

# Strutture Guidanti

La propagazione del segnale elettromagnetico in strutture guidanti è descritto attraverso le equazioni delle linee di trasmissione (o dei telegrafisti, per circuiti a costanti distribuite).

$$\begin{cases} \frac{\partial I}{\partial z} = -j\omega CV \\ \frac{\partial V}{\partial z} = -j\omega LI \end{cases}$$

Tra le strutture guidanti più usate ricordiamo:

- Cavo coassiale (propagazione TEM) - descrizione
- Stripline (propagazione TEM) - descrizione
- Microstriscia (propagazione quasi TEM) - descrizione
- Guida d'onda (propagazione TE/TM) - descrizione
- **Fibra ottica – descrizione**

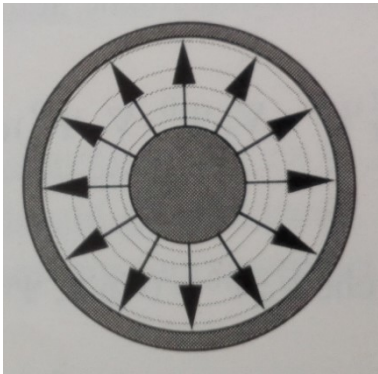
Nelle strutture di tipo TEM, quasi TEM e TE/TM è possibile descrivere la propagazione tramite una linea di trasmissione equivalente.

# Strutture Guidanti

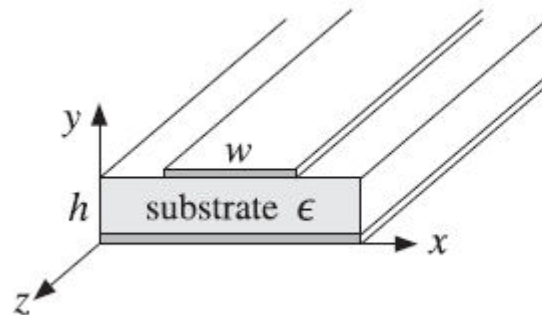
In particolare ci occuperemo della descrizione delle seguenti strutture guidanti:

- Microstriscie e strutture planari in genere (propagazione quasi TEM)
- Guide d'onda (propagazione TE/TM)

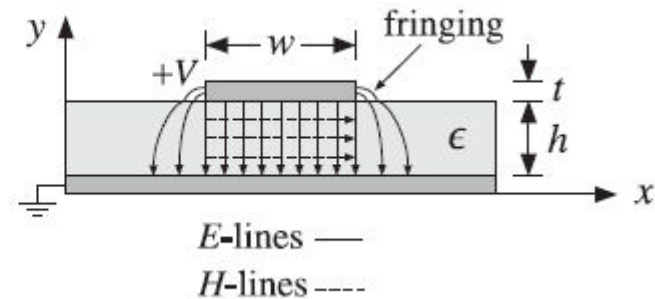
che vengono utilizzate per la realizzazione di *reti di alimentazione per antenne* e di *circuiti a microonde*.



*Campo EM nel cavo coassiale  
(sezione trasversa)*

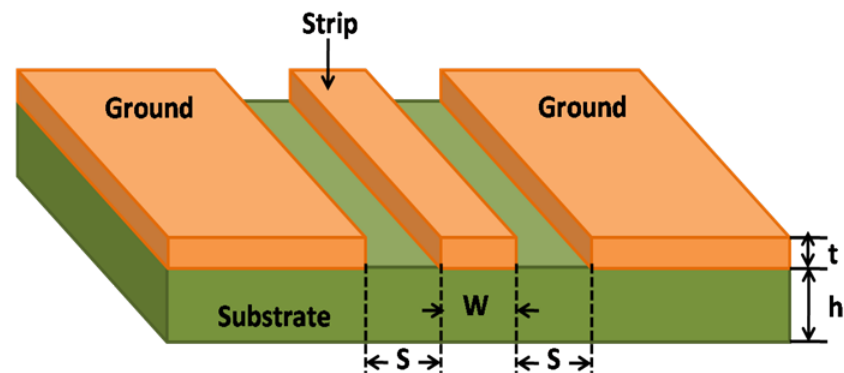
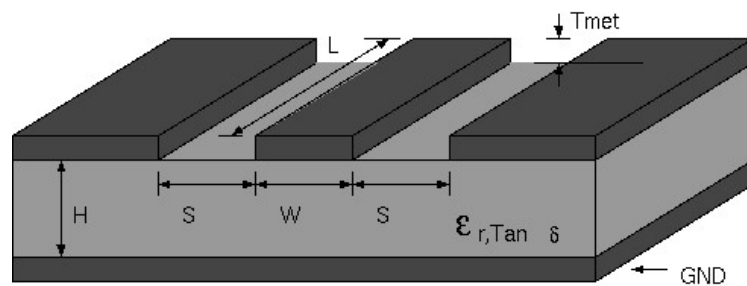


*Microstriscia*

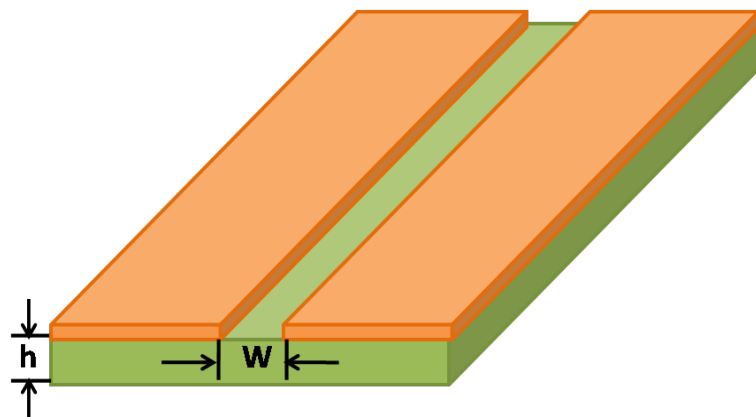


*Campo EM nella microstriscia  
(sezione trasversata)*

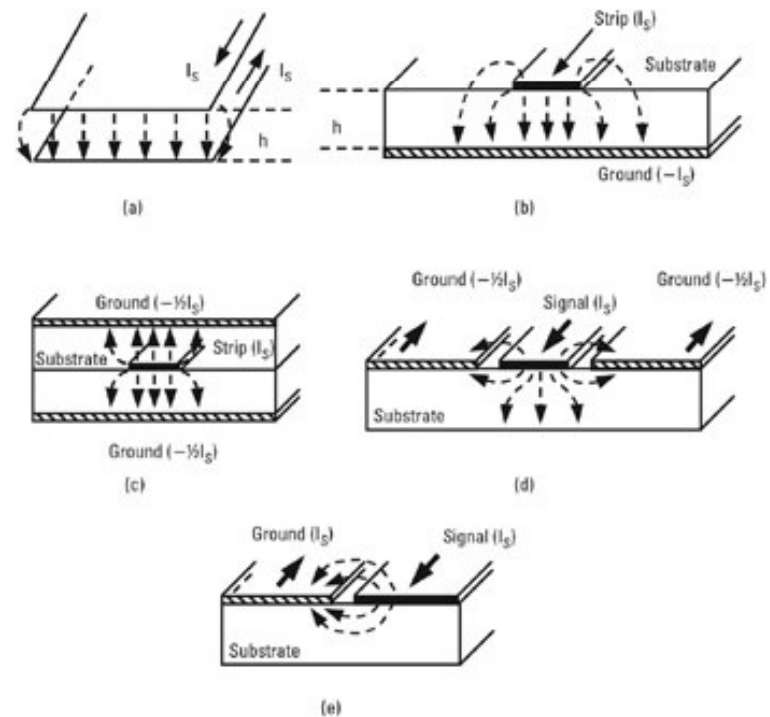
# Strutture planari



*Guida coplanare*

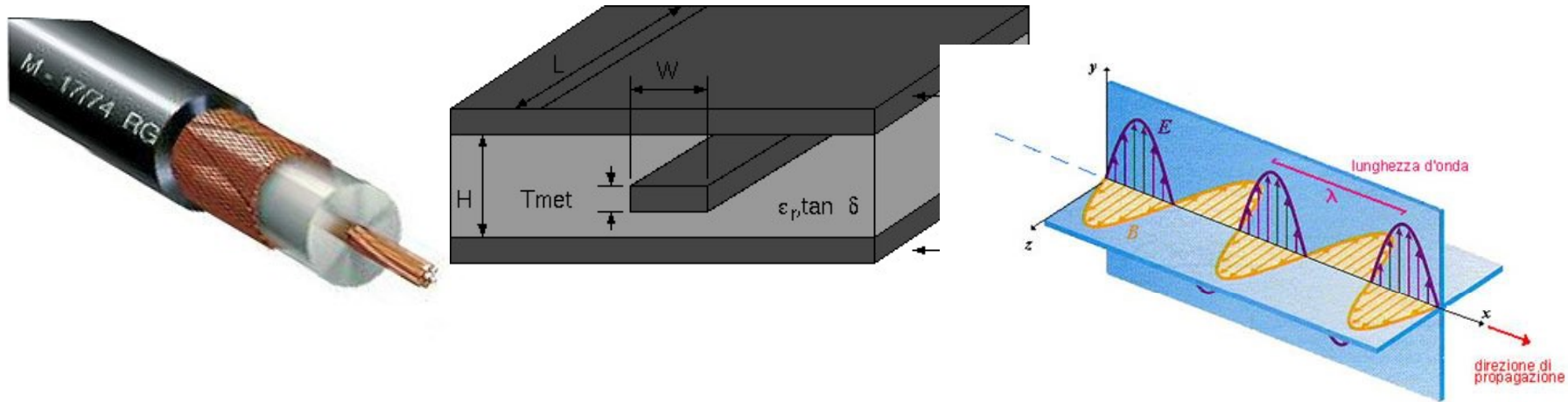


*Slotline*



# Propagazione in strutture TEM

La propagazione in un **cavo coassiale** e in una **stripline** è di tipo TEM, cioè il campo elettrico e magnetico sono trasversi rispetto alla direzione di propagazione (che assumiamo coincidente con l'asse  $z$ ).



Le strutture TEM sono caratterizzate dal fatto che:

- la descrizione della propagazione in direzione longitudinale  $z$  viene effettuata attraverso le equazioni dei telegrafisti, e quindi attraverso le costanti  $Z_0$ , *impedenza caratteristica*, e  $\beta$ , *costante di propagazione*.
- Il campo elettromagnetico in direzione longitudinale è nullo.
- Il campo elettromagnetico sulla sezione trasversa  $(x, y)$  è descritto tramite un «**problema elettrostatico bidimensionale equivalente**».

## Propagazione in strutture TEM

Il campo elettrico trasverso è irrotazionale  $\nabla_t \times \underline{E}_t = 0$

Il campo elettrico e magnetico possono essere scritti in forma «fattorizzata»:

$$\underline{E}(x, y, z) = \underline{E}_t(x, y, z) = V(z)\underline{e}_t(x, y)$$

$$\underline{H}(x, y, z) = \underline{H}_t(x, y, z) = I(z)\underline{h}_t(x, y)$$

$V(z)$  e  $I(z)$  soddisfano le equazioni dei telegrafisti e sono rispettivamente tensione e corrente, con soluzioni del tipo

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z}$$

$$I(z) = I^+ e^{-j\beta z} + I^- e^{j\beta z}$$

dove  $\beta$  è la costante di propagazione che dipende solo dal mezzo **omogeneo** contenuto all'interno della struttura TEM

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\epsilon\mu} = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$$

## Propagazione in strutture TEM

$\underline{e}$  e  $\underline{h}$  sono il campo elettrico e magnetico trasversi normalizzati e sono soluzione di un problema elettrostatico bidimensionale (sulla sezione trasversa). Poichè il campo elettrico è irrotazionale possiamo introdurre un potenziale scalare  $\phi$

$$\underline{e}_t(x, y) = -\nabla_t \phi$$

$$\nabla_t \cdot \underline{e}_t = 0 \quad (\text{in assenza di sorgenti})$$

$$\nabla_t^2 \phi = 0$$

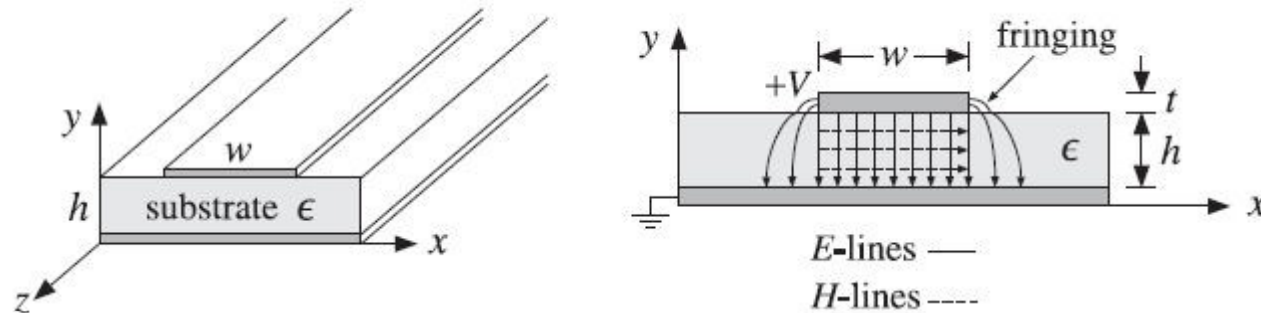
$$\underline{h}_t(x, y) \times \underline{i}_z = \frac{\underline{e}_t(x, y)}{A}$$

La distribuzione del campo sulla sezione trasversa determina il valore della impedenza caratteristica  $Z_0$

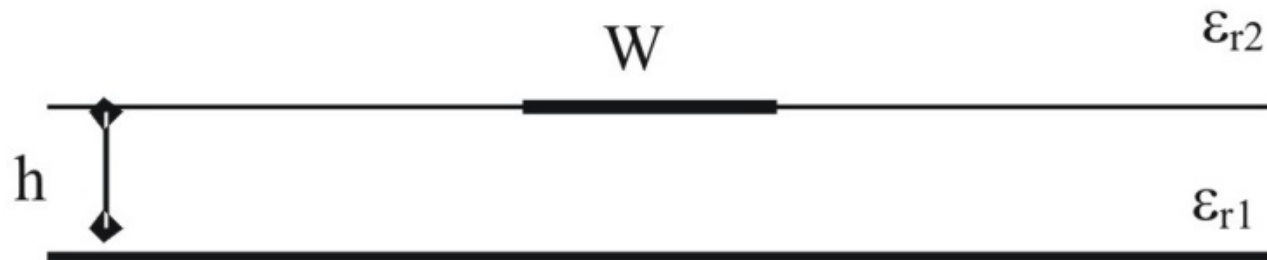
$$\begin{cases} -\frac{dV}{dz} = j \frac{\omega \mu}{A} I \\ -\frac{dI}{dz} = j \omega \varepsilon A V \end{cases} \quad \begin{cases} C = \varepsilon A \\ L = \frac{\mu}{A} \end{cases} \quad \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\xi_0}{A} \\ \beta &= \omega \sqrt{LC} = \omega \sqrt{\varepsilon \mu} \end{aligned}$$

## Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

La microstriscia è una struttura costituita da un piatto metallico di C.E.P. su cui è depositato uno strato di dielettrico; su tale strato viene poi metallizzata una striscia.



Al contrario di quanto avviene nel cavo coassiale e nella stripline, nel caso della microstriscia la struttura non è trasversalmente omogenea



## Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

La microstriscia non è trasversalmente omogenea perchè sono presenti due dielettrici diversi. Per questo motivo non può accettare modi TEM.

Si può dimostrare che, se la frequenza è sufficientemente bassa, ossia se la lunghezza d'onda è grande rispetto alle dimensioni trasverse della struttura (larghezza della striscia  $W$ , e spessore del substrato  $h$ ), il campo di questa struttura è molto simile ad un campo TEM, con componenti longitudinali molto più piccole di quelle trasverse.

Si parla in questo caso di **campo quasi TEM**.

Anche la propagazione in microstriscia può essere descritta tramite una linea di trasmissione equivalente. La costante di propagazione è data dalla seguente espressione:

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} = \omega \sqrt{\epsilon_e \epsilon_0 \mu}$$

$\epsilon_e$  è una media pesata sulla distribuzione del campo delle costanti dielettriche  $\epsilon_{r1}$  e  $\epsilon_{r2}$ .

L'impedenza caratteristica  $Z_0$  dipende dalle dimensioni trasverse della struttura

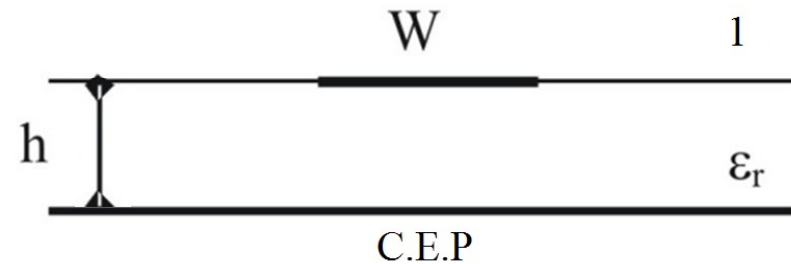


# Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

## Analisi e progetto di linee a microstriscia

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + \Xi\left(\frac{W}{h}\right) \right] \quad \Xi\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 & \frac{W}{h} < 1 \\ 0 & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

$$Z = \frac{\zeta_0}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{h}{W_e}$$

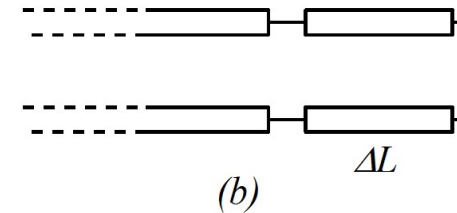
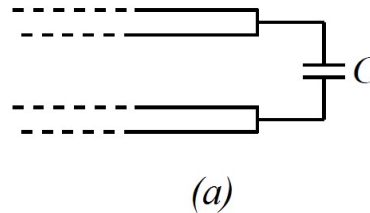
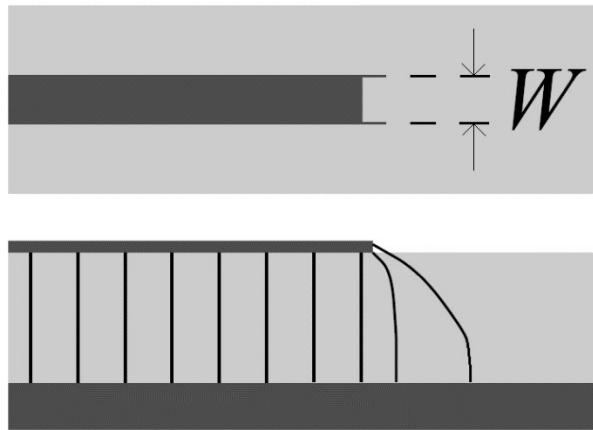


$$W_e = \begin{cases} W + \left[ 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right] h & W > h \\ \frac{2\pi}{\ln \left[ \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right]} h & W < h \end{cases}$$

# Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

Linea di trasmissione equivalente

Terminazione aperta in microstriscia

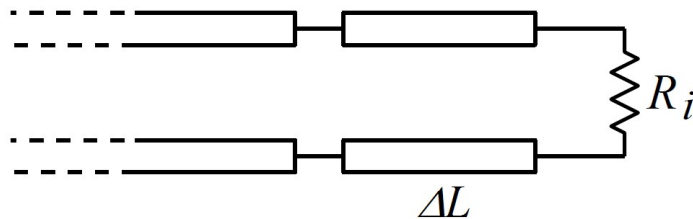


$$\Delta L = 0.412 \left( \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left( \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.813} \right) h$$

# Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

Linea di trasmissione equivalente

Terminazione aperta in microstriscia

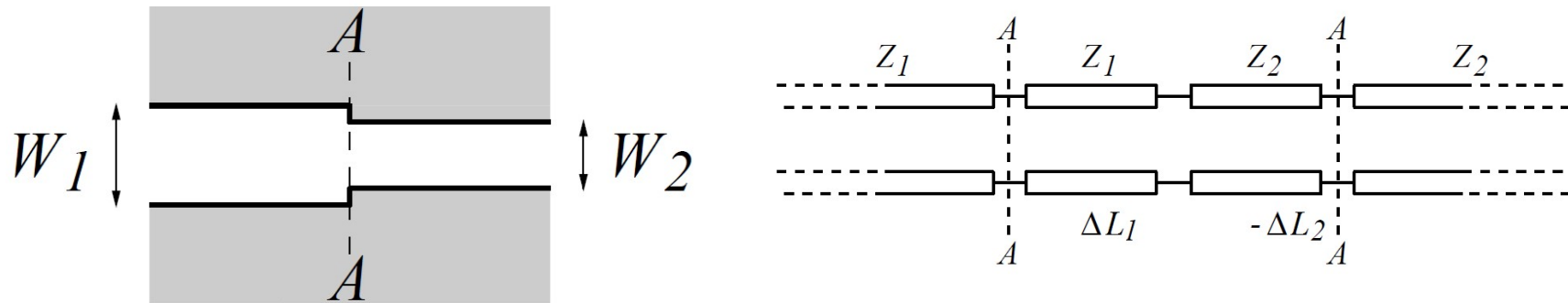


$$R_{irr} = 90 \left( \frac{\lambda}{W_e} \right)^2 \Omega$$

# Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

Linea di trasmissione equivalente

Salto di impedenza



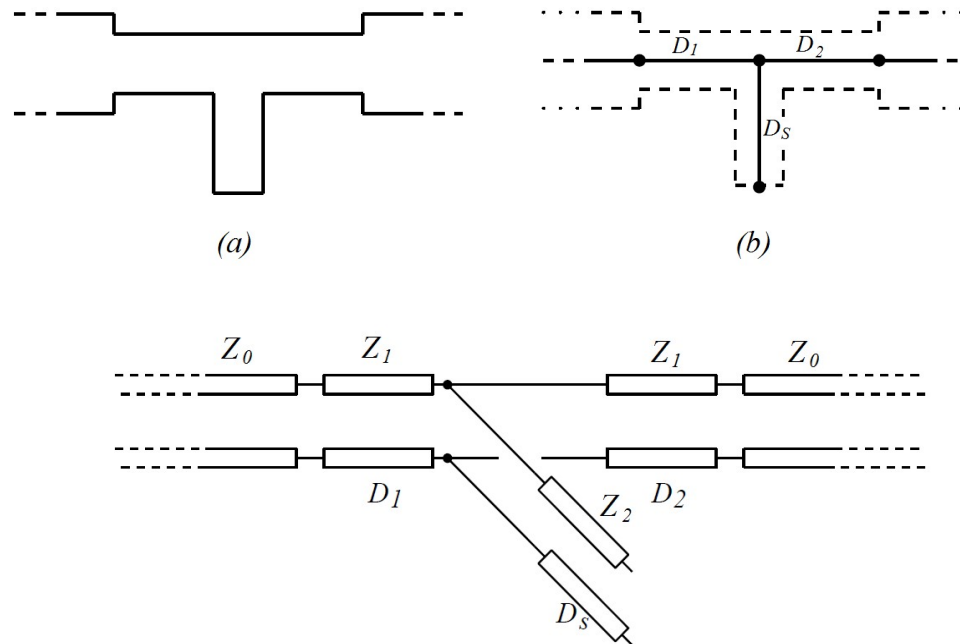
$$\Delta L_1 = \Delta L_0 \frac{W_{e1}}{W_{e1} + W_{e2}}$$

$$\Delta L_2 = \Delta L_0 \frac{W_{e2}}{W_{e1} + W_{e2}}$$

# Propagazione in strutture quasi-TEM (Microstrip)

## Linea di trasmissione equivalente

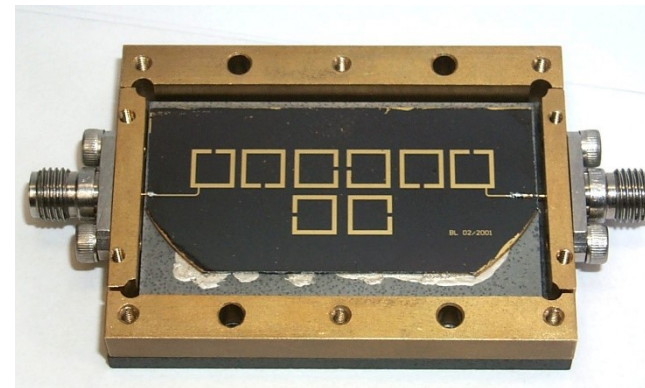
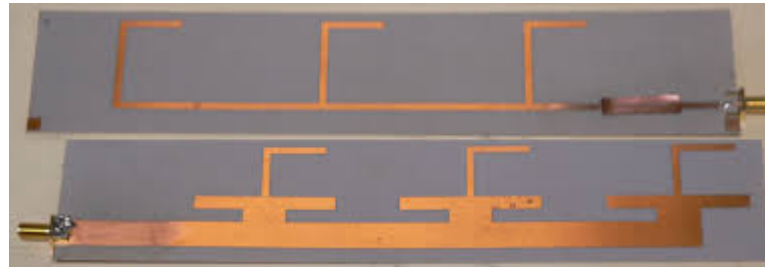
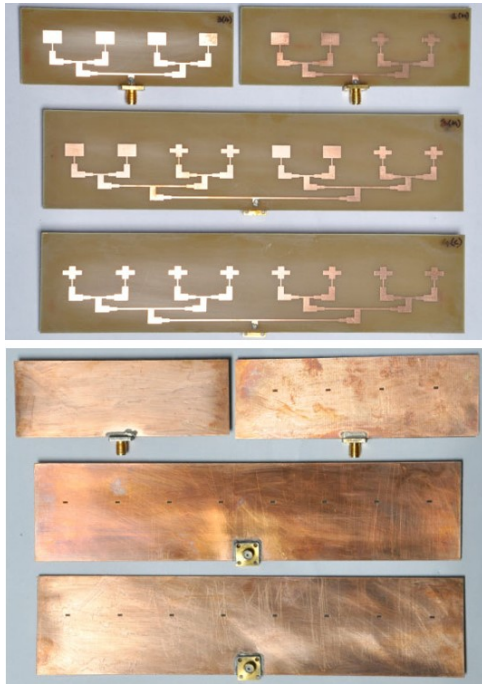
### Giunzione a T



$$d_T = \frac{\zeta_0}{Z_1 \sqrt{\epsilon_{e,1}}} \left\{ 0.5 - 0.16 \frac{Z_1}{Z_2} \left[ 1 - \ln \left( \frac{Z_1}{Z_2} \right) \right] \right\} h$$

# Strutture a Microstriscia

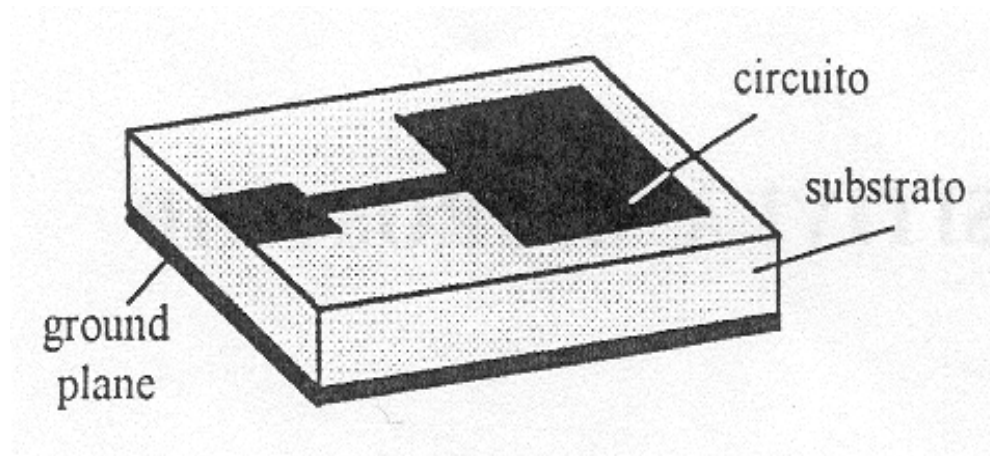
Una delle strutture planari più importanti e più utilizzate è senz'altro la microstriscia.



