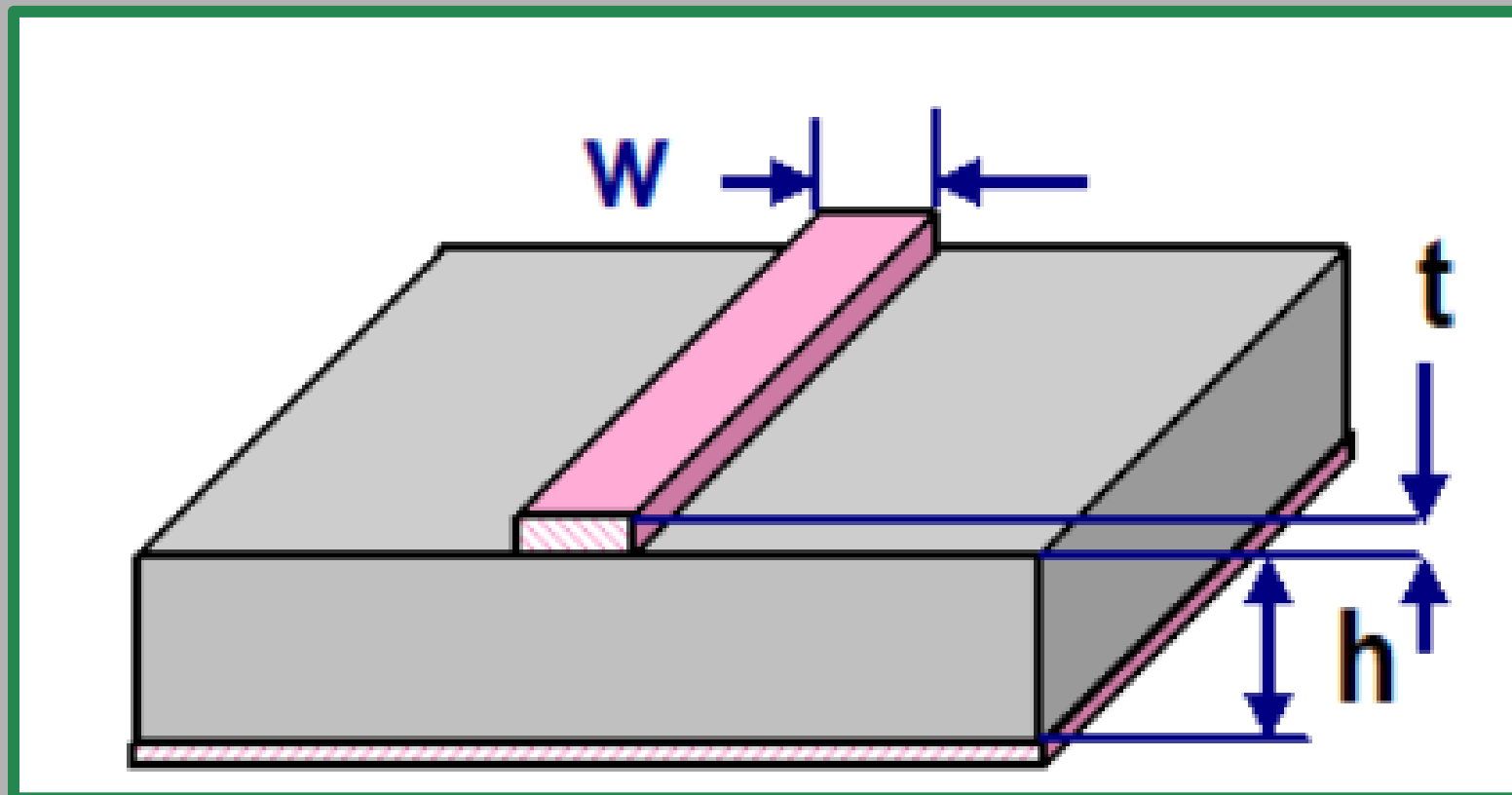
Złącza i przejścia

Linia mikropaskowa

Rozwój technologii układów scalonych, planarnych z samej natury, zmusił konstruktorów do opracowania nowej rodziny przewodnic falowych.

Najpopularniejszym rozwiązaniem jest linia mikropaskowa. Płaska, o odpowiednio dobranej grubości h warstwa dielektryka pokrywana jest obustronnie metalem. Warstwa metalizacji jest z jednej strony pozostawiona w całości, natomiast z drugiej strony pozostawione są tylko wąskie ścieżki metalizacji o odpowiednio dobranej szerokości w .

Linia mikropaskowa nazywana jest linią quasi-TEM, ponieważ fala EM porusza się w ośrodkach o 2 różnych prędkościach.

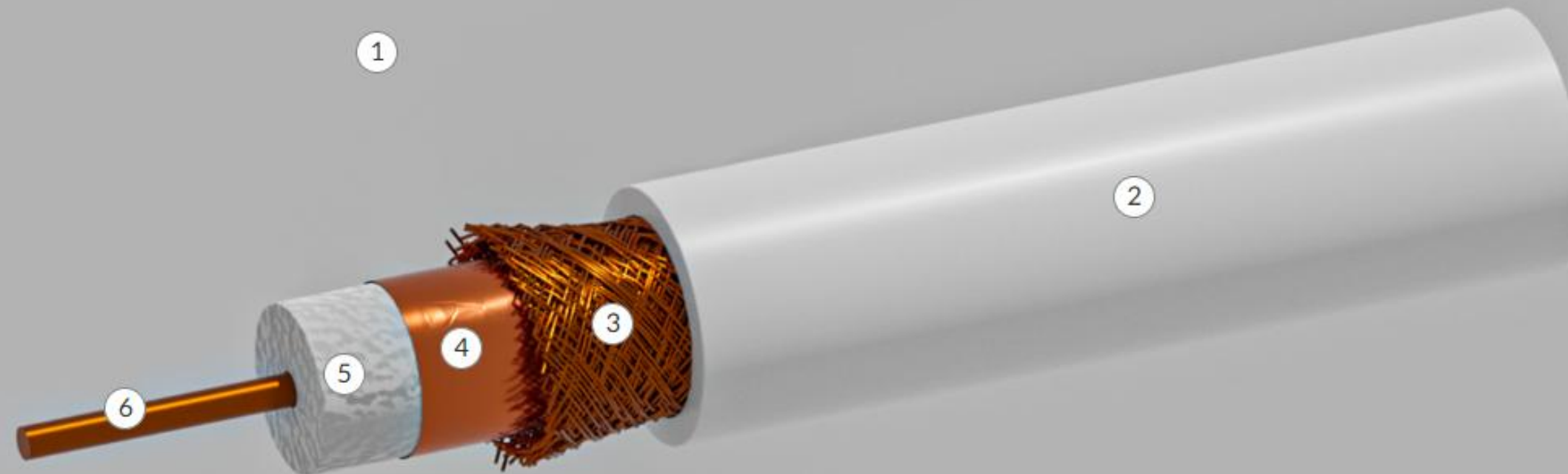


Impedancja charakterystyczna linii mikropaskowej jest funkcją grubości warstwy h , szerokości paska metalizacji w oraz przenikalności elektrycznej ϵ_r dielektryka oddzielającego pasek od metalizacji „ziemi”.

Złącza i przejścia

Kable współosiowe

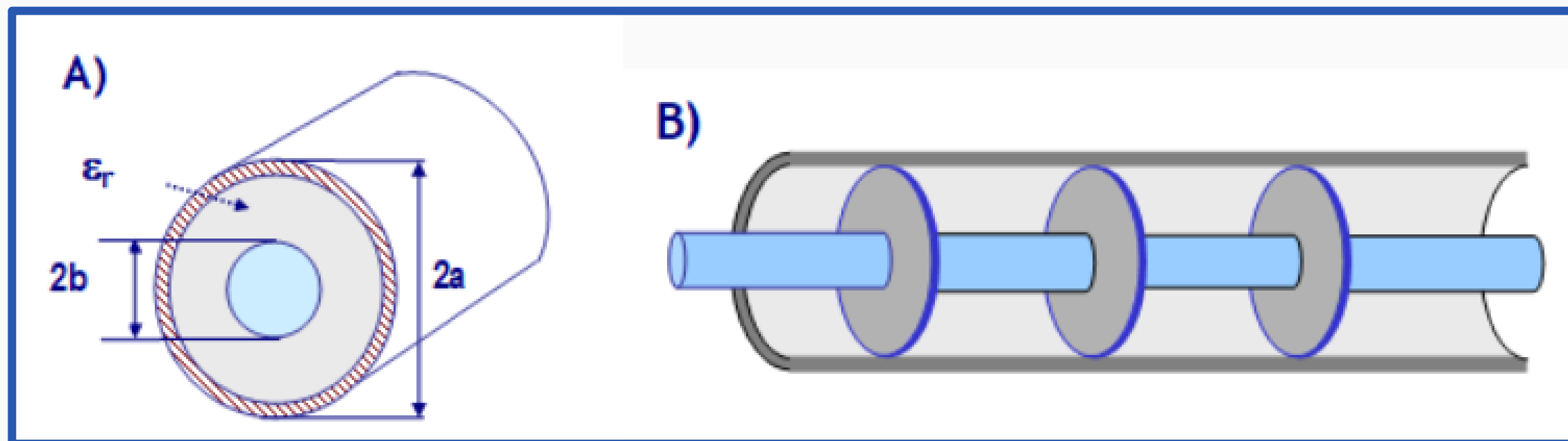
Większość kabli współosiowych konstruowana jest w taki sposób, aby ich impedancja charakterystyczna wynosiła $Z_0 = 50 \Omega$. Wyjątkiem są kable telekomunikacyjne, które mają zwykle impedancję charakterystyczną $Z_0 = 75 \Omega$.



Złącza i przejścia

Kable współosiowe

Impedancja charakterystyczna linii współosiowej obliczana jest z zależności: $Z_0[\Omega] = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a}$



dla tych samych materiałów tłumienie linii zależy od wartości Z_0 i dla linii współosiowej powietrznej osiąga najmniejszą wartość dla $Z_0 = 77 \Omega$

Z tego względu współosiowe kable telekomunikacyjne (m.in. sieci telewizji kablowej) mają impedancję charakterystyczną równą 75Ω . Problem minimalizacji tłumienia kabli współosiowych skłonił konstruktorów do szukania struktur pozwalających minimalizować ilość dielektryka w linii.

W laboratoriach powszechnie używane są kable o impedancji $Z_0 = 50 \Omega$. Linie współosiowe pracują do 140 GHz.

Złącza i przejścia

Kable współosiowe

Kabel koncentryczny (ang. coaxial cable, zwany również współosiowym) używany do transmisji sygnałów zmiennych małej mocy. Powszechnie wykorzystywany jest w instalacjach antenowych, telewizji kablowej, przemysłowej czy w instalacji anten satelitarnych. Zasięg sygnału w takim kablu może sięgać 500 m, a przepustowość osiągnięta w tego typu kablach to 10 Mb/s.

1

Izolacja wewnętrzna (dielektryk). Wykonana przeważnie z polietylenu spiekanego, oddziela przewodnik od ekranu.

Oplot stanowi drugi niezbędny ośrodek przewodzący, a ponadto chroni sygnał przed zakłóceniami elektromagnetycznymi pochodzącymi ze środowiska.

Izolacja zewnętrzna pełni funkcję zabezpieczenia przewodu przed uszkodzeniem mechanicznym lub wilgocią.

2

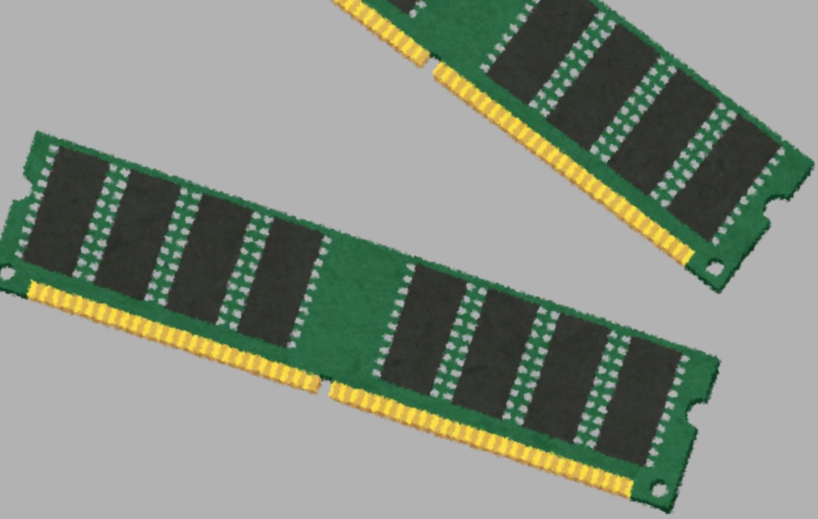
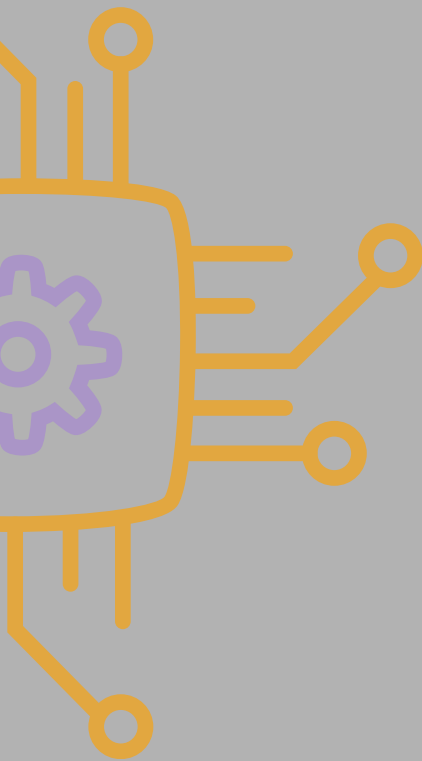
Dodatkowa warstwa ekranująca, tu w postaci folii miedzianej. Zmniejsza zakłócenia transmisji wewnątrz przewodu. Nie stanowi obowiązkowego elementu kabla koncentrycznego, jednak jej obecność świadczy o lepszej jakości kabla.

3

Przewód elektryczny w postaci drutu lub linki, najczęściej miedziany lub aluminiowy.

