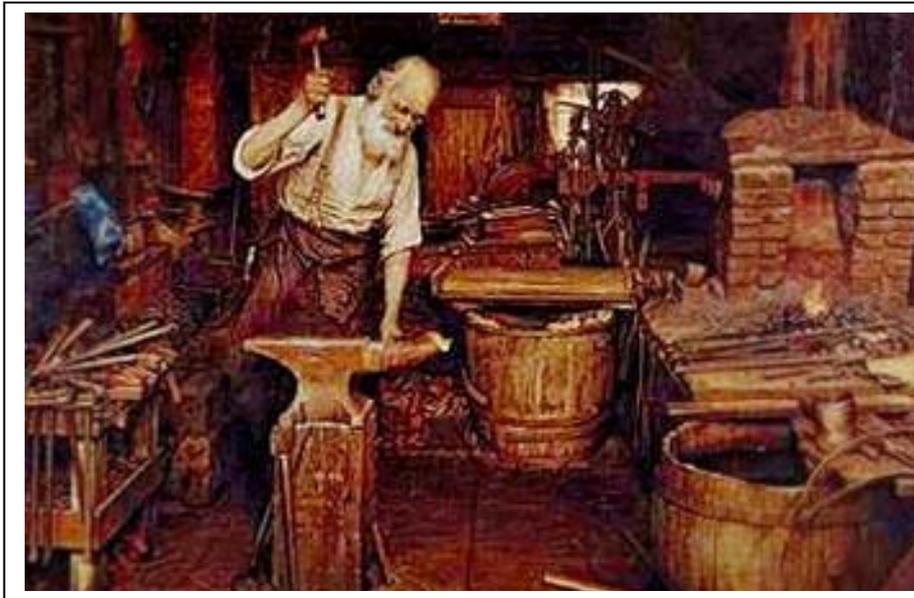


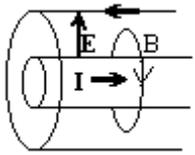
GUIDE D'ONDA



“ Il fabbro “ - *Jefferson David Chalfant*

Cavi coassiali.

Applicando un segnale di tensione V all'ingresso del cavo, inizia a scorrere corrente I solo in ragione della impedenza caratteristica Z_0 del cavo (il carico non è "visto" dalla sorgente).



La corrente sul conduttore centrale si contorna di un campo magnetico B che , una volta raggiunta la calza esterna , vi induce una corrente indotta di verso tale da opporsi alla causa che l'ha generata.

Se il percorso è breve, la corrente indotta sulla calza (lato interno) è sfasata di 180° rispetto alla corrente sul conduttore centrale.

Correnti uguali e di verso opposto si cancellano e non producono radiazione.

Il campo elettrico E è trasversale. Anche il campo magnetico B è trasversale. Il modo di propagazione viene indicato con modo TEM.

La direzione di propagazione è data da $\mathbf{E} \times \mathbf{B} = \mathbf{S}$.

Il segnale si propaga con velocità ridotta rispetto a c ; viene introdotto un fattore di velocità v minore di 1 (in genere $0.66 \div 0.90$) che vale per qualunque frequenza.

Il cavo trasferisce energia e richiede la sua parte. Le perdite sono dovute alle correnti sulla superficie dei conduttori (effetto pelle) e alle perdite nel dielettrico (il dielettrico si polarizza v volte al secondo, i baricentri delle cariche positive e negative si spostano e questo porta ad una dissipazione tanto più elevata al crescere della frequenza).

Per diminuire le perdite occorre usare cavi più grandi (conduttore più grande, resistenza superficiale minore, minore effetto Joule e anche perdite dielettriche minori (il dielettrico è sottoposto ad un campo elettrico minore , in V/m) . Questo non è più vero quando si raggiungono frequenze elevatissime (microonde) .

Se il cavo è grosso, le correnti sul conduttore centrale e sulla calza non si cancellano più completamente.

Occorre, infatti, un certo tempo perché il campo B generato dalla corrente sul conduttore centrale arrivi all'altezza della calza e induca corrente sulla calza stessa. Questo riferito al periodo della microonda.

La corrente indotta nella calza non è più sfasata di 180° rispetto alla corrente nel conduttore centrale.

L'onda viaggia trasversalmente e non più longitudinalmente; possono venire eccitati diversi modi di propagazione in cavo coassiale che, in pratica, portano ad una forte attenuazione (Appendice 1) .

In microonde occorre usare , quindi, cavi di piccole dimensioni. Si cerca di limitare le perdite utilizzando dielettrici di ottima qualità, conduttori argentati e sostituire la calza con conduttore rigido.

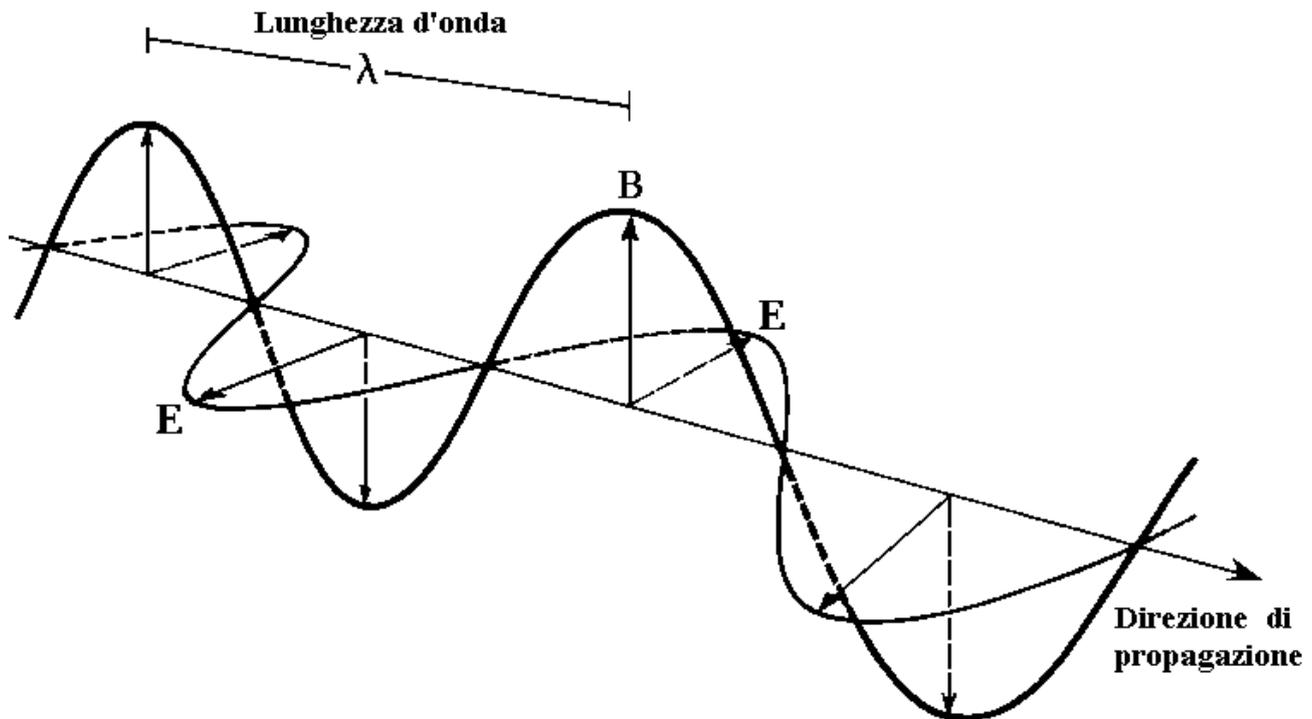
In ogni caso questi cavetti sono utili per brevi collegamenti ($10 \div 20$ cm) all'interno dell'apparecchiatura .

Se è necessario trasferire la potenza a microonde a distanze maggiori è necessario ricorrere a guide d'onda.

Guide d'onda

Una guida d'onda è un profilato, in genere, a sezione circolare o rettangolare, metallico, buon conduttore (argentato), all'interno del quale viaggia un'onda elettromagnetica.

In un'onda elettromagnetica che si propaga nello spazio libero i massimi dei campi elettrico E e magnetico B sono contemporanei. La direzione di propagazione è data da $\mathbf{E} \times \mathbf{B} = \mathbf{S}$.



Nella guida d'onda si troverà una sorgente (una piccola antenna) che irraggia onde elettromagnetiche che rimangono contenute all'interno.

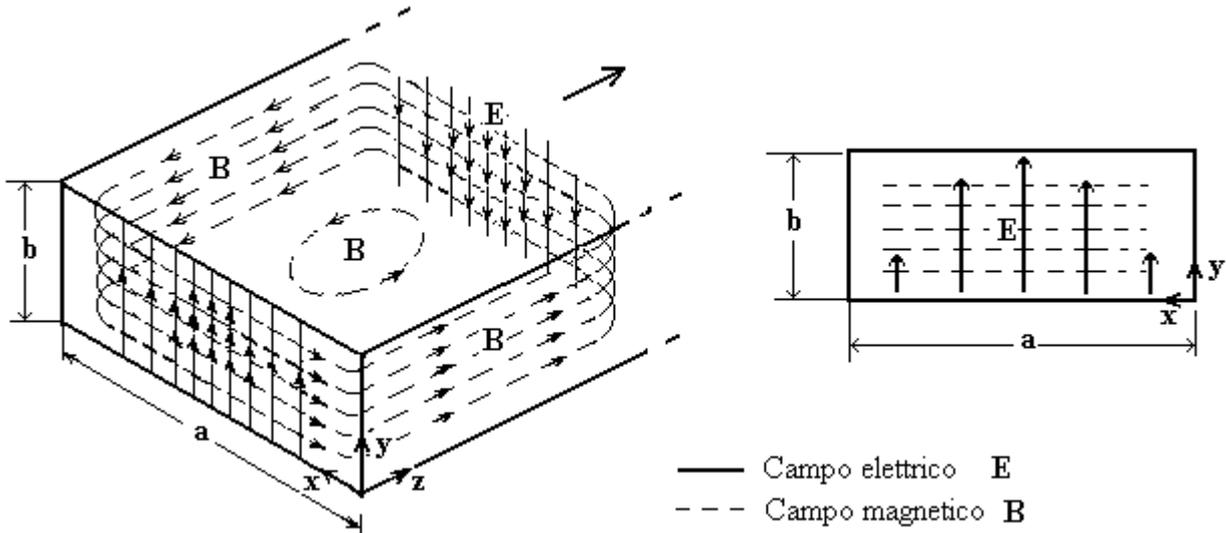
Non tutti i profilati metallici possono essere utilizzati come guida d'onda per una certa frequenza di lavoro. Infatti devono essere rispettate le condizioni imposte dalle equazioni di Maxwell che governano le onde elettromagnetiche. Oltre alle caratteristiche precedenti, che valgono anche nello spazio libero, occorre che:

- il campo elettrico dell'onda in prossimità della superficie metallica deve essere ad essa perpendicolare. Sulla superficie il campo parallelo alla superficie stessa deve essere nullo. Questo deriva dal fatto che una superficie metallica è equipotenziale. Se esistesse un campo parallelo alla superficie questo creerebbe subito una corrente che spostando le cariche cercherebbe di neutralizzare le cariche in superficie.
- Il campo magnetico B sulla superficie deve essere parallelo alla superficie stessa. Siccome le correnti indotte sono sempre su piani perpendicolari al campo variabile che le produce, e siccome le correnti devono stare sulla superficie metallica (non possono uscirne), allora il campo è, sì, perpendicolare alle correnti, ma anche parallelo alla superficie.
- Le correnti sono distribuite su superfici relativamente grandi. Esse scorrono non solo lungo z (come nei cavi), ma anche lungo x e y e sono di difficile descrizione.