I dispositivi a microstriscia sono componenti piani, utilizzati per frequenze comprese nella banda delle microonde, che sostituiscono le più ingombranti guide d'onda quando il segnale da trasmettere ha caratteristiche di frequenza e potenza tali da poter essere accettate dalla struttura planare.

## Strutture a Microstriscia

La struttura di un generico dispositivo a microstriscia comprende un sottile strato di materiale dielettrico a basse perdite (il substrato dielettrico), sul quale da un lato è presente un sottile strato metallico, il Ground Plane, che lo ricopre completamente, e dal lato opposto vi è un altro sottile strato conduttore che rappresenta il circuito e che ricopre solo parzialmente il substrato dielettrico.

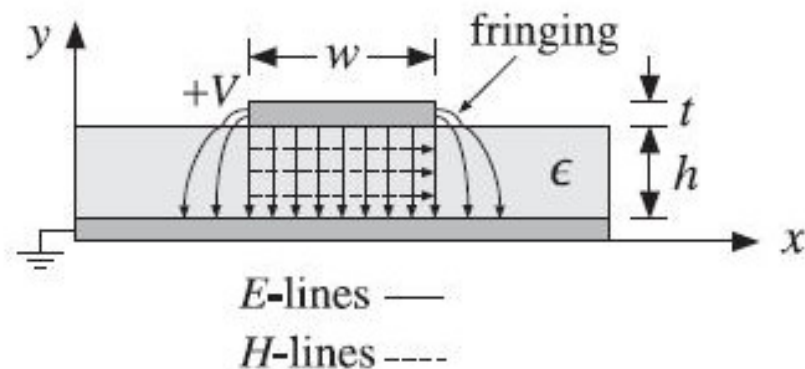
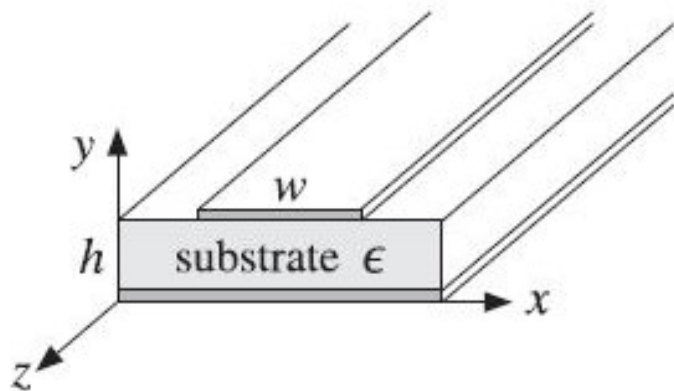


*Figura 1.1 : circuito a microstriscia*

# Strutture a Microstriscia

Il substrato dielettrico, oltre a fungere da supporto meccanico dell'intero sistema, ha la funzione di concentrare il campo elettromagnetico al di sotto del circuito stampato.

Le caratteristiche elettriche del circuito sono determinate dallo spessore e dalla permittività del substrato su cui esso poggia.



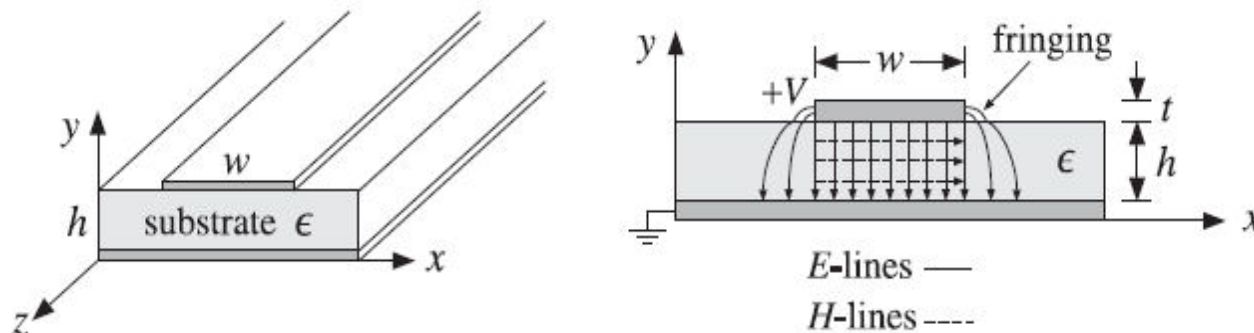


## Strutture a Microstriscia

Un buon substrato deve avere **basse perdite**, così da ottimizzare l'efficienza del circuito, e basse tolleranze dei vari parametri, in particolare della permittività, la cui variazione determina un cambiamento non trascurabile sulla costante di propagazione in microstriscia, data da:

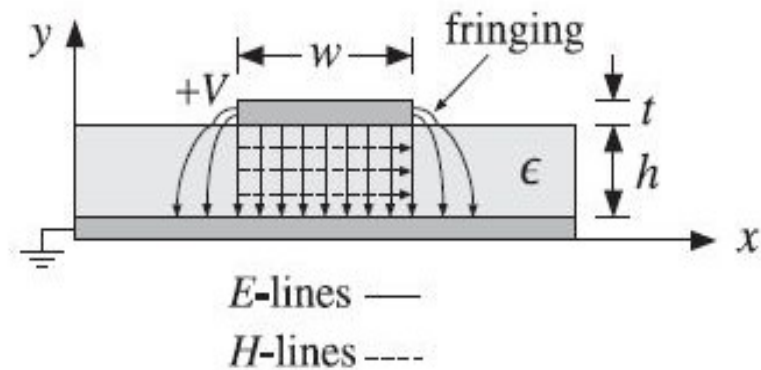
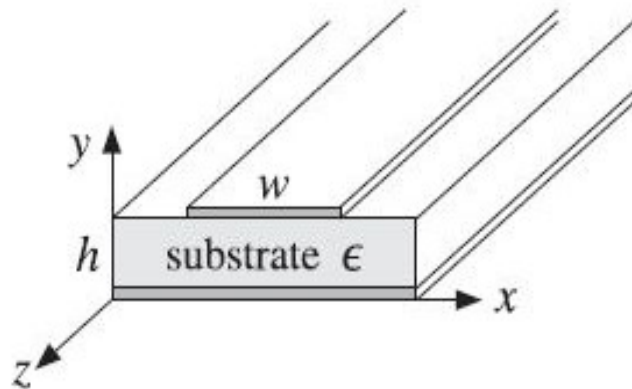
$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e}$$

Il dielettrico deve inoltre essere **isotropo**, in modo che il suo comportamento in seguito ad una generica perturbazione sia indipendente dalla direzione della perturbazione stessa; nel mezzo non ci deve essere nessuna direzione “preferenziale”.



## Strutture a Microstriscia

In una microstriscia il campo è confinato nella zona attorno alla strip, pertanto la struttura può essere chiusa con dei CEP sia ai lati che verso l'alto, e di solito tali conduttori sono posti ad una distanza pari a 6-8 volte le dimensioni della strip.



## Strutture a Microstriscia

Al crescere della frequenza, la propagazione in microstriscia diventa dispersiva, in quanto la costante di propagazione e l'impedenza caratteristica della struttura non potranno più essere considerate costanti, ma saranno funzioni della frequenza: si avranno quindi campi quasi TEM dispersivi.

Se la frequenza aumenta ancora, i campi avranno tutte le componenti (si parla di *modi ibridi*); un ulteriore aumento della frequenza causerà la propagazione dei cosiddetti *modi superiori* che sono *altre* configurazioni di campo con costante di propagazione differente.

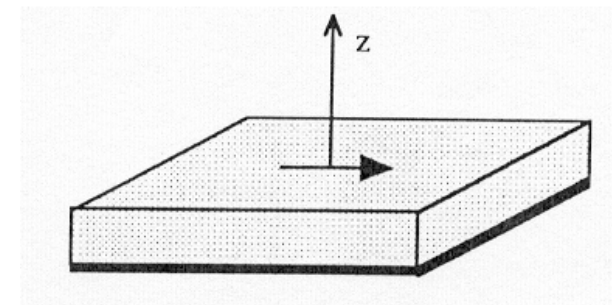
**Un campo elettromagnetico è un *modo* quando può esistere da solo nella struttura ed è caratterizzato da una sua costante di propagazione.**

## Strutture a Microstriscia

Nei dispositivi a microstriscia si propagano vari tipi di onde elettromagnetiche, che possono essere distinte in base alla diversa direzione di irradiazione.

Il meccanismo è analogo alla propagazione dovuta ad un dipolo elettrico posto sulla superficie di un substrato dielettrico (Fig.1.2), il quale irradia onde elettromagnetiche che, a seconda della direzione, possono essere distinte in quattro tipi, ognuno con caratteristiche di propagazione diverse:

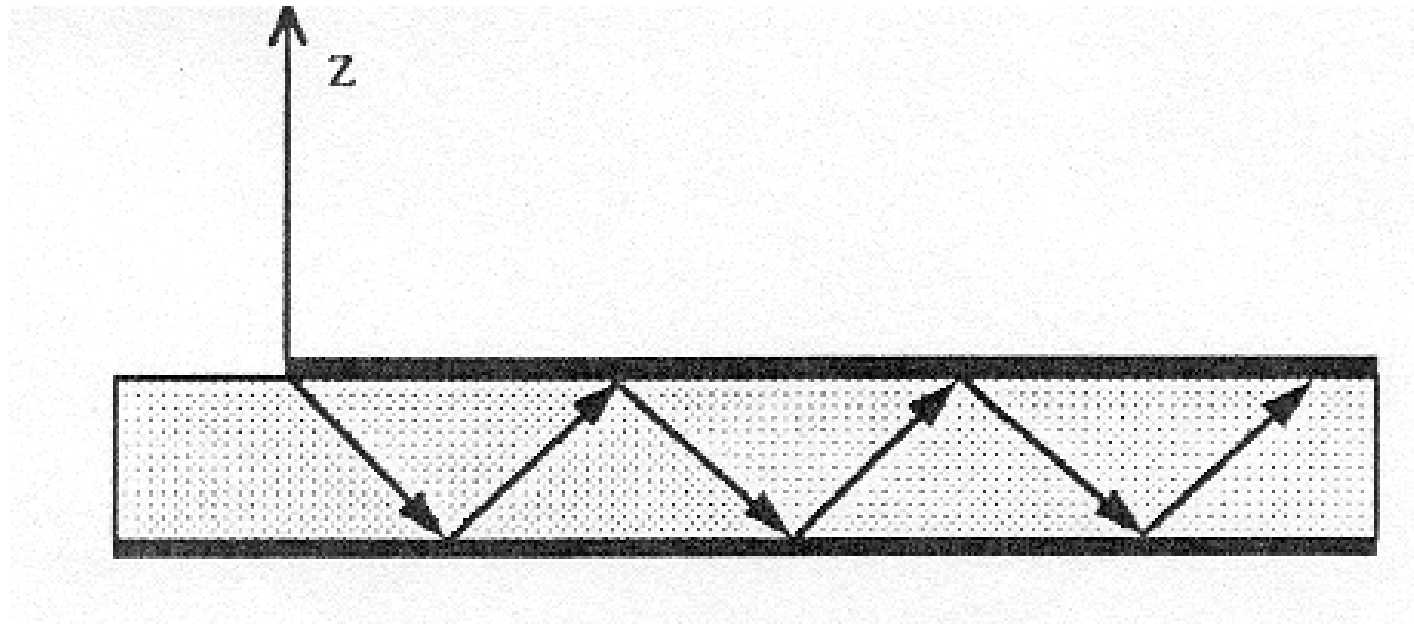
- Onde guidate
- Onde disperse alla superficie dielettrico-aria
- Onde superficiali trasmesse nel dielettrico
- Onde irradiate nello spazio libero



*Figura 1.2 :dipolo elettrico su un substrato*

## Strutture a Microstriscia

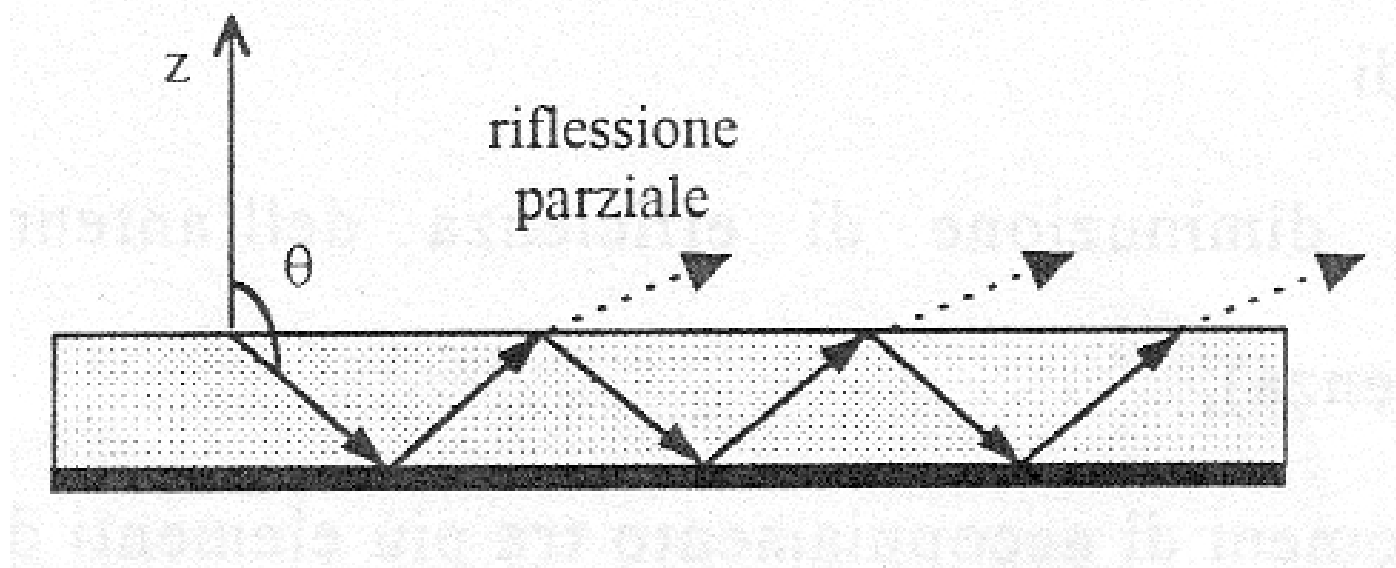
Le Onde guidate (Fig.1.3) si propagano all'interno del dielettrico quando questo è metallizzato su entrambe le facce; la struttura si comporta in tal caso come una «*guida d'onda*» a piani paralleli e può essere utilizzata come linea di trasmissione.



**Figura 1.3 : onde guidate**

## Strutture a Microstriscia

Le Onde disperse (Fig.1.5), sono quelle che si trasmettono nel dielettrico quando l'angolo di incidenza  $\theta$  all'interfaccia dielettrico-aria è compreso fra  $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$  e  $\pi$  : in questo caso le onde subiscono riflessione sul ground plane, ma vengono riflesse solo parzialmente all'interfaccia dielettrico-aria, disperdendosi progressivamente nello spazio e contribuendo così all'irradiazione.

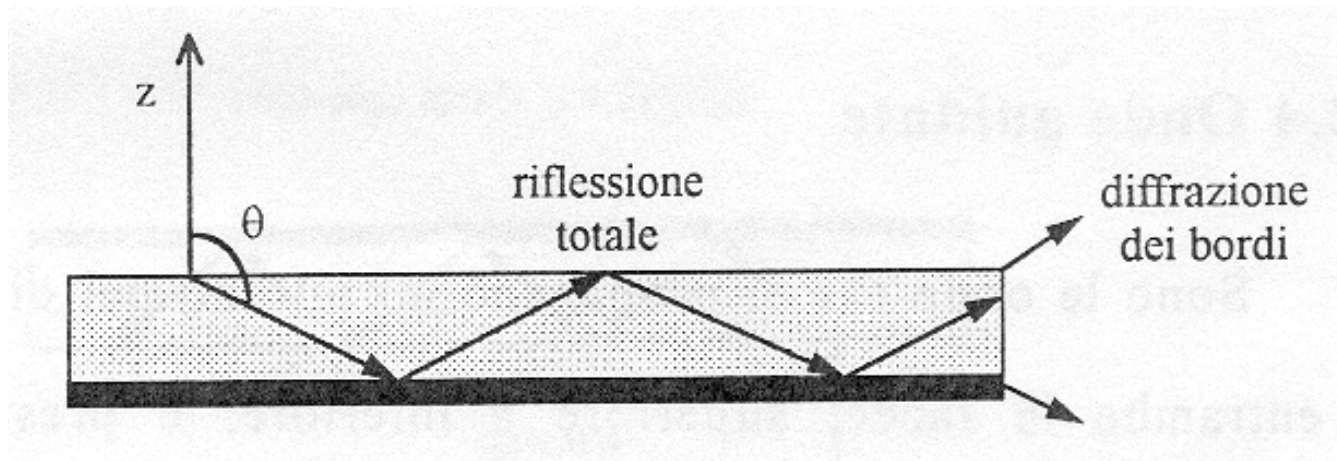


**Figura 1.5 : Onde disperse**

## Strutture a Microstriscia

Le Onde superficiali (Fig.1.4) sono quelle che si trasmettono nel dielettrico quando l'angolo di incidenza  $\theta$  all'interfaccia dielettrico-aria è compreso fra  $\pi/2$  e  $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$ : in tal caso infatti le onde vengono riflesse all'interfaccia dielettrico-aria (riflessione totale), propagandosi quindi all'interno del dielettrico.

L'onda superficiale è causa di una diminuzione di efficienza della struttura (perdita di potenza), di fenomeni di accoppiamento fra più elementi di un circuito, e dà inoltre un contributo indesiderato all'irradiazione (diffrazione sui bordi).

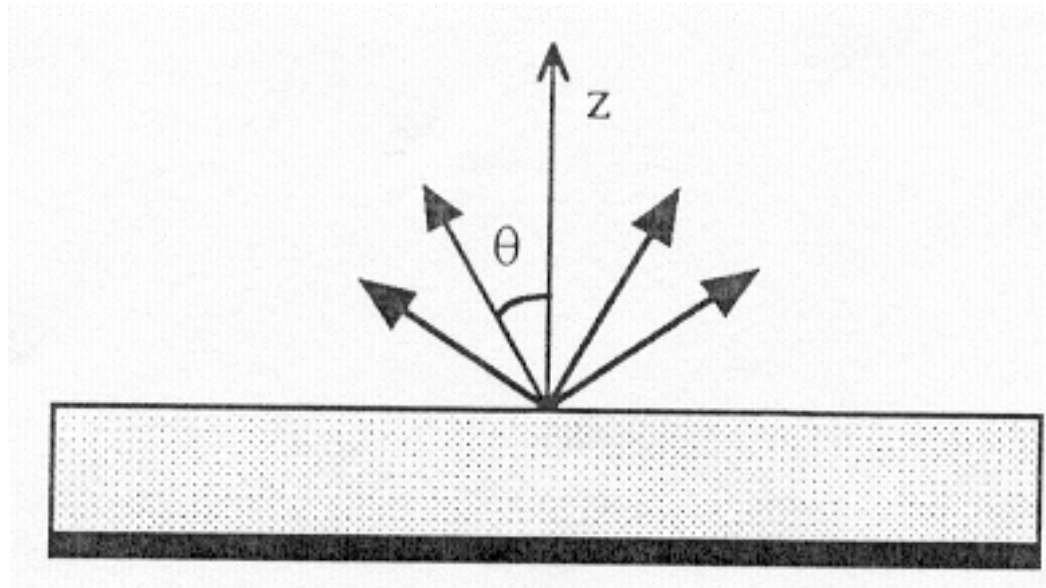


**Figura 1.4 Onde superficiali**

## Strutture a Microstriscia

Si hanno infine Onde irradiate nello spazio libero (Fig.1) quando l'angolo di incidenza  $\theta$  alla superficie di separazione aria-dielettrico è compreso fra 0 e  $\pi/2$ .

L'ampiezza di tali onde, al crescere della distanza  $r$ , diminuisce come  $1/r$ ; esse sono accentuate nelle antenne e minimizzate il più possibile nelle linee di trasmissione.



**Figura 1.6 : onde irradiate**



## **Strutture a Microstriscia**

Dalla descrizione delle varie onde che possono viaggiare nelle strutture a microstriscia, si capisce facilmente che il comportamento di quest'ultima dipenderà da quale tipo di onde sono in essa maggiormente eccitate.

Se l'effetto predominante è quello delle onde guidate, cioè il campo rimane concentrato nella regione sottostante il circuito metallico, la microstriscia si comporta come una linea di trasmissione.

Se invece l'effetto principale è quello delle onde irradiate nello spazio, la struttura si comporta come una antenna.

## Strutture a Microstriscia

Parametri importanti per caratterizzare il comportamento della microstriscia come antenna, linea di trasmissione o accoppiatore sono spessore e permittività del substrato dielettrico su cui essa è costruita; in Tabella 1 sono esposte le relazioni fra requisiti del dielettrico e tipo di onde predominanti.

Permittività $\epsilon_r$	Substrato sottile	Substrato spesso
Bassa	-----	Onde irradiate
Alta	Onde guidate	Onde superficiali

*Tabella 1 : relazioni fra requisiti del dielettrico e onde predominanti*

***Per avere una antenna efficiente, ossia per massimizzare la potenza irradiata, sono necessari substrati spessi e di bassa costante dielettrica, e queste caratteristiche sono opposte a quelle di un substrato necessario ad avere una linea di trasmissione efficiente.***

## **Strutture a Microstriscia**

Pertanto si rende necessario un compromesso fra queste due opposte esigenze se si vuole accoppiare direttamente (e quindi utilizzando un unico substrato) l'antenna con la linea di trasmissione di alimentazione.

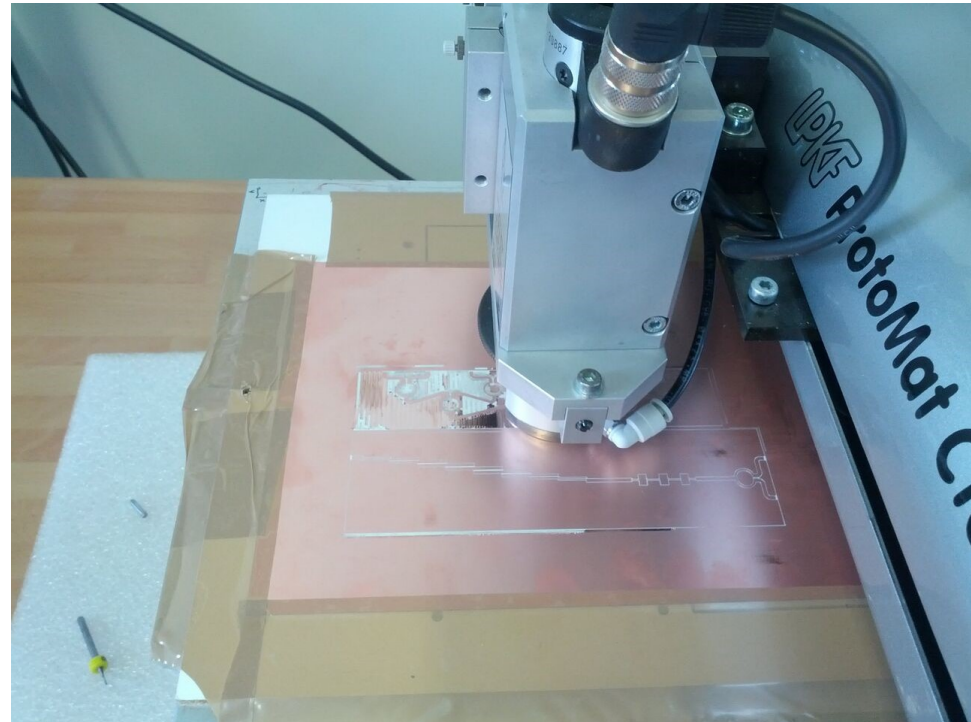
La soluzione migliore è però quella di utilizzare due substrati differenti, il primo ottimizzato per l'irradiazione ed il secondo per la propagazione guidata, separati da un ground plane comune sul quale è realizzata una apertura (che sia però piccola rispetto alle dimensioni dell'antenna e sensibilmente fuori risonanza) per accoppiare antenna e microstrip di alimentazione.

# Strutture a Microstriscia

*Vantaggi e svantaggi della tecnologia planare in MS.*

## **Vantaggi**

- semplicità di realizzazione (fresa, processi fotolitografici)
- basso costo
- dimensioni e peso ridotti



## **Svantaggi**

- Potenza limitata
- Range di impedenze caratteristiche limitato  $\sim 10\Omega$  -  $\sim 200\Omega$  (per evitare linee troppo larghe e troppo sottili)
- Perdite relativamente elevate

## **Strutture a Microstriscia**

Nelle strutture planari vi sono essenzialmente tre tipi di perdite:

- perdite sui conduttori
- perdite nel dielettrico
- perdite per irradiazione

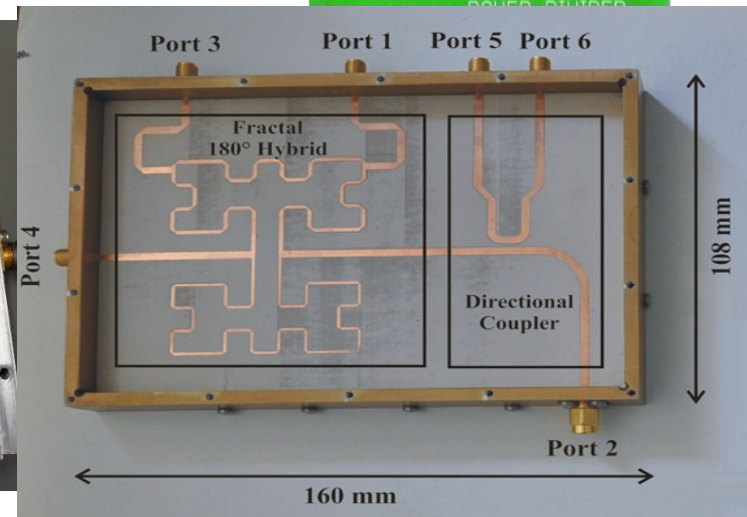
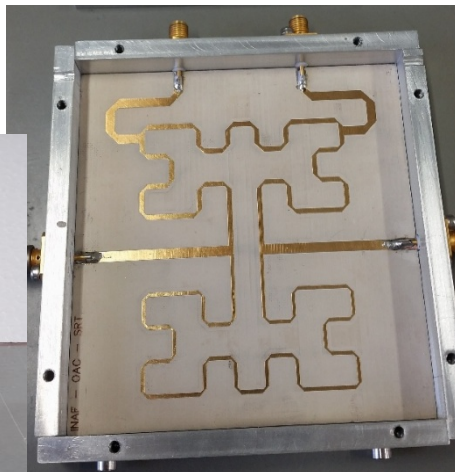
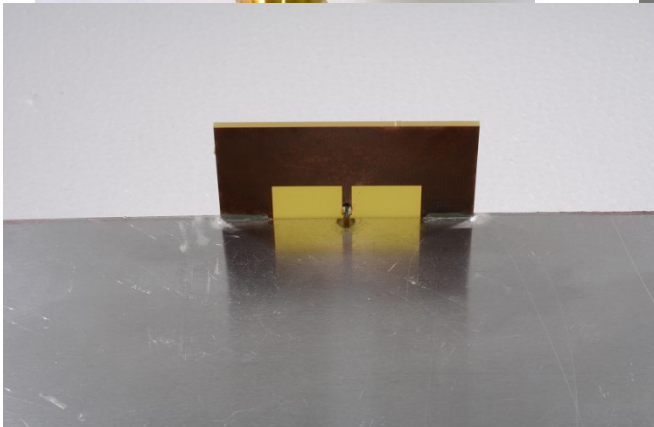
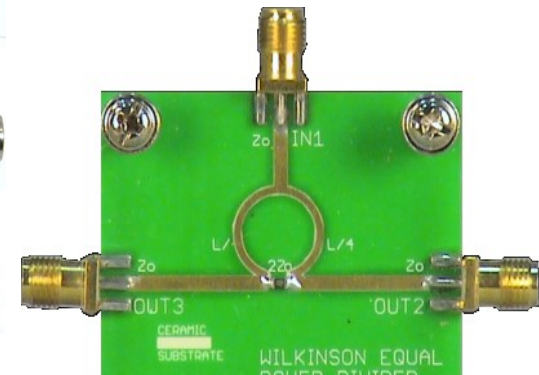
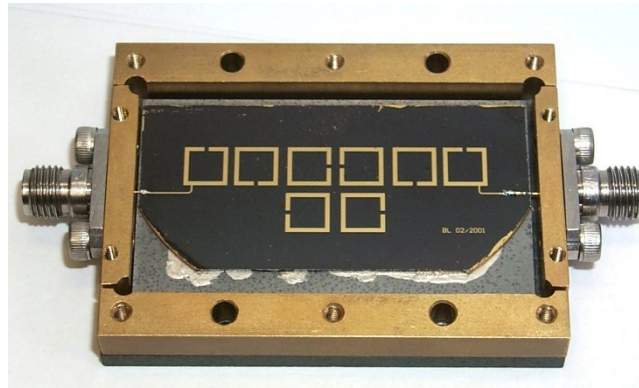
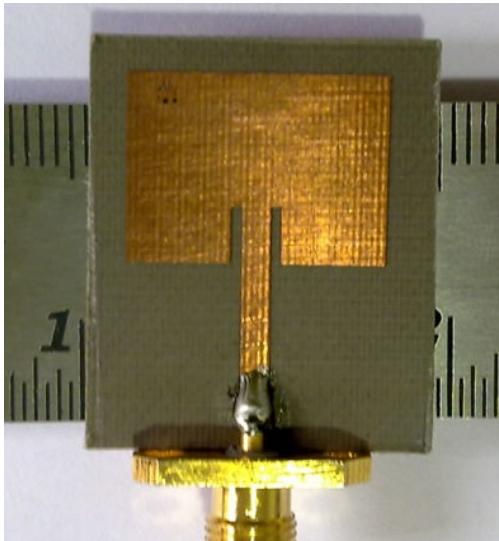
Le prime sono dovute al fatto che i conduttori non sono perfetti, ma hanno una conducibilità elettrica finita, pertanto le perdite nel conduttore rappresentano la potenza persa a causa della resistenza elettrica che la corrente superficiale incontra scorrendo lungo i conduttori.