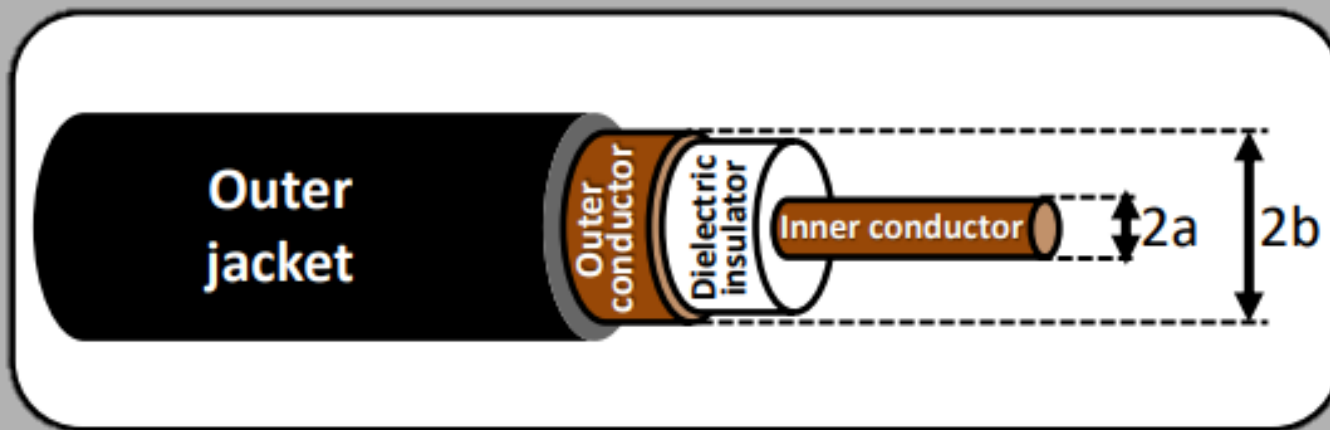
4

5



Złącza i przejścia

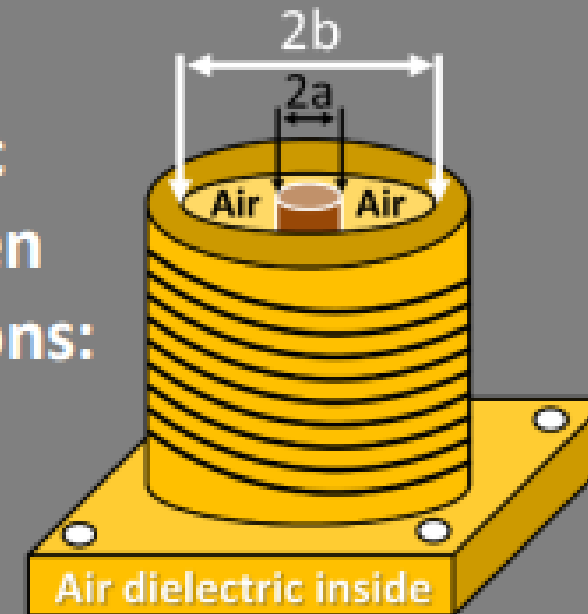
Kable współosiowe



Wartość częstotliwości granicznej wynosi:

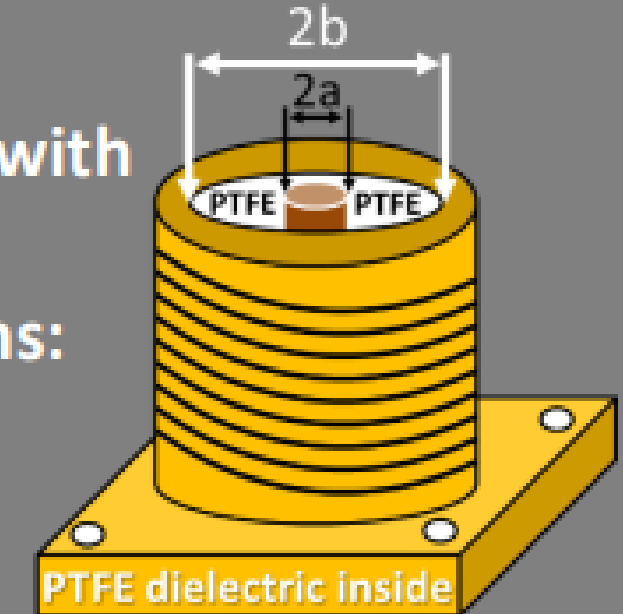
$$f_{cutoff, TE11} = \frac{c_0}{\pi(a+b)\sqrt{\epsilon_r}}$$

Air dielectric with given dimensions:



Air's ϵ_r (approx. 1) yields the lowest possible value (for given dimensions) of $(a+b)\sqrt{\epsilon_r}$, which provides the highest possible TE11 cutoff freq.

PTFE dielectric with the same dimensions:



PTFE's ϵ_r (approx. 2.15) increases the value of $(a+b)\sqrt{\epsilon_r}$, which results in a lower TE11 cutoff frequency than in air.

Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

Złącze typu N

Prostota konstrukcji, uniwersalność oraz wysoka niezawodność sprawiły, że złącze typu N z upływem lat zostało uznane za jedno z najlepszych rozwiązań i jest obecnie powszechnie stosowane przez konstruktorów mikrofalowej aparatury pomiarowej. W tym standardzie średnica przewodu zewnętrznego linii powietrznej wynosi 7 mm, co powoduje, że **złącze to jest zalecane do pracy przy częstotliwościach do około 18 GHz.**

Należy przy tym pamiętać, że w linii współosiowej, wraz ze wzrostem częstotliwości sygnału, mogą być wzbudzane także inne mody propagacji oprócz podstawowego modu TEM.

Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

Złącze typu SMA

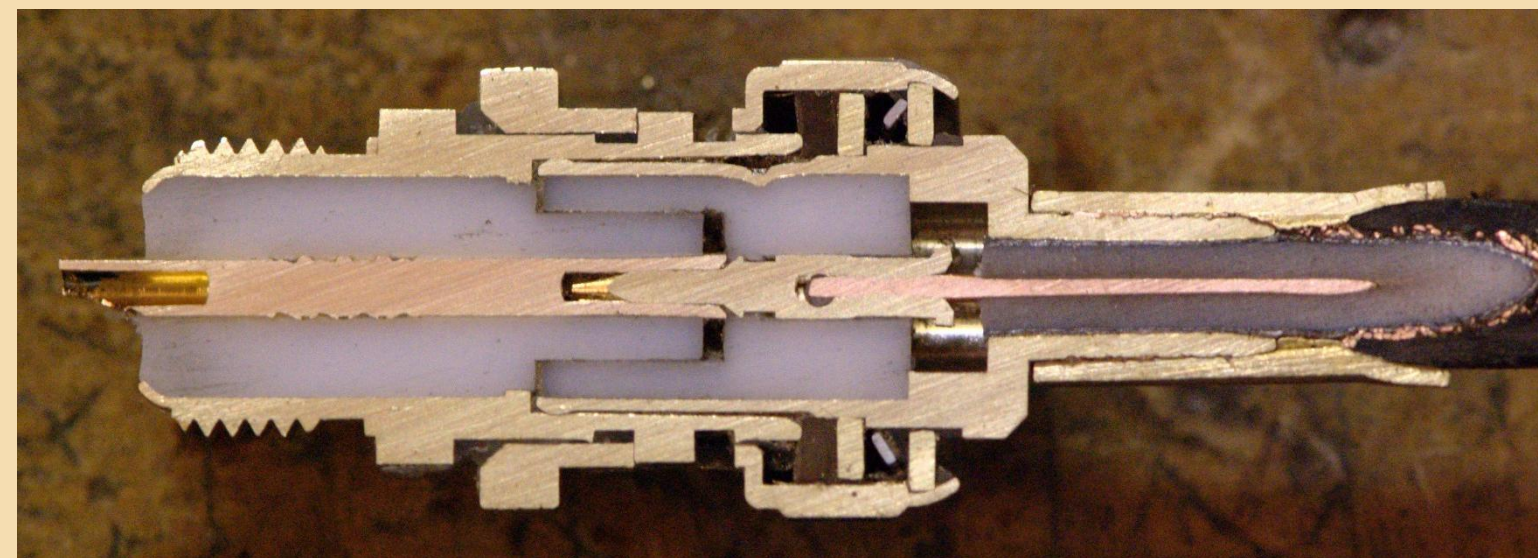
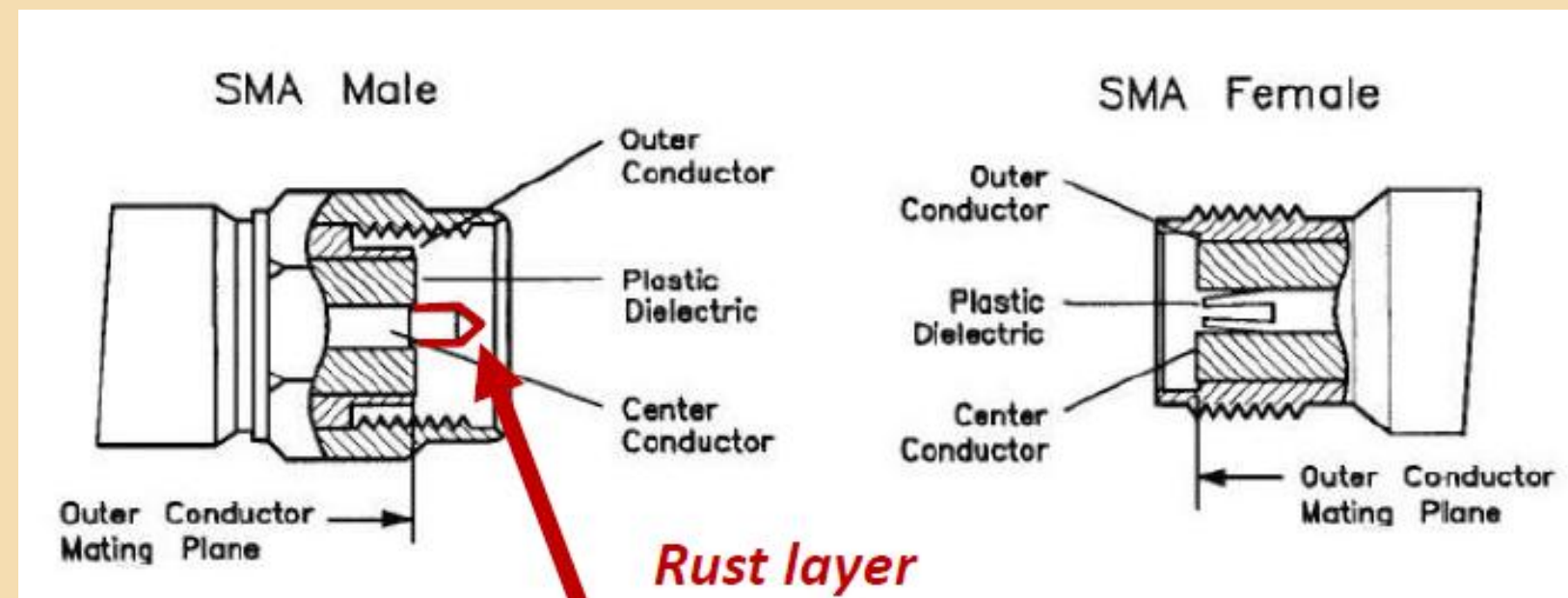


Aby powiększyć częstotliwościowy zakres pracy linii współosiowych, w latach 60. XX wieku opracowano złącze SMA, istotnie zminiaturyzowane w stosunku do złącza N. Zrobiono je dla linii współosiowej o średnicy przewodu zewnętrznego 4,13 mm całkowicie wypełnionej teflonem. **Złącza te mogą pracować do 25 GHz.**

Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

Złącze typu SMA



Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

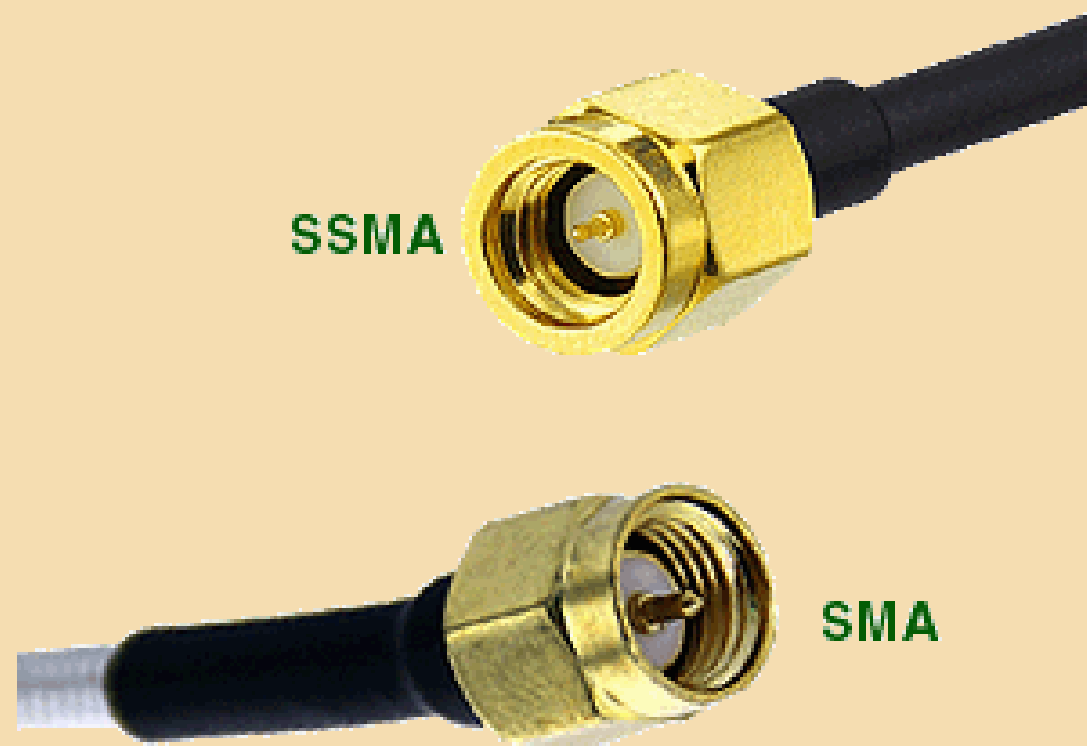
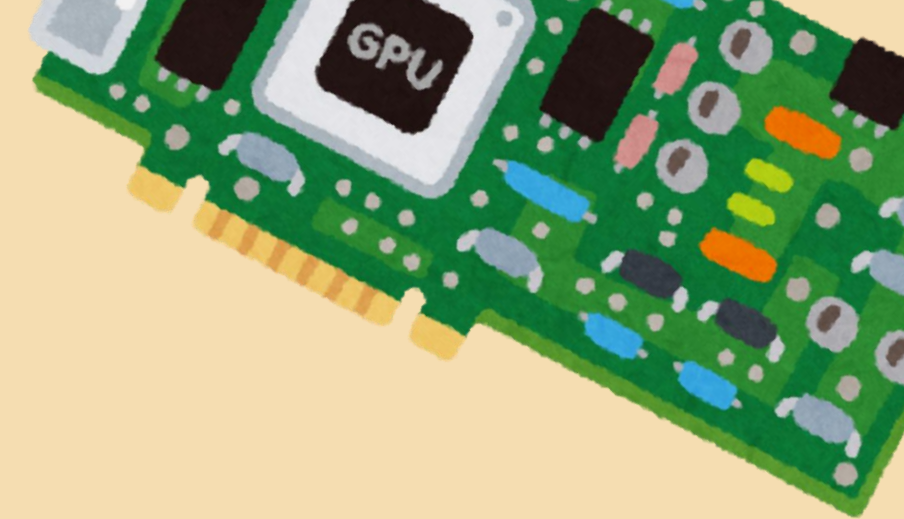
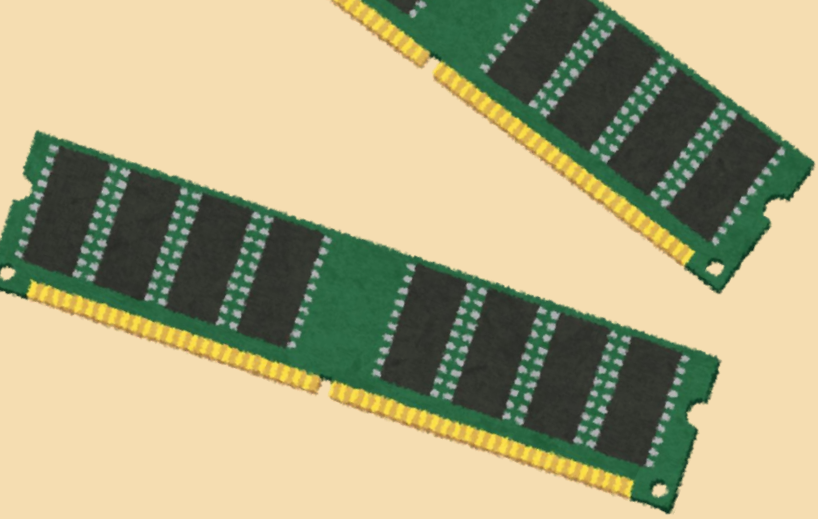
Złącze typu SSMA

W celu poszerzenia częstotliwościowego zakresu pracy linii współosiowych opracowano złącze SSMA (Scaled SMA). Jest to kolejna miniaturyzacja struktury złącza i linii. **Złącze SSMA zalecane jest do 40 GHz, a w wykonaniach specjalnych do 60 GHz.**

SSMA Plug to SMA Plug RG174 Cable

SSMA

SMA



Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

Złącze typu APC-7

APC-7 to wysokiej klasy **złącze metrologiczne** stosowane w precyzyjnej aparaturze mikrofalowej. Zostało opracowane przez firmę **Amphenol** jako standard do bardzo dokładnych pomiarów RF.