Si riescono a trovare modi di propagazione che permettano di rispettare queste prescrizioni? Certamente sì e anche numerosi. Non tutti i profilati, però, possono andare bene. Le dimensioni della guida d'onda sono legate alla frequenza di lavoro (ed al modo). Nel modo fondamentale in una guida rettangolare occorre che la dimensione a della guida sia almeno larga $\lambda/2$. Questa dimensione determina la frequenza critica, al di sotto della quale non vi è propagazione. La guida si comporta, perciò, come un filtro passa-alto.

La distribuzione dei campi all'interno della guida (rettangolare) ha, nel caso più semplice, un'unica componente E_y di campo elettrico che si annulla per $x = 0$ e per $x = a$ (in coincidenza con le pareti laterali metalliche). Il campo elettrico E è sempre trasversale alla direzione di propagazione, mentre il campo magnetico ha componenti lungo x e anche lungo z .

E' questa la distribuzione più semplice; caratterizza il modo fondamentale, chiamato anche modo TE_{10} . (TE sta per Transverse Electric).



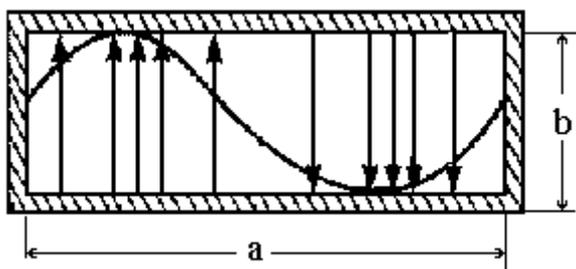
Il primo indice è legato al numero di variazioni di 180° del campo nella direzione della dimensione a della guida; il secondo indice al numero di variazioni del *pattern* di 180° lungo la direzione b della guida.

In questo modo fondamentale TE_{10} si può osservare che il campo E lungo la direzione a varia da zero (lungo la parete, $x = 0$) ad un massimo al centro della guida ($x = a/2$) per ritornare a zero sull'altra parete ($x = a$).

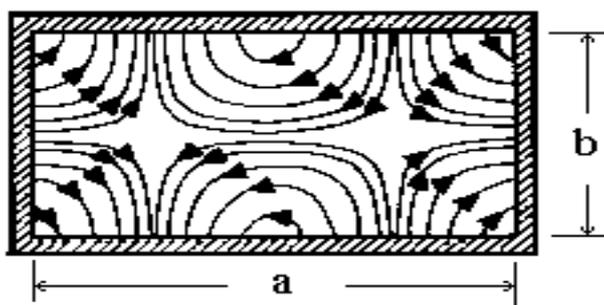
Si ha una variazione di mezza onda nel pattern del campo E , pertanto il primo indice è 1.

Lungo la direzione y , invece, partendo da qualunque posizione, il campo E non varia. Il secondo indice è 0.

Un'infinità di altri modi sono possibili (Appendice 2). Per, esempio ancora con il campo elettrico trasversale, è possibile il modo TE_{20} , con una variazione di 360° (1λ) del campo E lungo la direzione a , ed ancora nessuna variazione del campo lungo la direzione b .



modo TE_{20}



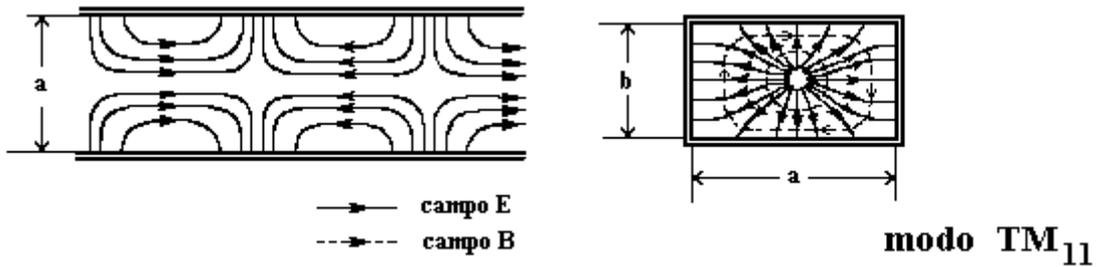
Se, contemporaneamente alla variazione di 1λ lungo l'asse x (dimensione a della guida), esiste anche una variazione di $\lambda/2$ lungo l'asse y (dimensione b), siamo di fronte al modo TE_{21} che ancora rispetta tutte le condizioni imposte dalle leggi di Maxwell per la propagazione dentro una guida.

modo TE_{21}

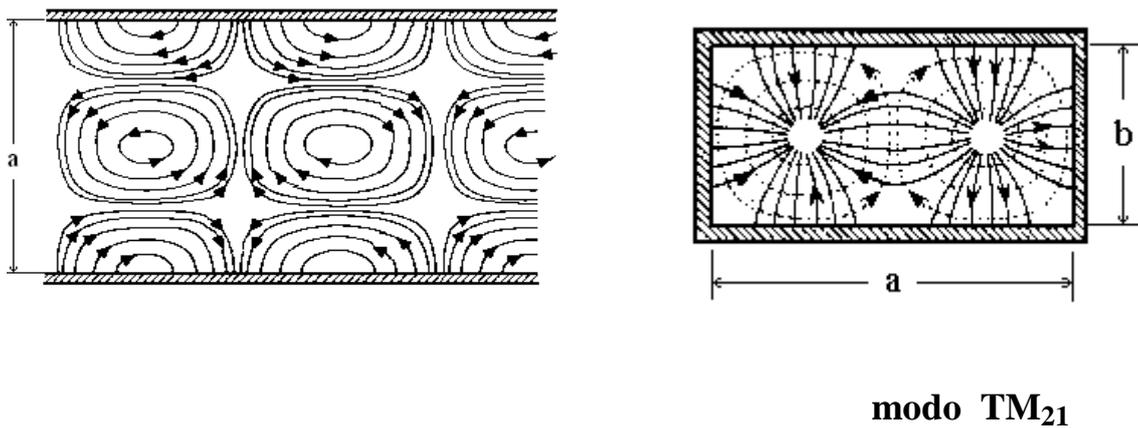
Modi TM

Esistono anche configurazioni che soddisfano le condizioni di propagazione in guida nelle quali il campo magnetico è sempre trasversale alla direzione di propagazione .

Il modo TM fondamentale (TM = Transverse Magnetic), cioè il modo di propagazione con frequenza di taglio più bassa, è il TM_{11} .

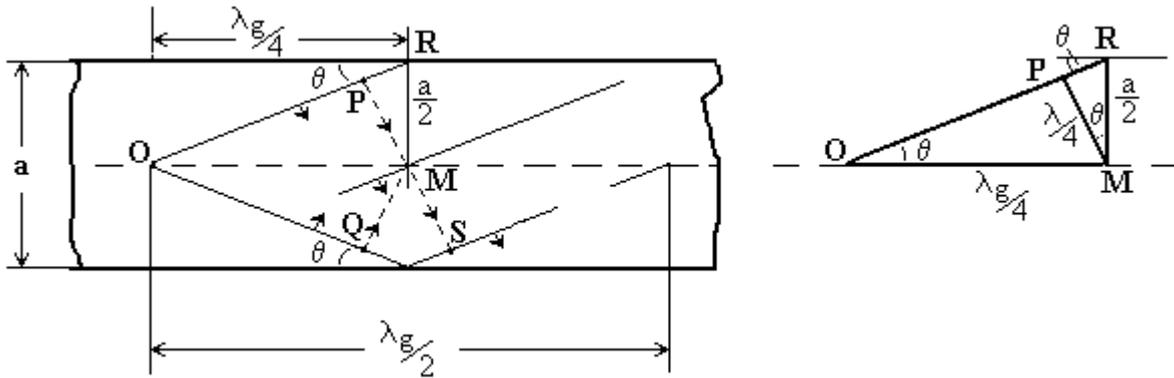


Il primo modo superiore (TM_{21}) è rappresentato :



La particolare configurazione dei campi all'interno di una guida può essere considerata come risultante di una sovrapposizione di due onde elettromagnetiche piane che si propagano a velocità c , ma che procedono a zig-zag lungo la guida rimbalzando da una parete all'altra. Le due onde dovranno raggiungere lo stesso punto su una parete con sfasamento di 180° in modo da annullare il campo elettrico risultante, come richiesto dalle equazioni di Maxwell.

Per ottenere questo dovranno procedere lungo la guida con un ben particolare angolo θ ; per ogni frequenza sarà necessario un angolo diverso.



Si considerino i due fronti d'onda OP e OQ relativi ai due sistemi di onde piane considerate. I due fronti d'onda procedono rispettivamente lungo la direzione PM e QM, entrambi con velocità c .

E' evidente dalla geometria del sistema che tutti i punti P, Q, ed O raggiungeranno in un medesimo istante il punto M; di conseguenza la velocità del punto O che copre la distanza OM nel medesimo tempo in cui i punti P e Q coprono la distanza $PM = QM$ dovrà essere maggiore di c .

Questa è la velocità di fase v_f , che, per onde propagatesi in guida d'onda, è sempre maggiore di c (velocità della luce nel vuoto).

La velocità di fase sarà data da :

$$v_f := \frac{OM}{PM} c \qquad v_f := \frac{c}{\sin(\theta)}$$

Nel caso particolare di guida rettangolare eccitata con modo TE_{10} si ha :

$$PM := \frac{a}{4} \qquad OM := \frac{\lambda_g}{4} \qquad \text{da cui :} \qquad \cos(\theta) := \frac{a}{\lambda_g} \qquad \text{dove :} \quad \begin{array}{l} \lambda = \text{lunghezza d'onda nel vuoto} \\ \lambda_g = \text{lunghezza d'onda in guida} \\ a = \text{larghezza della guida} \end{array}$$

Abbiamo, così, il valore dell'angolo θ (formato dal fronte d'onda con la parete della guida) necessario affinché le condizioni di propagazione siano soddisfatte. Purtroppo questo angolo cambia con la frequenza; ogni frequenza percorrerà un tragitto più o meno lungo in guida con un tempo di percorrenza differente. Ciò porterà ad un fenomeno di *dispersione*.