Le perdite nel dielettrico sono riconducibili a due cause: la prima è l'effetto Joule, dovuto alla conducibilità del dielettrico, che, seppur piccola, è comunque diversa da zero; la seconda è data dagli urti e dalle tensioni a livello atomico, provocati dalla variazione di polarizzazione del dielettrico, che generano energia dissipata sotto forma di calore.

Le perdite per irradiazione, infine, sono dovute alle onde non confinate che escono dalla struttura.

# Strutture a Microstriscia

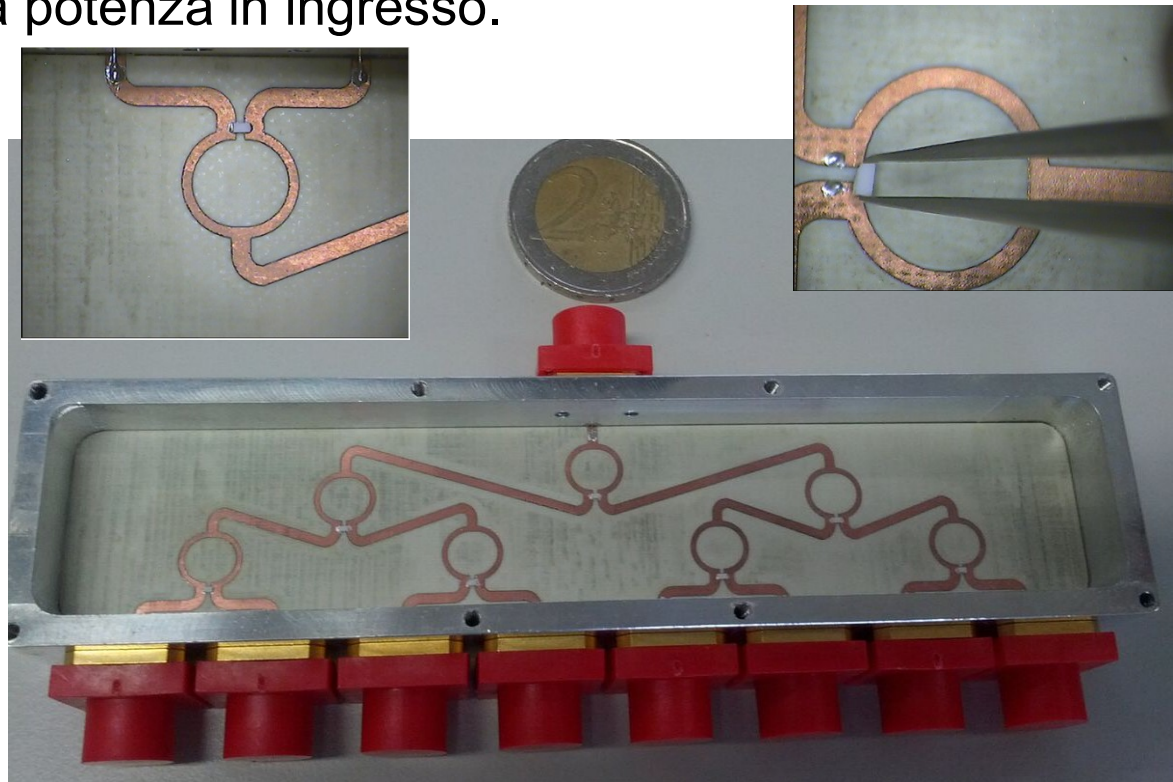
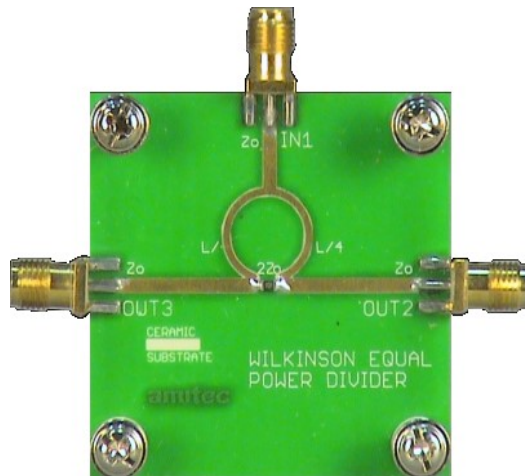
Gli utilizzi delle strutture planari nei circuiti a microonde sono i più svariati. Esse, oltre che come strutture guidanti, sono infatti utilizzate per ottenere antenne stampate, risuonatori, filtri, divisori di potenza, accoppiatori, isolatori, ibridi.





# Strutture a Microstriscia

I divisori di potenza sono reti ad N porte che dividono il segnale in ingresso in N-1 uscite diverse, e possono essere sia bilanciati che sbilanciati; nel primo caso la potenza del segnale in ingresso si divide in parti uguali, nel secondo caso ogni porta di uscita sarà attraversata da una frazione diversa della potenza in ingresso.

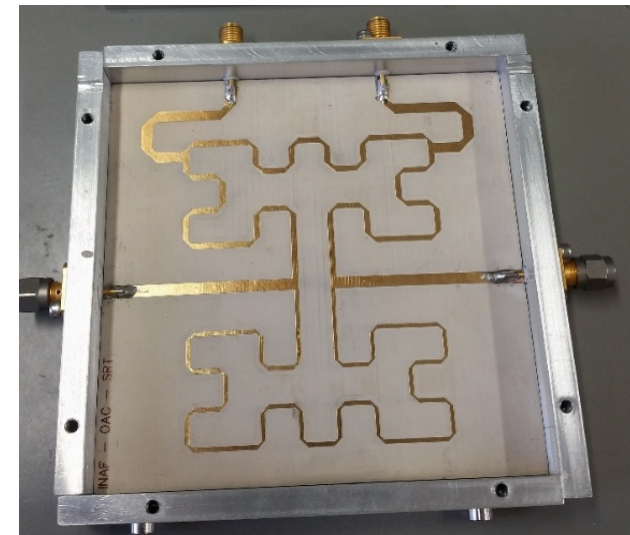
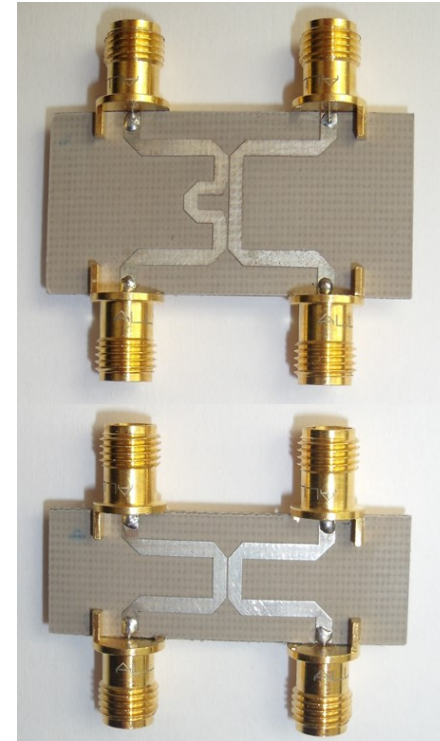


## Strutture a Microstriscia

Gli accoppiatori direzionali sono reti a 4 porte caratterizzati dal fatto che il segnale alla porta di ingresso passa solo nelle due porte di uscita, mentre la porta opposta all'ingresso è *isolata*.

Se le due uscite dell'accoppiatore direzionale sono uguali in modulo e sfasate di  $90^\circ$  rispetto all'ingresso, si parla allora di ibrido a  $90^\circ$ .

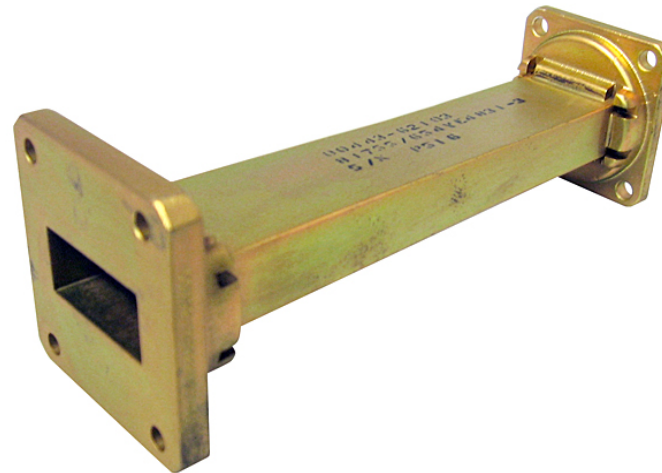
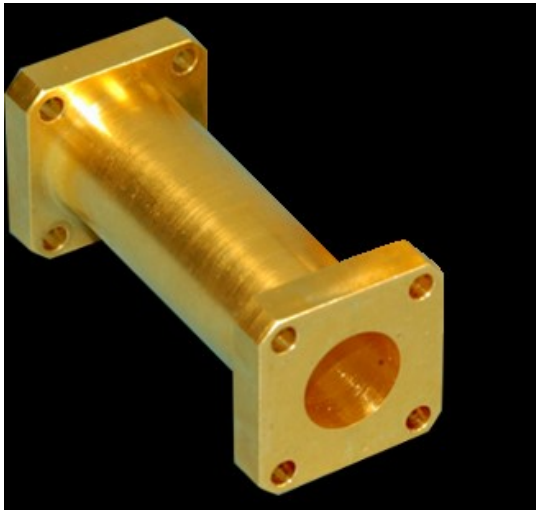
Se infine le due uscite sono uguali in modulo, ma opposte, si ha un ibrido a  $180^\circ$ .





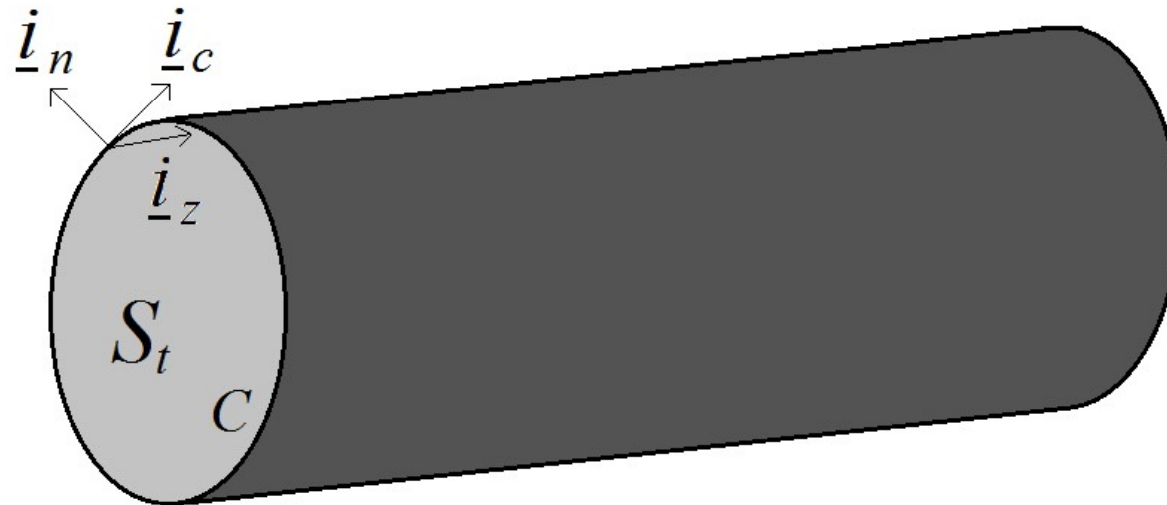
## Guide d'onda

Le guide d'onda sono strutture metalliche chiuse, solitamente riempite con un dielettrico omogeneo, con sezione trasversa costante, che vengono utilizzate per trasportare il segnale alle frequenze delle microonde e oltre. Le guide d'onda, e in particolare le guide d'onda rettangolari e circolari, vengono utilizzate per svariate applicazioni: accoppiatori, divisori, isolatori, attenuatori e altri componenti vengono comunemente realizzati in guida d'onda nel range di frequenze tra 1 GHz e 100 GHz.



## Guide d'onda

Una guida d'onda metallica non supporta la propagazione di campi TEM poiché formata da un solo conduttore (ossia da un solo contorno connesso). I “modi” che si propagano in una guida d'onda sono di tipo TE rispetto alla direzione di propagazione  $z$  (trasverso elettrico con  $E_z = 0$ ) e TM (trasverso magnetico con  $H_z = 0$ ).



## Guide d'onda

In una guida d'onda si possono propagare una doppia infinità di modi di tipo  $TE$  e  $TM$ , per ciascuno dei quali è possibile utilizzare una linea di trasmissione equivalente. Il campo totale in guida può essere scritto come la somma di questi modi. Per quanto riguarda le componenti trasverse dei campi si ha:

$$\underline{E}_t = \sum_{n=\{TE\} \cup \{TM\}} V_n(z) \underline{e}_n(t)$$
$$\underline{H}_t = \sum_{n=\{TE\} \cup \{TM\}} I_n(z) \underline{h}_n(t)$$

- $V_n$  e  $I_n$  sono dette funzioni scalari di modo
- $\underline{e}_n$  e  $\underline{h}_n$  sono dette funzioni vettoriali di modo e rappresentano i campi normalizzati

## Guide d'onda

$V_n$  e  $I_n$  soddisfano le equazioni delle linee di trasmissione con costante di propagazione data da:

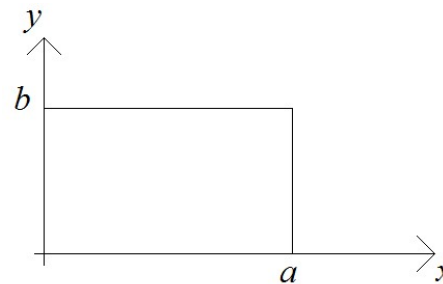
$$k_{z,nm} = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - k_{t,nm}^2}$$

e impedenze caratteristiche (rispettivamente TE e TM) date da:

$$Z_{nm} = \frac{\omega\mu}{k_{z,nm}} \qquad Z_{nm} = \frac{k_{z,nm}}{\omega\epsilon}$$

$k_{t,nm}$  è una costante per ciascun modo che dipende dalle caratteristiche geometriche della guida. Ad esempio, per una guida rettangolare di sezione trasversa  $a \times b$  si ha (sia per i modi TE che per quelli TM):

$$k_{t,nm}^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2$$



## Guide d'onda

*In una guida rettangolare le funzioni vettoriali di modo per il modi TE sono date da:*

$$\lambda_{np}'' = \frac{2}{\sqrt{(n/a)^2 + (p/b)^2}} \quad \varphi_{np} = \sqrt{\frac{\chi_{np}}{ab}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{p\pi y}{b}$$

$$\mathbf{e}_{np}'' = \sqrt{\frac{\chi_{np} ab}{(nb)^2 + (pa)^2}} \left( \mathbf{u}_x \frac{p}{b} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{p\pi y}{b} - \mathbf{u}_y \frac{n}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{p\pi y}{b} \right)$$

$$\mathbf{h}_{np}'' = \sqrt{\frac{\chi_{np} ab}{(nb)^2 + (pa)^2}} \left( \mathbf{u}_x \frac{n}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{p\pi y}{b} + \mathbf{u}_y \frac{p}{b} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{p\pi y}{b} \right)$$

$$\chi_{np} = \begin{cases} 2 & \text{se } n = 0 \text{ o } p = 0 \\ 4 & \text{se } n \neq 0 \text{ e } p \neq 0 \end{cases} \quad (n, p = 0, 1, 2, \dots \text{ esclusa la coppia } 0,0)$$

*Le funzioni vettoriali di modo per il modi TM sono date da:*

$$\lambda_{np}' = \frac{2}{\sqrt{(n/a)^2 + (p/b)^2}} \quad \psi_{np} = \frac{2}{\sqrt{ab}} \sin \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{p\pi y}{b}$$

$$\mathbf{e}_{np}' = 2 \sqrt{\frac{ab}{(nb)^2 + (pa)^2}} \left( -\mathbf{u}_x \frac{n}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{p\pi y}{b} - \mathbf{u}_y \frac{p}{b} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{p\pi y}{b} \right)$$

$$\mathbf{h}_{np}' = 2 \sqrt{\frac{ab}{(nb)^2 + (pa)^2}} \left( \mathbf{u}_x \frac{p}{b} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{p\pi y}{b} - \mathbf{u}_y \frac{n}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{p\pi y}{b} \right)$$

(n, p = 1, 2, ...)

## Guide d'onda

*Modo dominante ( $TE_{10}$ )*

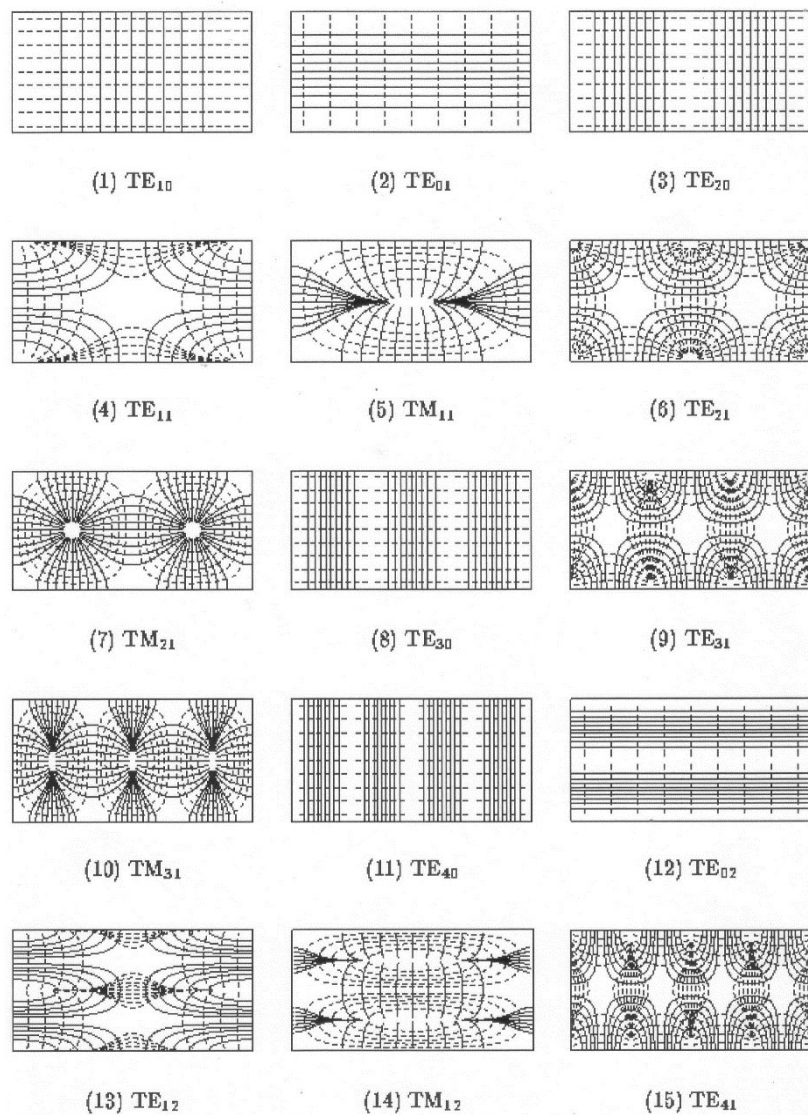
$$\lambda_{10}'' = 2a$$
$$\varphi_{10} = \sqrt{\frac{2}{ab}} \cos \frac{\pi x}{a}$$
$$\mathbf{e}_{10}'' = -\mathbf{u}_y \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin \frac{\pi x}{a}$$
$$\mathbf{h}_{10}'' = \mathbf{u}_x \sqrt{\frac{2}{ab}} \sin \frac{\pi x}{a}$$

Fissata la frequenza, in una guida d'onda alcuni modi si propagano in direzione  $z$  altri sono in «cutoff», cioè si attenuano senza dissipare potenza. Al crescere della frequenza aumentano i modi che si propagano.

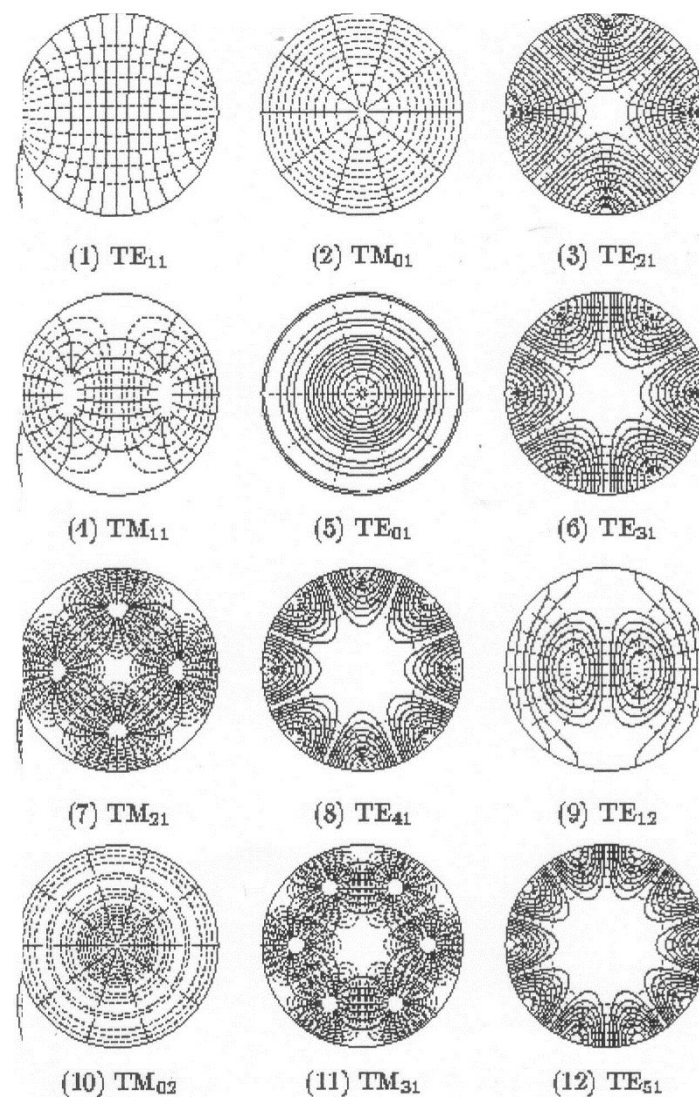
Il modo fondamentale della guida rettangolare è il  $TE_{10}$ :

- è l'unico che può propagarsi da solo in un fissato range di frequenze (propagazione monomodale)
- ha la minore variazione trasversa possibile

# Guide d'onda



*Configurazione trasversa dei modi  
in guida rettangolare*



*Configurazione trasversa dei modi  
in guida circolare*

## Risuonatori in linea di trasmissione

I risuonatori sono circuiti in grado di supportare soluzioni risonanti ossia **soluzioni a regime sinusoidale in assenza di sorgenti**. I risuonatori vengono largamente utilizzati negli oscillatori sinusoidali e nei filtri. Inoltre molti dispositivi elettromagnetici (alcuni tipi di antenne ad esempio) possono essere analizzati considerandoli analoghi a risuonatori.

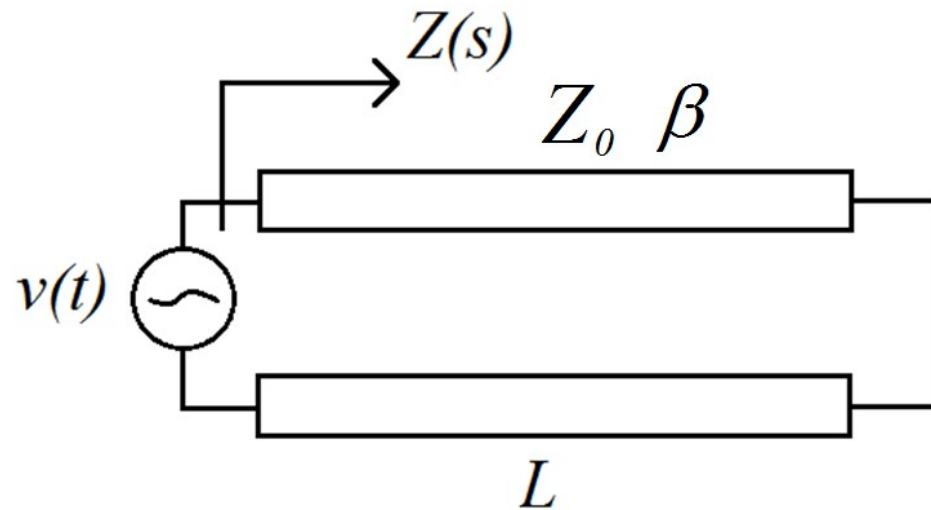
Circuiti risonanti **ideali** devono essere necessariamente privi di perdite (perché la definizione di “risonanza” prevede l’assenza di sorgenti).

La caratteristica dei circuiti risonanti è quella di avere dei componenti in grado di accumulare energia elettrica e magnetica e di scambiarle nel tempo. Poiché su una “linea di trasmissione” è possibile avere accumulo di energia elettrica e magnetica, una linea di trasmissione può essere utilizzata per realizzare un risuonatore, ovviamente sotto opportune condizioni.