Najważniejsze cechy

- Impedancja: 50 Ω
- Średnica linii powietrznej: 7 mm
- Zakres częstotliwości: do ok. 18 GHz
- Konstrukcja: bezpłciowa (**sexless**) – nie ma wersji male/female
- Bardzo wysoka powtarzalność połączeń



Charakterystyczna cecha

W przeciwieństwie do większości złączy RF:

- oba złącza są **identyczne**
- nie ma **pinu ani gniazda**
- kontakt realizowany jest przez **sprężysty styk centralny**



Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

Złącze typu APC-7 i APC-3.5

Połączenie dwóch odcinków linii współosiowej złączem wprowadza niewielkie zaburzenie w propagacji fali. W miarę wzrostu częstotliwości zaburzenie to powoduje istotne odbicia. Odbicia te mogą utrudniać pomiary i być przyczyną błędów. Aby zmniejszyć nieciągłości wprowadzone przez złącze i zminimalizować odbicia, opracowano specjalne konstrukcje precyzyjnych złączy **APC-7 i APC-3,5 (Amphenol Precision Connector)**

Są to złącza z rodzaju **sexless**, umożliwiające połączenie każdego z każdym.

Złącze **APC-7** opracowano dla średnicy 7 mm przewodu powietrznego, zewnętrznego; zalecane jest do 18 GHz.

Złącze **APC-3,5** opracowano dla średnicy 3,5 mm przewodu powietrznego zewnętrznego; zalecane jest do 40 GHz.

Złącza i przejścia

Przewody współosiowe

Złącze typu APC-3.5

APC-3.5 to wysokiej klasy **złącze metrologiczne** stosowane w precyzyjnej aparaturze mikrofalowej. Zostało opracowane przez firmę **Amphenol** jako standard do bardzo dokładnych pomiarów RF.

SMA



APC-3.5



Najważniejsze cechy

- bardzo **wysoka precyzja wykonania** (małe tolerancje mechaniczne),
- **doskonałe dopasowanie impedancyjne**,
- **niski współczynnik odbicia**,
- duża **powtarzalność połączeń pomiarowych**.

Złącza **APC-3.5** są **mechanicznie kompatybilne** ze złączami **SMA**, ponieważ mają ten sam gwint.

Jednak w praktyce:

zaleca się łączenie APC-3.5 z APC-3.5, częste łączenie z SMA może **pogorszyć dokładność** i **zużyć złącze pomiarowe**.

Złącza i przejścia

Przejście z linii współosiowej
na linię mikropaskową

Przewód wewnętrzny linii współosiowej przylutowany jest do paska linii mikropaskowej, o zmniejszonej szerokości. Mimo swojej prostoty przejście zachowuje się bardzo dobrze w szerokim zakresie częstotliwości.



Złącza i przejścia

SMA, Subminiature adapter: Since its introduction by Omni-Spectra (today Macom) in 1967 as the OSM connector, this connector type is in very extensive use all over the industry.

SMA Specified range: 0-18GHz Dielectric: PTFE TE11 cutoff: 28.2GHz



The 3.5mm connector is a precision 26.5GHz connector, mechanically compatible with SMA and 2.92mm "K" connectors. Commonly used in test equipment and high precision devices.

3.5mm Specified range: 0-26.5GHz Dielectric: Air TE11 cutoff: 38.1GHz



Introduced at 1985 by Wiltron (now Anritsu), the 2.92mm (also called "K") connector provides mode-free operation up to 40GHz. Mechanically compatible with SMA and 3.5mm connectors.

2.92mm Specified range: 0-40GHz Dielectric: Air TE11 cutoff: 45.6GHz



Introduced at 1986 by HP (now Keysight), the 2.4mm connector provides mode-free operation up to 50GHz. Mechanically compatible with 1.85mm ("V") connectors.

2.4mm Specified range: 0-50GHz Dielectric: Air TE11 cutoff: 55.4GHz



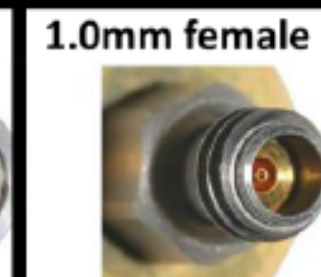
Introduced at 1992 by Wiltron (now Anritsu), the 1.85mm ("V") connector provides mode-free operation up to 65 or (at some manufacturers) 67GHz. Mechanically compatible with 2.4mm

1.85mm Specified range: 0-67GHz Dielectric: Air TE11 cutoff: 71.9GHz



Introduced at 1995 by HP (now Agilent), the 1.0mm ("V") connector provides mode-free operation up to 110. It is NOT mechanically compatible with any other standard connector.

1.0mm Specified range: 0-110GHz Dielectric: Air TE11 cutoff: 133GHz



Złącza i przejścia

Falowody

Falowody to puste „rurki”, które – jak sugeruje ich nazwa – służą do prowadzenia fal EM w ich wnętrzu.

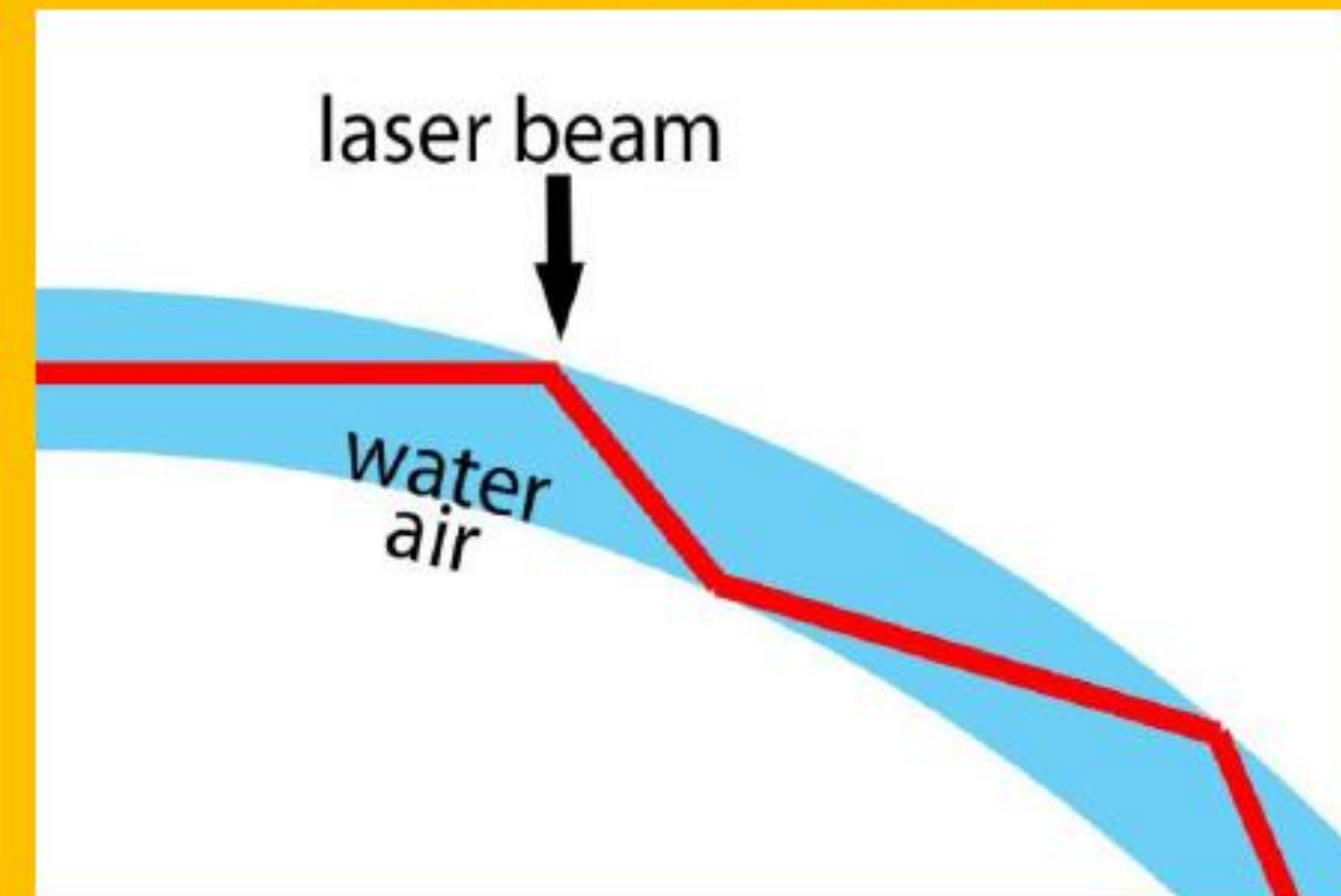
W przeciwieństwie do propagacji w wolnej przestrzeni, gdzie energia EM rozchodzi się w trzech wymiarach, falowody ograniczają rozchodzenie się fal wyłącznie do wnętrza przewodnika.

Działanie falowodów opiera się na zasadzie **całkowitego wewnętrznego odbicia**.

Podobnie jak woda może prowadzić światło, tak falowody prowadzą promieniowanie EM dzięki odbiciu fal od ich ścian.



Total internal reflection:



Złącza i przejścia

Falowody

Falowody są w istocie **filtrami górnoprzepustowymi**.

Posiadają **dolną częstotliwość graniczną** (ang. *cutoff frequency*), powyżej której energia może być skutecznie transmitowana wzdłuż falowodu.

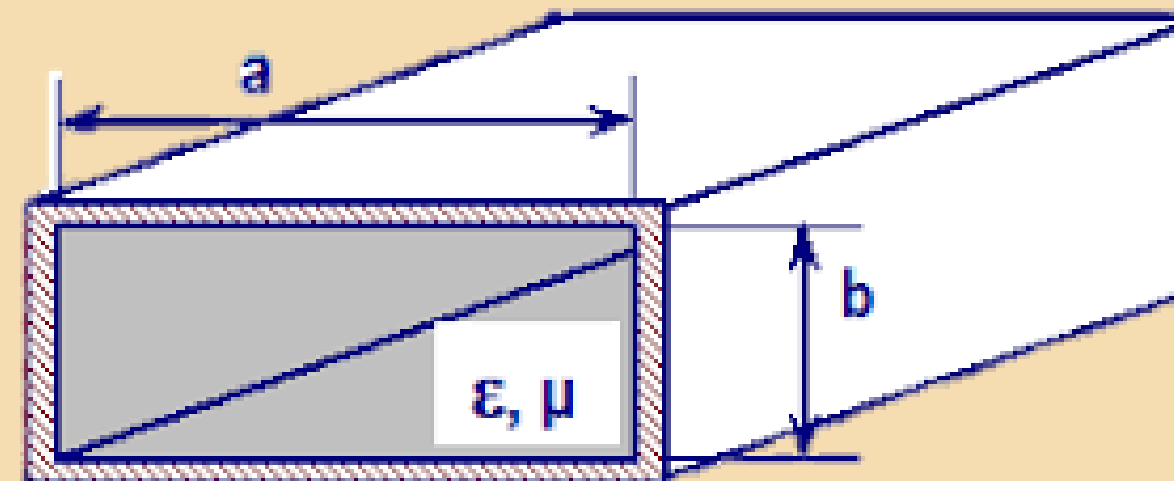
To zjawisko dotyczy nie tylko **falowodów prostokątnych**, ale także **okrągłych** i **eliptycznych**.

W rzeczywistości, dla różnych częstotliwości progowych pojawiają się **różne mody propagacyjne**.

Dominujący mod to ten, który ma **najniższą częstotliwość graniczną**.

Sygnały o częstotliwości poniżej częstotliwości granicznej nie mogą propagować w falowodzie.

Dokładnie wyjaśnimy, dlaczego **częstotliwość graniczna odpowiada sytuacji, w której szerszy wymiar apertury falowodu („a”) równa się połowie długości fali**.

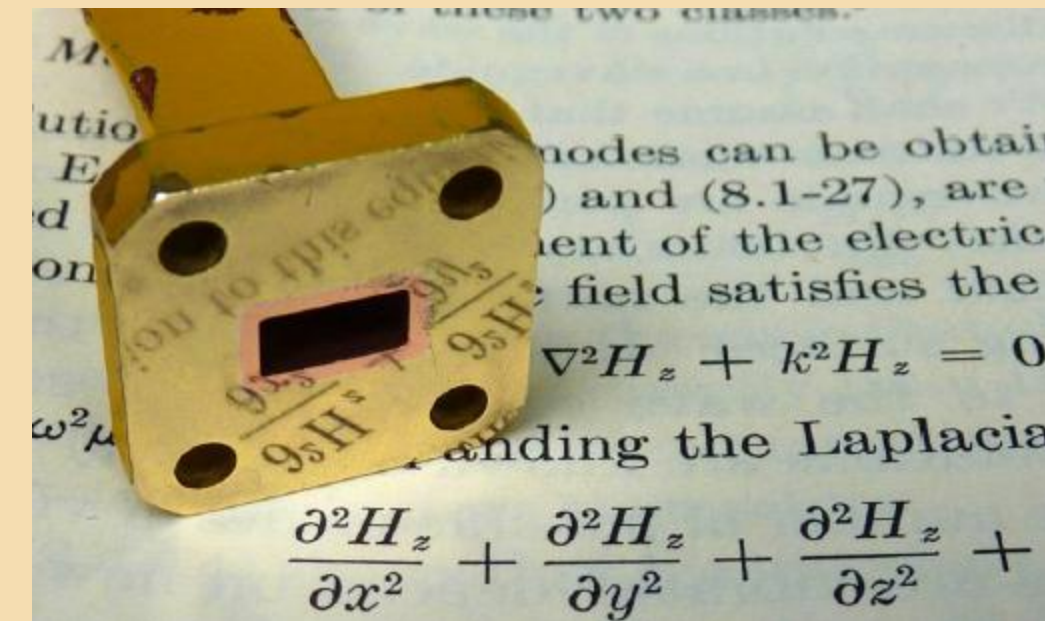
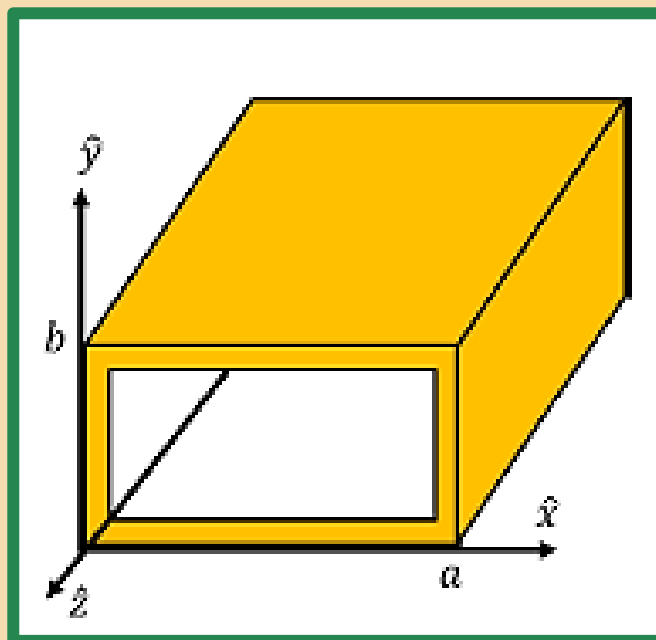


Złącza i przejścia

Falowody

Falowód prostokątny jest przewodnicą falową, w której nie występują dwa niezależne przewody, a więc nie może się rozchodzić fala elektromagnetyczna typu TEM.