Poiché le onde che compongono il sistema risultante si propagano secondo direzioni inclinate rispetto all'asse della guida, l'energia e l'informazione si propagherà con velocità minore di c . Questa è chiamata velocità di gruppo v_g .

Anche la velocità di gruppo dipende dalla frequenza. Il suo valore si ottiene sapendo che la velocità della luce, c , è la media geometrica tra la velocità di fase e la velocità di gruppo.

Si ha :

$$v_g := \frac{c^2}{v_f}$$

A frequenza per la quale la lunghezza d'onda λ è esattamente uguale al doppio della dimensione a della guida, le onde viaggiano avanti e indietro tra le pareti laterali senza alcuna componente lungo l'asse della guida.

A frequenze appena superiori compare un piccolo angolo θ tale che $a = \lambda/2 \cos(\theta)$ e si ha una piccola componente di propagazione assiale (con velocità di fase molto grande data da $v_f = c / \sin(\theta)$ ed una velocità di gruppo molto piccola $v_g = c \sin(\theta)$). Per frequenze tendenti all'infinito, l'angolo θ tende a 90° , per cui l'onda viaggia lungo la guida praticamente come un'onda piana propagatesi nella direzione assiale come se fosse nello spazio libero.

Esiste quindi una frequenza critica al di sotto della quale l'onda non si propaga. Questa è legata alla dimensione a della guida rettangolare (la dimensione b non è interessata) ed al tipo di *modo* di propagazione.

La lunghezza d'onda critica corrispondente a questa frequenza di taglio è data da:

$$\lambda_c := \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \quad \text{dove:} \quad \begin{array}{l} a, b \text{ sono la larghezza e l'altezza della guida rettangolare} \\ m, n \text{ sono gli indici del modo di propagazione.} \end{array}$$

Per il modo fondamentale TE_{10} in guida rettangolare si ha:

$$\lambda_c := 2a$$

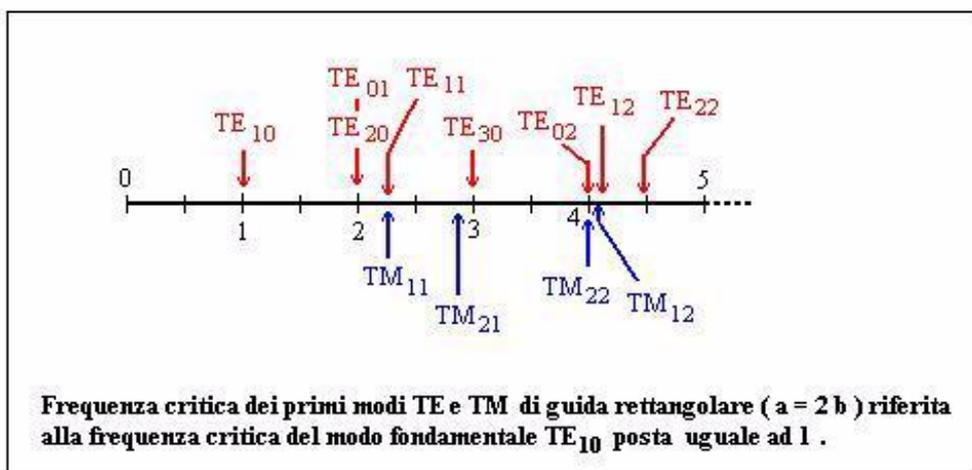
La lunghezza d'onda critica, in questo caso, non dipende dalla dimensione b della guida.

La lunghezza d'onda in guida è data dalla:

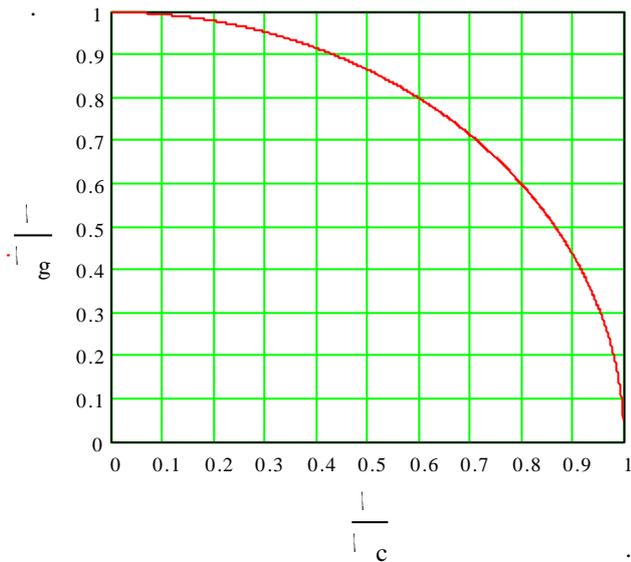
$$\frac{1}{\lambda_g^2} := \frac{1}{\lambda^2} + \frac{1}{\lambda_c^2} \quad \text{dove:} \quad \begin{array}{l} \lambda = \text{lunghezza d'onda nel vuoto} \\ \lambda_c = \text{lunghezza d'onda critica} \quad (\lambda_c = 1/2a) \\ \lambda_g = \text{lunghezza d'onda in guida.} \end{array}$$

da cui:

$$\lambda_g := \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left[\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2\right]}}$$



Utilizzando una guida al di sotto della sua frequenza critica non si ha propagazione di onde elettromagnetiche, ma nelle immediate vicinanze dell'iniettore è presente campo elettromagnetico (onda evanescente). Questo può essere utile per realizzare attenuatori (Appendice 3) a larga banda utile e di grandi valori di attenuazione oppure filtri selettivi di dimensioni molto ridotte.

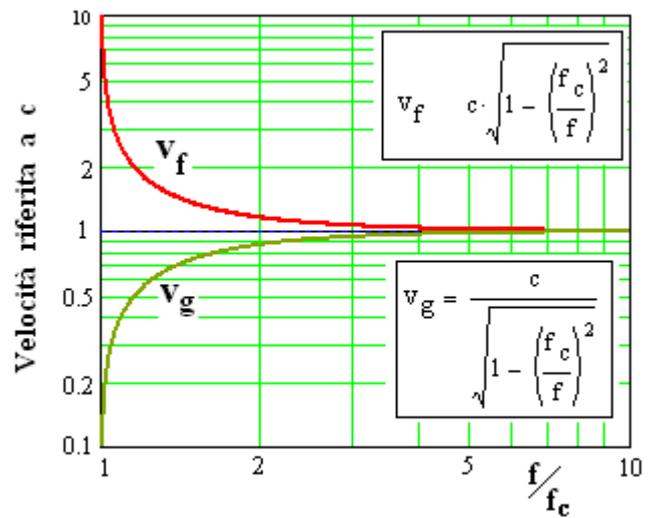
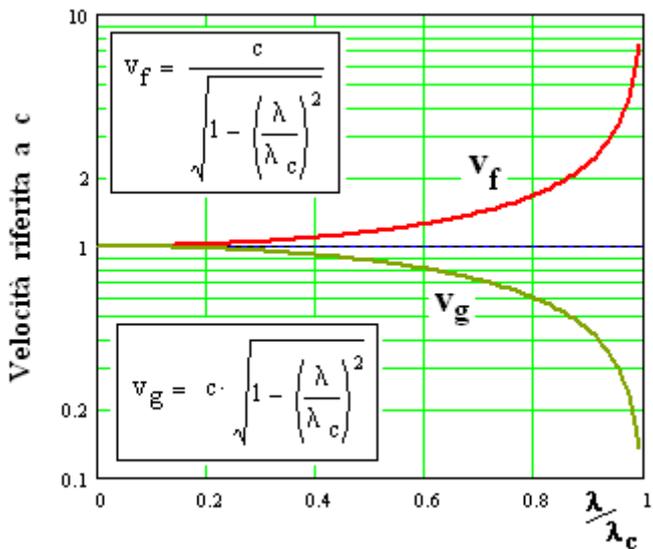


Proprietà di una guida d'onda in vicinanza della frequenza critica.

λ = lunghezza d'onda nel vuoto

λ_g = lunghezza d'onda in guida

λ_c = lunghezza d'onda critica



Velocità di fase e di gruppo in una guida d'onda riferite alla velocità della luce c , in funzione del rapporto tra la lunghezza d'onda di lavoro e la lunghezza d'onda critica del *modo* della guida oppure tra la frequenza di lavoro e la frequenza critica.

Guide d'onda : vantaggi e svantaggi

Le guide d'onda di qualsiasi sezione soffrono lo svantaggio di non essere praticamente utilizzabili a frequenze basse essendo le loro dimensioni sono approx. legate alla lunghezza d'onda nel vuoto della frequenza di lavoro ; già a 1000 MHz , per esempio, la dimensione a di una guida a sezione rettangolare dovrebbe essere di circa 20 cm . Ma a frequenze basse, per fortuna, possono essere bene impiegati i cavi coassiali e le linee *open wires*.

Le guide sono, inoltre, di difficile installazione perché rigide e pesanti; le curve devono essere realizzate con guide appositamente approntate. I giunti tra i vari spezzoni di guida devono essere realizzati con opportune flangie e installati con cautela e precisione. Flangie dotate di *O-rings* devono essere utilizzate se l'installazione della guida è effettuata all'aperto.

Il costo è pure elevato dato che l'interno delle guide (specialmente a frequenze più elevate) è lavorato meccanicamente con precisione e spesso viene argentato e dorato per ridurre le perdite per effetto pelle.

L'effetto pelle è, comunque, ben inferiore che nei cavi coassiali dato che le correnti sono distribuite su un'area molto vasta (anche se non in modo uniforme; sono maggiori, infatti, dove il campo magnetico è più intenso) .

In genere le guide sono in aria che presenta enormemente minore perdita per dissipazione che i dielettrici degli ordinari cavi coassiali.

Le guide d'onda presentano una frequenza-soglia di utilizzo e sono , comunque, utilizzabili in un *range* ristretto di frequenze (consigliato circa $\pm 20\%$ attorno alla frequenza centrale di utilizzo) (Appendice 4) .