## Risuonatori in linea di trasmissione

Le risonanze fanno parte della soluzione transitoria delle equazioni delle linee di trasmissione nel dominio del tempo



$$I(s) = \frac{V(s)}{Z(s)}$$

Supponiamo che  $V(s)$  sia la causa e  $I(s)$  l'effetto

# Risuonatori in linea di trasmissione

## Risuonatori ideali

$$I(s) = \frac{V(s)}{Z(s)}$$

Negli zeri di  $Z(s)$  si verificano le seguenti situazioni:

- In assenza di tensione è possibile avere un corrente diversa da zero (si ha cioè risposta del sistema in assenza di ingresso): questa situazione si può verificare solo in assenza di perdite.
- Se la tensione in ingresso ha ampiezza finita, l'uscita  $I(s)$  ha ampiezza infinita.

*Avere una “uscita” finita senza ingresso oppure uscita infinita con ingresso finito significa trovarsi in condizioni di risonanza.*

Dalla analisi dei sistemi, sappiamo che i poli della funzione di trasferimento (gli zeri del denominatore) forniscono la variazione temporale dei cosiddetti “*modi caratteristici*” del sistema, soluzioni in assenza di forzamento, che sono le risonanze.

# Risuonatori in linea di trasmissione

## Risuonatori ideali

$$V(s) = Z(s)I(s)$$

$$Z(\omega) = jZ_0 \tan\left(\frac{\omega L}{c}\right) \quad \omega \rightarrow \frac{s}{j}$$

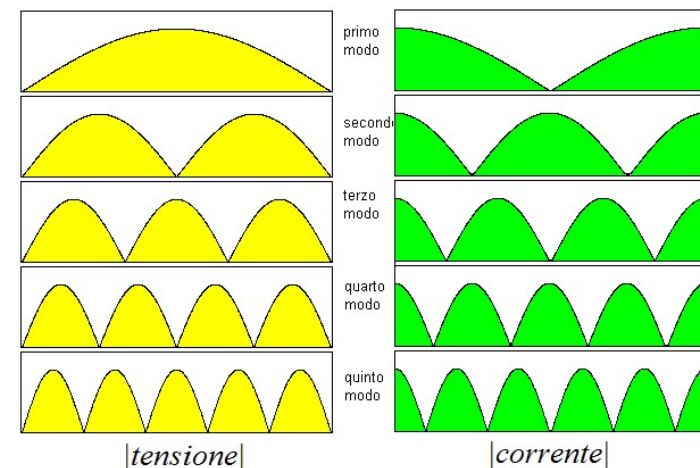
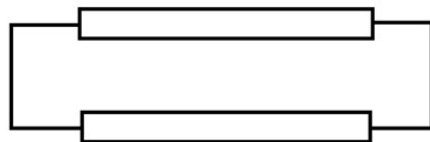
$$Z(s) = jZ_0 \tan\left(\frac{s}{jc} L\right)$$

Quindi l'equazione che determina la risonanza per il circuito è:

$$Z(s) = jZ_0 \tan\left(\frac{s}{jc} L\right) = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{s}{jc} L = n\pi \quad \rightarrow \quad s = \frac{jc}{L} n\pi \quad \rightarrow \quad \omega_{nr} = \frac{c}{L} n\pi$$

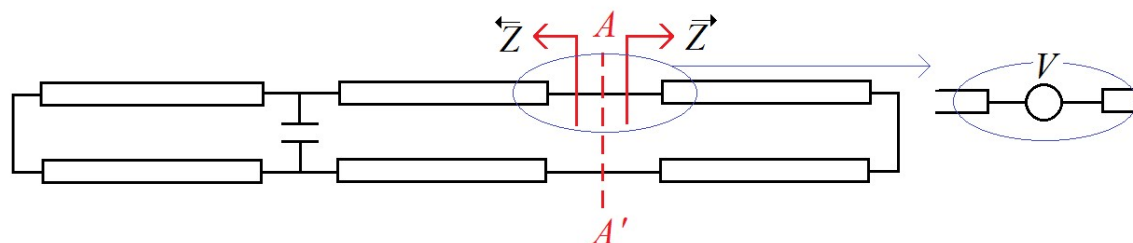
Ossia:  $\beta L = n\pi \rightarrow \text{per } n = 0 \rightarrow L = \frac{\pi}{\beta} = \frac{\lambda}{2}$

- $n = 0$  risonanza fondamentale:  
(modo fondamentale del risuonatore)
- $n > 0$  modi superiori



# Risuonatori in linea di trasmissione

## Risuonatori ideali



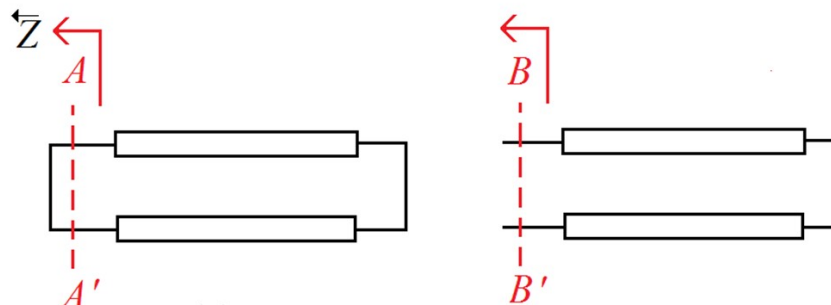
Per un circuito generico in linea di trasmissione privo di perdite si ha:

- $V$  causa,  $I$  Effetto   $I = \frac{V}{\bar{Z} + \bar{Z}}$
- $I$  causa,  $V$  effetto   $V = \frac{I}{\bar{Y} + \bar{Y}}$

Le soluzioni risonanti sono dunque le soluzioni di entrambe le equazioni:

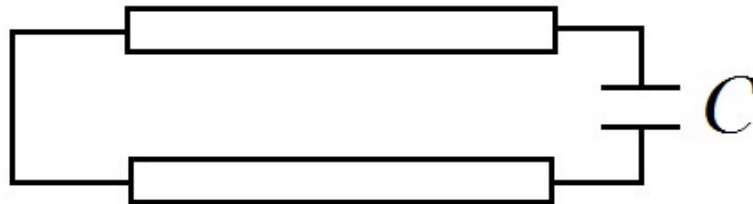
$$\bar{Z} + \bar{Z} = 0$$

$$\bar{Y} + \bar{Y} = 0$$



# Risuonatori in linea di trasmissione

## Risuonatori ideali



In condizioni di risonanza, le energie magnetica ed elettrica *complessive* all'interno del risuonatore sono uguali:

$$W_m = W_e \text{ e dunque } W_{em} = W_e + W_m = 2W_e = 2W_m.$$

Ad esempio per il circuito in Figura, l'energia elettrica complessiva è quella immagazzinata nella linea sommata a quella del condensatore, mentre l'energia magnetica complessiva è solo quella immagazzinata nella linea. In condizioni di risonanza si ha dunque:

$$W_m = W_{m,linea} = W_{e,linea} + W_{e,condensatore} = W_e.$$

# Risuonatori in linea di trasmissione

## Risuonatori ideali

In assenza di perdite si trovano soluzioni risonanti del tipo  $s = j\omega_0$ .  
In queste condizioni il campo nel risuonatore varia nel tempo come:

$$\operatorname{Re}\left(e^{st}\right) = \operatorname{Re}\left(e^{j\omega_0 t}\right) = \cos\left(\omega_0 t\right)$$

Supponiamo vi siano delle perdite nel risuonatore,  
ovvero che  $s$  non sia immaginario puro:

$$s = j\omega_0 - \omega_1$$

In questo caso il campo varierà nel tempo come

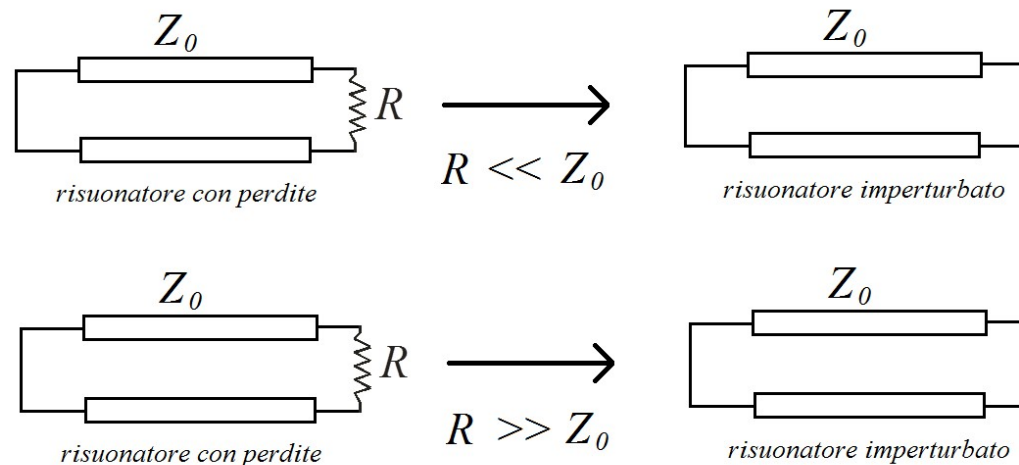
$$\operatorname{Re}\left(e^{st}\right) = \cos\left(\omega_0 t\right) e^{-\omega_1 t}$$

# Risuonatori in linea di trasmissione

## Risuonatori ideali

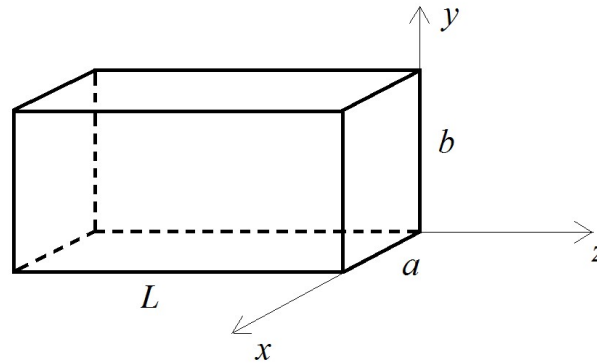
Per un risuonatore ideale definiamo il fattore di merito  $Q$

$$Q = \frac{\omega_0}{2\omega_1} = \frac{\omega_0 W_{em}}{P_d}$$

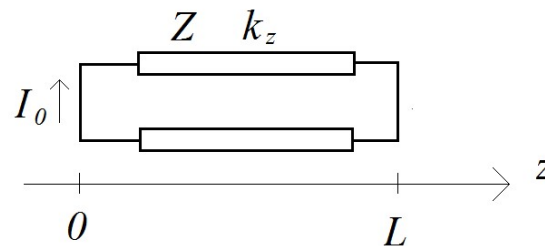


Quanto più alto è il fattore di merito del risuonatore, tanto più piccole sono le perdite e maggiore è il tempo che il campo permane all'interno del risuonatore.

# Cavità risonanti



Consideriamo una cavità risonante realizzata troncando una guida rettangolare di sezione  $a \times b$  con due pareti di C.E.P. Per determinare le risonanze dei modi di questa cavità, scegliamo una direzione di propagazione arbitraria e identifichiamo questa direzione con l'asse  $z$ .



Circuito equivalente in linea di trasmissione per il generico modo  $(n, m)$  della cavità rettangolare



## Cavità risonanti

Sia per i modi  $TE_{nm}$  che per i modi  $TM_{nm}$  si ha:

$$k_{z,nm}^2 = \omega^2 \varepsilon \mu - \left( \frac{n\pi}{a} \right)^2 - \left( \frac{m\pi}{b} \right)^2$$

La condizione di risonanza fornisce:

$$\beta L = k_{z,nm} L = p\pi \quad \rightarrow \quad k_{z,nm} = \frac{p\pi}{L}$$

Le frequenze di risonanza della cavità sono dunque

$$\omega_{n,m,p}^2 \varepsilon \mu = \left( \frac{n\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{b} \right)^2 + \left( \frac{p\pi}{L} \right)^2 \quad f_{n,m,p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left( \frac{n\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{m\pi}{b} \right)^2 + \left( \frac{p\pi}{L} \right)^2}$$

Il modo fondamentale della cavità è quello con la frequenza di risonanza più bassa. Nel caso in cui  $L > a > b$ , *il modo fondamentale è il modo  $(n,m,p) = (1,0,1)$*

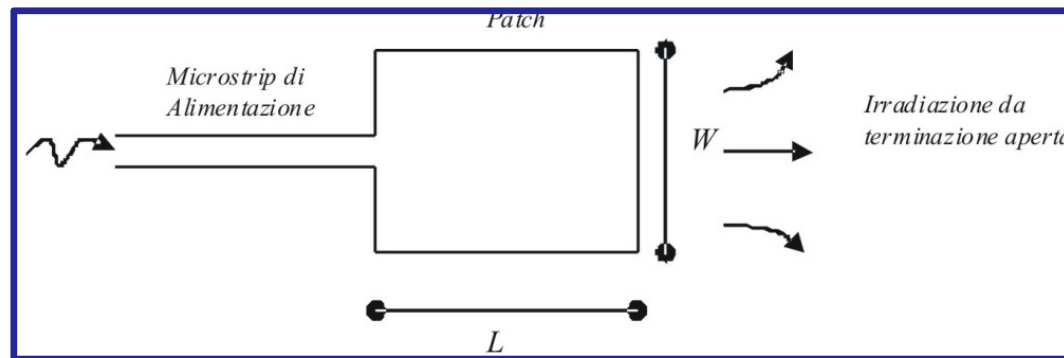
## Antenne Stampate

Un'antenna stampata è un circuito a microstriscia progettato in modo da irradiare potenza elettromagnetica in maniera efficiente.

Se si ha una microstriscia che si interrompe bruscamente, questa irradia, presentando una resistenza di irradiazione pari a:

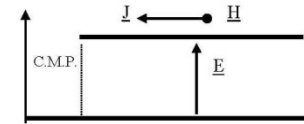
$$R_{irr} = 90 \left( \frac{\lambda_0}{W_e} \right)^2 \Omega$$

Se si vuole che l'antenna irradii con una buona efficienza, la  $R_{irr}$  non deve essere molto più grande di un centinaio di Ohm, che corrisponde ad una  $W > \lambda/3$ , quindi la microstriscia deve essere abbastanza larga.



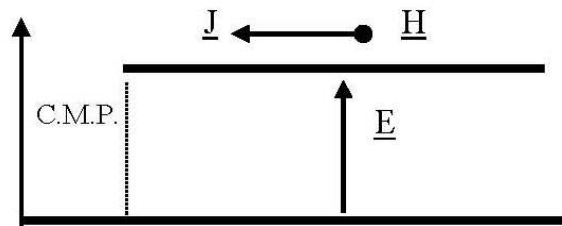
Tali antenne avranno la forma di patch (“toppe” di metallo appoggiate sul substrato), e per questo vengono anche chiamate antenne a patch.

# Antenne Stampate



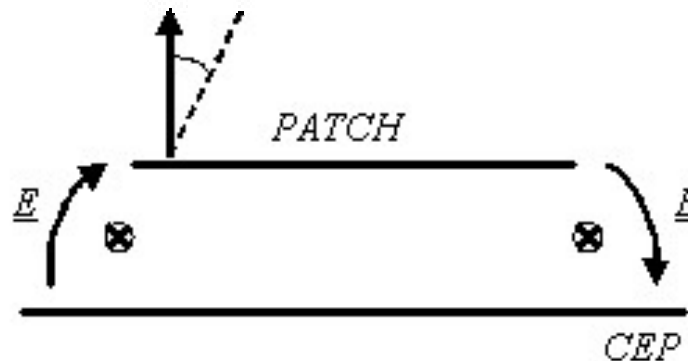
Una antenna stampata, nella forma più semplice, è costituita da una zona metallica di forma opportuna posta su di un substrato dielettrico (sottile rispetto alla lunghezza d'onda) poggiato su di un piano conduttore.

Poiché il substrato è sottile (e più precisamente si suppone il substrato sottile rispetto alla lunghezza d'onda,  $h \ll \lambda_d$ ), si può assumere che il campo sia costante lungo  $z$  e che, sotto l'antenna, il campo elettrico abbia solo componente  $z$  (in pratica, dato che le due microstrisce, costituenti patch e piano di massa, sono vicine il campo è simile a quello di un condensatore).



## Antenne Stampate

Se  $L = \lambda_d/2$ , dove  $\lambda_d$  è la lunghezza d'onda nel dielettrico, allora le due estremità presentano delle impedenze che sono circa in parallelo (la linea di trasmissione equivalente alla microstrip è lunga  $\lambda_d/2$ ) e pari ciascuna ad  $R_{irr}$ ; quindi la resistenza di irradiazione dell'antenna complessiva è pari ad  $R_{irr}/2$ ; inoltre, le tensioni alle due estremità sono opposte, e cioè sono opposti i campi elettrici:



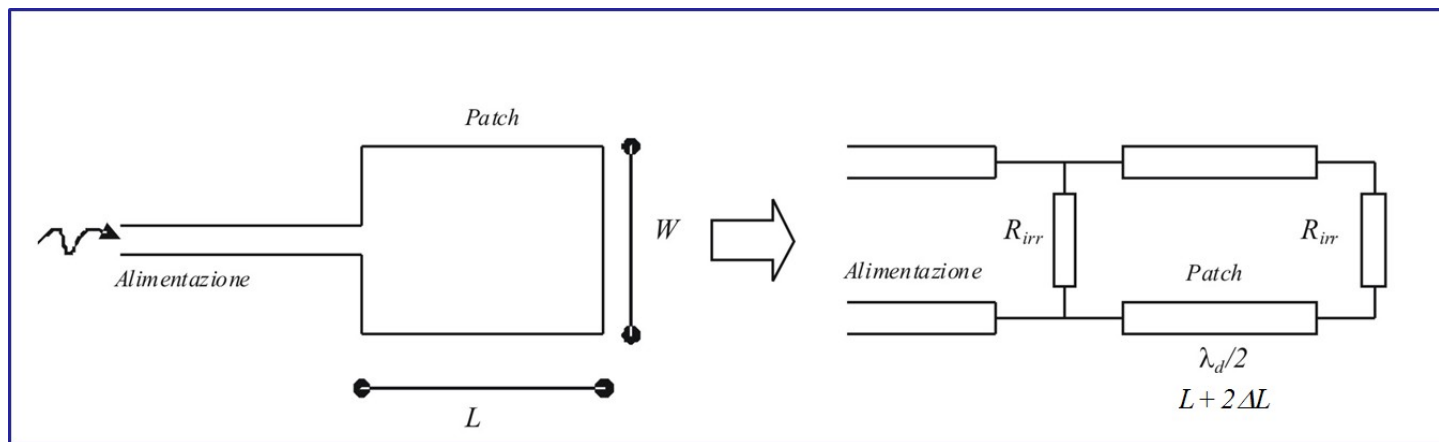
L'irradiazione ha direzione di massimo ortogonalmente al patch.

# Antenne Stampate

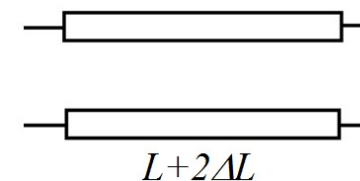
Dato che il campo deborda alle estremità, la microstrip non si comporta come se fosse lunga  $\lambda_d/2$ , ma come se avesse dimensione maggiore.

Si dovrebbe allora accorciare leggermente il patch, per fare in modo che la sua lunghezza effettiva sia pari a  $\lambda_d/2$ .

La struttura può essere modellata come un risuonatore a linea di trasmissione **alimentato e con perdite** ( $R_{irr}$ ):



risuonatore ideale corrispondente (imperturbato)



## Antenne Stampate

Se consideriamo l'antenna come un risuonatore (nel modo fondamentale), la banda passante in frequenza sarà proporzionale ad  $1/2Q$ .

Se ad esempio ho un fattore di merito  $Q = 20$ , la banda sarà  $B \cong 2.5\%$ .

Occorre valutare attentamente la frequenza di risonanza, altrimenti si rischia di sbagliare completamente il progetto, essendo queste strutture a banda molto stretta.

Questo modello è detto modello a linee di trasmissione per una antenna stampata; la risposta in frequenza che si ottiene utilizzando tale semplice modello risulta tuttavia *traslata in frequenza*: in pratica, il punto in cui le due energie elettrica e magnetica sono uguali (e quindi la risonanza), non corrisponde al punto in cui io mi trovo in realtà, ossia tale punto non corrisponde alla frequenza di risonanza vera dell'antenna.

Ciò è dovuto al fatto che nella struttura vengono eccitati anche modi superiori che sono fuori risonanza, e che quindi spostano la posizione di equilibrio.

## Antenne Stampate

*Col modello a linee di trasmissione si può tenere conto solo del modo fondamentale, e quindi non si considerano i modi superiori e l'energia elettromagnetica da essi immagazzinata*

Un **modello più preciso** si può ottenere se si considera il circuito non più come un risuonatore monodimensionale in linea di trasmissione, ma come una **cavità risonante tridimensionale**, in modo da poter considerare tutti i modi eccitati.

Ad esempio, considerata una antenna a patch  $L \times W$ , e considerando le variazioni sia lungo  $L$  che lungo  $W$ , il primo modo superiore (il modo 01), è costante lungo  $L$  e varia lungo  $W$ . Quindi per tale modo dovrò considerare una linea di trasmissione diretta lungo  $W$ , e così via per gli altri modi superiori.

# **Antenne Stampate**

## **Modello a linee di Trasmissione**

Le antenne a microstriscia hanno una struttura fisica derivata dalle linee di trasmissione a microstriscia.

Per questo motivo il modello a linee di trasmissione è la prima e più ovvia scelta per l'analisi ed il progetto di antenne a microstriscia.

Il modello a linee di trasmissione (in breve TLM) è talvolta considerato come un modello troppo approssimato e non sempre conveniente rispetto alle altre tecniche di analisi disponibili (modello a cavità, tecniche di espansione modale completa).

Questo è vero per il primo modello introdotto, il più semplice, ma non per il cosiddetto “improved Transmission Line model”, introdotto da Van de Capelle negli anni '80 e che consente di ottenere risultati confrontabili con quelli degli altri metodi.

Inoltre con quest'ultimo tipo di approccio è anche possibile tenere conto del mutuo accoppiamento tra due antenne.



# **Antenne Stampate**

## **Modello a linee di Trasmissione**

Il principale vantaggio del modello TLM risiede nella sua semplicità e nella efficienza computazionale;

il principale limite consiste invece nella possibilità di analizzare solamente antenne di forma rettangolare o quadrata *(l'estensione a forme più complesse è infatti possibile, ma comporta delle complicazioni che fanno perdere al modello le sue caratteristiche di semplicità ed efficienza)*.

Il modello TLM non tiene conto in genere dell'effetto dovuto all'eccitazione dell'onda superficiale del substrato dielettrico.

Questo significa (così come accade anche per il modello a cavità) che la sua applicazione è limitata ad antenne stampate con substrato dielettrico sottile e con basso valore della costante dielettrica relativa.

# **Antenne Stampate**

## **Modello a linee di Trasmissione**

Nella pratica questa non risulta una limitazione così severa se si tiene conto del fatto che limitare l'effetto dell'onda superficiale significa riuscire ad ottenere antenne stampate con efficienza di irradiazione più elevata.

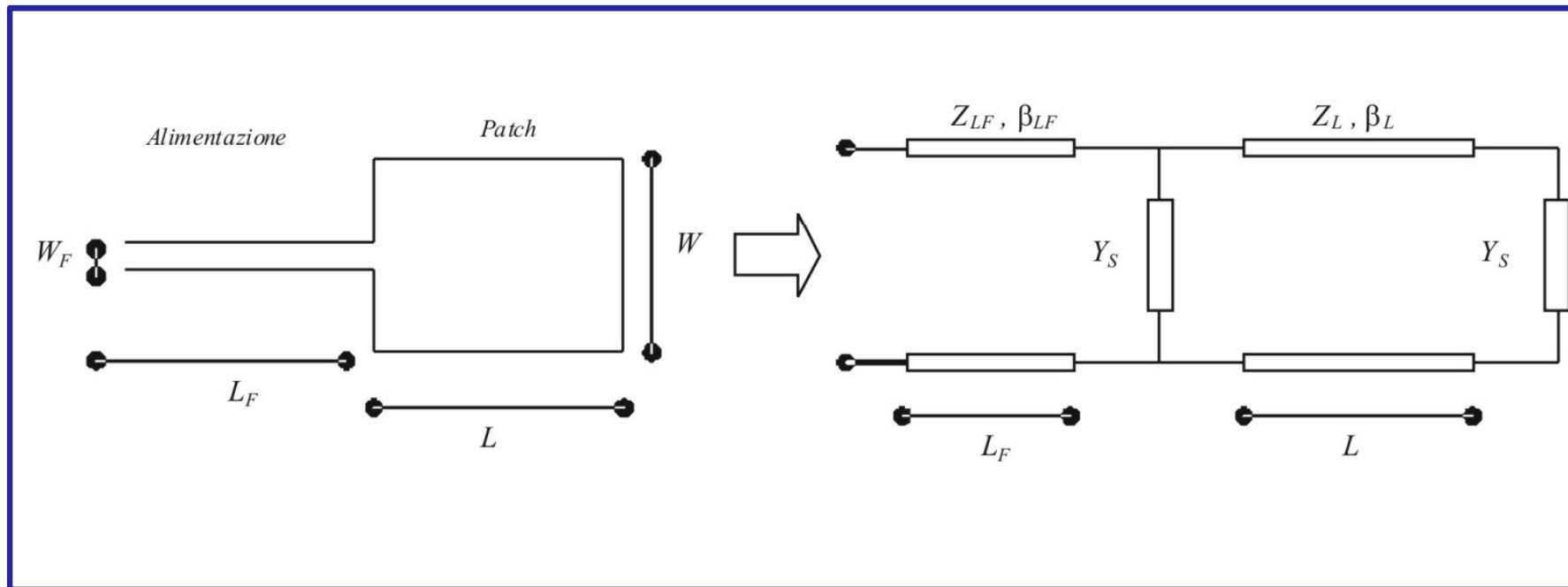
La descrizione del modello TLM verrà effettuata nel caso di un patch rettangolare con alimentazione tramite cavo coassiale o tramite linea a microstriscia.

Siano  $L$  la lunghezza (risonante) del patch,  $W$  la sua larghezza e sia  $h$  l'altezza del substrato dielettrico su cui esso poggia, con  $\epsilon_r$  costante dielettrica relativa.

# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Il caso più semplice risulta quello con alimentazione effettuata tramite una linea a microstriscia complanare al patch; in tal caso il circuito equivalente in linea di trasmissione è rappresentato nella figura seguente:



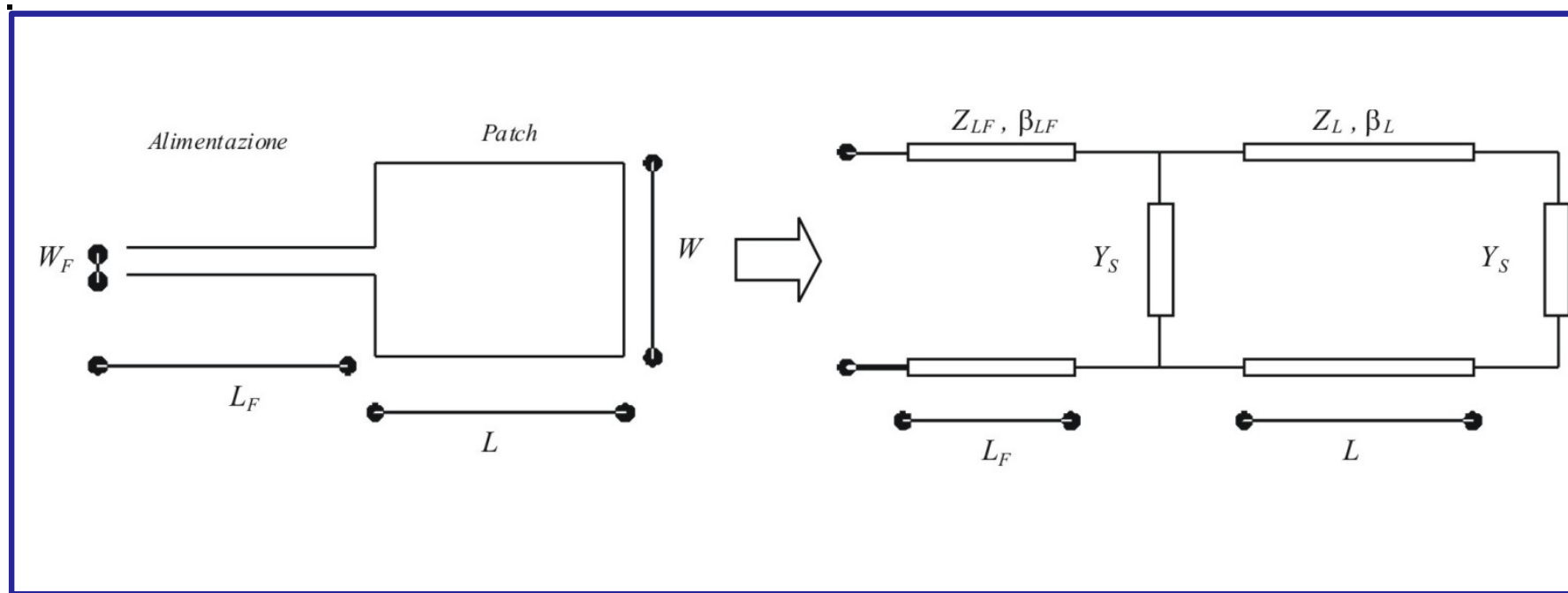
$Z_{LF}$ ,  $Z_L$ : impedenze caratteristiche dei tratti di linea a microstriscia di larghezza  $W_F$  e  $W$

$\beta_{LF}$ ,  $\beta_L$  : costanti di propagazione dei due tratti di linea.

# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

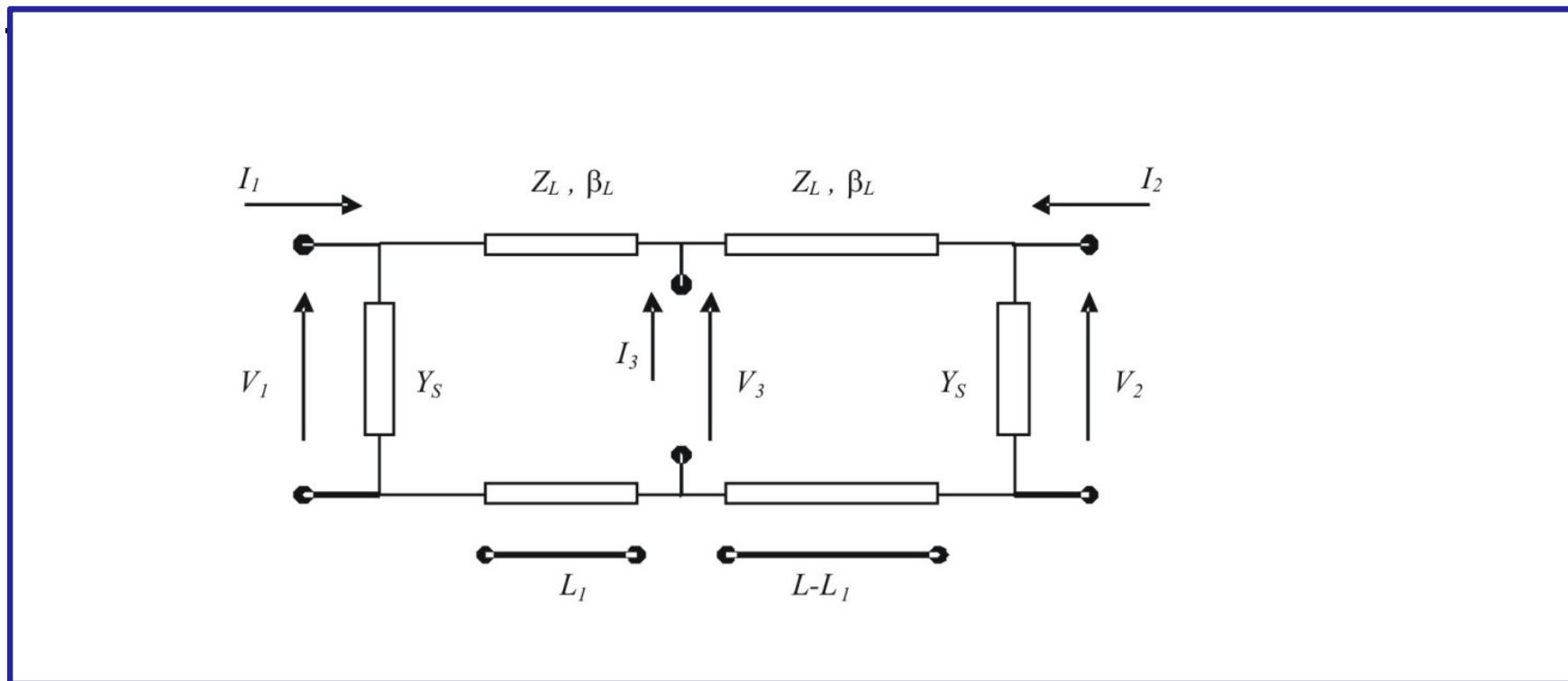
Le terminazioni aperte dell'antenna possono essere rappresentate tramite una ammettenza  $Y_S = G_S + jB_S$ , che tenga conto dell'energia immagazzinata ( $B_S$ ) e della potenza irradiata ( $G_S$ ) da ciascuna delle due terminazioni.



# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Il modello a linee di trasmissione più generale, e che quindi può essere applicato sia al caso di alimentazione tramite linea a microstriscia, e sia al caso di alimentazione con cavo coassiale, è il seguente, che prevede 3 porte:



# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Ovviamente nel caso di alimentazione con linea a microstriscia alla porta 1 sarà connesso un ulteriore tratto di linea di trasmissione, mentre la porta 3 sarà aperta, mentre nel caso di alimentazione con cavo coassiale alla porta 3 sarà connessa una opportuna induttanza.

Il passo fondamentale nel modellare una antenna a microstriscia mediante una linea di trasmissione equivalente sta nella rappresentazione delle terminazioni aperte mediante una ammettenza in parallelo  $Y_S$ .

Sappiamo infatti che una terminazione aperta in una linea a microstriscia non si comporta affatto come un circuito aperto ideale.

Le linee di campo non si interrompono bruscamente al termine del conduttore che rappresenta la strip metallica, ma tale campo si estende oltre la terminazione della strip.

# **Antenne Stampate**

## **Modello a linee di Trasmissione**

Questo fenomeno può essere modellato come una ulteriore estensione della lunghezza elettrica della linea, che si allunga di un tratto  $\Delta l$ , e tale allungamento implica quindi una certa energia elettromagnetica immagazzinata nei pressi delle terminazioni aperte della microstriscia.

D'altra parte il campo che deborda dalla strip metallica è anche sorgente sia di potenza irradiata nello spazio sopra l'antenna e sia di potenza lanciata come onda superficiale lungo il substrato dielettrico.

La parte reale  $G_s$  della ammettenza in parallelo  $Y_s$  che modella la terminazione aperta rappresenta l'effetto dell'irradiazione e dell'onda superficiale, e la parte immaginaria  $B_s$  tiene conto dell'energia immagazzinata nel tratto di linea di lunghezza  $\Delta l$ .

# **Antenne Stampate**

## **Modello a linee di Trasmissione**

E' chiaro che l'accuratezza del modello a linea di trasmissione dipende fortemente dalla scelta delle espressioni per i parametri  $G_S$  e  $B_S$ .

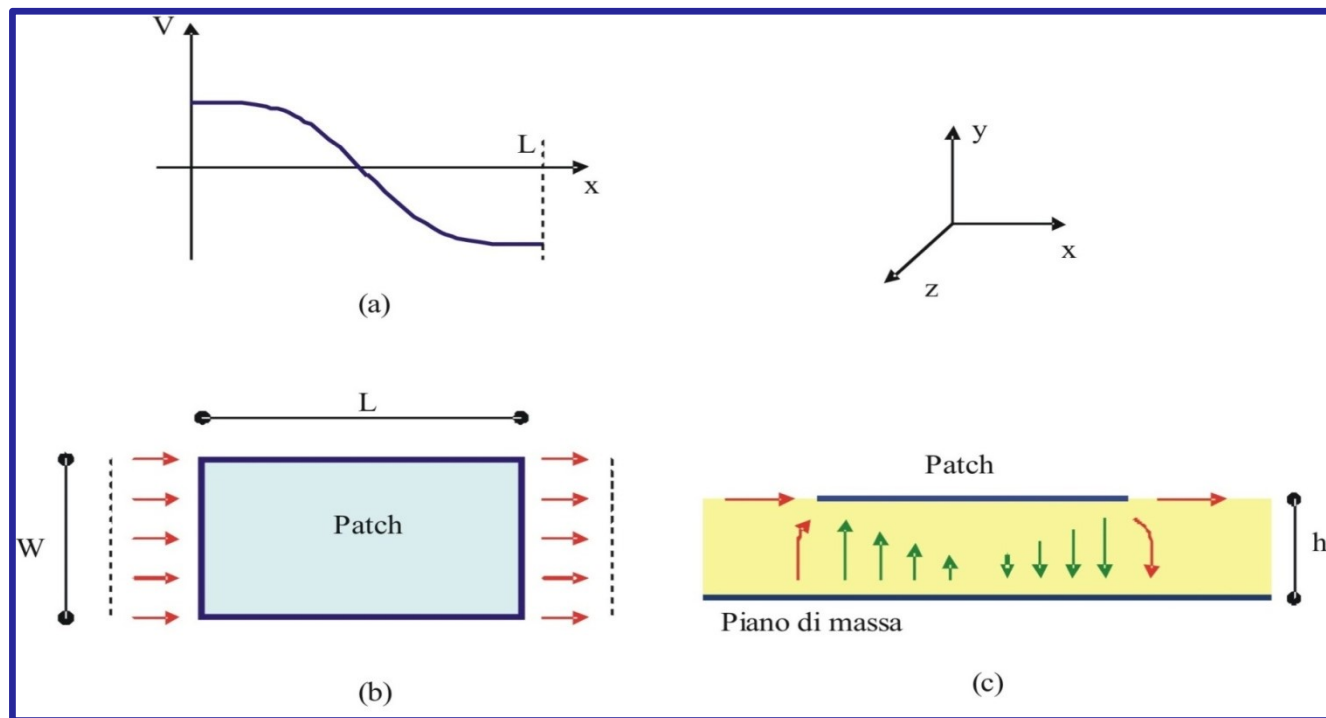
Per il loro calcolo si può fare riferimento al concetto di “terminazione aperta” ed al concetto di “slot equivalente”, concetti che permettono di spiegare l'irradiazione da una antenna a microstriscia.



# Antenne Stampate

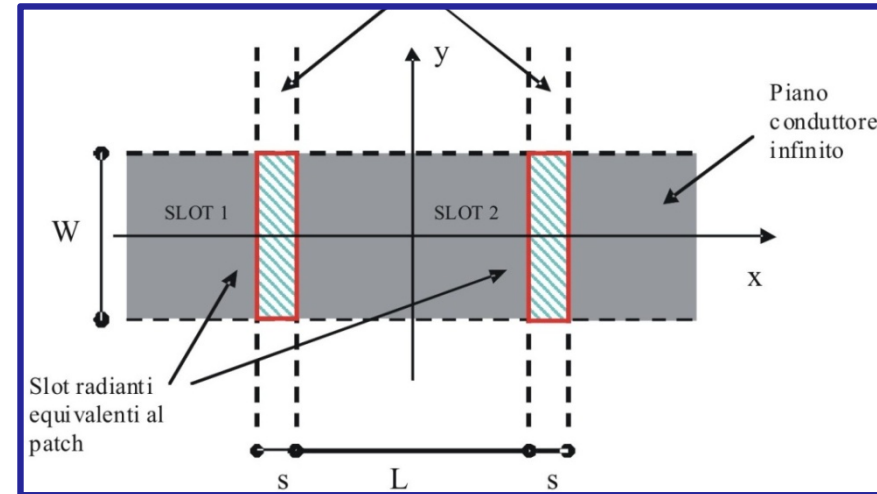
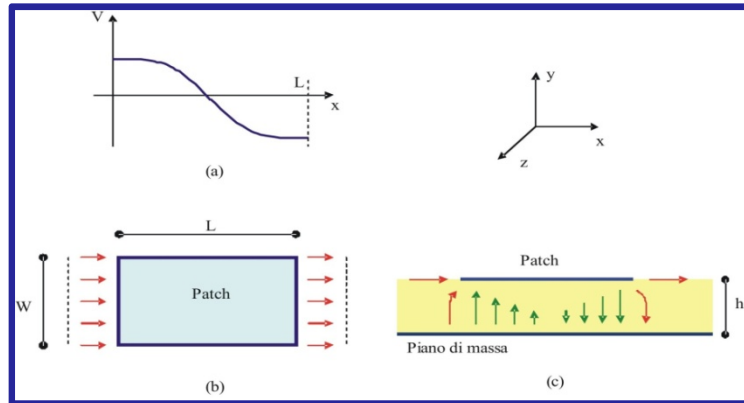
## Modello a linee di Trasmissione

Si considerino la forma della tensione sull'antenna stampata per il modo fondamentale (a), e gli andamenti del campo elettrico nella zona del patch sia in una vista dall'alto (b) e sia in una vista laterale (c).



# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione



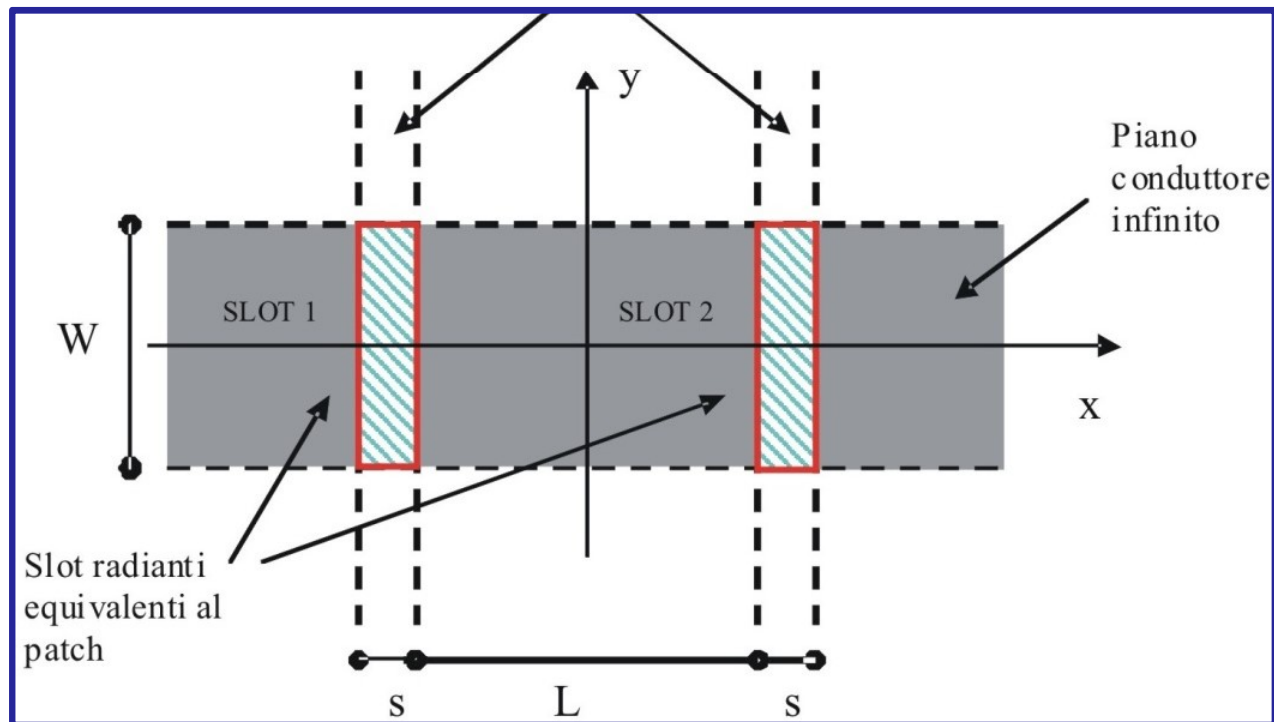
L'andamento del campo sull'antenna consente di effettuare le seguenti considerazioni:

- L'irradiazione da una antenna a microstriscia rettangolare può considerarsi originata dal campo elettrico tangenziale sul piano del patch.
- Nel modo fondamentale, solo il contributo delle due terminazioni aperte è significativo.
- La sorgente di irradiazione può essere limitata a due sottili regioni situate in corrispondenza delle due terminazioni aperte del patch.
- Il campo in queste sottili regioni può essere pensato come il campo di due slot rettangolari tagliate in un piano di massa infinito e perfettamente conduttore.
- Per il modo fondamentale dell'antenna a microstrip il campo tangenziale in queste due slot può essere considerato con buona approssimazione uniformemente distribuito.
- Una slot di lunghezza finita e con una eccitazione uniforme può essere considerata come tagliata da una slot infinitamente lunga ed uniformemente eccitata.

# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Quindi in sostanza la fonte di irradiazione per l'antenna stampata può essere limitata a due zone sottili alle estremità aperte del patch, ed il campo in tali zone può essere considerato come il campo di due slot rettangolari in un piano conduttore infinito, e può essere considerato, con buona approssimazione, un campo uniforme.



# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Il campo sulle slot può scriversi quindi come:

$$\underline{E}_a = \begin{cases} \frac{V_1}{s} \underline{i}_x & \text{sulla slot 1} \\ \frac{V_2}{s} \underline{i}_x & \text{sulla slot 2} \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

dove  $V_1$  e  $V_2$  sono le tensioni di eccitazione alle slot 1 e 2, ed in prima approssimazione è possibile scegliere  $s = h$ , ed utilizzare come lunghezza di ciascuna slot la larghezza  $W$  del patch.

L'idea di rappresentare l'antenna a microstriscia mediante slot equivalenti in un piano di massa infinito e di conduttore perfetto, che deriva dalle considerazioni precedenti, permette di interpretare il fenomeno di irradiazione in maniera semplice ed efficace.

# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Risultati migliori nella stima di  $G_s$  e  $B_s$  relativi alla ammettenza delle terminazioni aperte da inserire nel modello a linee di trasmissione, si ottengono

- sostituendo  $W_{\text{eff}}$  a  $W$  per la lunghezza di ciascuna slot radiante, dove  $W_{\text{eff}}$  è la larghezza equivalente (o efficace) della linea a microstriscia che rappresenta l'antenna;
- ponendo come larghezza delle slot  $s=\Delta L$ , con  $\Delta L$  pari all'allungamento della microstriscia (di aspect ratio  $W/h$ ) per effetto della terminazione aperta (allungamento che è dell'ordine di  $h/2$ ).

A partire dal campo irradiato dalle slot è possibile calcolare agevolmente la potenza complessa irradiata  $P+jQ$  (come integrale del vettore di Poynting su una sfera di raggio qualsiasi che circonda il patch), che può essere espressa anche a partire dal modello circuitale del sistema come:

$$P + jQ = \frac{1}{2} Y_s^* \left( |V_1|^2 + |V_2|^2 \right) = \frac{1}{2} (G_s - jB_s) \cdot \left( |V_1|^2 + |V_2|^2 \right)$$

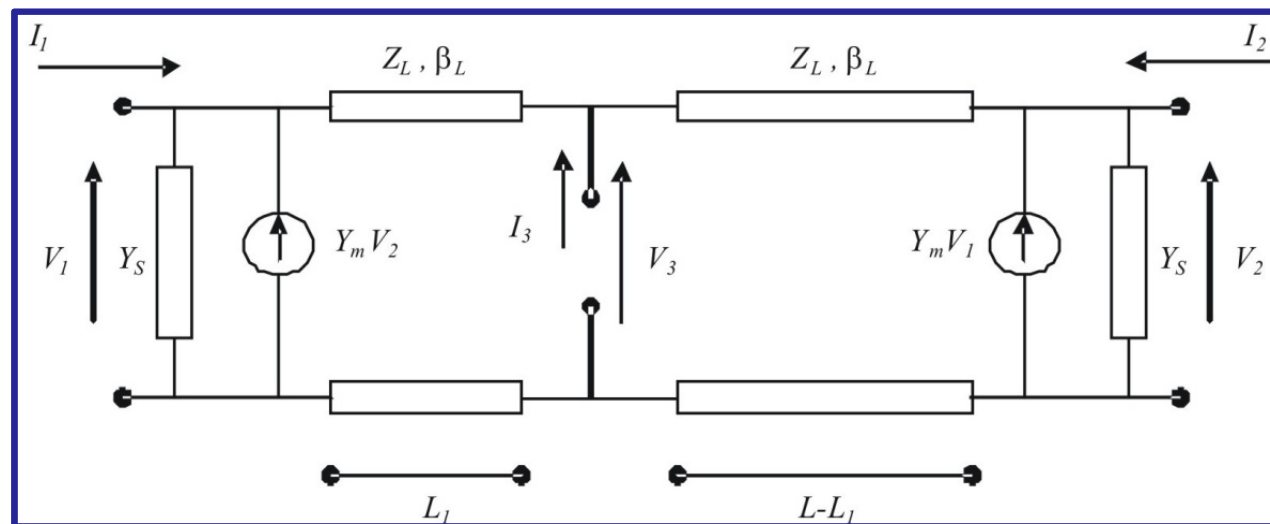
da cui si ottengono le espressioni di  $G_s$  e  $B_s$  (ponendo ad esempio  $V_1=0$ ).

# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Un modello circuitale più accurato dell'antenna stampata si può ottenere tenendo conto del **mutuo accoppiamento** tra le due slot radianti equivalenti.

Il miglioramento del modello a linee di trasmissione precedente consiste nell'inserire due generatori di corrente pilotati in tensione alle porte 1 e 2:



# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Ovviamente in questo caso la corretta valutazione della mutua ammettenza  $Y_m$  sarà determinante per l'accuratezza del modello. Con riferimento al circuito equivalente, la potenza complessa irradiata può essere scritta nella forma:

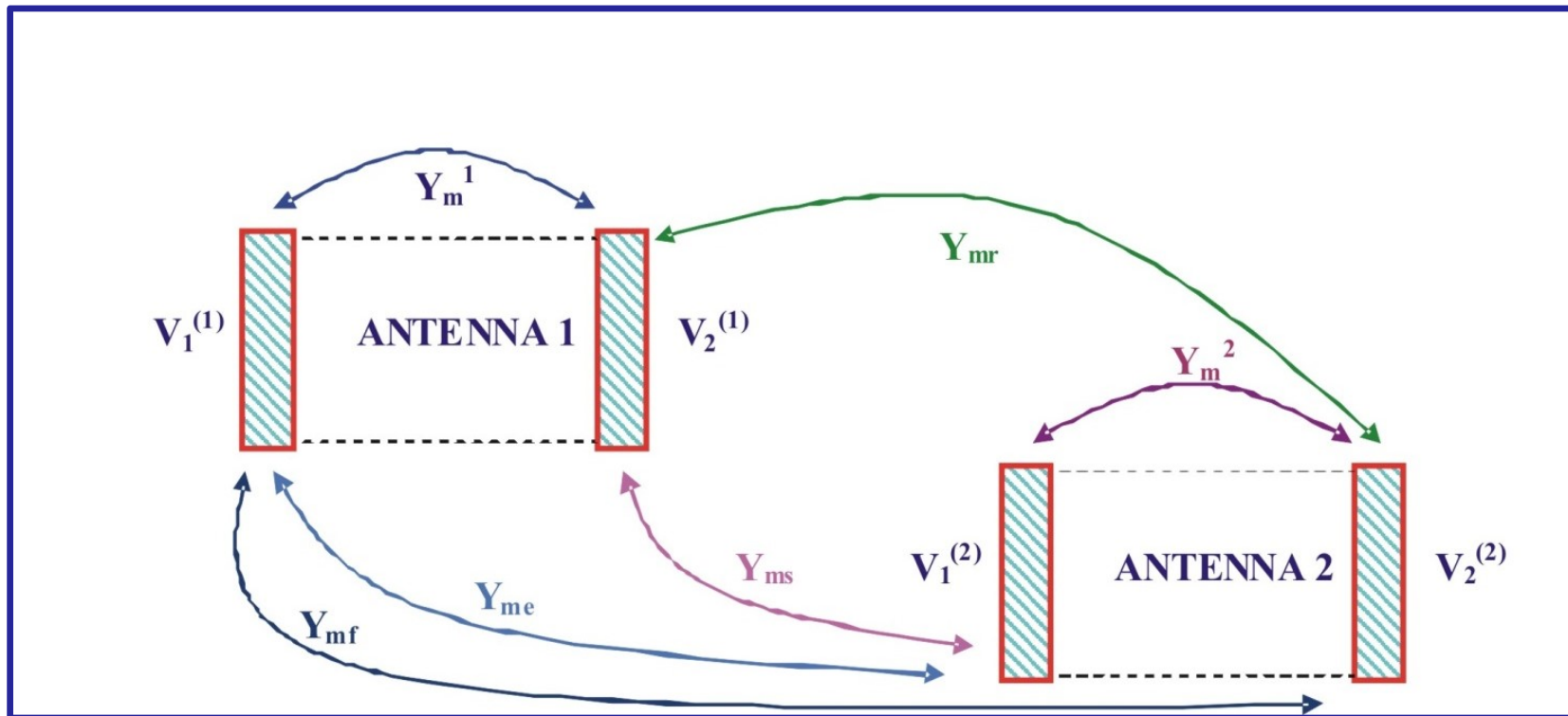
$$P + jQ = \frac{1}{2} Y_s^* (|V_1|^2 + |V_2|^2) + \frac{1}{2} Y_m^* (V_1 V_2^* + V_1^* V_2) = \frac{1}{2} Y_s^* (|V_1|^2 + |V_2|^2) + Y_m^* \operatorname{Re}(V_1 V_2^*)$$

Calcolando la potenza complessa irradiata dalle due slot (sempre come integrale del vettore di Poynting su una sfera di raggio qualsiasi che circonda il patch), ponendo  $V_1 = V_2$  ed eguagliando le due espressioni della potenza (quella ottenuta dal modello circuitale e quella ottenuta mediante l'integrale del vettore di Poynting) si ottengono i valori di  $G_m$  e  $B_m$  ( $Y_m = G_m + j B_m$ ).

# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Il modello a linee di trasmissione consente anche di includere l'effetto dell'accoppiamento fra due patch radianti; in questo caso si devono considerare 4 slot radianti equivalenti (due per ciascun patch), e nel modello circuitale di ciascuna delle due antenne andranno inseriti altri 4 generatori di corrente pilotati in tensione.