Mogą natomiast, przy spełnieniu pewnych warunków rozchodzić mody TE, oznaczane czasami jako mody E, lub TM- oznaczane jako H. Dla każdego z modów konfiguracja pól E i H jest inna.

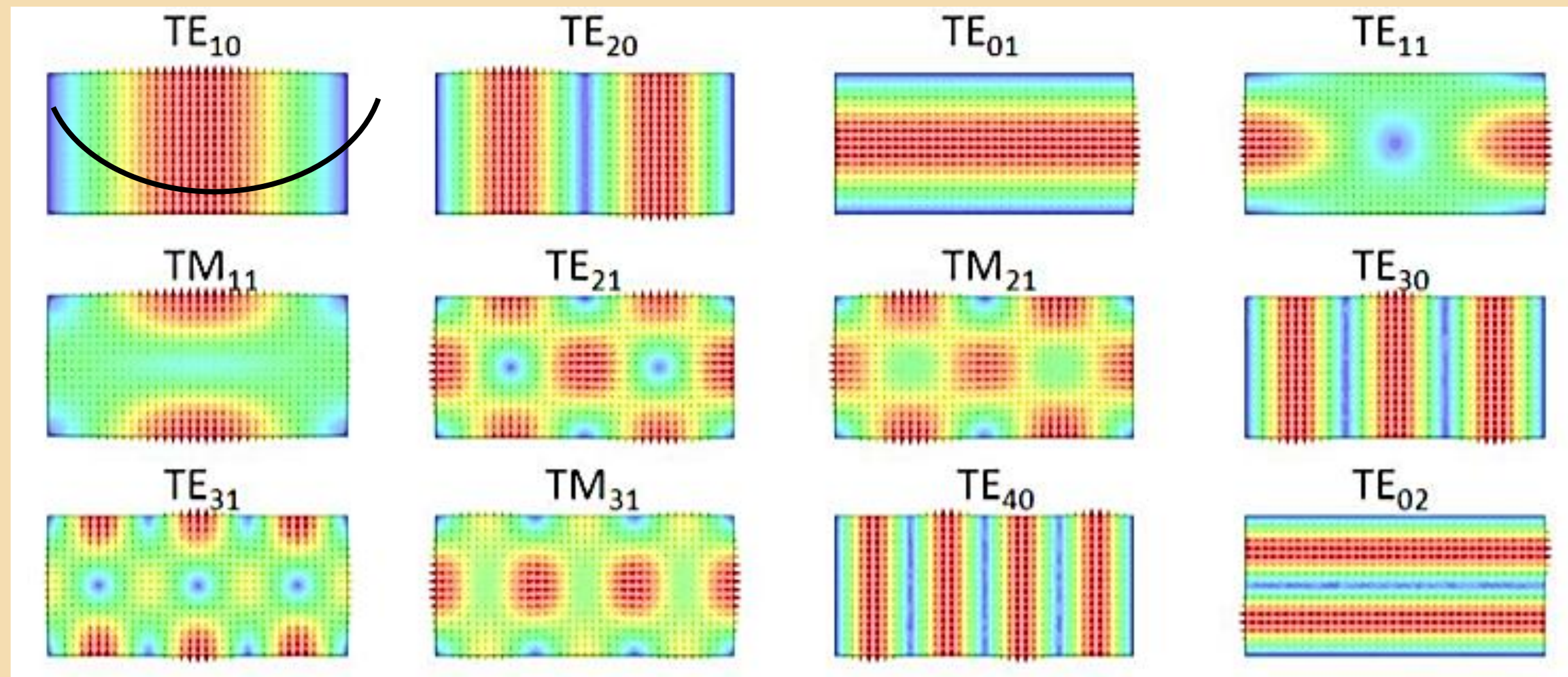
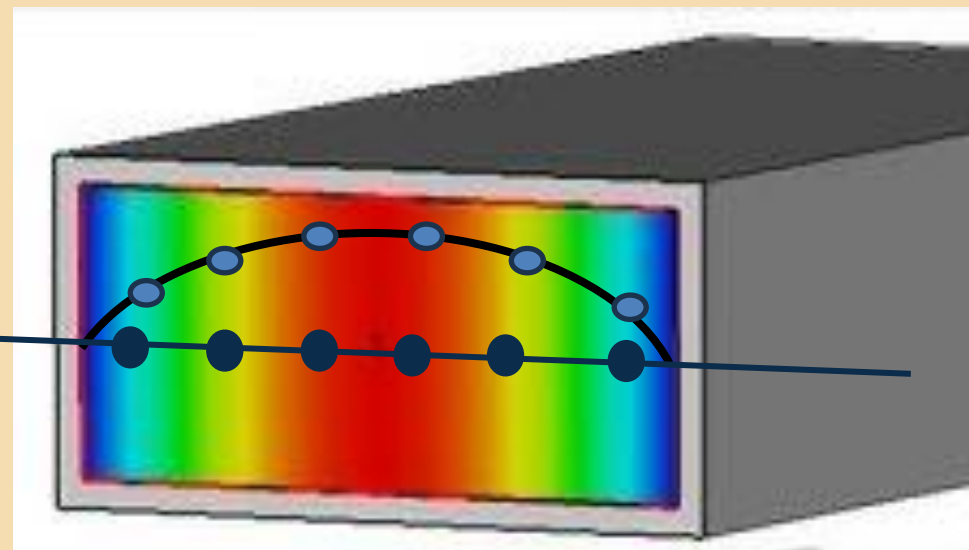
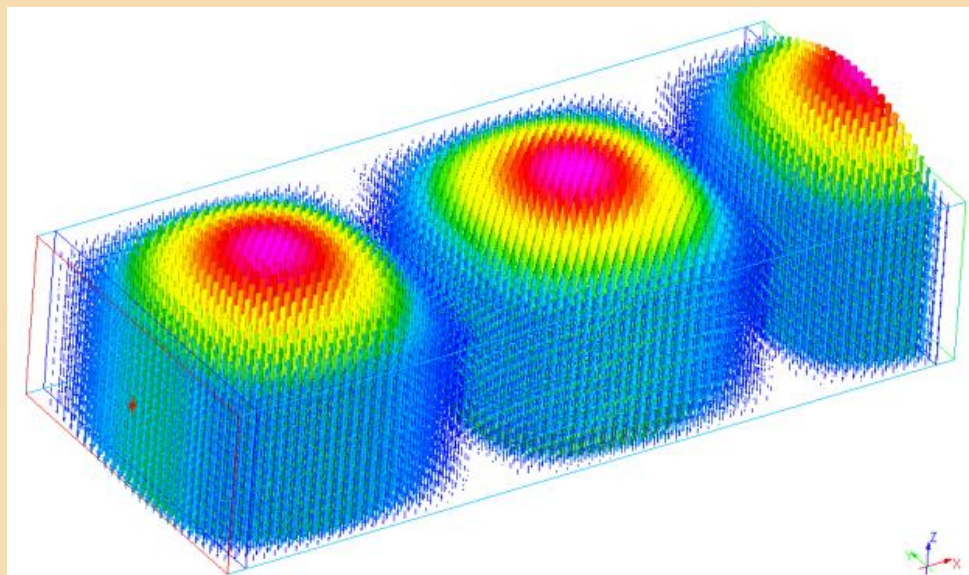
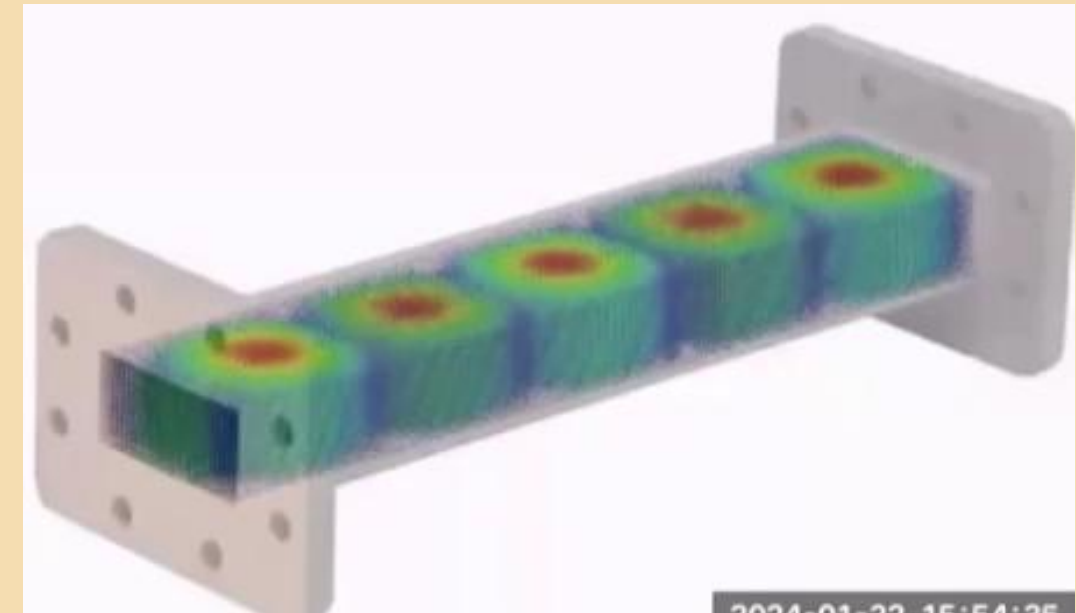
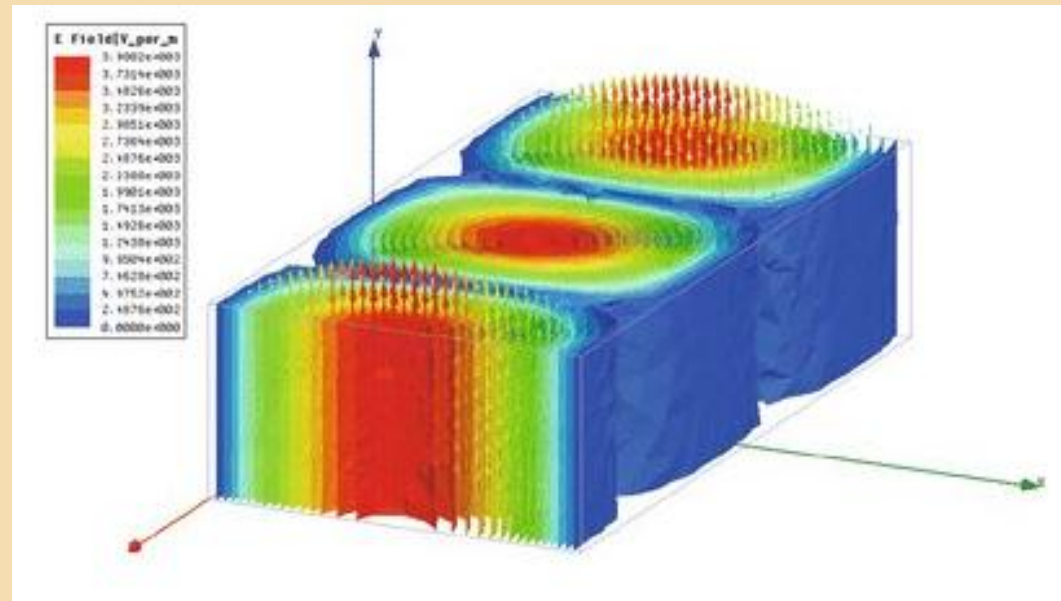
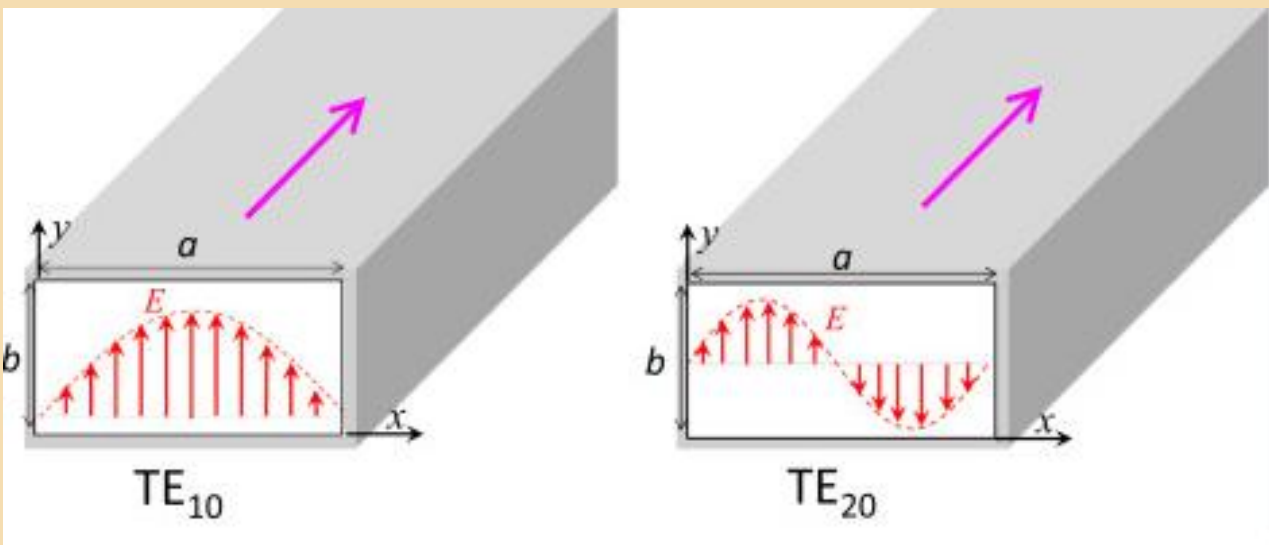


Każdy z modów określony jest wskaźnikami „m” i „n”. Wartość częstotliwości granicznej zależy od wartości „m” i „n”, od rozmiarów a i b falowodu, oraz od wartości przenikalności elektrycznej materiału wypełniającego falowód. W miarę wzrostu częstotliwości wzbudzają się kolejne mody $TE_{m,n}$ i $TM_{m,n}$.