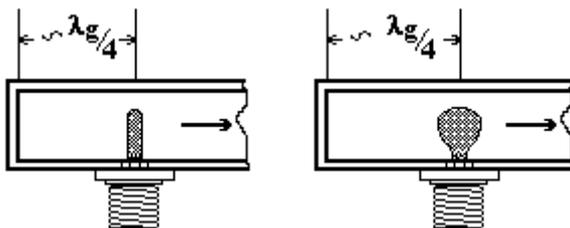
Per questo in commercio si trovano guide d'onda di tante dimensioni standard (Appendice 5) ; negli U.S.A.

portano la sigla WR seguita da un numero che indica la dimensione maggiore, *a*, della guida rettangolare espressa in decine di mils (1 mils = 0.0254 mm). Esempio : WR75 indica una guida rettangolare con la dimensione *a* di 75 decine di mils pari a 19.050 mm . E' maggiormente adatta per frequenze tra 9.8 e 15 GHz (modo fondamentale TE_{11}) .

Anche l'iniettore in guida contribuisce a limitare l'intervallo utile di frequenze di utilizzo. Questo deve essere posto a circa $\lambda/4$ da una estremità in corto della guida ed è, pertanto, legato alla frequenza centrale di utilizzo (modo fondamentale TE_{10}).

Allontanandosi da questo valore centrale cresce il *return loss* e peggiora la qualità di tutto il sistema.

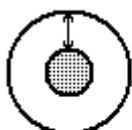
La limitata larghezza di banda (con ottimo *return loss*) dovuta all'iniettore può essere aumentata costruendo l'antennina all'interno della guida di forma opportuna . Aumentando le dimensioni aumenta la banda utile (e aumenta anche la max. potenza utilizzabile, dato che è più grande la superficie e minore il raggio di curvatura).



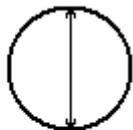
Iniettori di diametro maggiore offrono una maggiore banda utile (con valori di *return loss* accettabili) . Molto spesso si trovano forme strane (ma sempre arrotondate) dovute a compromessi tra banda utile e *return loss* accettabile trovate , spesso sperimentalmente, dal costruttore.

Le varie frequenze in banda utile percorrono traiettorie diverse all'interno della guida; anche i tempi di transito sono diversi. Le frequenze soffrono dell'effetto *dispersione* . Le guide d'onda non possono essere utilizzate per trasmissioni a banda molto larga su percorsi lunghi.

La possibilità di trasmettere potenze molto elevate (impulsi radar, per esempio) è un altro vantaggio delle guide d'onda. Le guide possono maneggiare molta più potenza delle linee coassiali perché questa possibilità è direttamente legata alla distanza tra i conduttori.



Linea
coassiale



Guida
d'onda
(modo TE_{11})

La distanza tra le regioni a polarità opposta è ben più grande in una guida d'onda che in una linea coassiale di pari dimensioni esterne.

In prima approssimazione si può ben dire che il campo elettrico è ben più grande nella linea coassiale (occorrerebbe, però, tenere conto della differente impedenza caratteristica) .

Per condizioni di potenza estreme si può togliere ogni traccia di umidità all'interno della guida estraendo l'aria con una pompa e immettendo gas inerte (azoto) in leggera sovra-pressione rispetto all'ambiente. In queste condizioni la possibilità di maneggiare altissime tensioni diviene massima.

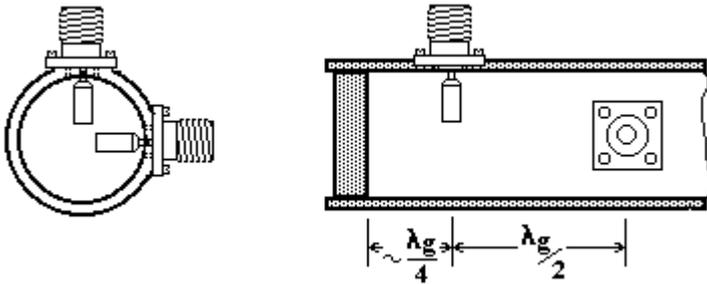
Guide d'onda a sezione circolare

E' possibile la trasmissione di onde elettromagnetiche anche in guide di sezione circolare o di altra forma. La guida circolare è molto usata quando sia necessario utilizzare due emissioni con polarizzazione differente (orizzontale e verticale, per esempio); infatti alle due componenti la guida si presenta completamente in modo equivalente.

La guida d'onda a sezione circolare viene, quindi, anche utilizzata per alimentare un illuminatore di riflettore parabolico al fine di produrre onde elettromagnetiche polarizzate circolarmente. Con opportuno lanciatore possono sovrapporsi due emissioni con onde con polarizzazioni ortogonali : per esempio con polarizzazione verticale e orizzontale oppure circolare destrorsa e sinistrorsa , sempre mantenendo una sufficiente separazione ai connettori.

La distribuzione del campo dipende dalle coordinate r e ϕ secondo una funzione cilindrica (funzione di Bessel) nella direzione del raggio r , e secondo una legge sinusoidale nella direzione di ϕ (lungo il contorno del tubo) . Il modo fondamentale , modo che presenta la frequenza critica più bassa, è il TE_{11} . Nelle guide a sezione circolare il primo indice denota il numero di variazioni di fase di 180° che si presentano radialmente ed il secondo indice denota il numero di variazioni complete di 360° che si presentano lungo il contorno del tubo (quando l'angolo ϕ compie un giro completo) (Appendice 6).

La lunghezza d'onda critica va calcolata con apposite formule proprie di guide a sezione circolare (Appendice 7 e 8).



Esempio : la guida circolare può essere utilizzata per trasmettere due segnali con onde polarizzate ortogonali (orizzontale e verticale oppure circolare destrorsa e sinistrorsa) mantenendo una buona separazione tra i due segnali.

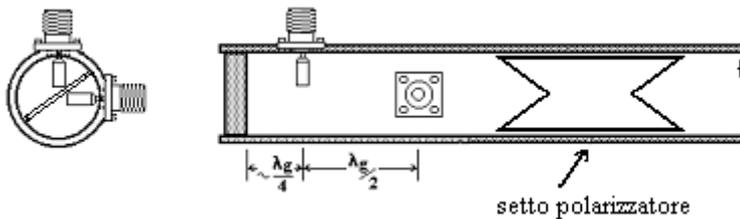
Due iniettori a 90° in guida circolare lanciano due onde polarizzate linearmente ed ortogonali tra loro.

Con gli stessi iniettori si può, inoltre, lanciare in guida un'onda polarizzata circolarmente: lo stesso segnale viene portato agli iniettori con cavi che differiscono di $\lambda/4$ in lunghezza .

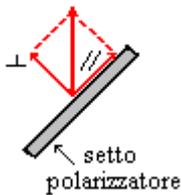
Polarizzatori

Con guide a sezione circolare e i due iniettori a 90° dell'esempio precedente si possono non solo avere due onde polarizzate linearmente ed ortogonali tra loro, con una buona separazione tra i due segnali, ma anche produrre due onde polarizzate circolarmente e sempre ortogonali tra loro (destrorsa e sinistrorsa), sempre con buon isolamento tra loro.

Se, infatti, lungo la guida inseriamo un setto polarizzatore (adatto alla frequenza in uso), questo trasforma l'onda con polarizzazione lineare in circolare (in un verso di trasmissione) e da circolare in lineare (in verso opposto). Se sono presenti due onde polarizzate linearmente ortogonali, il setto polarizzatore le trasforma in onde polarizzate circolarmente destrorsa e sinistrorsa.



Un'onda polarizzata linearmente quando incontra il setto polarizzatore posto a 45° lungo la guida può sempre essere considerata come somma di due componenti di stessa ampiezza, una parallela al setto e l'altra perpendicolare, con identica fase e tale che la loro somma dia l'onda incidente. Le due componenti sperimentano ora una forte anisotropia nella loro propagazione lungo la guida: la componente con il campo elettrico normale alla superficie del setto prosegue con immutata velocità (praticamente insensibile alla sua presenza), ma la componente parallela "sente" la costante dielettrica più elevata del setto dielettrico e viene rallentata.



Se la lunghezza e lo spessore del setto sono scelti in modo che la componente parallela sia ritardata di 90° rispetto alla componente perpendicolare, all'uscita del setto troveremo un'onda complessiva polarizzata circolarmente.

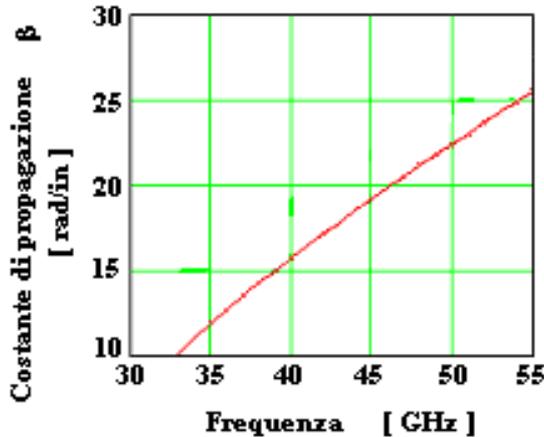
Se è presente un'altra onda polarizzata linearmente ed ortogonale alla precedente, lo stesso setto agirà in modo da produrre un'onda polarizzata circolarmente, ma di verso opposto.

Se la direzione di propagazione è opposta, tutta l'azione del polarizzatore è invertita: per esempio un'onda in arrivo polarizzata circolarmente verrà ricondotta ad un'onda polarizzata linearmente. Il segnale sarà presente su un connettore e non sull'altro ortogonale.

Il setto polarizzatore può essere utile per contrastare la formazione di modi indesiderati; quasi trasparente per il modo utile diviene assorbente per il modo che ha una componente del campo elettrico nel piano del polarizzatore.

Dispersione

In un sistema a guida d'onda, la velocità di fase v_p è funzione della frequenza. La costante di propagazione β caratterizza il fenomeno.



Costante di propagazione β per guida d'onda tipo WR 22 espressa in rad/pollice.

La costante di propagazione β può essere espansa in serie di Taylor attorno alla frequenza centrale ω_0 :

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_0'(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_0''(\omega - \omega_0)^2 + \dots$$

Per un segnale contenente solo una banda limitata di frequenze si può assumere la costante β approssimata sino al termine lineare; in prima approssimazione, quindi, il segnale che percorre una guida d'onda non subisce distorsione, ma solo un'attenuazione ed un ritardo dato da:

$$\tau = \beta_0' L \quad \text{dove } L \text{ è la lunghezza della guida (in pollici, se } \beta \text{ è espressa in rad/in)}$$

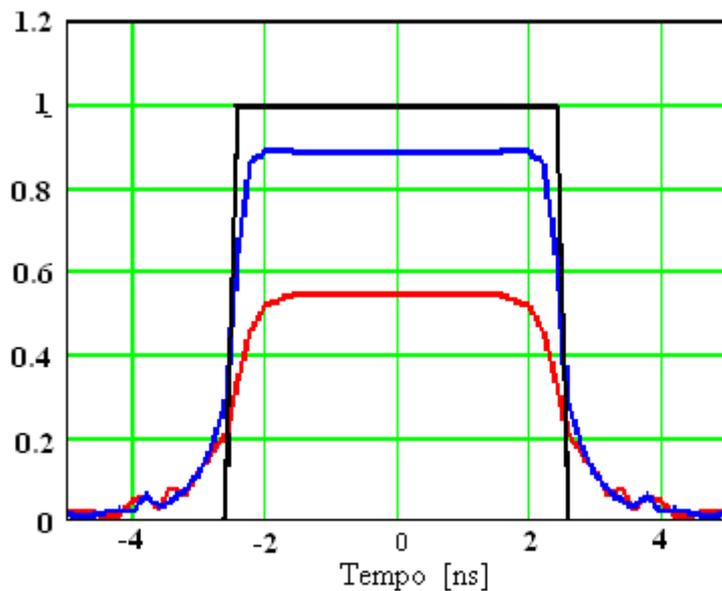
La velocità di propagazione del segnale (a banda stretta) lungo la guida è espressa dalla velocità di gruppo v_g che è data da:

$$v_g = \frac{1}{\beta_0'} = \frac{c^2 \beta_0}{\omega_0} = \frac{c^2}{v_f} \quad \text{dove: } v_f = \frac{\omega_0}{\beta_0} \text{ è la velocità di fase e}$$

c è la velocità della luce nel vuoto.