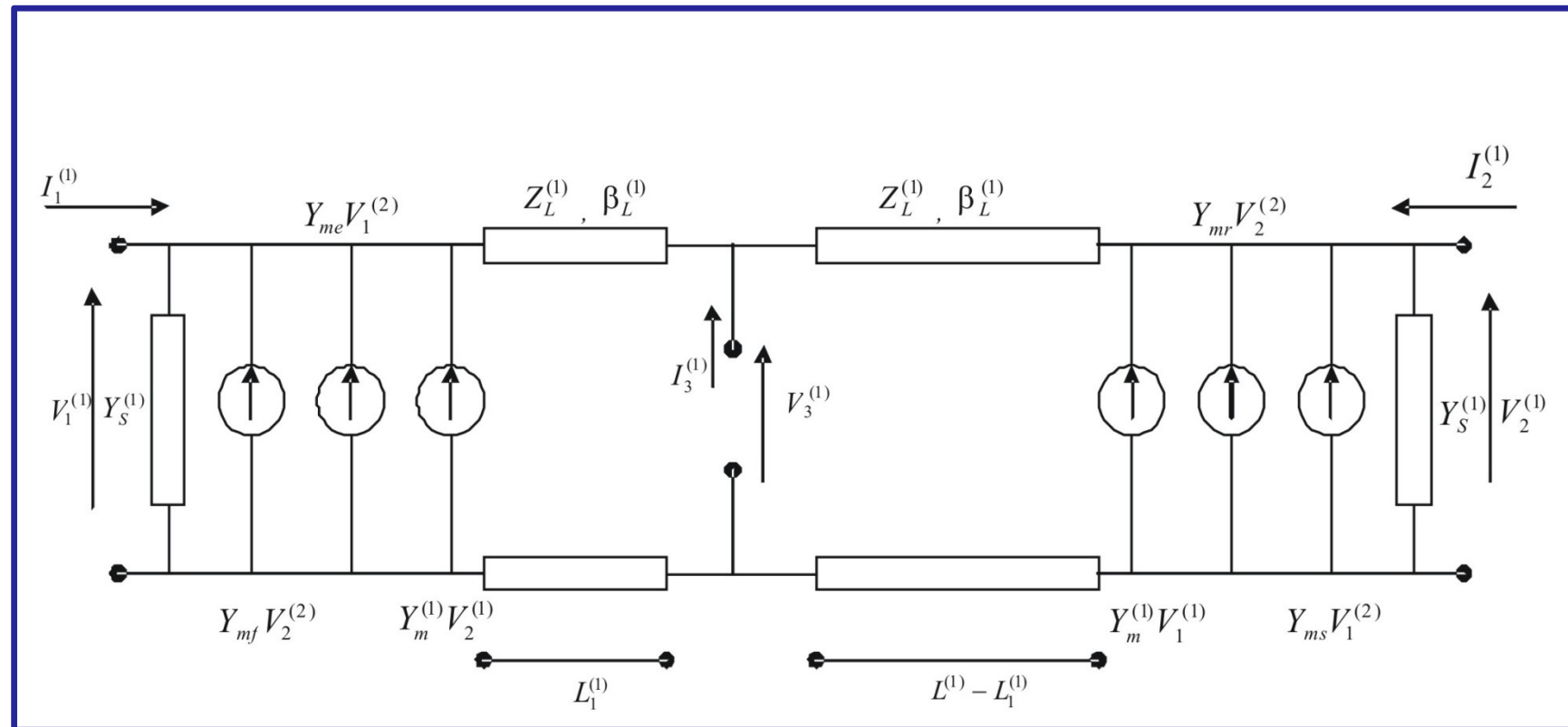




# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

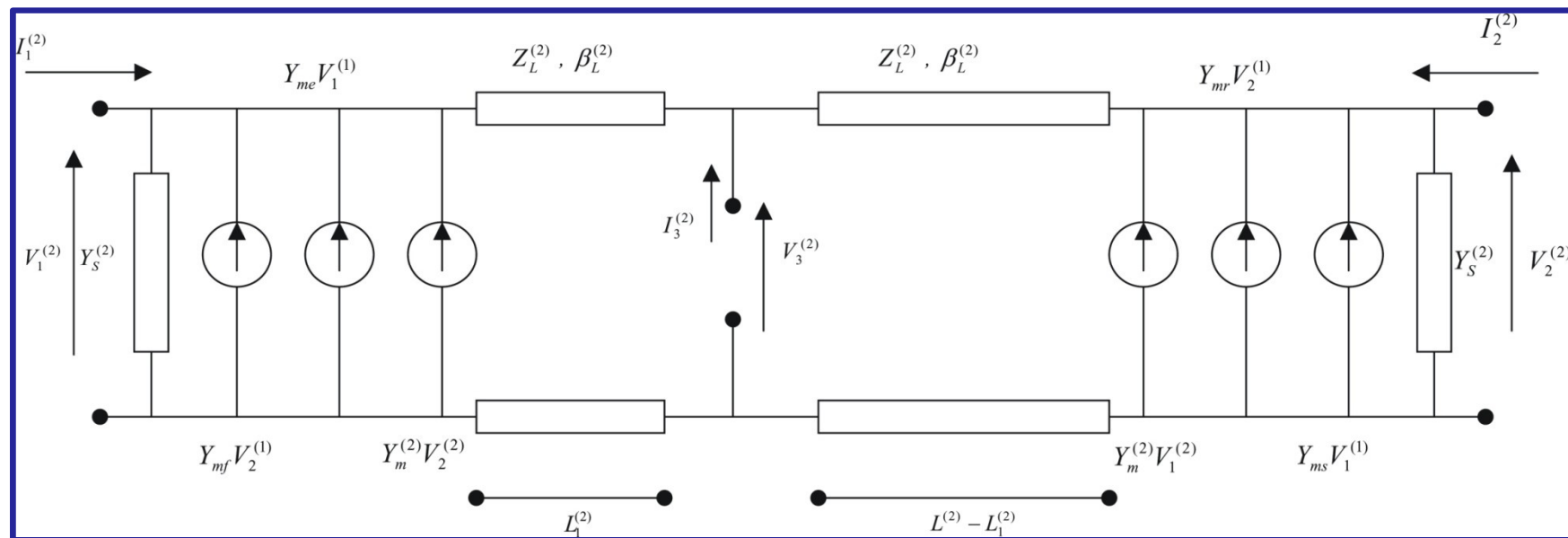
Il circuito equivalente per l'antenna 1 è il seguente:



# Antenne Stampate

## Modello a linee di Trasmissione

Analogamente, il circuito equivalente per l'antenna 2 sarà:



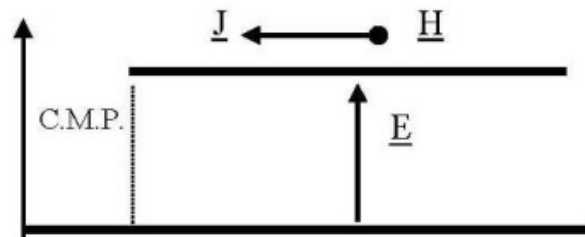
Le ammettenze mutue  $Y_{me}$ ,  $Y_{mf}$ ,  $Y_{mr}$ , ed  $Y_{ms}$  possono essere ricavate con un procedimento analogo a quello seguito per ottenere  $Y_m^{(1)}$  ed  $Y_m^{(2)}$ .

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Una antenna stampata, nella forma più semplice, è costituita da una zona metallica di forma opportuna posta su di un substrato dielettrico (sottile rispetto alla lunghezza d'onda) poggiato su di un piano conduttore.

Poiché il substrato è sottile (e più precisamente si suppone il substrato sottile rispetto alla lunghezza d'onda,  $h \ll \lambda_d$ ), si può assumere che il campo **sia costante lungo  $z$**  e che, sotto l'antenna, il campo elettrico **abbia solo componente  $z$**  (in pratica, dato che le due microstrisce, costituenti patch e piano di massa, sono vicine il campo è simile a quello di un condensatore).



# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

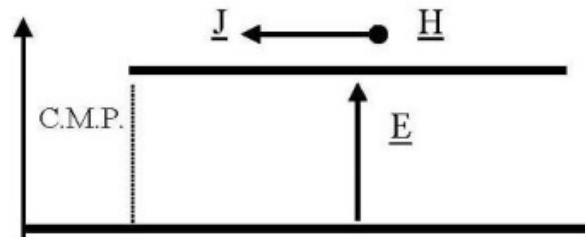
Quindi nell'analisi di questa struttura si considereranno solo i campi del tipo:

$$\underline{E} = \underline{E}(x, y) = E_z(x, y)\underline{i}_z$$

La stessa ipotesi vale per il campo magnetico, che quindi sarà anch'esso costante con  $z$ .

Inoltre, in conseguenza del fatto che il campo elettrico è diretto lungo l'asse  $z$ , risulta che il campo magnetico giace sul piano  $xy$  (versore  $\underline{t}$ ). Infatti dalle equazioni di Maxwell si ha:

$$\underline{H} \propto \nabla \times \underline{E} = \nabla \times E_z \underline{i}_z \rightarrow \underline{H} = H_t(x, y)\underline{i}_t$$



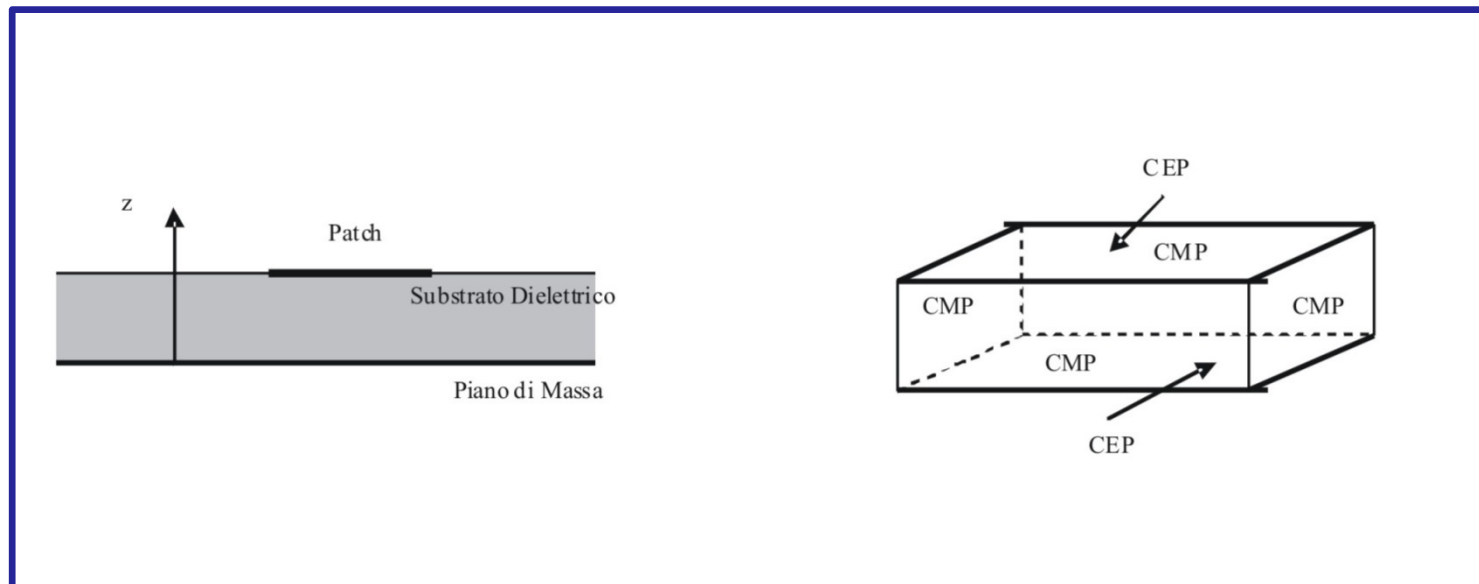
# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Si può supporre, in prima approssimazione, che il contorno laterale sia costituito da un conduttore magnetico perfetto.

La struttura è dunque composta da quattro CMP ai lati e due CEP nelle pareti superiore ed inferiore.

Si ottiene così una cavità risonante che consente, con approssimazioni via via più raffinate, di analizzare antenne stampate, perlomeno se di forma semplice.




# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Per ottenere la frequenza di risonanza di una antenna stampata di dimensioni  $a \times b$  vista come cavità risonante (modello a cavità), consideriamo le risonanze di una cavità a pareti laterali C.M.P, in cui il campo ha la forma vista sopra. Poichè il campo elettromagnetico è costante rispetto all'asse  $z$ , nella formula di risonanza della cavità poniamo  $p = 0$

$$f_{n,m,p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L}\right)^2}$$


$$f_{n,m} = \frac{1}{2\pi\epsilon_r\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} k_{nm}$$

- $f_{nm}$  dipende dal materiale (tramite la sua costante dielettrica)
- Il parametro  $k_{nm}$  dipende unicamente dalla geometria dell'antenna
- $n$  ed  $m$  non possono essere contemporaneamente nulli

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Il campo elettromagnetico normalizzato corrispondente alla risonanza  $(n,m)$  è dato da:

$$\underline{e}_{nm} = \frac{1}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_z$$
$$\underline{h}_{nm} = \frac{1}{k_{nm}} \frac{1}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \left[ \frac{n\pi}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_y - \frac{m\pi}{b} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_x \right]$$
$$\tilde{V}_{nm} = \frac{abh}{\epsilon_{n0} \epsilon_{m0}} \quad \begin{array}{ll} \epsilon_{n0} = 1 & \text{per } n = 0 \\ \epsilon_{n0} = 2 & \text{per } n \neq 0 \end{array}$$

è una opportuna costante di normalizzazione tale che

$$\begin{cases} \int \int |\underline{e}_{nm}|^2 dV = 1 \\ \int \int |\underline{h}_{nm}|^2 dV = 1 \end{cases}$$

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Il campo elettrico per il modo risonante  $n,m$  può essere scritto come

$$\underline{E} = C_{nm} \underline{e}_{nm}$$

$$\underline{H} = I_{nm} \underline{h}_{nm}$$

$$I_{nm} = \frac{jk_{nm}}{2\pi f_{nm}\mu_0} C_{nm}$$

$C_{nm}$  sono i coefficienti di eccitazione del modo



# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

In una cavità ideale (priva di perdite), il modo  $(n,m)$  si eccita solo alla sua frequenza di risonanza  $f_{nm}$ . A causa delle perdite ogni «modo» è eccitato a tutte le frequenze.

Risulta quindi importante calcolare il fattore di merito di ciascun modo.

Nella cavità reale ci sono tre meccanismi di dissipazione (dielettrico, metallo, potenza irradiata) e quindi si ha:

$$\frac{1}{Q_{TOT}} = \frac{1}{Q_{diel}} + \frac{1}{Q_{met}} + \frac{1}{Q_{irr}}$$

e l'efficienza dell'antenna (che deve essere il più possibile prossima ad 1) sarà:

$$\eta = \frac{Q_{TOT}}{Q_{irr}} = \frac{P_{irradiata}}{P_{TOT\_dissipata}}$$

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Se il dielettrico ha una costante complessa  $\varepsilon' - j\varepsilon''$ , allora:  $Q_{diel} = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''}$

Infatti, la potenza dissipata nel dielettrico è data da:

$$P_{diel} = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \int_V |E|^2 dV = \frac{\omega \varepsilon''}{2} |C_{nm}|^2$$

L'energia immagazzinata è invece:

$$W_{em} = 2W_e = 2 \frac{1}{4} \varepsilon' \int_V |E|^2 dV = \frac{1}{2} \varepsilon' |C_{nm}|^2$$

e quindi il fattore di merito vale:

$$Q_{diel} = \frac{\omega W_{em}}{P_{diel}} = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''}$$

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Per quanto riguarda il fattore di merito dovuto alle perdite nel metallo  $Q_{\text{met}}$ , assumendo una profondità di penetrazione  $\delta_s$  nel metallo, la potenza dissipata vale:

$$P_{\text{met}} = 2 \frac{1}{2\sigma\delta_s} \int_S |\underline{H}_t|^2 dS$$

dove il fattore 2 tiene conto del fatto che l'integrale va fatto sia sul patch, sia sul conduttore di massa (nella zona dove ho campo).

Poiché il campo magnetico  $H_t$  è costante lungo  $z$ , esso è uguale sia sul patch che sul ground plane, e quindi anche l'integrale è lo stesso sopra e sotto.

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Sostituendo il campo trasverso della cavità  $H_t$  si ottiene:

$$P_{met} = \frac{1}{\sigma \delta_s} \frac{1}{k_0^2 \zeta_0^2} |C_{nm}|^2 \left[ \frac{m^2 \pi^2}{b^2} + \frac{n^2 \pi^2}{a^2} \right] \frac{ab}{\epsilon_{n0} \epsilon_{m0}} \frac{1}{\tilde{V}_{nm}} \quad \text{con} \quad \epsilon_{0n} = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 2 & n \neq 0 \end{cases}$$

dove nella precedente si ha:

$$\int_0^b \int_0^a \cos^2 \frac{n\pi x}{a} \sin^2 \frac{m\pi y}{b} dx dy = \int_0^b \int_0^a \sin^2 \frac{n\pi x}{a} \cos^2 \frac{m\pi y}{b} dx dy = \begin{cases} ab/4 & n \neq 0, m \neq 0 \\ ab/2 & n = 0, m \neq 0 \text{ od } m = 0, n \neq 0 \end{cases}$$

Conviene porre  $k_{nm}^2 = \frac{m^2 \pi^2}{b^2} + \frac{n^2 \pi^2}{a^2}$ , ottenendo:

$$P_{met} = \frac{|C_{nm}|^2}{\sigma \delta_s (k_0^2 \zeta_0^2)} k_{nm}^2 \frac{1}{h}$$

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

L'energia immagazzinata è invece (essendo la funzione di modo  $e_{nm}$  normalizzata sul volume):

$$W_{em} = 2W_e = 2 \frac{1}{4} \varepsilon_r \varepsilon_0 \int_V |\underline{E}|^2 dV = \frac{1}{4} \varepsilon_r \varepsilon_0 |C_{nm}|^2 \int_V |\underline{e}_{nm}|^2 dV = \frac{1}{2} \varepsilon_r \varepsilon_0 |C_{nm}|^2$$

e pertanto si ha:

$$Q_{met} = \omega \frac{W_{em}}{P_{met}} = \omega \frac{\frac{1}{2} \varepsilon_r \varepsilon_0 |C_{nm}|^2}{\frac{|C_{nm}|^2}{\sigma \delta_s (k_0^2 \zeta_0^2)} k_{nm}^2 \frac{1}{h}} = \frac{\omega \varepsilon_r \varepsilon_0 h \sigma \delta_s (k_0^2 \zeta_0^2)}{2k_{nm}^2}$$

Il fatto che la cavità abbia un fattore di merito non infinito, ma di valore finito, indica che essa può essere eccitata ad una data frequenza ed in un suo intorno.

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Ovviamente una cavità con perdite deve essere alimentata. Il rapporto tra l'ampiezza di un modo eccitato e l'ampiezza dell'eccitazione della sorgente è proporzionale a:

$$C_{nm}(\omega) = \frac{A_{nm}}{j(\omega - \omega_p) + |\sigma_p|}$$

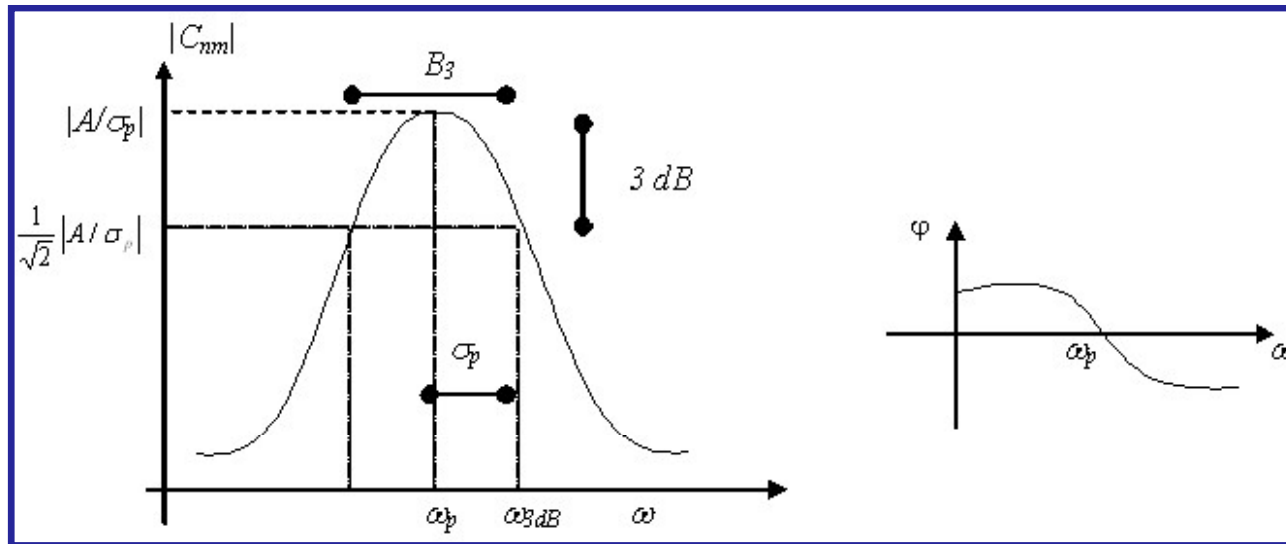
dove  $\omega$  è la frequenza a cui valuto la risposta e il termine  $|\sigma_p| - j\omega_p$  è il polo complesso che corrisponde alla frequenza di risonanza considerata.

Il termine di ampiezza  $A_{nm}$  in genere non dipende dalla frequenza, ma dal tipo di sorgente e dal punto in cui tale sorgente è applicata.

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Il grafico dell'ampiezza di un modo risonante è del tipo:



La banda relativa del risuonatore è data da:

$$B = \frac{1}{Q} = 2 \frac{\omega_{3dB} - \omega_p}{\omega_p} = 2 \frac{|\sigma_p|}{\omega_p} \rightarrow Q = \frac{\omega_p}{2|\sigma_p|}$$

La fase della ampiezza del modo vale, essendo  $|\sigma_p| = \omega_p / 2Q$  :

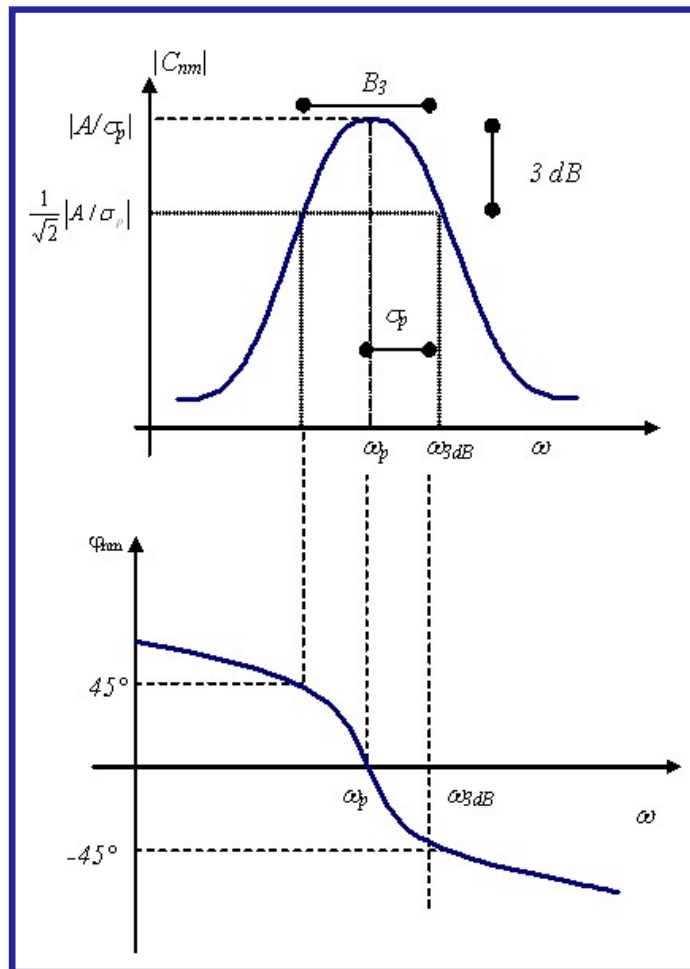
$$\varphi = -\arctan\left(\frac{\omega - \omega_p}{|\sigma_p|}\right) = -\arctan\left(\frac{\omega - \omega_p}{\omega_p / 2Q}\right) = -\arctan\left[2Q\left(\frac{\omega}{\omega_p} - 1\right)\right]$$

# Antenne Stampate

## Modello a Cavità

Ha interesse il punto in cui la fase vale  $\pm 45^\circ$  .

Tale punto corrisponde infatti ad una attenuazione nel modulo pari a 3 dB:



$$\varphi = \pm 45^\circ$$



$$2Q \left( \frac{\omega}{\omega_p} - 1 \right) = \pm 1$$



$$\frac{\omega_{45^\circ}}{\omega_p} = 1 \mp \frac{1}{2Q}$$



# **Antenne Stampate**

## **EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE**

Finora abbiamo considerato la cavità chiusa da pareti di C.M.P. In realtà il patch non è chiuso lateralmente da nessun CMP, ossia la cavità considerata non ha in realtà pareti di CMP che la racchiudono.

Un modello più preciso della cavità consiste nel considerare al posto dei CMP di chiusura, delle pareti di impedenza, ossia delle pareti in cui il campo magnetico non si annulla, ma dovranno essere imposte delle condizioni al contorno opportune fra campo elettrico e magnetico (la condizione di impedenza, appunto).

Con tale modello è però difficile stimare a priori, in maniera accettabile, le impedenze da inserire nel modello stesso.

# **Antenne Stampate**

## **EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE**

Conviene quindi vedere in maniera più empirica gli effetti di cui devo tenere conto quando considero la cavità reale; includendo tali effetti nel modello ideale si riescono ad ottenere risultati più precisi.

In sostanza occorre tenere conto di almeno tre fattori:

- Effetti capacitivi ai bordi dell'antenna
- Eccitazione di onde superficiali
- Irradiazione

per avere una buona accuratezza di analisi.

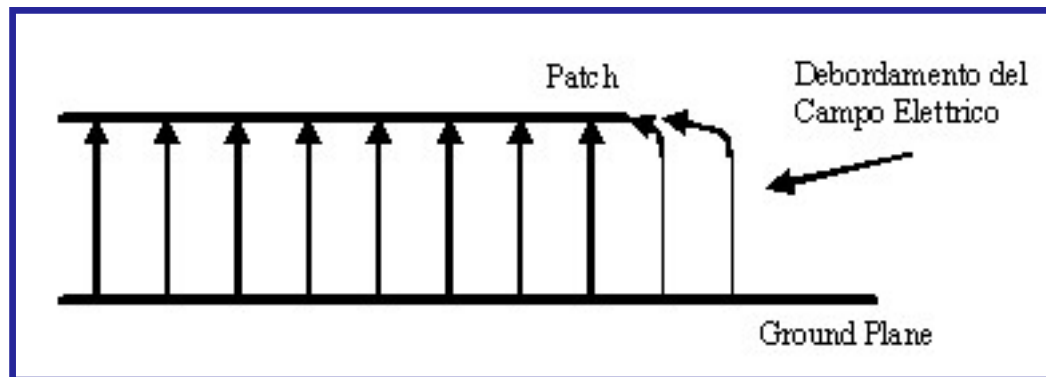
# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Gli effetti capacitivi ai bordi dell'antenna possono essere facilmente inclusi considerando un patch più grande.

Una valutazione quantitativa (che però dipende dal modo) si può ottenere considerando il patch rettangolare come un tratto di linea in microstrip.

Il campo tende a debordare dal patch, e non va a zero bruscamente dove finisce il patch, ma occupa anche una zona all'esterno: si ha quindi un effetto capacitivo esterno al bordo del patch.



# Antenne Stampate

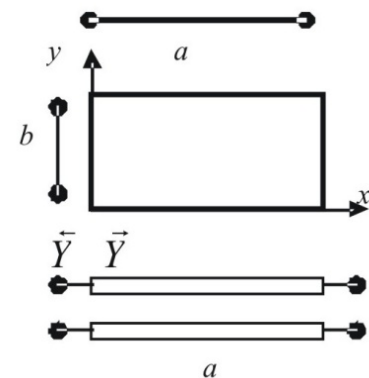
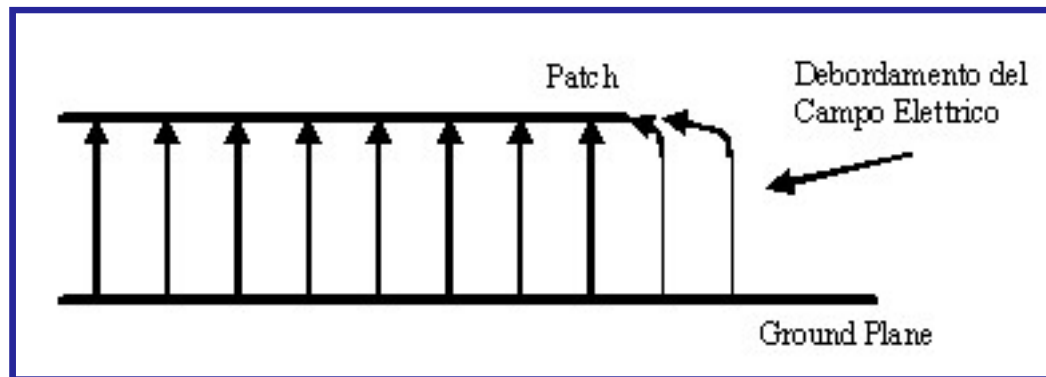
## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Di questo effetto capacitivo si tiene conto eseguendo l'analisi della struttura con un patch di dimensioni un po' più grandi delle reali dimensioni fisiche, ossia utilizzo per il patch le sue dimensioni equivalenti.