m, n – liczba połówek fal mieszczących się w długości rezonatora

Złącza i przejścia

Falowody



Złącza i przejścia

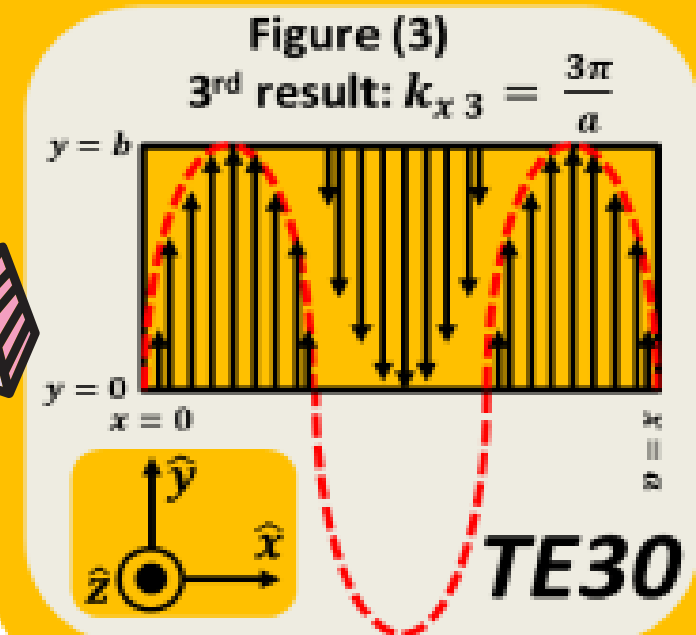
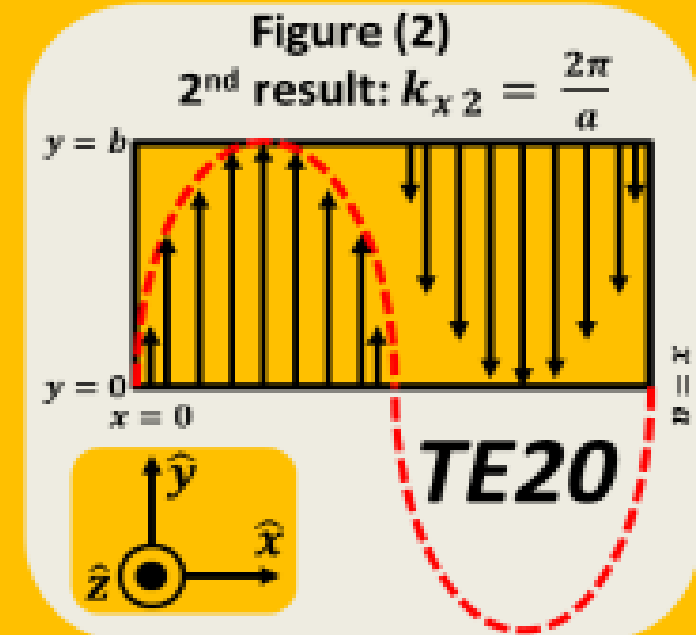
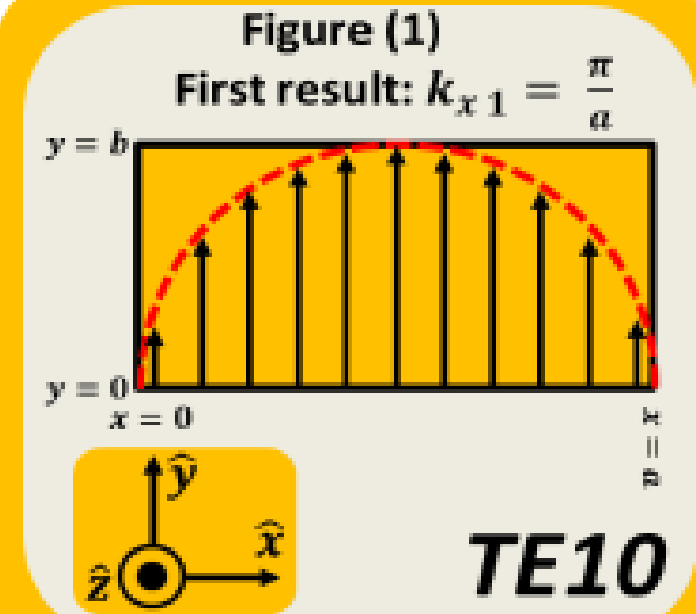
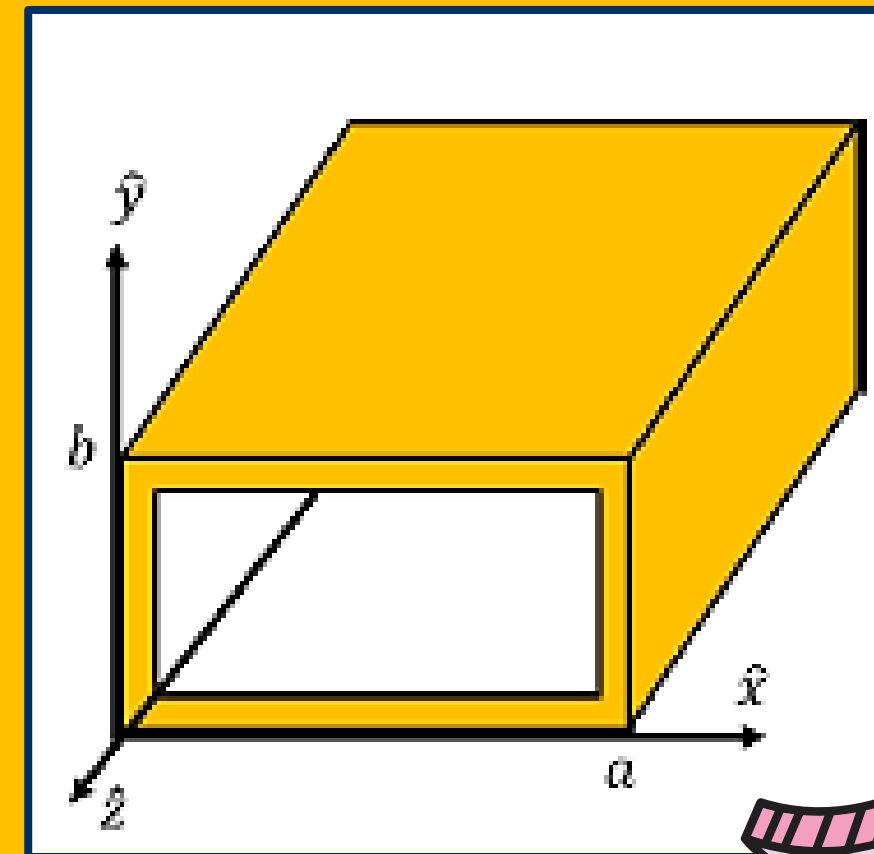
Mod o najniższej częstotliwości granicznej nazywany jest podstawowym. Modem podstawowym w falowodzie prostokątnym jest TE_{10} . Dla niego wartość długości fali granicznej (jest to długość fali w wolnej przestrzeni dla częstotliwości granicznej) wynosi:

$$\lambda_{gTE10} = 2a$$

$$f_{cutoff}(m,n) = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

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

m, n – liczba połówek fal mieszczących się w długości rezonatora



Złącza i przejścia

Mod o najniższej częstotliwości granicznej nazywany jest podstawowym. Modem podstawowym w falowodzie prostokątnym jest TE_{10} . Dla niego wartość długości fali granicznej (jest to długość fali w wolnej przestrzeni dla częstotliwości granicznej) wynosi:

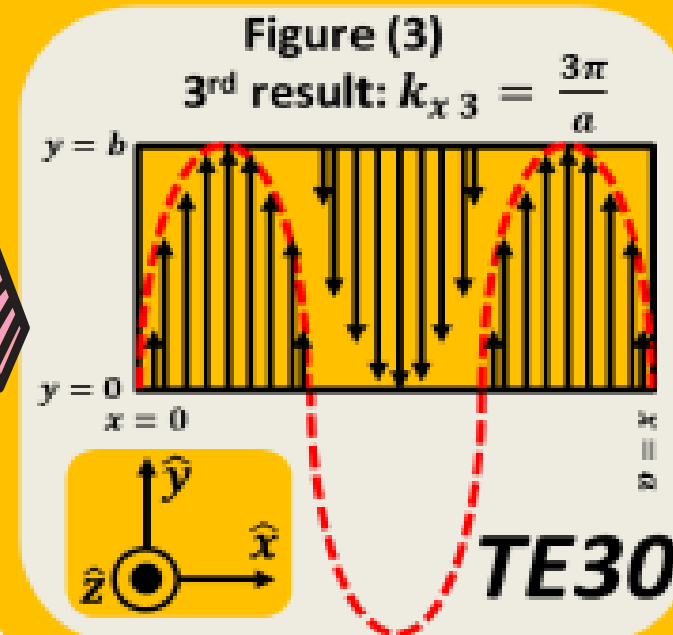
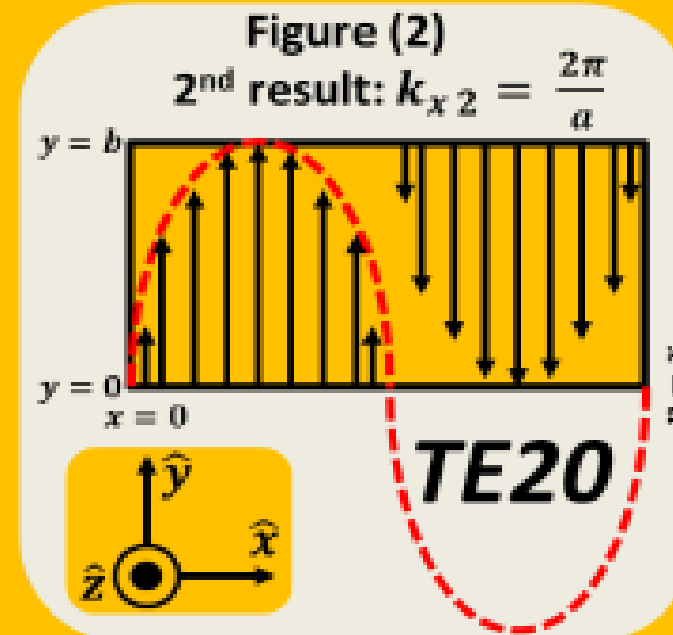
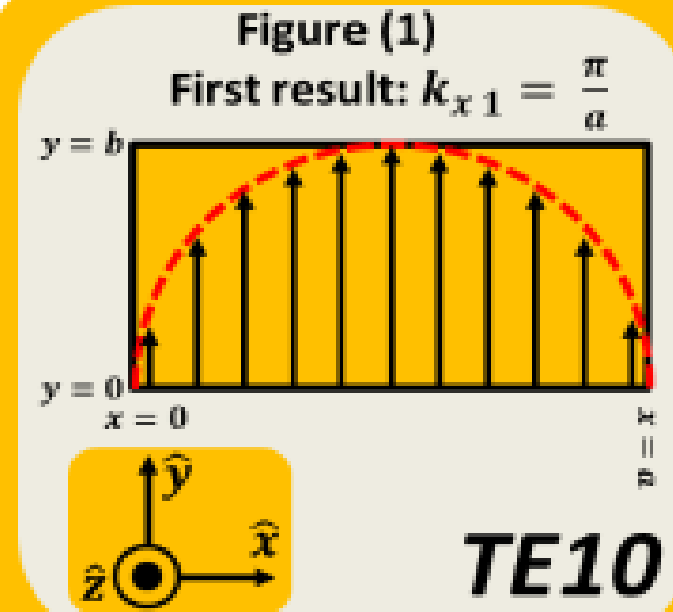
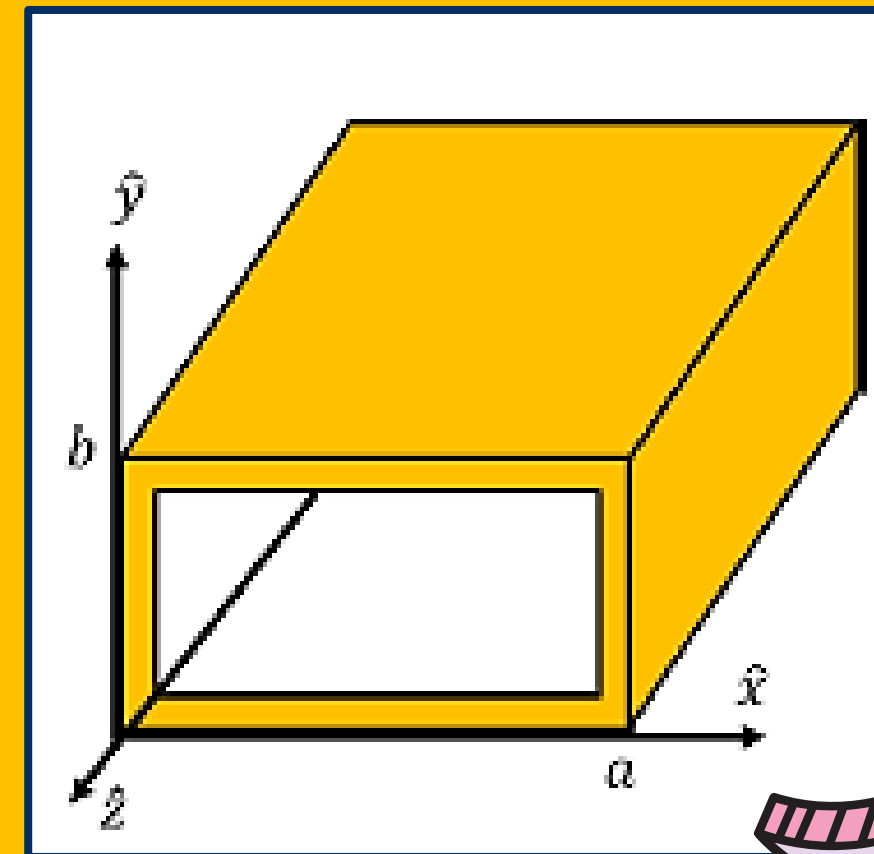
$$\lambda_{gTE10} = 2a$$

Pasmo pracy falowodu prostokątnego

$$\lambda_c = \lambda_{mn} = \frac{2ab}{(m^2b^2 + n^2a^2)^{1/2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

rodzaj	TE_{10}	TE_{20}	TE_{01}	TE_{30}	TE_{11} TM_{11}
	2a	a	2b	0.67a	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}$

m, n – liczba połówek fal mieszczących się w długości rezonatora



Złącza i przejścia

Mod o najniższej częstotliwości granicznej nazywany jest podstawowym. Modem podstawowym w falowodzie prostokątnym jest TE_{10} . Dla niego wartość długości fali granicznej (jest to długość fali w wolnej przestrzeni dla częstotliwości granicznej) wynosi:

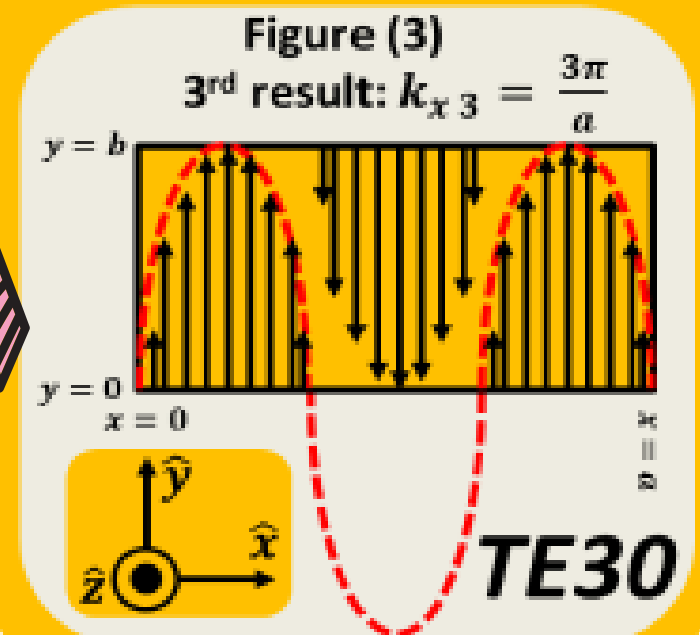
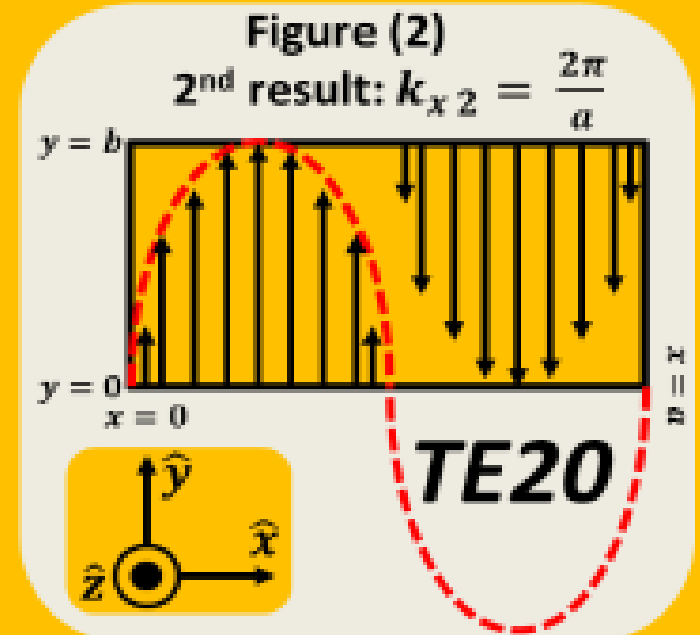
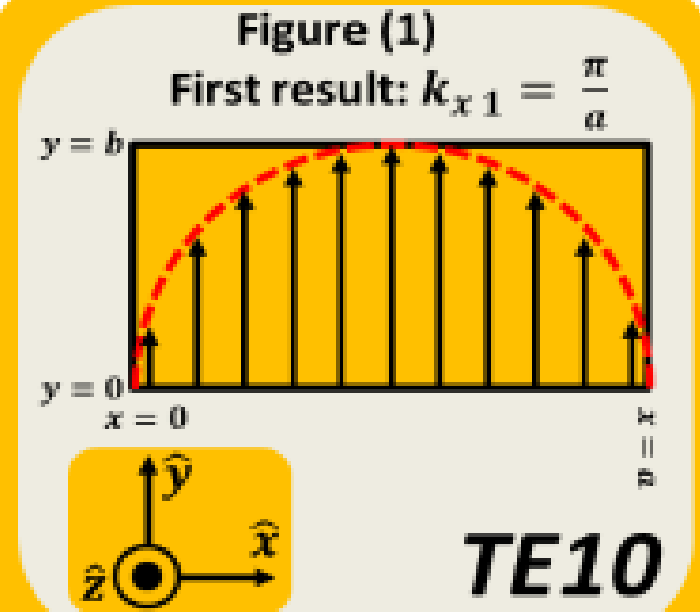
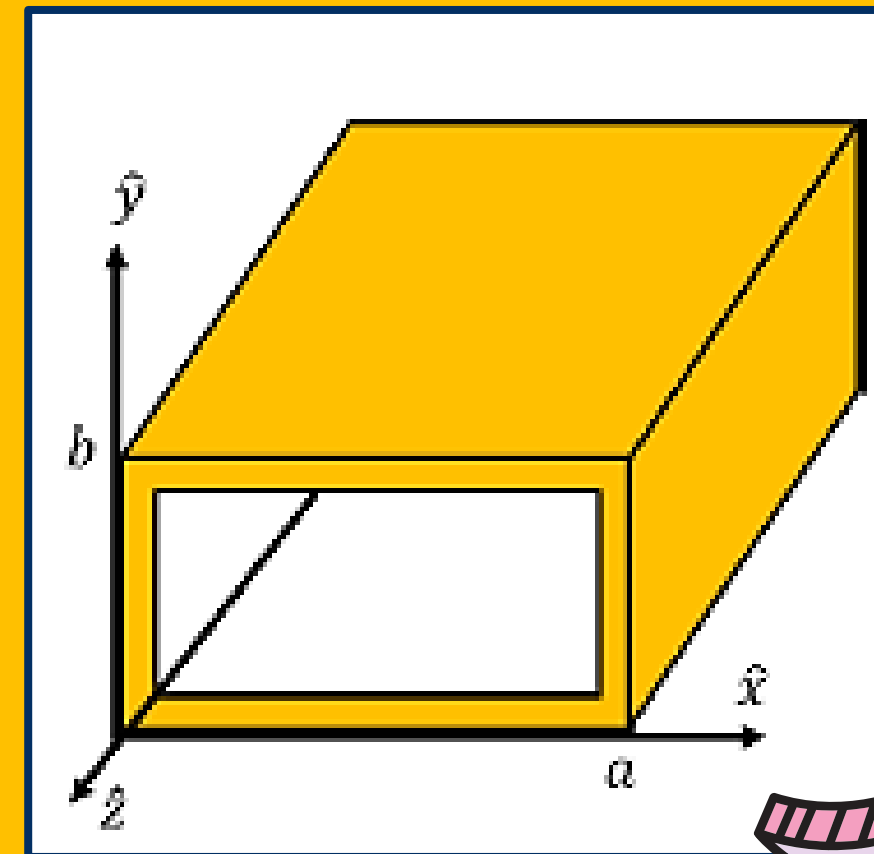
$$\lambda_{gTE10} = 2a$$

Pasmo pracy falowodu prostokątnego

$$\lambda_c = \lambda_{mn} = \frac{2ab}{(m^2b^2 + n^2a^2)^{1/2}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$$

rodzaj	TE_{10}	TE_{20}	TE_{01}	TE_{30}	TE_{11} TM_{11}
	2a	a	2b	0.67a	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2 + b^2}}$

m, n – liczba połówek fal mieszczących się w długości rezonatora



Złącza i przejścia

Falowody

Dokładnie wyjaśnimy, dlaczego **częstotliwość graniczna odpowiada sytuacji, w której szerszy wymiar apertury falowodu („a”) równa się połowie długości fali.**

Rozważmy dwie elektryczne fale płaskie poruszające się w wolnej przestrzeni.

Linie ciągłe rozstawione są co λ ,
czyli odległość między linią ciągłą o przerywaną to $\lambda/2$.

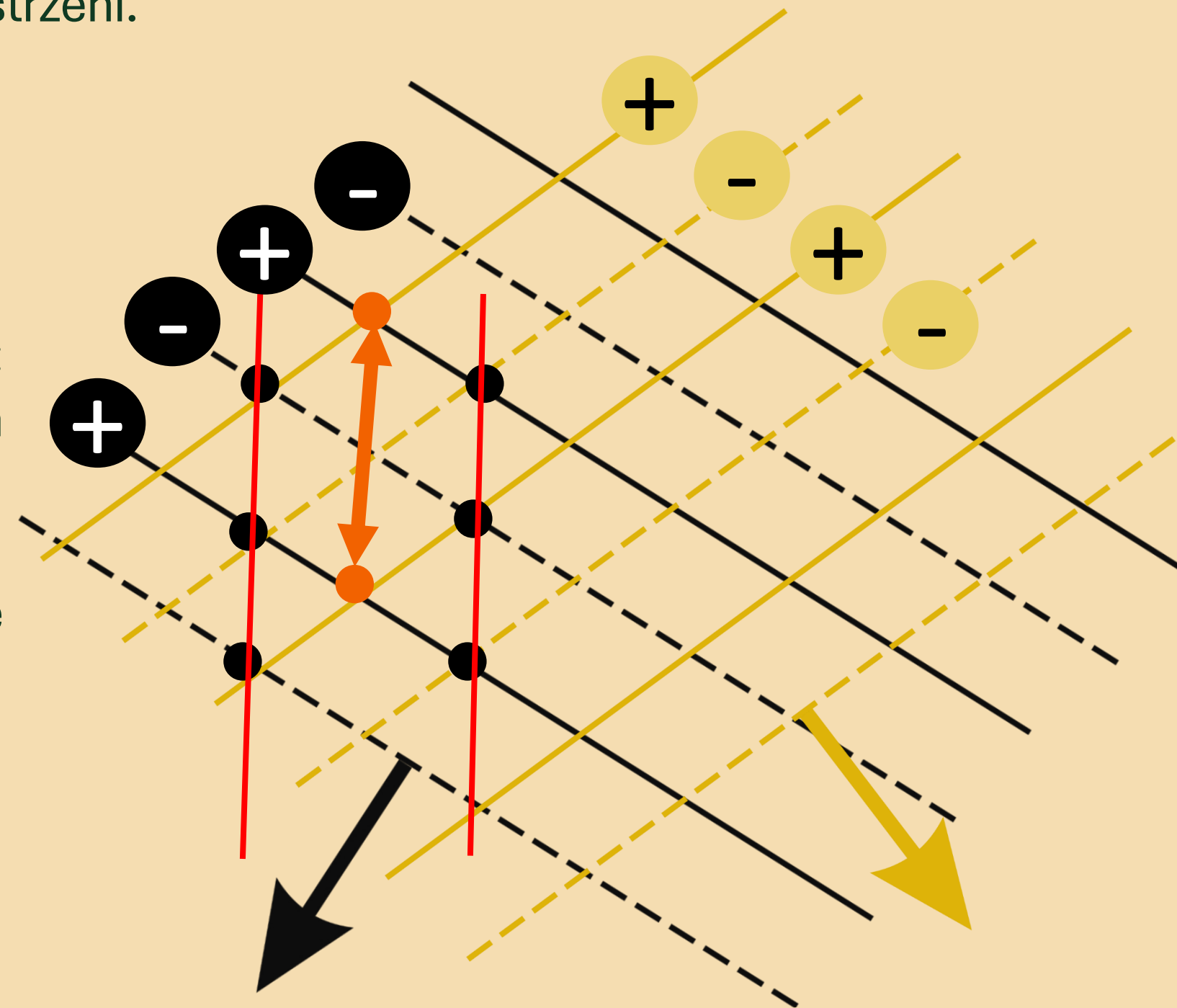
Kiedy te dwie fale „spotkają się” zachodzi interferencja.

W wyniku interferencji powstają lokalne wzmocnienia (maksymalne: gdzie spotykają się linie ciągłe) i tłumienia (wygaszają się: gdzie spotyka się linia przerywana z ciągłą – **czarne kropki**).

Czarne kropki wyznaczają płaszczyzny (**czerwone linie**), gdzie natężenie pola E jest równe 0 (w wyniku wygaszenia się dwóch fal).

Można umieścić na tych liniach **dwie równoległe metalowe płytki** (spełniające warunki brzegowe zerowego pola) **bez wpływania na pola elektromagnetyczne.**

Innymi słowy, **falowód nie zakłóci propagacji fal.**



Złącza i przejścia

Falowody

Dokładnie wyjaśnimy, dlaczego **częstotliwość graniczna** odpowiada sytuacji, w której szerszy wymiar apertury falowodu („a”) równa się połowie długości fali.

Analizując czoła falowe tych dwóch fal (pomarańczowe kropki) można przeanalizować parametry fali, która może propagować w falowodzie.

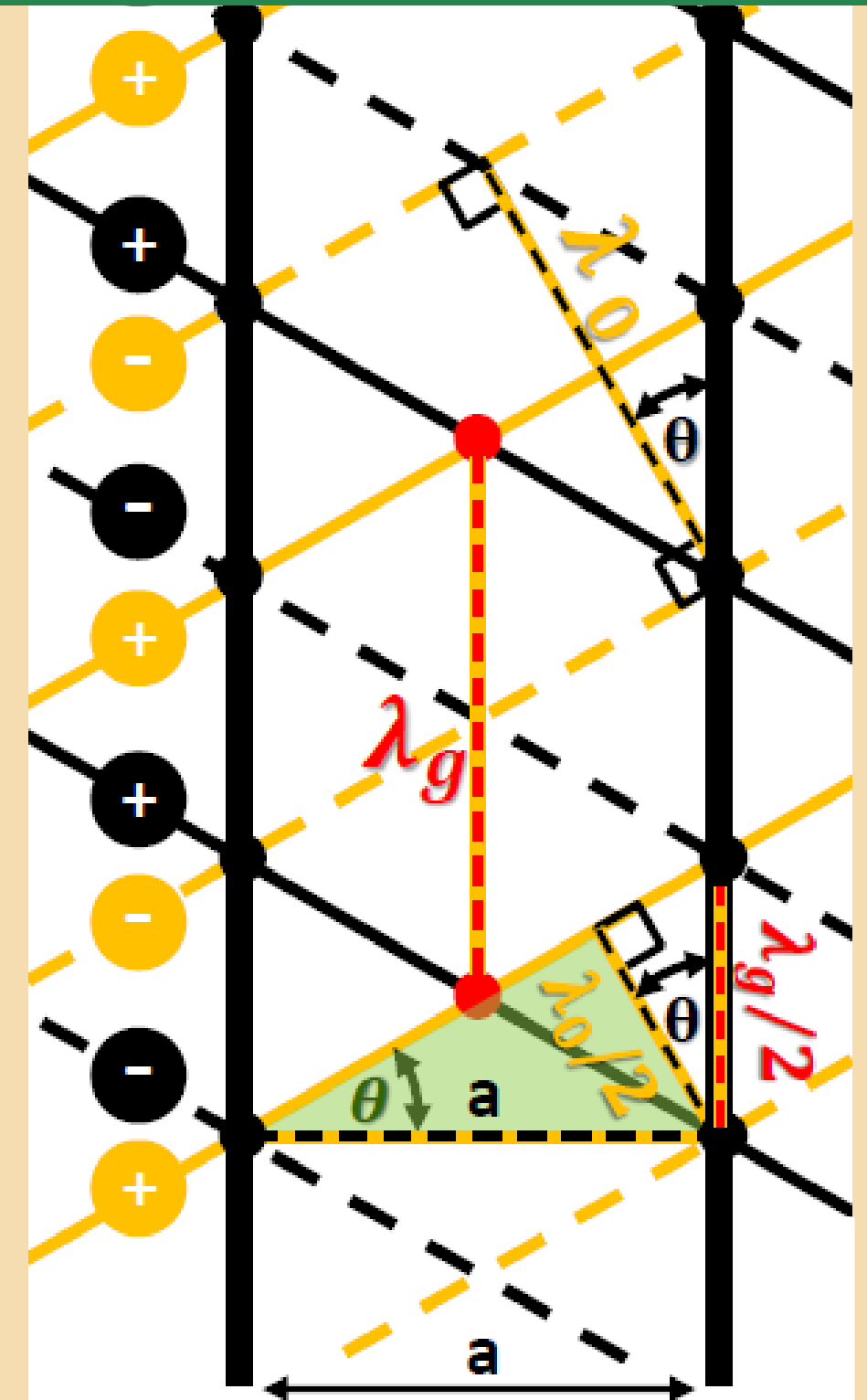
Z zielonego trójkąta: $\sin(\theta) = 0.5\lambda_0/a$

Podstawiając $\theta = 90^\circ$ do równania: nie będzie **propagacji** wzdłuż falowodu.