Se il segnale che viene trasmesso lungo una guida d'onda occupa una banda larga, cioè se lo spettro del segnale trasmesso contiene molte frequenze anche molto distanti, allora occorre utilizzare ulteriori termini dell'espansione in serie di Taylor della costante di propagazione β : sono termini che portano, però, ad una distorsione del segnale che si propaga lungo la guida.

Il segnale subisce una "dispersione": ogni frequenza del suo spettro procederà lungo la guida con la sua velocità di fase e con un suo tempo di transito. Alla fine della guida si perderanno le relazioni di fase originali tra le varie componenti di frequenza ed il segnale apparirà distorto.



- Segnale d'ingresso: impulso 5 ns , $f_{cb} = 38$ GHz
- WR22 - 6 metri : segnale ritardato di 28 ns
- TG31 - 6 metri : segnale ritardato di 23 ns

Forma d'onda di un impulso rettangolare di 5 ns di durata all'uscita di 6 metri di due differenti tipi di guida d'onda . Oltre all'attenuazione si può osservare che il segnale è *broadened* . La frequenza centrale è di 38 GHz. Con impulsi più brevi , la distorsione è ancora più drammatica.

Normalmente si utilizzano guide d'onda di dimensioni scelte in modo che soltanto il modo principale (TE_{10}) si possa propagare. Imprecisioni nella costruzione della guida e piccole asperità nelle giunzioni possono eccitare modi superiori .

Se la scelta è stata fatta opportunamente, questi modi sono evanescenti (l'energia non si propaga al di là di qualche lunghezza d'onda), ma sottraggono una frazione di energia al modo fondamentale.

In ogni caso è sempre possibile inserire un filtro soppressore di modi superiori.

Si può utilizzare la stessa guida d'onda per la trasmissione di due segnali che possono essere mantenuti separati perché utilizzando polarizzazioni diverse o modi diversi .

La presenza di rugosità o imprecisioni nella guida portano alla formazione di modi superiori che , in questo caso, vanno a diminuire drasticamente la separazione tra i due segnali.

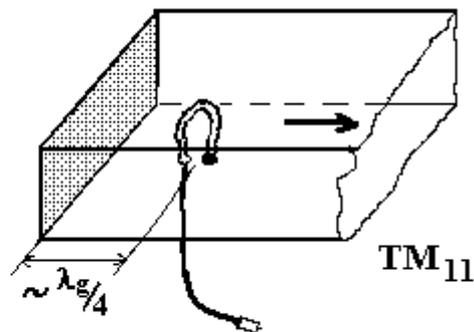
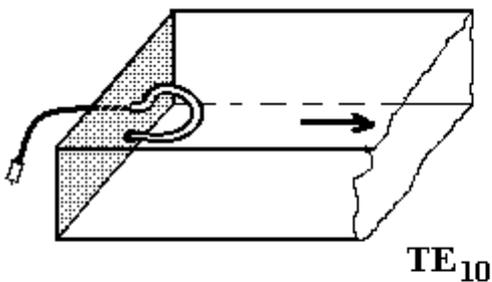
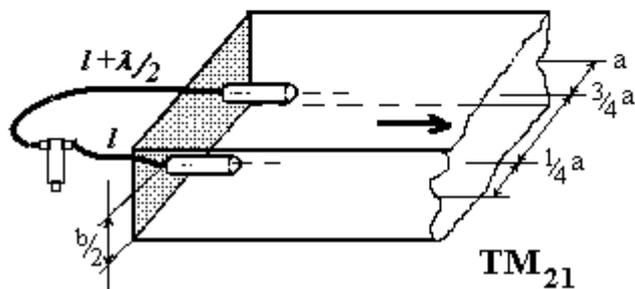
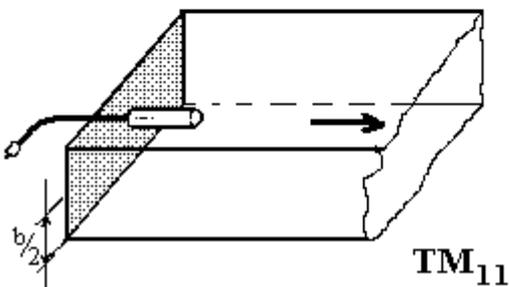
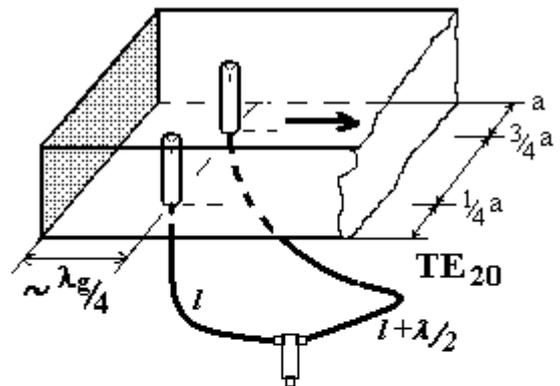
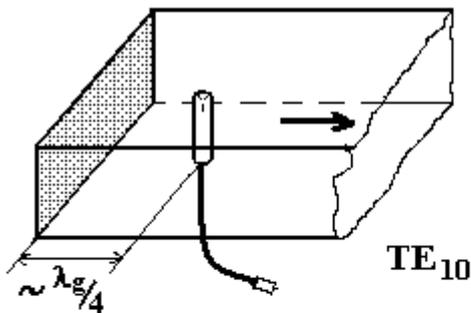
Accoppiamento a guida d'onda rettangolare

Come si lancia un'onda in guida? Il modo più semplice per eccitare il modo fondamentale TE_{01} in guida rettangolare è quello di utilizzare un'antennina tipo ground plane $\lambda/4$ al centro del lato più largo della guida stessa.

Per ragioni di simmetria metà energia fluisce in un verso e metà nell'altro. Se vogliamo evitare di perdere 3 dB occorre posizionare un corto circuito a distanza opportuna in modo che il segnale riflesso dalla superficie metallica, tornando indietro, ritrovi la stessa fase sull'antenna che sta irraggiando.

La posizione migliore è a circa $\lambda/4$ dall'antenna. E' una misura approssimata perché, è difficile descrivere il campo vicino alla sorgente e in presenza di pareti riflettenti: sono, infatti, presenti anche i termini che dipendono da r^{-2} e r^{-3} . E' quindi conveniente utilizzare un *corto mobile*, spostarlo e trovare la condizione di max. radiazione in avanti.

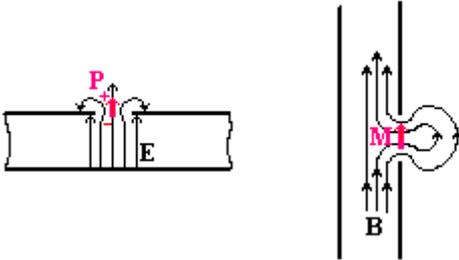
L'energia elettromagnetica può essere immessa od estratta da una guida d'onda per mezzo di eccitatori che sfruttano o il campo elettrico o il campo magnetico (antenna a stilo corta oppure spira magnetica). La posizione dipende dal modo che si vuole eccitare (deve essere favorita la formazione del campo elettrico e del campo magnetico del modo che si desidera).



Accoppiamento con aperture.

L'accoppiamento con una guida può avvenire anche attraverso un'apertura su una sua faccia.

In prima approssimazione una piccola apertura su una parete di una guida è equivalente ad un piccolo dipolo elettrico normale all'apertura stessa di intensità proporzionale alla componente normale del campo E nella guida, ed a un dipolo magnetico nel piano dell'apertura, proporzionale al campo magnetico tangenziale nella guida.



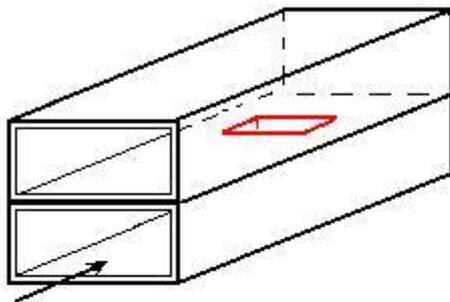
Il punto dove effettuare l'apertura deve essere, quindi, scelto opportunamente lungo la guida, in base al *modo* di trasmissione.

Il campo irraggiato dall'apertura può eccitare un modo in una guida accoppiata, in una cavità risonante, oppure essere utilizzato come sorgente di un array-antenna.

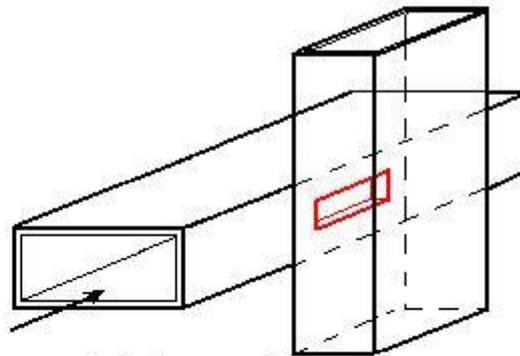
L'accoppiamento con un solo foro è, quantitativamente, molto piccolo (ovvero la percentuale di potenza prelevata dalla guida è molto bassa).

La presenza del foro e la frazione di energia irraggiata influenza la impedenza di ingresso della guida ed il suo *return loss*.