Per cui alla fine otterrò una frequenza di risonanza che sarà un pò più bassa della frequenza che otterrei analizzando la struttura con le dimensioni fisiche dell'antenna.

Per il modo (1,0) la linea equivalente è lungo x.

La sua larghezza efficace è calcolabile una volta nota l'impedenza, e tenendo conto degli effetti dispersivi dovuti all'elevato rapporto  $b/\lambda_0$ .

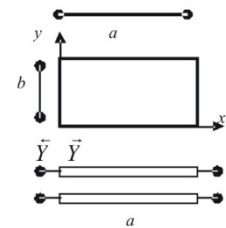


# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Naturalmente questi effetti dispersivi (e quindi la larghezza efficace dell'antenna) dipendono dalla frequenza, ma è possibile stimare la larghezza efficace a partire dai valori statici (per frequenza nulla).

La larghezza efficace sostituisce ***b*** nei calcoli.



Per quanto riguarda l'incremento di ***a***, esso può essere calcolato come incremento dovuto alle due terminazioni aperte.

Si noti comunque che le variazioni di ***a*** e ***b*** sono dell'ordine di grandezza dello spessore  $h$  del substrato. Inoltre l'allungamento del lato radiante (lungo ***b*** per il modo (1,0)) e di quello risonante (lungo ***a*** per il modo (1,0)) dipendono dal modo, e sono in genere diversi fra loro.

E' inoltre necessario anche tener conto del fatto che il dielettrico ha una costante dielettrica efficace leggermente minore di  $\epsilon_r$ . Anche questa può essere calcolata come  $\epsilon_{eq}$  di una linea (dispersiva) a microstrip.

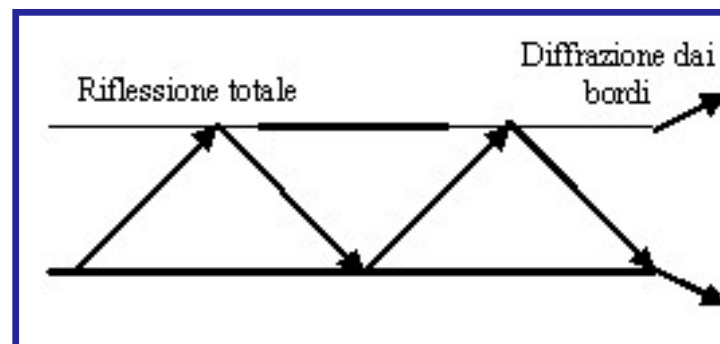
# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Il secondo effetto da tenere in conto è dovuto alla possibilità che in un'antenna stampata si propagano onde superficiali; il substrato dielettrico può essere visto come una guida d'onda, nella quale si può eccitare un modo (che si propaga per qualunque frequenza, avendo una frequenza di taglio nulla), detto “onda superficiale”, che assorbe potenza.

Nella propagazione nel dielettrico, vista in termini di raggi, si ha che se il raggio incide all'interfaccia dielettrico-aria oltre l'angolo limite, esso resta confinato nel dielettrico ed interagisce col campo della struttura.

In tal caso infatti le onde vengono riflesse sia dal piano di massa che all'interfaccia dielettrico-aria, propagandosi all'interno del dielettrico.



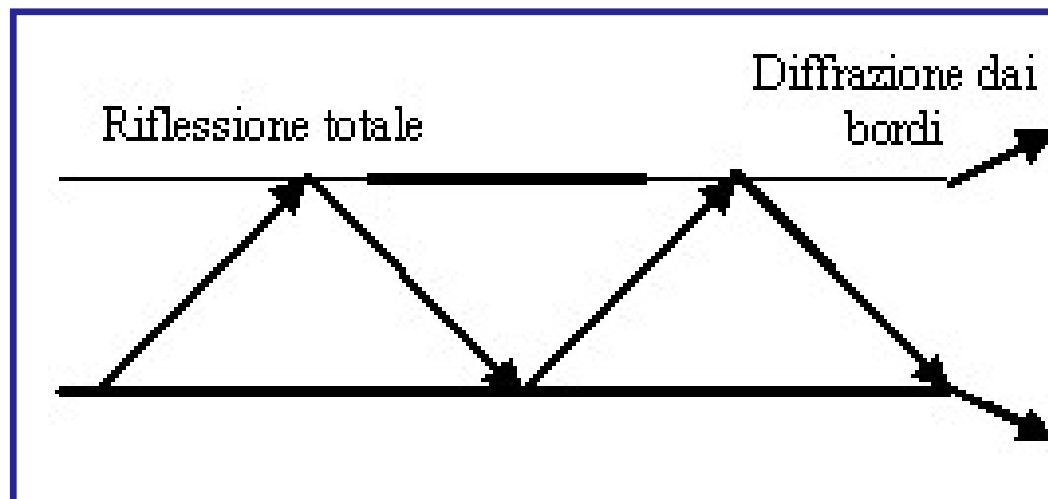
# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Questo tipo di onde è causa di una diminuzione di efficienza della struttura, di fenomeni di accoppiamento fra più elementi del circuito, e di un contributo indesiderato all'irradiazione (diffrazione dai bordi).

L'eccitazione di onde superficiali è in genere trascurabile se  $h < \lambda_0 / (10\sqrt{\epsilon_r})$  il che si verifica quasi sempre.

Quindi il fenomeno dell'onda superficiale è da considerare solo per substrati relativamente spessi, ovvero solo per frequenze sufficientemente elevate.



# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

L'effetto più importante è comunque quello dell'irradiazione.

L'irradiazione aggiunge un ulteriore termine di potenza dissipata, la potenza irradiata (che poi è la potenza utile, dato che l'antenna deve irradiare).

Quindi nel bilancio di potenza dovrò considerare

- La potenza dissipata dalle perdite nel dielettrico
- La potenza dissipata dalle perdite dovute al conduttore non perfetto
- La potenza dissipata dall'onda superficiale
- la potenza irradiata, che è la maggior parte della potenza totale (perchè ovviamente l'efficienza dell'antenna è il rapporto fra la potenza irradiata e la potenza assorbita, e se la potenza irradiata fosse piccola, l'efficienza sarebbe troppo bassa, mentre deve essere il più grande possibile).

Le “perdite” per irradiazione dominano quindi il Q totale della cavità (in caso contrario l'efficienza dell'antenna sarebbe bassissima).



# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Per tenerne conto della potenza irradiata totale si può calcolare la potenza irradiata  $P_{irr}$  dovuta ad ogni modo, e determinare il relativo fattore di merito dovuto alla sola irradiazione:  $Q_{irr} = \omega W_{em} / P_{irr}$ .

Per il modo fondamentale possiamo dunque scrivere che:

$$\frac{1}{Q_{(1,0)}} = \frac{1}{Q_{(1,0),loss}} + \frac{1}{Q_{(1,0),irr}}$$

dove  $Q_{(1,0)}$  è il fattore di merito complessivo della cavità,  $Q_{(1,0),irr}$  è quello dovuto alla sola irradiazione e  $Q_{(1,0),loss}$  è quello dovuto agli altri meccanismi di perdita.

Di solito  $Q_{(1,0),loss}$  è dell'ordine di alcune decine, e può raggiungere anche qualche centinaio; tramite l'irradiazione riesco a far diminuire il  $Q_{(1,0),irr}$  e di conseguenza a far scendere il  $Q_{(1,0)}$  complessivo e ad allargare la banda dell'antenna fino a qualche %.

$$Q_{(1,0),loss} = 100; \quad Q_{(1,0),irr} = 20 \quad \rightarrow \quad \frac{1}{Q_{(1,0)}} = \frac{1}{100} + \frac{1}{20} = \frac{1}{17}$$

$$\rightarrow Q = 17 \quad \rightarrow \quad B_{\%} = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{34} = 3\%$$

# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Vediamo di caratterizzare il fenomeno di irradiazione di un'antenna stampata.

Sull'antenna si inducono, per ogni modo della cavità, delle correnti elettriche che irradiano, pari a:

$$\underline{J}_e = \underline{i}_z \times \underline{H}_t \quad \underline{H}_t \propto \left[ \frac{n\pi}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_y - \frac{m\pi}{b} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_x \right]$$

Esaminando la forma di  $\underline{H}_t$ , e limitandosi ai modi di ordine più basso, si trova che i modi (1,0), (0,1) (e anche (1,1)) hanno correnti equifase e quindi una irradiazione ortogonale al patch.

I modi (2,0) e (0,2) invece, hanno un nullo in direzione ortogonale.

I modi utilizzati, essendo gli unici modi che irradiano con una certa efficienza, sono quindi i modi (0,1) e (1,0), che producono due campi fra loro ortogonali, e le loro frequenze di risonanza sono le effettive frequenze di funzionamento delle antenne.

# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Nel modo (1,0) il campo elettrico ha la forma di coseno lungo x, e quello magnetico è diretto tutto lungo l'asse y, quindi la corrente elettrica equivalente è diretta lungo l'asse x.

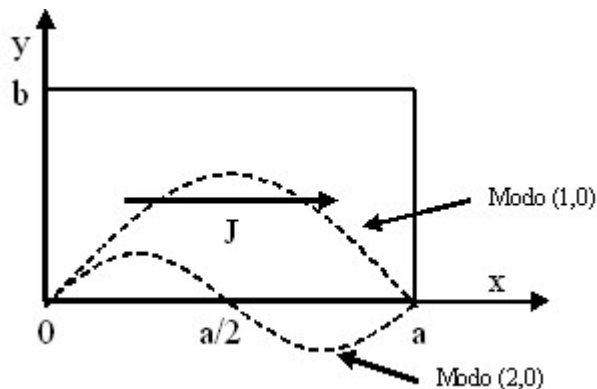
La frequenza di risonanza per questo modo vale:

$$\omega_{ris} = \frac{\pi / a}{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 \mu_0}} \rightarrow a \cong \frac{\lambda_d}{2}$$

$$\underline{H}_t \propto \left[ \frac{n\pi}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_y - \frac{m\pi}{b} \cos \frac{n\pi x}{a} \sin \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_x \right]$$



$$\underline{H}_{t,10} \propto \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi x}{a} \underline{i}_y; \quad \underline{H}_{t,20} \propto \frac{2\pi}{a} \sin \frac{2\pi x}{a} \underline{i}_y$$



*Il modo 10 ha un massimo al centro  
ortogonalmente all'antenna.*

*Il modo 20 non irradia al centro,  
irradia un po' ai lati, ma irradia male.*

*E così via per i modi superiori.*

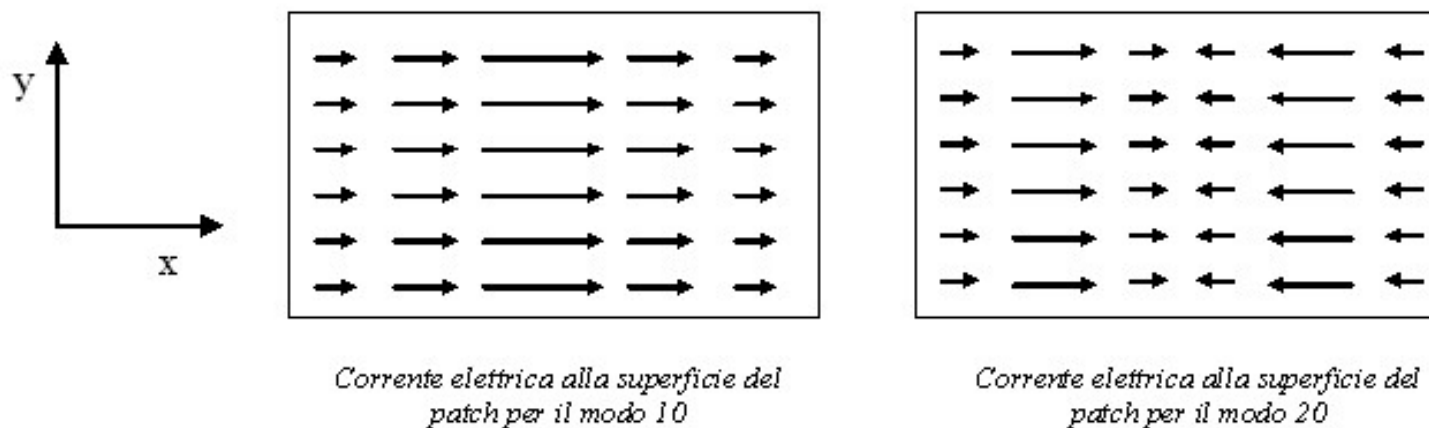
# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Nel grafico sottostante è mostrata la variazione di ampiezza della corrente elettrica equivalente sul patch per i modi (1,0) e (2,0).

Come si vede la corrente in entrambi i casi è costante con  $y$ , mentre lungo  $x$  è massima per  $x=a/2$  nel modo (1,0) ed è nulla in tale punto per il modo (2,0).

Quindi il modo (1,0) ha un massimo di irradiazione in direzione ortogonale al patch.



# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

L'impedenza di ingresso dell'antenna può essere calcolata dalla seguente espressione:

$$Z_{IN} = \frac{P_T + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}I_0 I_0^*}$$

con  $I_0$  corrente in ingresso all'antenna attraverso il cavo coassiale di alimentazione,  $W_m$  e  $W_e$  energie magnetica ed elettrica immagazzinate nella cavità e  $P_T$  potenza complessiva dissipata per i vari meccanismi di perdita (conduttore, dielettrico, irradiazione, onda superficiale).

# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Il fattore di merito  $Q$  è sufficientemente elevato da giustificare l'approssimazione di cavità ideali (senza perdite) per il calcolo dell'energia immagazzinata ed anche per la potenza dissipata è ragionevole utilizzare le espressioni del campo in cavità calcolate in assenza di perdite.

L'errore che si commette infatti utilizzando per il campo in cavità reale le espressioni del campo in cavità ideale è dell'ordine di  $1/Q$ , e se  $Q$  è elevato tale errore è trascurabile (ad esempio, se  $Q=100$  l'errore che si commette è dell'1%).

Fin qui si sono trascurati i modi superiori; alla frequenza di risonanza  $f_{\text{res},10}$  del modo fondamentale 10, le energie elettrica e magnetica immagazzinate dal campo elettromagnetico del modo sono uguali ( $W_{e,10}=W_{m,10}$ ), ma per tutti gli altri modi tali energie sono diverse ( $W_{e,nm} \neq W_{m,nm}$ ), poichè essi risuonano a frequenze diverse.

# Antenne Stampate

## EFFETTO DELL'IRRADIAZIONE

Quindi in generale alla frequenza di risonanza del modo fondamentale  $f_{\text{res},10}$  le energie elettrica e magnetica totali non sono esattamente uguali:  
 $W_{\text{e,TOT}} \neq W_{\text{m,TOT}}$ .

I modi superiori, dunque, mi fanno variare, anche se di poco, la  $f_{\text{res},10}$  del modo fondamentale e allora mi devo spostare di poco da tale frequenza per compensare questa differenza di energia.

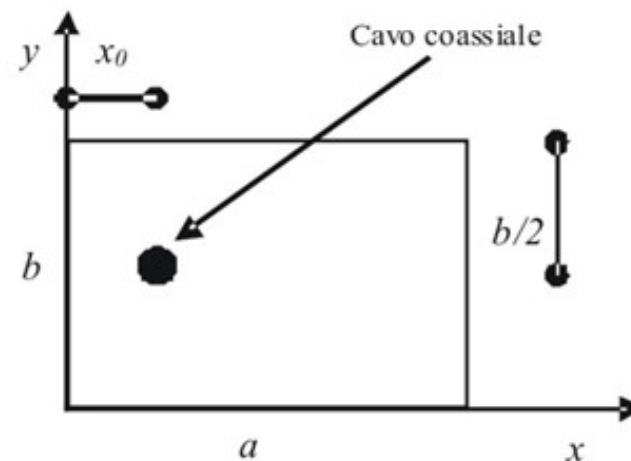
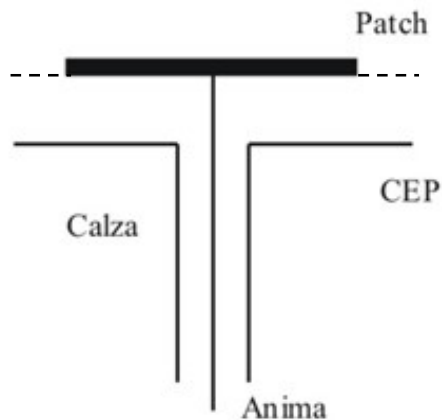
Se voglio avere una stima precisa dell'impedenza di ingresso della struttura  $Z_{\text{IN}}$ , devo allora calcolare le frequenze di risonanza e le eccitazioni di tutti i modi che hanno un peso (da qualche unità a qualche decina di modi superiori), e fare un bilancio di potenze (anche reattivo) all'ingresso dell'antenna.

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Supponiamo che l'antenna sia eccitata con un cavo coassiale posto come in figura, e assumiamo nota la corrente sul conduttore centrale del cavo, corrente che produrrà all'interno della cavità un campo elettromagnetico:

$$\underline{J} = J(x, y)\underline{i}_z$$





# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Per calcolare il campo eccitato possiamo cercarlo come sovrapposizione di modi:

$$\underline{E} = \sum_{n,m} \frac{C_{nm}}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_z$$

imponendo che soddisfi l'equazione d'onda per  $\underline{E}$ :

$$\nabla \times \nabla \times \underline{E} - k^2 \underline{E} = -j\omega\mu_0 \underline{J}$$

Essendo:  $\underline{E} = E_z \underline{i}_z$  (per ipotesi) e  $\nabla \cdot \underline{E} = 0$ , si ottiene:

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu_0 J$$

dove nella precedente si è sostituito al doppio prodotto vettoriale la sua espressione:  $\nabla \times \nabla \times \underline{E} = \nabla(\nabla \cdot \underline{E}) - \nabla^2 \underline{E}$

ed il termine  $\nabla \cdot \underline{E} = \nabla \cdot E_z \underline{i}_z = \partial E_z(x, y) / \partial z = 0$  in quanto per ipotesi il campo elettrico è costante con z.

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = j\omega\mu_0 J$$

$$\underline{E} = \sum_{n,m} \frac{C_{nm}}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \underline{i}_z$$

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

Sostituendo l'espressione del campo in termini di combinazione lineare di modi, si ottiene:

$$\sum_{n,m} (k^2 - k_{nm}^2) \frac{C_{nm}}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} = j\omega\mu_0 J(x, y)$$

dove nella precedente si è sfruttato il fatto che il laplaciano di una somma è pari alla somma dei laplaciani (  $\nabla^2 \sum = \sum \nabla^2$  ) e che i termini in seno e coseno dell'espansione modale sono autofunzioni del laplaciano con autovalore  $k_{nm}^2$  (  $\nabla^2 \underline{E} = -k_{nm}^2 \underline{E}$  ).

La precedente equazione può essere vista come una espansione in serie di Fourier della corrente  $J(x, y)$ .

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Moltiplicando per la generica funzione di modo  $\underline{e}_{n,m}$ , integrando nel volume e sfruttando l'ortogonalità fra i modi, e la loro normalizzazione, si ricava l'ampiezza del modo nm-esimo:

$$C_{nm} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{nm}^2} \int_V J(x, y) \frac{1}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} dx dy dz$$

dove a primo membro si ha:

$$\sum_{n,m} \int_V \left( \frac{C_{nm}}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} \right) \left( \frac{1}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n'\pi x}{a} \cos \frac{m'\pi y}{b} \right) dV = C_{nm}$$

essendo le funzioni di modo normalizzate nel volume ed essendo nella sommatoria nulli tutti i termini tranne quelli per cui  $n=n'$  ed  $m=m'$ , in quanto sono nulli tutti gli integrali con  $n$  ed  $m$  diversi da  $n'$  ed  $m'$ .

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

La risposta in frequenza di  $C_{nm}$  è la classica risposta risonante di un risuonatore ideale, con eccitazione infinita alla risonanza.

A causa delle perdite, comunque, la curva di risonanza si “addolcisce” diventando quella di un risuonatore reale, a forma di campana.

Vediamo quanto vale l'ampiezza del modo risonante, tenendo ovviamente conto del fatto che il nostro risuonatore è un risuonatore reale, ed ha quindi delle perdite.

I tre meccanismi di perdita, in realtà, non sono esattamente sommabili.

Se però si suppone che i modi siano ortogonali anche se integrati solo sulle pareti (ipotesi valida sicuramente per un patch rettangolare) allora l'utilizzo del  $Q_{TOT}$  è una buona approssimazione del vero comportamento. Ovviamente utilizzeremo  $Q_{TOT}$  come avremmo considerato  $Q_{irr}$  (che ne è il contributo dominante).

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Poiché la riduzione della frequenza di risonanza è già tenuta in conto dall'allungamento del patch, allora, per tenere conto delle perdite, basta sostituire alla frequenza  $\omega$  la frequenza complessa (*definizione di Q*)

$$\omega \rightarrow \omega \left( 1 + \frac{j}{2Q_{TOT}} \right)$$

e, se la frequenza è prossima ad  $\omega_{nm}$  (ed infatti siamo interessati al comportamento nell'intorno della frequenza di risonanza), essa è circa

$$\omega + \frac{j\omega_{nm}}{2Q_{TOT}}$$

Si noti che, per risuonatori ideali, ossia quando  $Q$  tende all'infinito, la parte reale del polo,  $\omega_{nm}/2Q_{TOT}$ , tende a zero e la risposta in frequenza tende a quella di un risuonatore ideale, come deve essere.

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Si trova così :

$$(k^2 - k_{nm}^2) = \frac{\omega^2 - \omega_{nm}^2}{c^2}$$

e inoltre:

$$\frac{c^2}{\omega^2 - \omega_{nm}^2} = \frac{c^2}{(\omega - \omega_{nm})(\omega + \omega_{nm})} = \frac{c^2}{\left(\omega + j\frac{\omega_{nm}}{2Q_{TOT}} - \omega_{nm}\right)(\omega_{nm} + \omega_{nm})}$$

e pertanto l'ampiezza del modo diventa:

$$C_{nm} = \frac{j\omega\mu_0 c^2}{2\omega_{nm}(\omega - \omega_{nm} + j\omega_{nm}/2Q_{TOT})} \int J(x, y) \frac{1}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} dx dy dz$$

Si ottiene quindi la tipica curva di risonanza, con dipendenza di  $|C_{nm}|^2$  da  $\omega$  del tipo:

$$|g(\omega)|^2 = \frac{1}{\left|\omega - \omega_{nm} + j\omega_{nm}/2Q_{TOT}\right|^2} = \frac{1}{(\omega - \omega_{nm})^2 + \omega_{nm}^2/4Q_{TOT}^2}$$

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

La frequenza di risonanza, ovvero di massima eccitazione, è  $\omega_{nm}$  e la larghezza totale di banda a 3 dB si ottiene da  $B = 2(\omega_3 - \omega_{nm})$  con:

$$(\omega_3 - \omega_{nm})^2 = \omega_{nm}^2 / 4Q_{TOT}^2 \rightarrow \omega_3 - \omega_{nm} = \omega_{nm} / 2Q_{TOT} \rightarrow B = \omega_{nm} / Q_{TOT}$$

La banda percentuale vale  $1/Q_{TOT}$ .

L'ampiezza dell'eccitazione dipende poi dalle componenti di Fourier di  $J(x,y)$ .

Se il probe coassiale è piccolo rispetto ad  $a, b$  allora (essendo il cavo connesso alla coordinata  $[x_0, y_0]$ , con  $y_0 = b/2$ ):

$$|C_{nm}|^2 \propto \left| \cos \frac{n\pi x_0}{a} \cos \frac{m\pi b/2}{b} \right|^2 = \left| \cos \frac{n\pi x_0}{a} \cos \frac{m\pi}{2} \right|^2$$

# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Se si usa il modo (1,0):

$$|C_{10}|^2 = \left( \frac{\mu_0 c^2}{2} \right)^2 |g(\omega)|^2 |I_F|^2 \cos^2 \frac{\pi x_0}{a} \frac{h^2}{\tilde{V}_{10}}$$

essendo  $I_F = \int J(x, y) dx dy$  la corrente che scorre nel probe coassiale.

Alimentando alla frequenza di risonanza  $\omega = \omega_{10}$  si ha:

$$|g(\omega)|^2 = \frac{4Q_{TOT}^2}{\omega_{10}^2} \quad |C_{10}| = \frac{\zeta Q_{TOT}}{k_{10}} |I_F| \cos \frac{\pi x_0}{a} \frac{h}{\sqrt{\tilde{V}_{10}}}$$

Notiamo che nelle espressioni precedenti  $k_{10}$  è la risonanza “geometrica” della cavità, ossia non tiene conto della eventuale presenza del dielettrico.

Di quest’ultimo si tiene conto solo in  $\omega_{nm}$



# Antenne Stampate

## ECCITAZIONE CON CAVO COASSIALE

Dato che di solito il diametro del cavo coassiale è piccolo rispetto all'antenna, si può anche approssimare la corrente del cavo con un impulso posto in  $x=x_0$ ,  $y=b/2$ :  $J(x, y) = I_F \delta(x - x_0) \delta(y - b/2)$ .

In tal caso l'ampiezza del modo nm-esimo è:

$$\begin{aligned} C_{nm} &= \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{nm}^2} \int I_F \delta(x - x_0) \delta(y - b/2) \frac{1}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} \cos \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{m\pi y}{b} dx dy dz = \\ &= \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{nm}^2} \frac{h}{\sqrt{\tilde{V}_{nm}}} I_F \cos \frac{n\pi x_0}{a} \cos \frac{m\pi}{2} \end{aligned}$$

e quindi posso aumentare l'eccitazione del modo n-esimo semplicemente spostando il punto di alimentazione  $x_0$ .

Inoltre è importante sottolineare che, per eccitare bene un modo, si deve utilizzare una corrente di eccitazione simile alla forma del campo di quel modo.

# Antenne Stampate

## INCREMENTO DELLA BANDA PASSANTE ED EFFETTO DEI MODI SUPERIORI

La banda passante di una antenna stampata è inversamente proporzionale al fattore di merito  $Q_{TOT}$ .

Bande passanti di 1÷2 % sono tipiche delle antenne stampate e possono essere allargate solo riducendo il  $Q_{TOT}$ .

Possibili tecniche sono la riduzione di  $\epsilon_r$  (che riduce la  $W_{em}$ ), l'incremento dello spessore  $h$  del substrato (che fa aumentare linearmente la  $W_{em}$  e quadraticamente la  $P_{in}$ ), la riduzione del volume della cavità a parità di irradiazione (ad es. antenne ad anello).

# **Antenne Stampate**

## **INCREMENTO DELLA BANDA PASSANTE ED EFFETTO DEI MODI SUPERIORI**

Utilizzare un substrato di altezza  $h$  elevata migliora le cose dal punto di vista dell'irradiazione in quanto la corrente che irradia  $J_e$  (quella equivalente al patch) è posta su un CEP (il piano di massa), e quindi le correnti che irradiano sono  $J_e$  e la sua immagine, che rispetto ad un CEP è opposta a  $J_e$  (sono correnti parallele al CEP).

Quindi se allontanano queste due correnti immagini (ossia se uso un substrato più spesso), miglioro l'irradiazione.

Se al posto del CEP nel conduttore di massa mettessi un CMP, allora le correnti immagine anziché sottrarsi si sommerebbero, migliorando l'irradiazione.