W związku z tym, przy **częstotliwości odcięcia** (f_{cutoff}) szerokość falowodu **a** jest dokładnie połową długości fali w wolnej przestrzeni:

W tej sytuacji **czoła fali jedynie odbijają się od bocznych ścian falowodu**, ale **nie przemieszczają się wzdłuż niego**, co oznacza brak efektywnej propagacji sygnału.

$$\sin(\theta) = \frac{0.5\lambda_0}{a} = \frac{0.5\lambda_0}{0.5\lambda_{\text{cutoff}}} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{cutoff}}} = \frac{f_{\text{cutoff}}}{f}$$

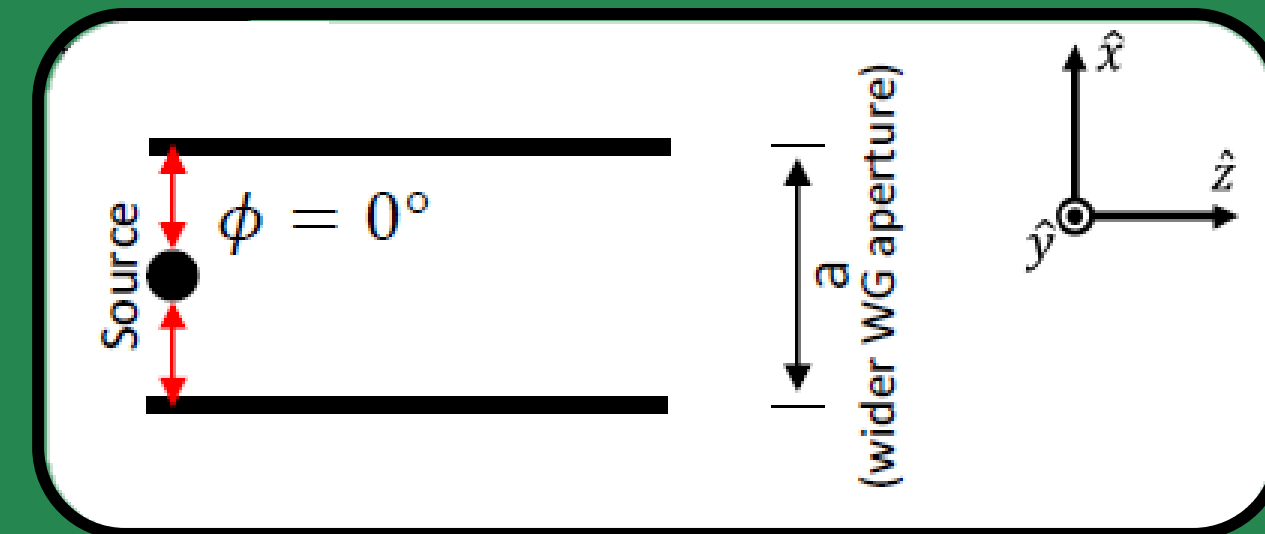


Złącza i przejścia

Falowody

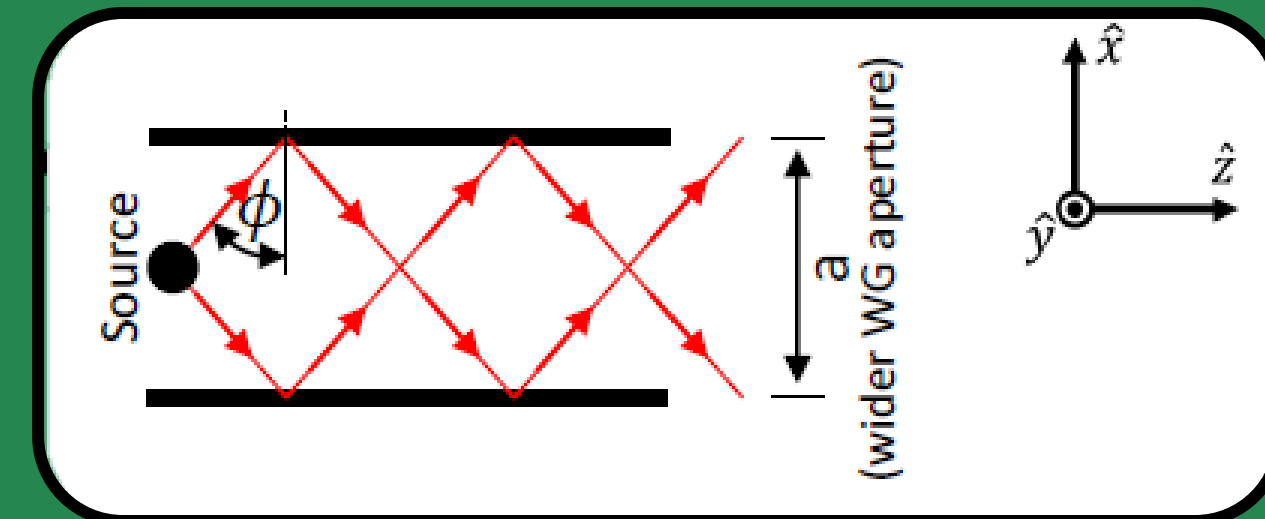
- **Przy częstotliwości odcięcia (f_{cutoff}):**

- Kąt padania wynosi $\phi = 90^\circ$.
- Fala jedynie odbija się od ścian falowodu, **nie propagując się wzdłuż osi z.**



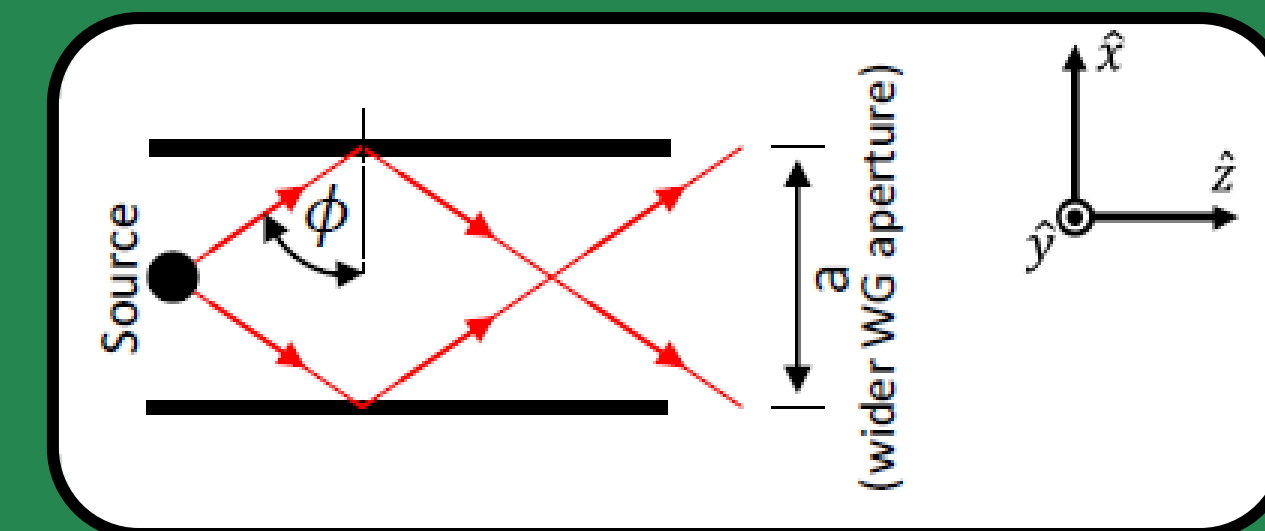
- **Dla częstotliwości powyżej f_{cutoff} :**

- Kąt padania **maleje** ($\phi < 90^\circ$), co umożliwia propagację fali wzdłuż falowodu.
- Składnik fali w kierunku osi z rośnie, a fala przemieszcza się naprzód.



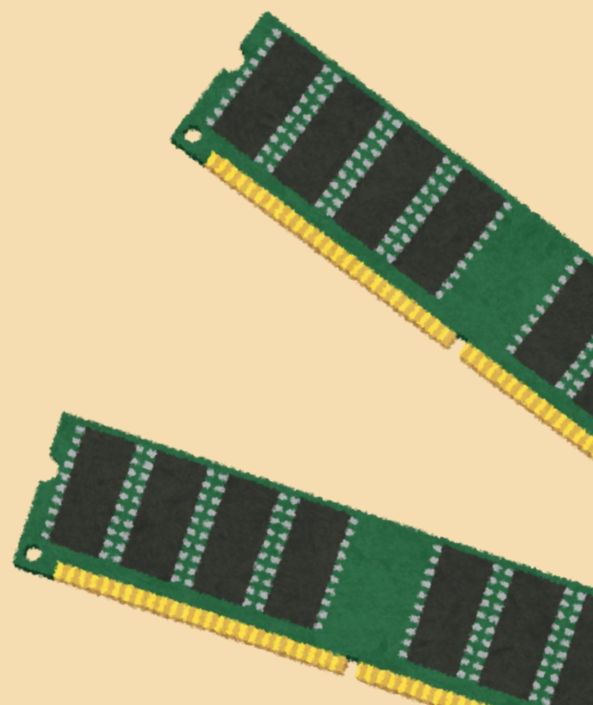
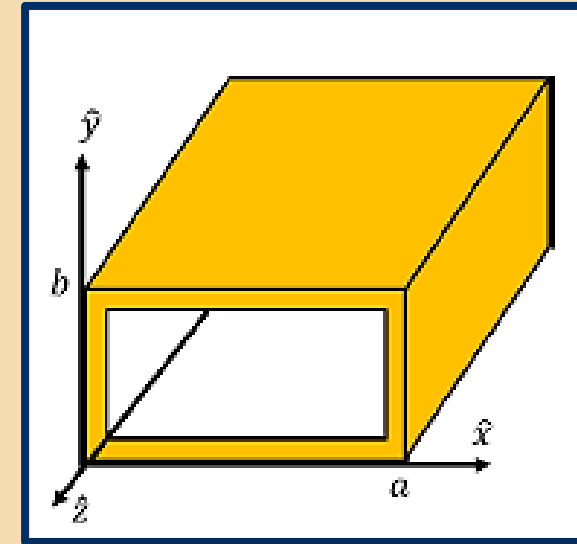
- **W miarę dalszego wzrostu częstotliwości:**

- ϕ dalej maleje, zwiększając komponent propagacyjny wzdłuż falowodu.
- Prędkość grupowa V_g rośnie, a opóźnienie grupowe maleje.



To zjawisko opisuje sposób, w jaki fale odbijają się wewnątrz falowodu, przechodząc od **braku propagacji przy f_{cutoff}** do **pełnej propagacji przy wyższych częstotliwościach.**

ECIA WG standard	frequency range, GHz	WG band	"a" dimension, Inch (mm)	"b" dimension, Inch (mm)	TE10 cutoff, GHz	Next modes after TE10, GHz	Band edge (%) margins L/H *	Flange shape
WR137	5.85-8.2	J	1.372(34.8488)	0.622 (15.7988)	4.304	TE20: 8.61, TE01: 9.49	36 , 5.0	Rect.
WR112	7.05-10	H	1.122(28.499)	0.497 (12.624)	5.263	TE20: 10.52, TE01: 11.88	34 , 5.2	Rect.
WR90	8.2-12.4	X	0.900 (22.860)	0.400 (10.160)	6.561	TE20: 13.12, TE01: 14.76	25 , 5.8	Rect.
WR75	10-15	M	0.750 (19.050)	0.375 (9.525)	7.869	TE20 & TE01 at 15.738	27 , 4.9	Rect.
WR62	12.4-18	Ku	0.622 (15.799)	0.311 (7.8994)	9.488	TE20 & TE01 at 18.976	31 , 5.4	Rect.
WR42	18-26.5	K	0.420 (10.668)	0.170 (4.318)	14.051	TE20: 28.1, TE01: 34.74	28 , 6.0	Rect.
WR28	26.5-40	Ka	0.280 (7.112)	0.140 (3.556)	21.077	TE20 & TE01 at 42.154	26 , 5.3	Rect.
WR22	33-50	Q	0.224 (5.6896)	0.112 (2.8448)	26.344	TE20 & TE01 at 52.688	25, 5.4	Circ.
WR19	40-60	U	0.188 (4.7752)	0.094 (2.3876)	31.392	TE20 & TE01 at 62.784	27, 4.6	Circ.
WR15	50-75	V	0.148 (3.759)	0.074 (1.88)	39.877	TE20 & TE01 at 79.754	25, 6.3	Circ.
WR12	60-90	E	0.122 (3.0988)	0.061 (1.5494)	48.372	TE20 & TE01 at 96.744	24, 7.5	Circ.
WR10	75-110	W	0.10 (2.54)	0.05 (1.27)	59.014	TE20 & TE01 at 118.03	27, 7.3	Circ.
WR08	90-140	F	0.08 (2.032)	0.04 (1.016)	73.768	TE20 & TE01 at 147.54	22, 5.4	Circ.
WR07	110-170	D	0.065 (1.651)	0.0325 (0.825)	90.791	TE20 & TE01 at 181.58	21, 6.8	Circ.
WR05	140-220	G	0.051 (1.2954)	0.0255 (0.648)	115.71	TE20 & TE01 at 231.42	21, 5.2	Circ.
WR04	170-260	Y	0.043 (1.0922)	0.0215 (0.5461)	137.33	TE20 & TE01 at 267.66	24, 2.9	Circ.

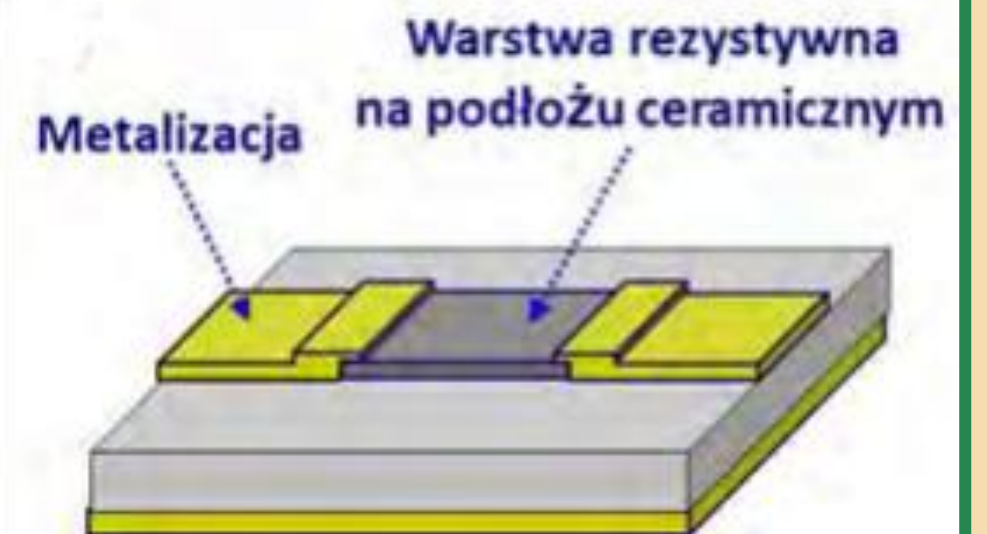
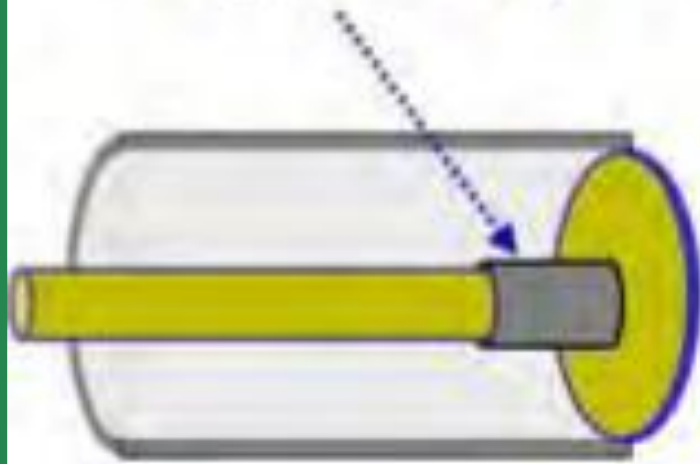


Elementy o stałych skupionych

Rezystor

Rezystor / opornik o wartości rezystancji R jest elementem, przez który pod napięciem U płynie prąd I . Stosunek U/I określony jest prawem Ohma i jego wartość R jest niezależna od f .