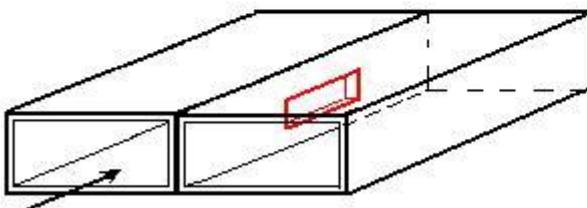
L'accoppiamento tra due guide rettangolari a 90° attraverso fessure può assumere i seguenti aspetti:



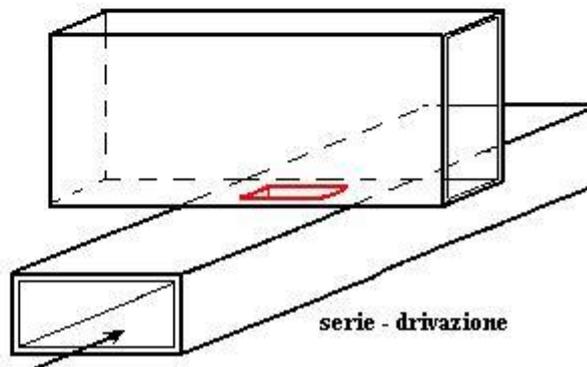
serie-serie



derivazione - serie



derivazione -derivazione



serie - derivazione

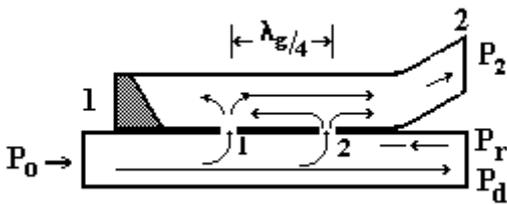
Accoppiatori direzionali

Sono utili per derivare una frazione della potenza che si propaga in una guida d'onda e renderla disponibile in una guida d'onda secondaria; sono dispositivi direzionali, pertanto solo l'onda diretta o l'onda riflessa che viaggiano nella linea principale sono interessate al fenomeno.

Le due guide hanno una parete in comune in cui sono praticati due fori (o fessure) distanti $\lambda/4$.

Se una potenza P_0 viaggia nella linea principale verso il carico, all'altezza del primo foro una piccola frazione di questa viene trasferita nella seconda guida; qui il foro diventerà una sorgente di due onde che viaggeranno verso le estremità della guida secondaria.

La potenza nella linea principale propagandosi verso il carico incontra anche il secondo foro; anche qui una piccola frazione viene trasferita nella linea secondaria e anche questo secondo foro diviene sorgente di due onde che si propagano nei due versi.



Se si osservano i percorsi fatti dalle due frazioni di potenza che passano nella linea secondaria, si può osservare che in un verso le fasi delle onde sono uguali, queste si sommano e la potenza P_2 raggiungerà la porta 2 dell'accoppiatore. Nell'altro verso, invece, un'onda avrà percorso un cammino più lungo di $2\lambda/4$ rispetto all'altra. Le due onde sono in controfase e si cancellano. Nessuna potenza raggiungerà l'estremità isolata (1) della guida.

La potenza riflessa dal carico P_r che viaggia sulla linea principale in verso opposto a P_0 verrà in parte accoppiata alla linea secondaria; viaggerà verso la porta 1 che è chiusa sull'impedenza caratteristica Z_0 (in genere è materiale assorbente che riempie la guida) e viene completamente assorbita. Nessuna frazione raggiungerà, invece, la porta 2.

La potenza P_2 disponibile alla porta 2 è, quindi, proporzionale solo alla potenza P_0 . È utile quindi a monitorare in modo continuo la potenza che viaggia sulla linea principale.

Il fattore di accoppiamento del device è dato dal rapporto P_d / P_2 e, in genere, viene indicato in dB; valori comuni per gli accoppiatori direzionali sono: 3, 6, 10, 20, 30, 40 dB.

Proprio per la sua direttività l'accoppiatore può essere utilizzato per misurare la potenza riflessa P_r ; è sufficiente invertire le porte di ingresso e di uscita sulla linea principale. Dato che il VSWR ed il coefficiente di riflessione ρ sono legati al rapporto P_r / P_d , con l'uso dell'accoppiatore direzionale è facile calcolare il VSWR in linea.

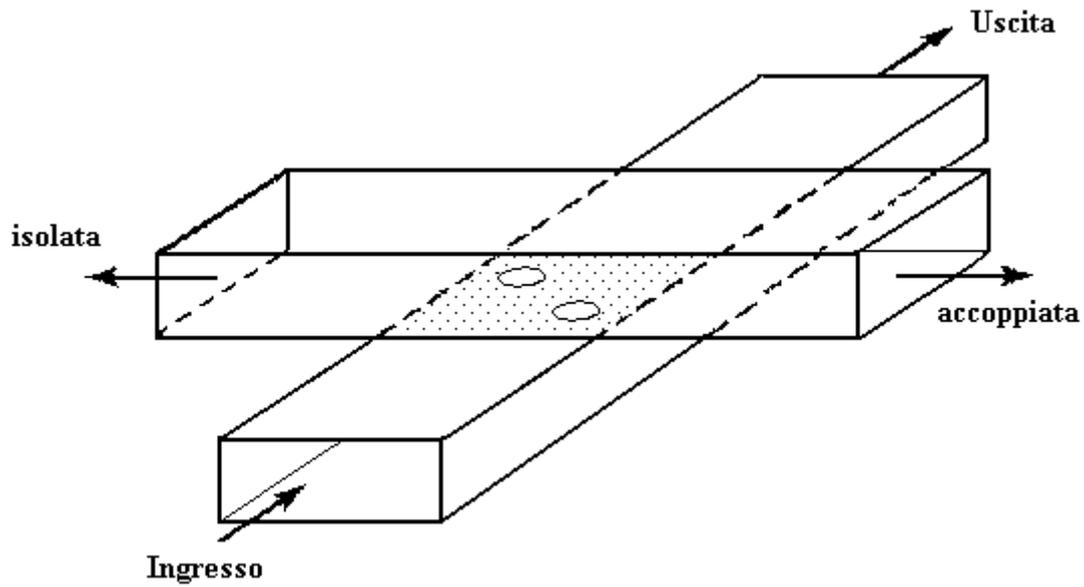
È comodo sistemare due accoppiatori in modo che uno indichi soltanto la potenza diretta nella linea principale e l'altro soltanto la potenza riflessa che viaggia in verso opposto.

Vale:

$$\frac{P_r}{P_d} := (|\Gamma|)^2 \quad \frac{P_r}{P_d} := \left(\frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \right)^2$$

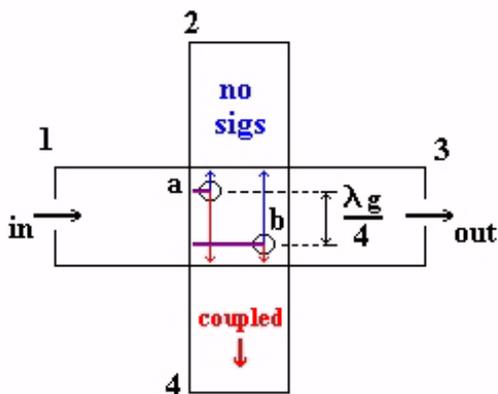
L'accoppiatore direzionale di questo tipo, proprio per sua costruzione, può funzionare bene solo in un limitato intervallo di frequenze, essendo il buon funzionamento dipendente dalla distanza tra i due fori, che deve essere $\lambda/4$ o poco diversa.

Sono spesso utilizzati accoppiatori a guide incrociate; il funzionamento dell'accoppiatore con aperture circolari è chiarito analizzando i percorsi di connessione tra le due guide..

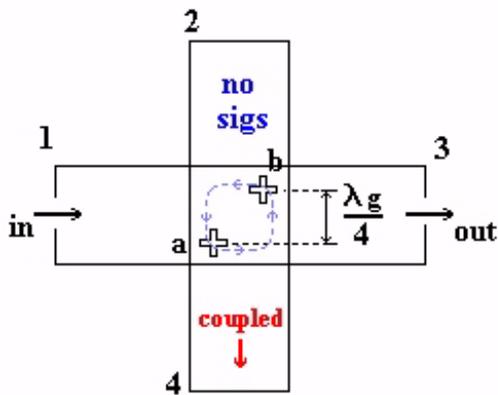


I due fori circolari a e b sono equivalenti a due momenti di dipolo elettrico normali ai fori stessi (guida eccitata in modo TE_{10}).

La lunghezza dei percorsi che connettono la porta 1 di ingresso attraverso i fori a e b all'uscita 4 sono identici. Pertanto l'onda emerge dalla porta 4, e non è presente, invece, alla porta isolata 2 a causa della differenza di $\lambda_g/2$ dei due cammini.

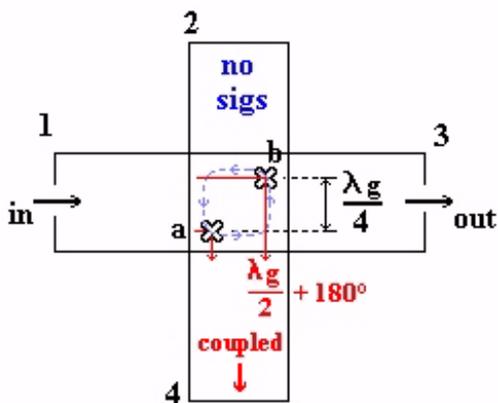


Vengono anche utilizzati accoppiatori con due aperture con fessure incrociate (Moreno crossed-guide coupler).



Le fessure possono essere poste a 0° oppure a 45° rispetto alla guida di ingresso. Le fessure a 45° permettono accoppiamenti maggiori di quanto possano fare le aperture a 0° .

In ogni caso, con questi tipi di accoppiatori, prevale il momento di dipolo magnetico nelle aperture; occorre tener conto che i momenti magnetici delle due aperture sono in antifase.



A tratteggio è simboleggiato l'andamento del campo magnetico in guida con le sue linee di forza.

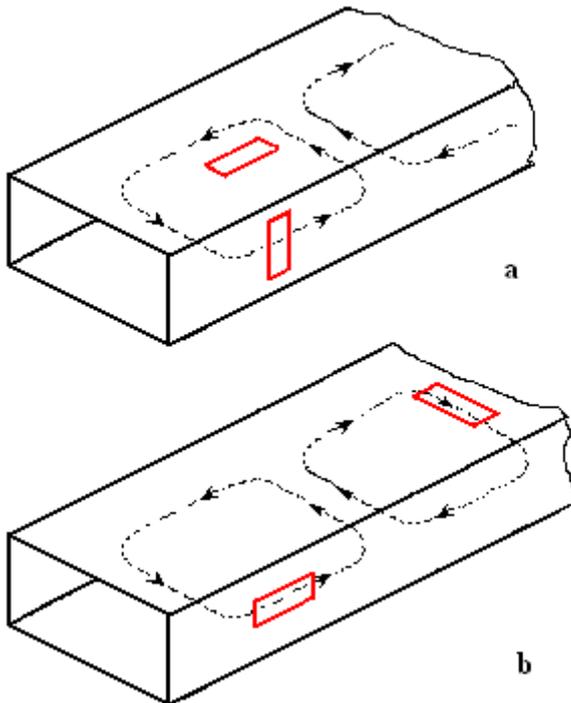
Si può notare che le linee di forza - all'altezza dei due fori - hanno verso opposto.

Esiste, quindi, un verso di inserzione che va rispettato ed è sempre indicato da frecce sull'accoppiatore.

Gli accoppiamenti ottenibili sono sempre abbastanza bassi (i valori più comuni sono : 20 dB, 30 dB , 40 dB).

Antenne a fessura

La perdita di energia dalle fessure può essere utilizzata per costruire antenne molto semplici, direttamente dalla guida d'onda.

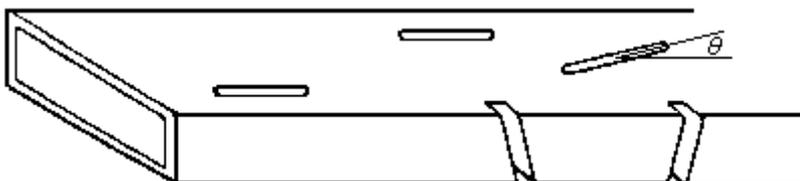


Alcuni tipi di fessure che non irradiano (a) e che irradiano (b) in guida rettangolare, modo TE_{10} . (Le linee di forza del campo magnetico possono allargarsi all'esterno solo se la fessura ha la sua dimensione principale lungo le linee stesse).

Esempi di fessure in guida d'onda rettangolare che irradiano (modo TE_{10}).

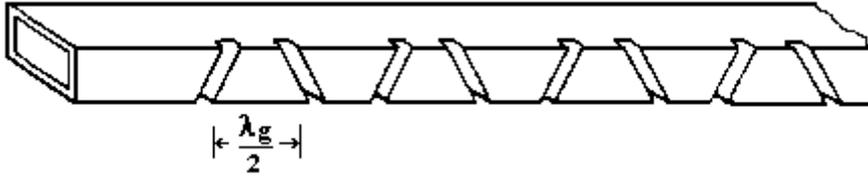
Per poter irradiare una fessura deve essere posizionata , per esempio, lungo la faccia più grande di una guida rettangolare (eccitata in modo TE_{10}), ma spostata dall'asse di simmetria. Oppure, se posta in centro, deve presentare un certo angolo θ con l'asse di simmetria.

Se poste lungo la parete più piccola , queste devono essere inclinata lungo la direzione di propagazione o in verso opposto (la differenza di fase è di 180°) .

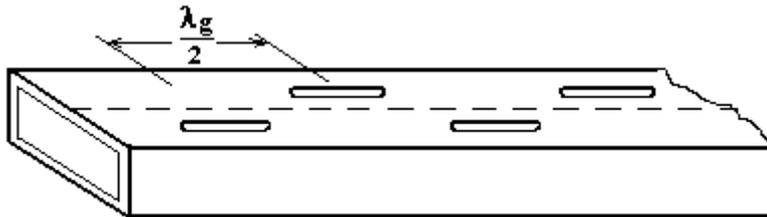


Array antennas

Applicando più fessure sulla guida, con la stessa fase di irraggiamento, si può fare in modo che quasi tutta l'energia venga irraggiata; la impedenza di ingresso scende proporzionalmente al numero di fessure (tutte elettricamente in parallelo).



Per ridurre l'ingombro le fessure possono essere poste a $\lambda_g/2$ di distanza, con l'accortezza di fare in modo che pure la fase dell'onda emessa sia spostata di 180° . Ciò è possibile, per esempio, con fessure di angolazione contrapposta (se sulla faccia minore), oppure con fessure poste alternativamente da un lato o dall'altro dell'asse di simmetria longitudinale, se poste sulla faccia maggiore.



Iridi

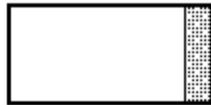
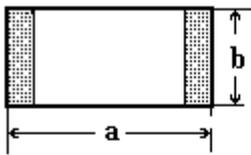
Nelle guide d'onda, come nei cavi, possono essere presenti onde riflesse dovute a carico non adattato oppure formatesi di fronte ad irregolarità costruttive della guida, alle giunzioni o, comunque, ad ogni salto di impedenza lungo il percorso.

Si può provare a ridurre il R.O.S. lungo la guida inserendo piccole capacità od induttanze con la funzione di stub. Questo può essere fatto inserendo spinotti o viti che creano piccoli disturbi capacitivi od induttivi in dipendenza della loro lunghezza e spessore (oltre che dalla posizione nella guida all'insegna del *modo*).

Molto comuni sono anche le iridi, costituite da sottili lamine metalliche poste trasversalmente alla guida; possono essere di tipo induttivo se riducono il lato largo (a) della guida oppure capacitivo se riducono il lato b della guida.

Possono essere poste su una parete o sulle due pareti equivalenti.

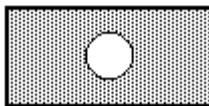
Se entrambi i lati della guida sono ridotti dall'iride si costituisce un'iride di risonanza, base per la costruzione di filtri e cavità risonanti.



Iridi di tipo capacitivo



Iridi di tipo induttivo



Iride di risonanza

Terminazioni

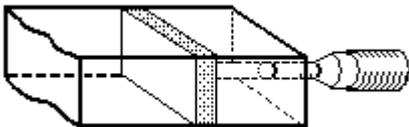
Carichi dissipativi possono essere utilizzati come terminazioni di guide d'onda. Possono assumere forme diverse, ma devono essere posizionati dove è presente campo elettrico E.



Esempi di carichi dissipativi che riempiono la parte terminale di una guida a sezione rettangolare.

Corto mobile

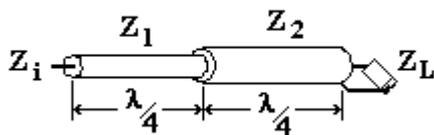
Un corto circuito mobile può essere realizzato con un micrometro e con un tappo scorrevole nella guida, ma è necessaria un'ottima costruzione meccanica (di difficile realizzazione).



Esempio di corto circuito mobile per guide d'onda a sezione rettangolare

È molto più efficace e sicuro un corto circuito mobile che utilizza un trasformatore di impedenza a doppio salto di $\lambda/4$. Infatti il doppio salto di impedenza con linee a $\lambda/4$ presenta all'ingresso una impedenza:

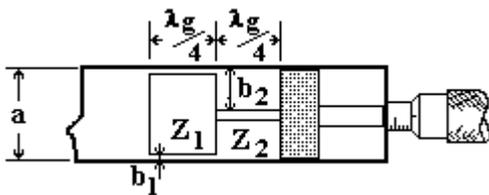
$$Z_i := \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 Z_L$$



dove: Z_i è l'impedenza vista all'ingresso
 Z_1 e Z_2 sono le impedenze caratteristiche dei cavi, entrambi di lunghezza $\lambda/4$
 Z_L è l'impedenza di chiusura

Ora, se l'impedenza di chiusura è prossima a zero (è un corto circuito, anche se può essere un po' incerta) e se si rende molto piccolo il rapporto delle due impedenze caratteristiche (Z_1/Z_2), all'ingresso si osserva l'impedenza del corto migliorata di un fattore $(Z_1/Z_2)^2$.

Normalmente si riescono a costruire le due sezioni con impedenze caratteristiche molto diverse, anche di un fattore 10. L'impedenza di ingresso vede, quindi, il corto mobile (sempre un po' incerto, proprio perché è prodotto da un contatto strisciante) migliorato di un fattore 100, tipico.



Esempio di corto circuito mobile con RF choke ottenuto con due sezioni di linea lunghe $\lambda/4$, in guida a sezione circolare.

La prima sezione di impedenza Z_1 è ottenuta con gap b_1 più piccolo possibile, consistente con la necessità che il cilindretto centrale non tocchi la parete della guida, e la seconda sezione di impedenza Z_2 con la distanza b_2 più grande possibile, consistente con la robustezza meccanica del sistema. L'ultima sezione è il corto che deve toccare le pareti, ma poter anche strisciare comandato dal micrometro.

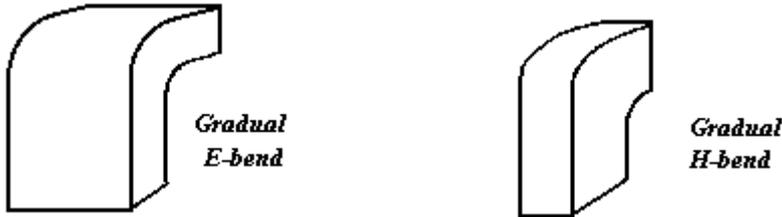
Dato che l'impedenza caratteristica delle prime sezioni è proporzionale a $(2b_1/a)$ e $(2b_2/a)$ rispettivamente, l'impedenza di ingresso diviene:

$$Z_i := \left(\frac{b_1}{b_2}\right)^2 Z_L$$

Dove, per il migliore funzionamento, bisogna ottenere che la distanza b_2 sia più grande di b_1 , al massimo possibile.

Curve

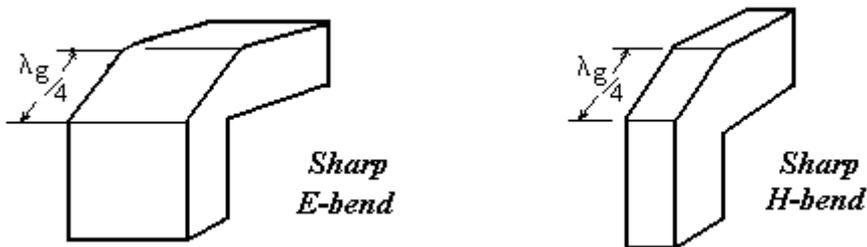
Le guide d'onde possono essere piegate in vari modi, ma sempre in modo che non si producano riflessioni eccessive. Un modo è la curvatura graduale, detta E-bend oppure H-bend, con un raggio di curvatura non inferiore a 2λ .



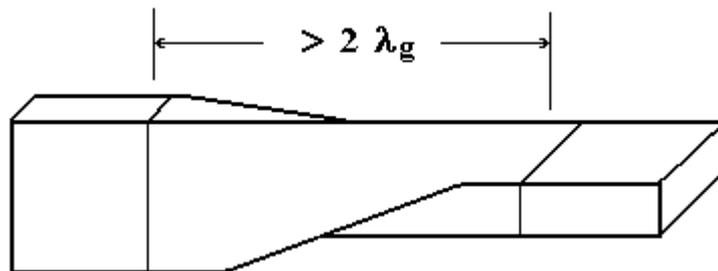
Si possono utilizzare curve di 90° di minore ingombro sfruttando due angoli a 45° separati di $\lambda_g/4$.