Rezystor $R = Z_0$



Elementy o stałych skupionych

Indukcyjność

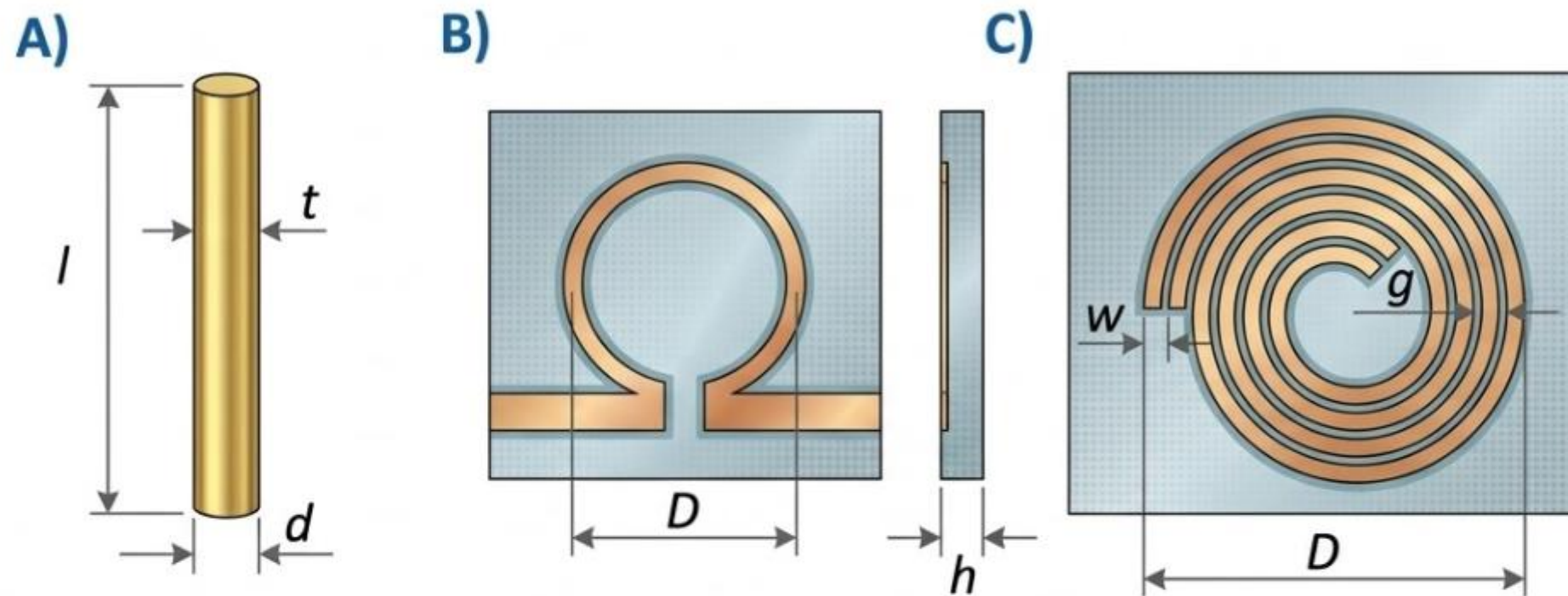
Indukcyjność jest elementem, przez który płynie prąd I opóźniony o 90° w stosunku do napięcia U . Jego reaktancja (opór bierny) jest proporcjonalna do częstotliwości f . Elementarną indukcyjność L tworzy odcinek przewodu metalowego

$$Z = R + jX$$

Nie rozprasza energii w formie ciepła, lecz okresowo ją magazynuje i oddaje, wywołując przesunięcie fazowe o 90° między napięciem a prądem.

Elementy o stałych skupionych

Indukcyjność



Przykłady konstrukcji elementów indukcyjnych. **A)** Odcinek przewodu metalowego jako indukcyjność. **B)** Cewka indukcyjna jednozwojowa wykonana na podłożu linii mikropaskowej. **C)** Cewka indukcyjna kilkuzwojowa na podłożu linii mikropaskowej.

Elementy o stałych skupionych

Kondensator

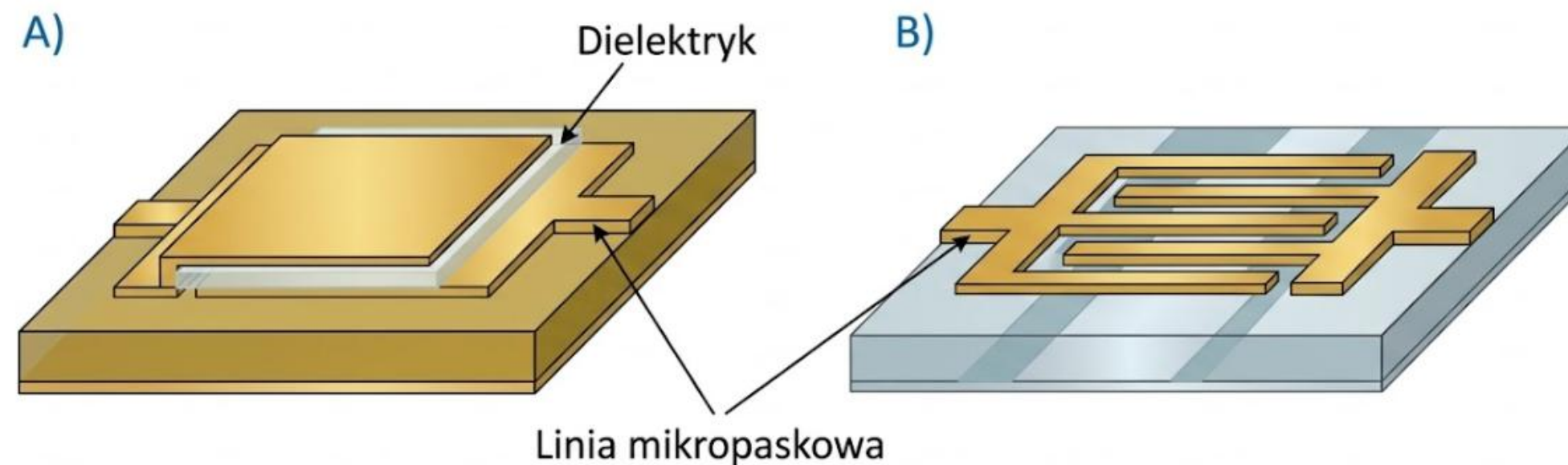
Kondensator jest elementem, dla którego prąd I wyprzedza napięcie U o 90° , a jego reaktancja, ujemna co do znaku, jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości. Kondensatory mają z natury rzeczy konstrukcję planarną i dlatego można je stosunkowo łatwo wprowadzać do linii mikropaskowych i koplanarnych.

$$Z = R -jX$$

Elementy o stałych skupionych

Indukcyjność

Najprostszym kondensatorem jest kondensator warstwowy, utworzony przez umieszczenie dielektryka o grubości h między płaskimi elektrodami metalowymi o powierzchni S



Przykłady realizacji kondensatorów na podłożu linii mikropaskowej. **A)** Prosty kondensator włączony szeregowo w linii mikropaskowej. **B)** Kondensator międzypalczasty włączony szeregowo.

Tłumiki i przesuwniki fazy

Tłumik, a także przesuwnik fazy jest zwykle dwuwrotnikiem odwracalnym, obustronnie dobrze dopasowanym. Oznacza to, że refleksyjności S_{11} i S_{22} w ich macierzy rozproszenia są równe zero.

Wartość tłumienia $A_{t[\text{dB}]}$ tłumika wyrażana w decybelach związana jest z wartością modułu transmitancji

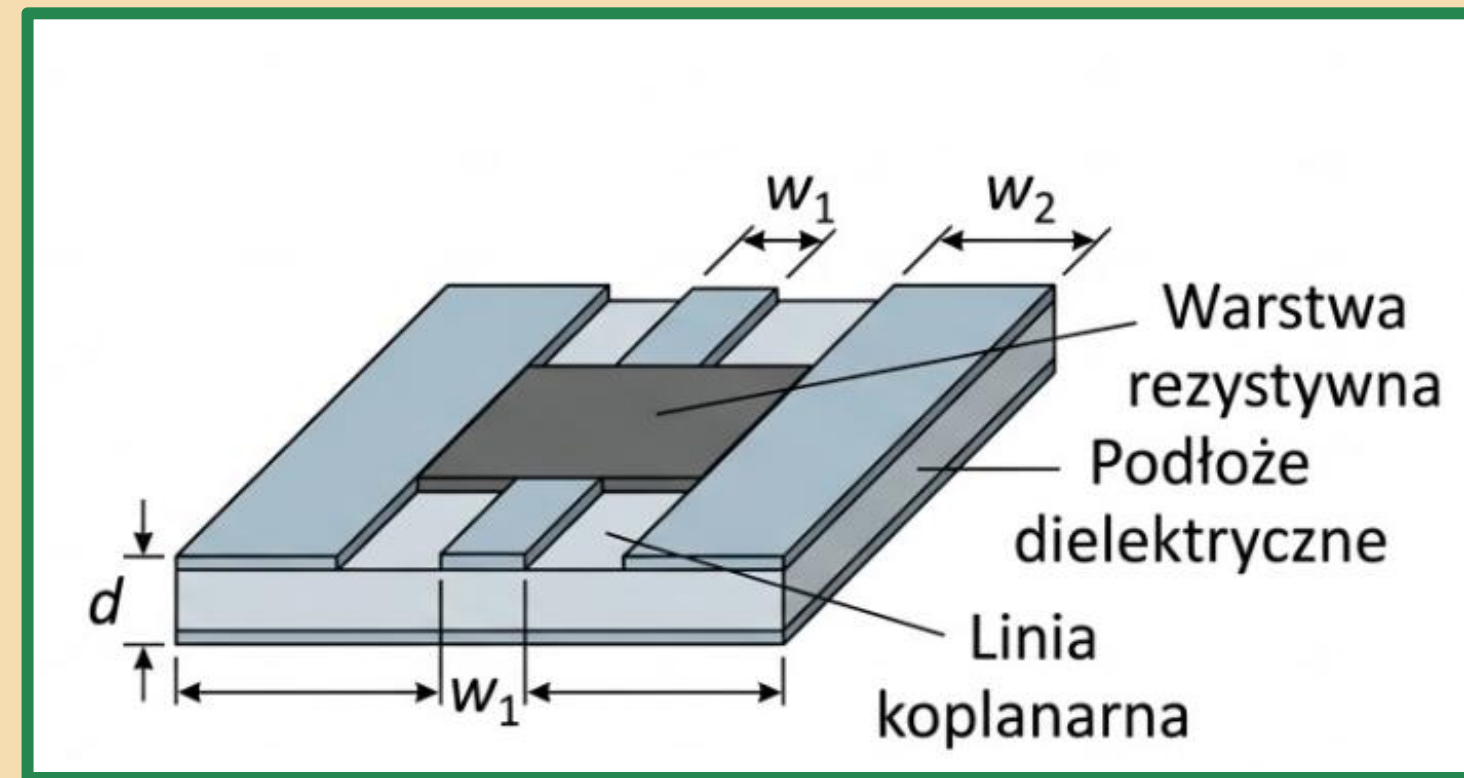
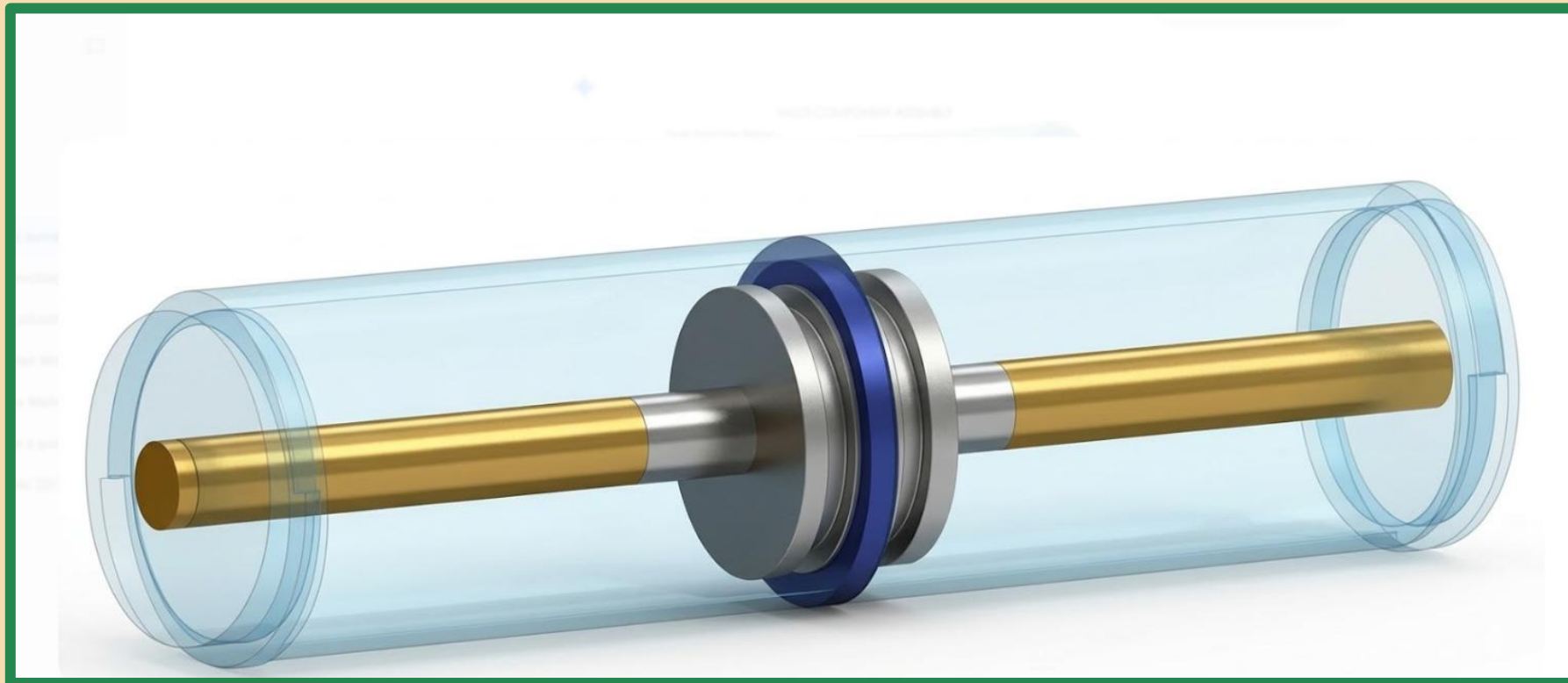
$$A_{t[\text{dB}]} = -20 \log |S_{12}|;$$

Tłumiki regulowane umożliwiają zmianę tłumienia płynną lub skokową, na drodze mechanicznej lub elektrycznej. Tłumiki stałe tłumią moc fali w określonym stosunku, w możliwie szerokim zakresie częstotliwości.

W przypadku przesuwników fazy pożądane jest, aby $|S_{12}|=1$, co oznacza, że przesuwnik fazy nie wnosi strat. Przesuwniki fazy konstruowane są tak, aby zmieniać ϕ_{12} na drodze elektrycznej albo mechanicznej, płynnie albo skokowo, przy zachowaniu dobrego, obustronnego dopasowania $|S_{11}|=|S_{22}|=0$.

Tłumiki i przesuwniki fazy

Tłumiki stałe



Tłumiki i przesuwniki fazy

Tłumiki regulowane



Tłumiki Falowodowe