In questo modo si producono riflessioni da entrambe le angolature di 45° , ma, essendo queste a distanza di $\lambda_g/4$, le riflessioni hanno stessa ampiezza e fase opposta e, quindi, si cancellano.

La possibilità di utilizzo è legata alla precisione del $\lambda_g/4$.



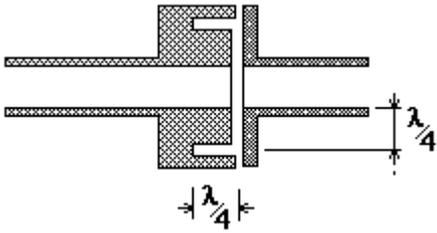
E' possibile anche effettuare una torsione di 90° di una guida d'onda in modo da ruotare il piano di polarizzazione. La torsione deve essere graduale e avvenire in almeno 2 lunghezze d'onda.



Flangie e giunzioni

Le guide d'onda sono collegate tra loro tramite flangie di differente dimensione e precisione a seconda della frequenza di lavoro.

Per evitare perdite di RF dalle flangie si usa inserire un *choke RF* all'interno della flangia stessa.



L'intercapedine di aria costituisce complessivamente una linea lunga $\lambda/2$, in serie alla guida principale ed in corto ad una estremità. Per le proprietà delle linee lunghe $\lambda/2$ l'impedenza d'ingresso ha lo stesso valore dell'impedenza terminale (nulla, in questo caso). La fessura in serie ha quindi impedenza zero. Nessuna energia riesce a fuggire dalla guida principale. Nell'esempio a lato una flangia è completamente piatta e l'altra ha due trappole scavate lunghe $\lambda/4$ in serie.

Molti tipi di giunzioni multiple possono essere costruiti (Appendice 8, 9, 10).

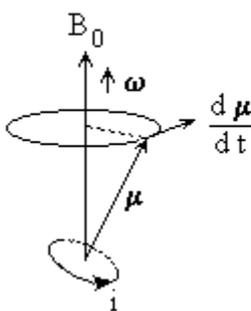
Componenti con ferriti

Le ferriti costituiscono una classe di materiali che manifestano effetti magnetici a causa dei momenti magnetici di elettroni spaiati di elementi di transizione che compaiono nella struttura.

La loro permeabilità magnetica è molto alta, ma la resistività è abbastanza alta e le perdite sono complessivamente basse .

Sottoposte ad un moderato campo magnetico esterno statico, vedono i momenti magnetici degli elettroni spaiati cercare di allinearsi col campo (minimo di energia), ma che, a causa del loro momento angolare, sono costretti a ruotare attorno al campo magnetico esterno in un moto di precessione (precessione di Larmor).

La frequenza di precessione dipende solo dal campo esterno B ed ha un ben definito senso di rotazione attorno al campo.



$$\frac{d\vec{\mu}}{dt} := -\gamma \cdot \vec{B}_0 \times \vec{\mu}$$

$$\vec{\omega} := -\gamma \cdot \vec{B}_0$$

Per gli elettroni la frequenza di precessione $f = \frac{\omega}{2\pi}$ è di 27.9 GHz / T

Onde polarizzate circolarmente che attraversano questo materiale , in queste condizioni, vengono trattate diversamente se la polarizzazione è destrorsa o sinistrorsa. Le due onde viaggiano con velocità diversa e subiranno sfasamenti diversi in dipendenza della lunghezza del percorso nella ferrite.

Siccome il senso di rotazione degli spin è dato dal campo esterno B_0 , gli effetti sulle onde polarizzate circolarmente destrorsa e sinistrorsa si scambiano se il movimento dell'onda è parallelo al campo oppure anti-parallelo.

Un'onda polarizzata linearmente può sempre essere considerata come somma di due onde polarizzate circolarmente destrorsa e sinistrorsa , di metà ampiezza . Quindi, per un'onda polarizzata linearmente che attraversa la ferrite magnetizzata si produrrà una rotazione del piano di polarizzazione .

Più dettagliatamente, se si pone un cilindretto di ferrite nell'asse di una guida circolare e lo si magnetizza in direzione longitudinale (+ z) un'onda TE_{10} , dopo aver percorso la ferrite in direzione + z , viene ruotata in senso orario di un angolo proporzionale all'anisotropia della ferrite ed alla lunghezza l , espressa in lunghezze d'onda, rispetto al piano di polarizzazione originario.

Un'onda che si muove in senso opposto (lungo -z) subisce una rotazione dello stesso angolo, ma vista in direzione -z , in senso antiorario.

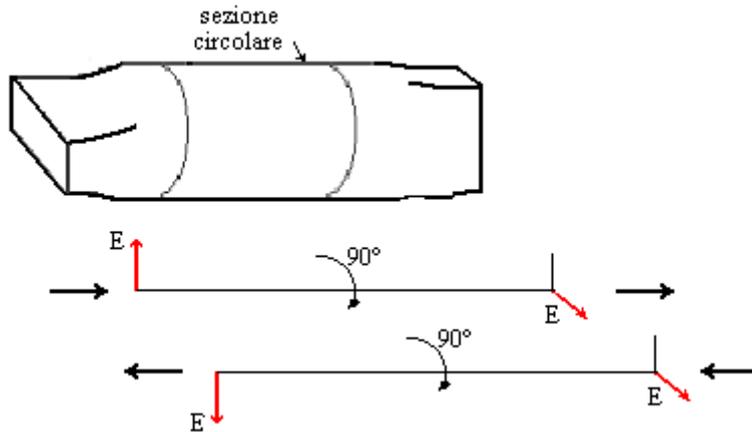
Una grande varietà di componenti vengono realizzati utilizzando le proprietà delle ferriti : giratori, isolatori, circolatori, sfasatori , attenuatori, ecc..

Le proprietà non lineari delle ferriti quando attraversate da onde elettromagnetiche di alta intensità sono, inoltre, utilizzate per generatori armonici, mescolatori di frequenza e amplificatori parametrici, ecc.

Giratori

Se lo spezzone di guida d'onda circolare con inserita la opportuna ferrite magnetizzata viene intestato con due guide d'onda rettangolari in ingresso ed in uscita, ma su piani ortogonali (spostati di 90°), un'onda TE_{10} della giusta frequenza, che dalla guida d'ingresso perviene nella zona della ferrite, viene ruotata di 90° in senso orario ed esce con polarizzazione corretta per la guida d'onda in uscita.

Se si verificano riflessioni al carico, l'onda riflessa perviene nella zona della ferrite e viene ruotata anch'essa di 90° , ma nel senso antiorario, cosicché viene ad essere, all'ingresso, spostata di 180° rispetto all'onda diretta.



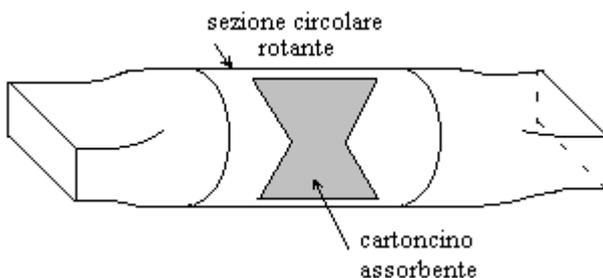
Attenuatori

Un semplice tipo di attenuatore può essere costruito inserendo un cartoncino di materiale resistivo in guida con posizione aggiustabile dall'esterno. Questo tipo presenta poca precisione nel valore di attenuazione.

Attenuatori variabili di maggiore precisione possono essere ottenuti con una breve passaggio a guida circolare che contiene un cartoncino con materiale resistivo e assorbente.

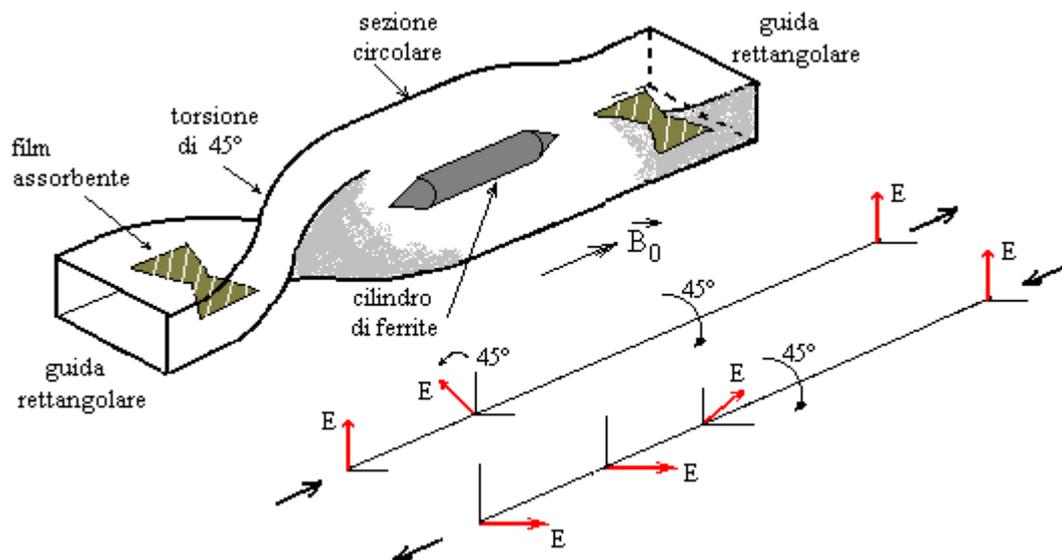
La trasformazione da guida rettangolare (modo TE_{10}) a guida circolare (modo TE_{11}) e viceversa deve essere graduale in modo da non produrre onde riflesse in modo eccessivo.

La parte circolare dell'oggetto è rotante, così da poter rendere variabile l'interazione del campo in guida con la piastrina assorbente (l'attenuazione è massima con il campo E che giace nel piano del cartoncino, ed è quasi nulla per campo E perpendicolare).



Isolatore

Sfruttando questo risultato, si possono ottenere componenti che permettono il passaggio di un'onda polarizzata linearmente in una direzione e producono una forte attenuazione se procede nel verso opposto. Questo oggetto è chiamato isolatore ed è utile, per esempio, all'uscita di un generatore. Il generatore, in questo modo, vede sempre un carico *matched*. L'eventuale onda riflessa non può ritornare al generatore e viene, in genere, dissipata da sottili film assorbenti posti alle due porte dell'isolatore; questi agiscono solo con le componenti di E che giacciono nel piano del film.



L'azione combinata della torsione di 45° della guida e dell'effetto Faraday della ferrite magnetizzata (e di lunghezza tale da produrre una rotazione del piano di polarizzazione di 45° , alla frequenza di lavoro) fa sì che un'onda possa viaggiare indisturbata in un senso e venire fortemente assorbita se viaggia in senso opposto.