Questo tipo di CMP può essere ottenuto utilizzando certi metalli che sono “risonanti”, ossia si comportano come CMP su una certa banda.

# **Antenne Stampate**

## **INCREMENTO DELLA BANDA PASSANTE ED EFFETTO DEI MODI SUPERIORI**

L'introduzione di CMP nel piano di massa implica che il campo  $E_z$  ora non è più costante, e quindi la corrente si “diffonde” su uno spazio maggiore.

Quindi con i CMP aumenta anche il guadagno dell'antenna, in quanto la corrente distribuita su uno spazio maggiore fa sembrare l'antenna più grande.

Un altro effetto legato al fattore di merito è l'eccitazione dei modi superiori della cavità.

Questi modi contribuiscono in maniera significativa all'energia immagazzinata nella cavità e possono spostare la frequenza di risonanza anche di alcuni  $\%_0$ , che è una variazione consistente se rapportata alla banda dell'antenna.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Consideriamo una antenna stampata modellizzata mediante una cavità risonante chiusa (modello a cavità); si è visto che alimentando una tale antenna con un cavo coassiale si ottiene un coefficiente di eccitazione per il modo fondamentale pari a:

$$|C_{10}| = \frac{h}{\sqrt{\tilde{V}_{10}}} \frac{Q_{10}\zeta}{k_{10}} \left| I_F \cos \frac{\pi x_0}{a} \right|$$

dove  $I_F$  è la corrente totale che scorre nel cavo coassiale, ed  $x_0$  è la distanza del punto di alimentazione da bordo dell'antenna stampata.

L'eccitazione è tanto più grande quanto più grande è il fattore di merito della cavità, ossia quanto maggiore è l'energia che si immagazzina nella cavità per una data potenza dissipata.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Pertanto, l'ampiezza del modo fondamentale,  $C_{10}$ , mi dà informazioni su quanta energia è presente nella cavità.

A partire da  $C_{10}$  posso ricavare la parte reale dell'impedenza di ingresso  $Z_{IN}$  dell'antenna vista dal cavo coassiale (ossia è l'impedenza che si vede “guardando” dentro il cavo coassiale).

E' possibile ricavare solo la parte reale di tale impedenza di ingresso, in quanto per ottenerla si farà un bilancio di potenze attive:

$$P_{IN} = \frac{1}{2} R_{IN} |I_F|^2 \quad \text{potenza in ingresso all'antenna}$$

$$P_d = \frac{\omega W_{em}}{Q_{10}} \quad \text{potenza complessiva dissipata dall'antenna}$$

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Queste due potenze devono essere uguali, pertanto si ha:

$$P_{IN} = P_d \quad \rightarrow \quad R_{IN} = \frac{2P_{IN}}{|I_F|^2} = \frac{2P_d}{|I_F|^2} = \frac{2}{|I_F|^2} \frac{\omega W_{em}}{Q_{10}} = \frac{2}{|I_F|^2} \frac{\omega \left( \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_r |C_{10}|^2 \right)}{Q_{10}}$$

E, sostituendo il valore di  $C_{10}$ :

$$R_{IN} = \frac{\omega_{10} \varepsilon_0 \varepsilon_r Q_{10} h^2 \zeta^2}{\tilde{V}_{10} k_{10}^2} \cos^2 \frac{\pi x_0}{a}$$

Questo significa che si può controllare il valore della resistenza di ingresso all'antenna scegliendo opportunamente il punto di alimentazione a cui connettere il cavo coassiale (l'offset  $x_0$ ).

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Più si è vicini al bordo dell'antenna, più è grande la sua  $R_{IN}$ .

Dato che alla frequenza di risonanza del primo modo l'impedenza di ingresso  $Z_{IN}$  è puramente reale (per definizione di risonanza), è possibile scegliere la posizione dell'offset  $x_0$  per adattare l'antenna direttamente, senza ricorrere a nessun adattamento esterno (come stub o linee a  $\lambda/4$ ).

Se si posizionasse l'alimentazione esattamente al centro dell'antenna ( $x_0 = a/2$ ), dall'espressione precedente si otterrebbe una resistenza di ingresso  $R_{IN} = 0$ .

In realtà questo non è vero. Infatti la resistenza di ingresso è stata calcolata presupponendo che l'unico modo ad assorbire potenza sia il modo fondamentale 10; se sto alla risonanza del modo 10, questo è sostanzialmente vero, poiché esso è l'unico modo ad assorbire significativamente potenza, mentre gli altri modi sono eccitati così poco che praticamente non dissipano potenza.



# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Questo è vero, purchè il modo 10 sia eccitato; se infatti il modo 10 è eccitato, assumere che esso sia l'unico modo ad assorbire potenza alla sua frequenza di risonanza è corretto; ma se si pone l'alimentazione esattamente al centro, il modo 10 non è più eccitato e quindi devo considerare anche gli altri modi, che dissipano una potenza piccola, ma comunque diversa da zero.

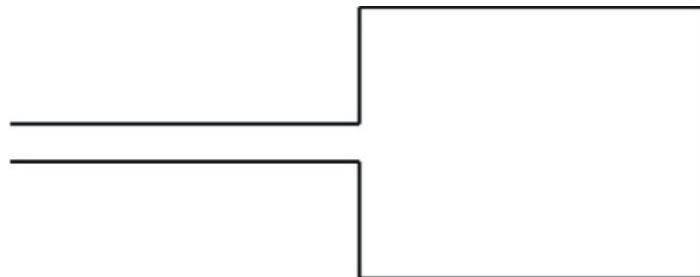
Quindi la formula precedente per  $R_{IN}$  vale purchè non si metta l'alimentazione al centro.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Si possono utilizzare espressioni simili a quella ottenuta per il cavo coassiale per stimare la  $R_{IN}$  per diversi tipi di eccitazioni.

Ad esempio posso collegare direttamente una linea a microstriscia al bordo del patch. In tal caso è come se alimentassi l'antenna con un cavo coassiale posto sul suo bordo. La resistenza di ingresso in questo caso assume il valore:



$$R_{IN} = \frac{1}{2} 90 \left( \frac{\lambda_0}{w_e} \right)^2$$

con  $\lambda_0$  lunghezza d'onda nel vuoto e  $w_e$  larghezza efficace della microstrip.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Questa resistenza di irradiazione ha un valore di qualche centinaio di Ohm e in questa posizione si ha la massima resistenza di ingresso possibile.

E' quindi sicuramente necessario interporre fra la strip di alimentazione e l'antenna un circuito di adattamento (ad esempio un tratto a  $\lambda/4$ ).

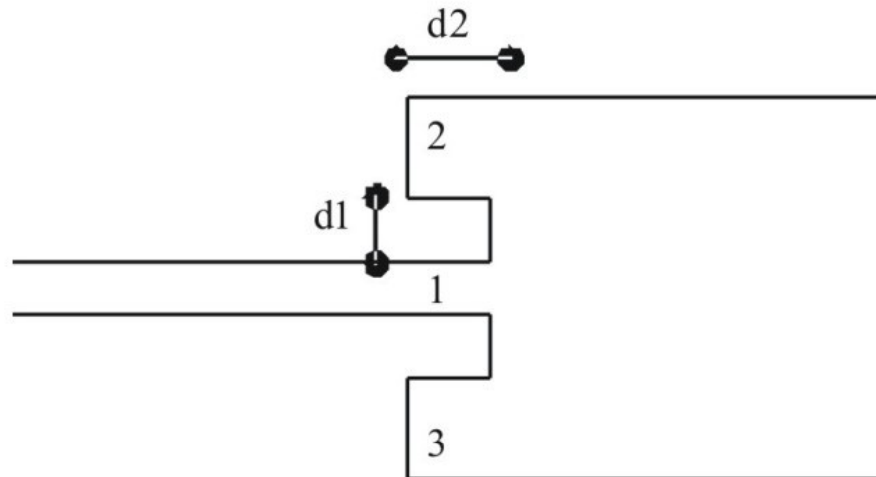
E' però possibile, sempre utilizzando un tipo di alimentazione diretta, adattare scegliendo il punto di alimentazione. Infatti la  $R_{IN}$  diminuisce se la linea di alimentazione entra dentro il patch.

Quindi si applica un taglio sul patch da un lato e si connette la linea di alimentazione internamente al patch.

In tal modo la  $R_{IN}$  diminuisce ed è possibile adattare l'antenna in maniera semplice.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE



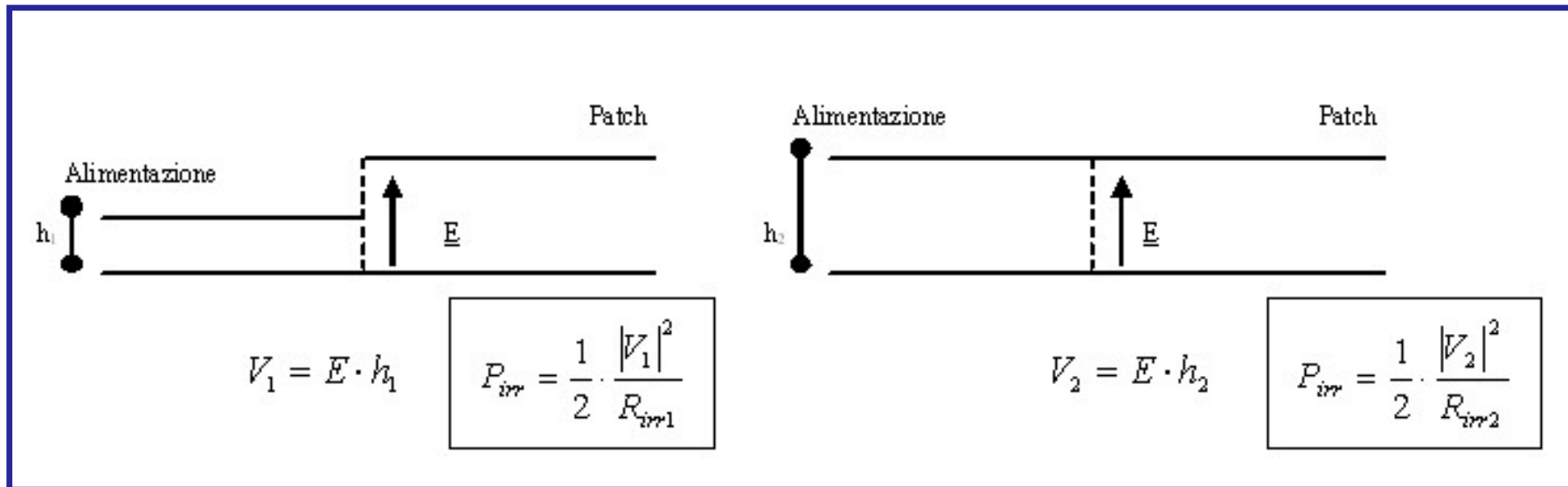
Solitamente la grandezza del taglio  $d_1$  è dell'ordine dello spessore del substrato ( $h/2 < d_1 < h$ ), e  $d_1$  è scelto in modo che le aperture create dal taglio siano “coperte” dalla larghezza equivalente della linea di alimentazione 1 e dei tratti di linea 2 e 3, di modo che il patch risulti comunque senza buchi dal punto di vista delle larghezze efficaci.

Inoltre  $d_1$  deve essere sufficientemente grande da disaccoppiare la linea di alimentazione 1 e i tratti di linea 2 e 3.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Un'altra possibilità consiste nel porre la microstruttura di alimentazione più in basso dell'antenna stampata. In questo caso, a parità di potenza irradiata (che significa che il campo elettrico sul bordo del patch deve essere lo stesso nei due casi) la tensione sulla linea di alimentazione è minore, poichè tale tensione è proporzionale allo spessore del substrato. Per cui la resistenza di irradiazione è più piccola.



Essendo  $V_1 < V_2$ , e poichè la potenza irradiata è la stessa (il campo elettrico è lo stesso sul bordo del patch), ne segue che la resistenza di irradiazione nel primo caso è minore che nel secondo caso.

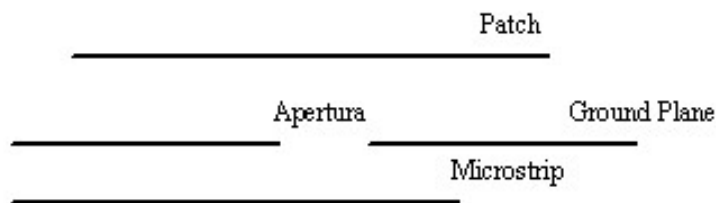
# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

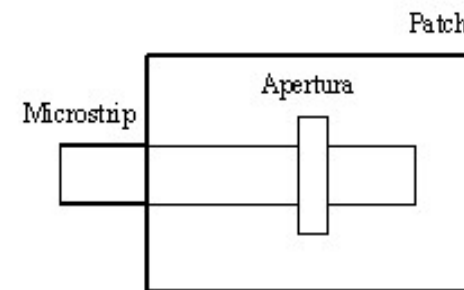
Le tecniche di alimentazione fin qui viste consentono l'adattamento scegliendo il punto di alimentazione in maniera opportuna.

E' possibile comunque utilizzare una tecnica un po' più complessa per alimentare l'antenna stampata.

Tale tecnica prevede l'accoppiamento tramite apertura, e consiste nell'alimentare l'antenna mediante un'apertura praticata nel piano di massa; l'apertura può essere un foro tondo o quadrato, o una fenditura rettangolare (slot).



*VISTA DI LATO*

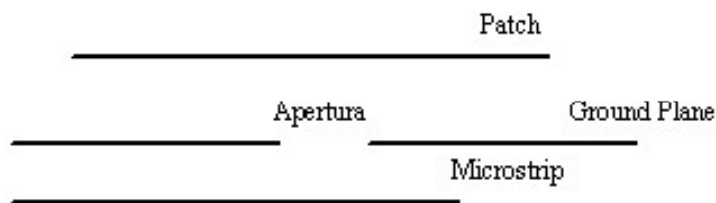


*VISTA DALL'ALTO*

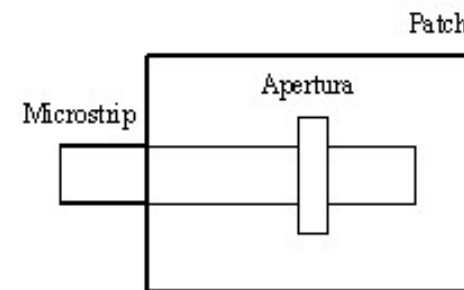
# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Ovviamente questa tecnica di alimentazione è più complessa delle precedenti, in quanto si devono realizzare due circuiti differenti (uno di alimentazione ed uno di irradiazione) che si devono poi sovrapporre con precisione.



*VISTA DI LATO*



*VISTA DALL'ALTO*

La microstrip di alimentazione prosegue di solito per  $\lambda/4$  oltre il foro, che equivale a riportare un cortocircuito sulla apertura;  
E'anche possibile giocare sulla lunghezza di tale stub per migliorare l'adattamento.

# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

Si è detto che lo svantaggio maggiore di questo tipo di alimentazione è legato alla sua complessità.

I vantaggi maggiori sono legati al fatto che con questa struttura a doppio substrato si disaccoppia quasi completamente la parte radiante dal circuito di alimentazione.

Inoltre un patch funziona bene se lo spessore del substrato è elevato e se la sua costante dielettrica è piccola. Infatti, l'energia elettromagnetica immagazzinata nella cavità  $W_{em}$  è proporzionale alla costante dielettrica del substrato  $\epsilon_r$ , e di conseguenza anche il fattore di merito lo è (essendo  $Q$  proporzionale alla  $W_{em}$ ); quindi tanto più è piccola  $\epsilon_r$ , tanto più è piccolo il  $Q$  e quindi tanto maggiore è la banda dell'antenna.



# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

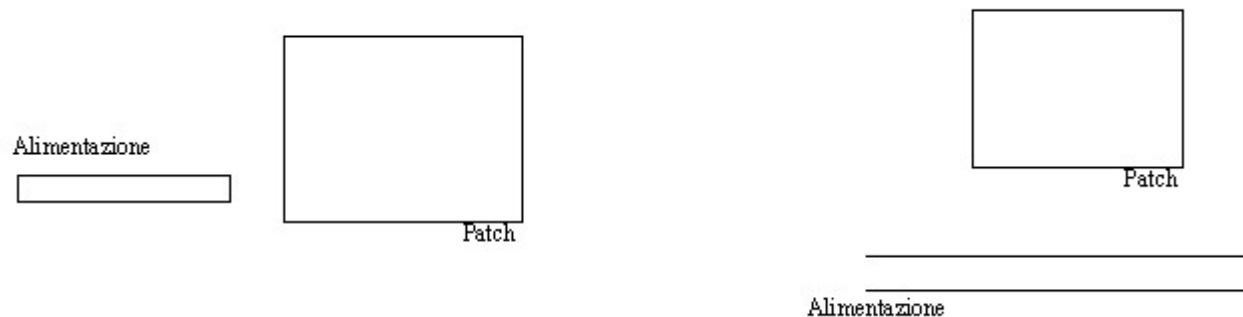
Inoltre, la potenza irradiata è proporzionale al quadrato dello spessore del substrato  $h$ , e quindi se tale spessore aumenta, la potenza irradiata aumenta, ed il corrispondente fattore di merito  $Q$  diminuisce, aumentando l'efficienza ed allargando la banda dell'antenna (si noti che mentre la potenza irradiata è proporzionale ad  $h^2$ , il resto della potenza dissipata è proporzionale ad  $h$ ).

La struttura di alimentazione per essere efficiente deve invece avere un substrato sottile ed una elevata costante dielettrica; quindi con questa struttura posso ottimizzare separatamente la microstrip che deve irradiare e quella che deve alimentare la struttura.

# Antenne Stampate

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

Un'altra possibile tecnica di alimentazione è l'alimentazione per accoppiamento elettromagnetico.



In tal caso la linea di alimentazione non è direttamente connessa al patch, ma si interrompe prima.

Si fa in modo che la linea di alimentazione sia abbastanza vicina al patch, in modo che il campo generato dal tale linea tenda ad alimentare il patch stesso.

E' una sorta di collegamento tramite il campo irradiato; è come se avessi un trasformatore di impedenza, infatti variando le dimensioni del gap è possibile adattare l'antenna.

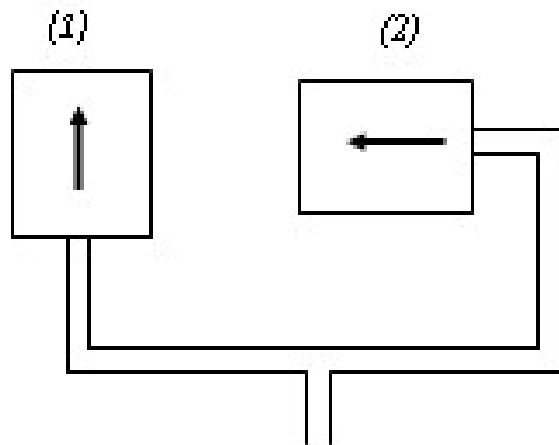
La linea di alimentazione può anche essere posta a fianco al patch.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Tutte le tecniche di alimentazione viste finora sono tecniche di alimentazione per antenne in polarizzazione lineare.

Vediamo ora come si deve alimentare una antenna stampata o un sistema di antenne stampate se voglio irradiare un campo che sia polarizzata circolarmente.



Per avere polarizzazione circolare si devono avere due campi irradiati nello spazio ortogonali fra loro, con uguale modulo e sfasati di  $90^\circ$ .

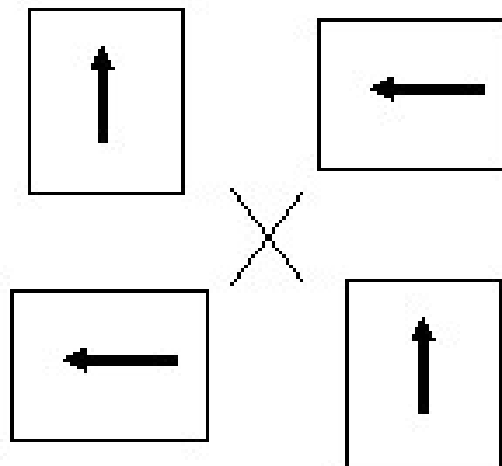
Posso quindi pensare di utilizzare un sistema di due antenne uguali collegate da una rete di alimentazione sfasata di  $90^\circ$ .

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Se però si utilizzano solo due antenne, il centro di fase è diverso per le due polarizzazioni verticale (1) e orizzontale (2).

Se si vuole usare questa configurazione si devono utilizzare almeno 4 antenne affinché le due polarizzazioni abbiano lo stesso centro di fase.

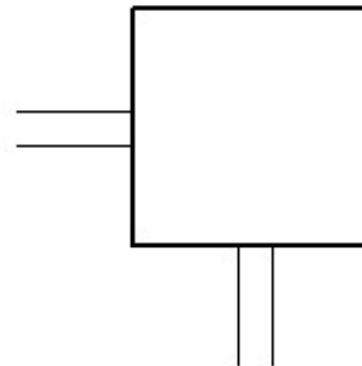
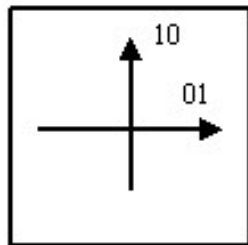


# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Una tecnica alternativa possibile per ottenere un campo polarizzato circolarmente consiste nell'utilizzare un'antenna stampata quadrata ed eccitare un campo che abbia due componenti uguali in modulo ma sfasate di  $90^\circ$ .

Infatti per un patch quadrato i modi  $(1,0)$  e  $(0,1)$  hanno la stessa frequenza di risonanza, e sono indipendenti l'uno dall'altro (essendo ortogonali).



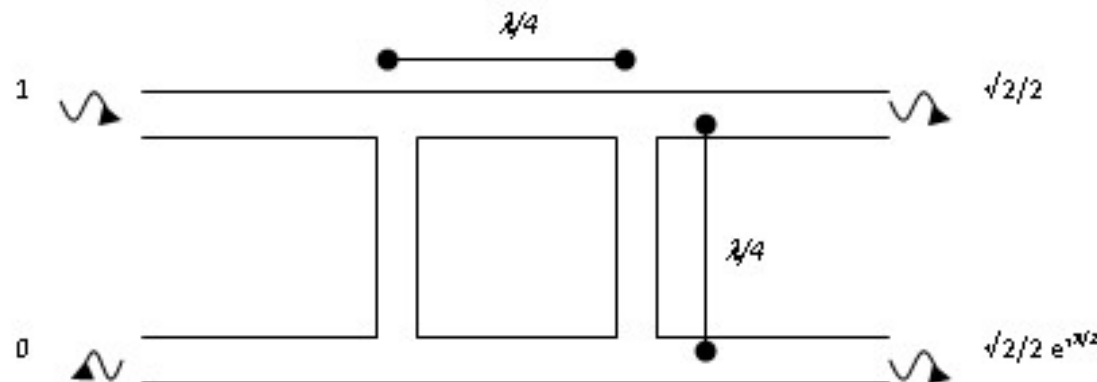
# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Si può alimentare sui due lati ed usare un divisore, e si deve poi sfasare di  $90^\circ$  una delle due linee di alimentazione rispetto all'altra (ad esempio allungandola di un tratto a  $\lambda/4$ ).

In tal modo i due modi 10 e 01 vengono eccitati alla stessa frequenza di risonanza con la stessa ampiezza, ma sfasati di  $90^\circ$ .

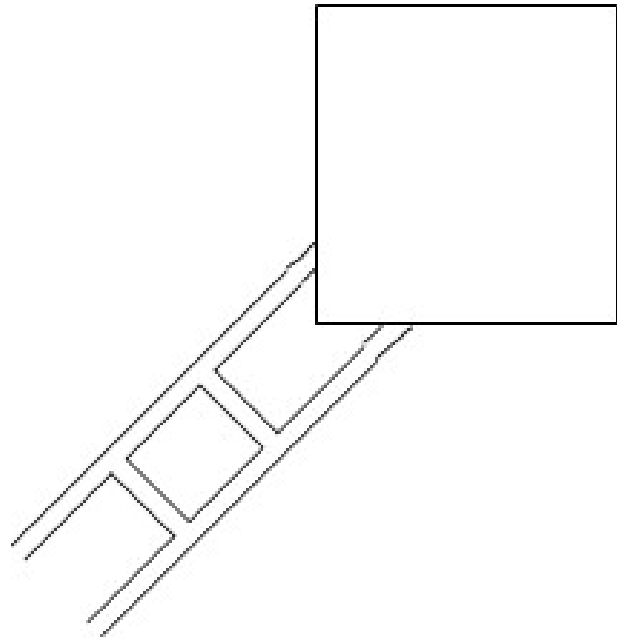
In alternativa posso alimentare il patch quadrato utilizzando un ibrido a  $90^\circ$ , di modo da ottenere direttamente in uscita dall'ibrido due tensioni uguali in modulo e sfasate di  $90^\circ$  che alimentano i due lati del patch.



# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

La proprietà dell'ibrido è quella che se alimento da una delle due porte di ingresso, il segnale esce unicamente dalle due porte di uscita, ed in tali porte esso è uguale in modulo ma sfasato di  $90^\circ$  fra una porta e l'altra.



Il problema dell'alimentazione con l'ibrido è che quest'ultimo rispetto al semplice divisore ha una banda più stretta.

Tale banda è di solito abbastanza larga per antenne stampate standard, ma si rivela insufficiente per antenne stampate in applicazioni a larga banda.

# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

Il grosso vantaggio dell'ibrido è che, avendo due punti di ingresso, posso avere entrambe le polarizzazioni circolari (levogira o destrogira) a seconda che alimenti da una porta o dall'altra.

Quindi si potrebbe utilizzare una antenna alimentata da ibrido per trasmettere o ricevere due canali allo stesso tempo (uno in polarizzazione circolare levogira, ed uno in polarizzazione circolare destrogira), in quanto le due polarizzazioni sono indipendenti fra loro.

Questo tipo di alimentazione può essere realizzato, oltre che in microstriscia, anche mediante cavo coassiale.

Si potrebbero ad esempio utilizzare due probe coassiali alimentati con sfasamento reciproco di  $90^\circ$  .

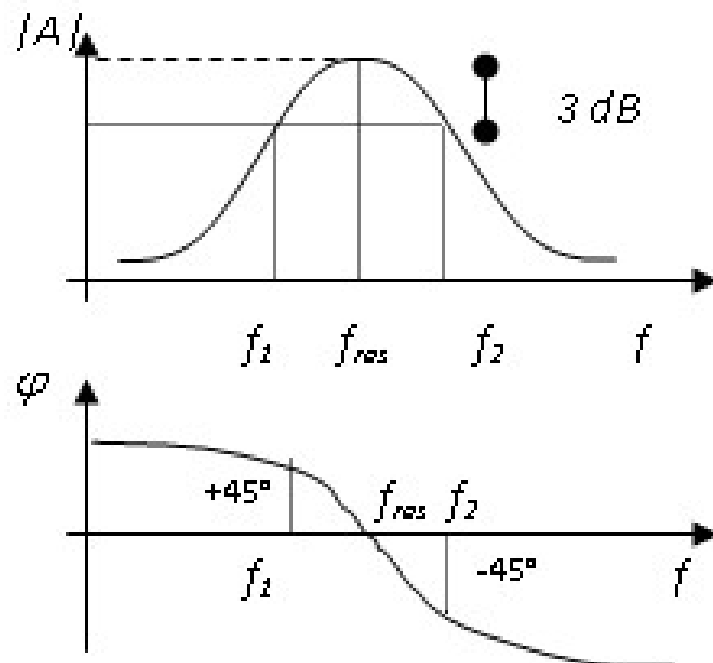


# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Le tecniche di polarizzazione fin qui viste richiedono tutte due alimentazioni.

Per la realizzazione di array non uso in realtà nessuna di queste, ma utilizzo una sola linea di alimentazione che eccita però entrambi i modi (1,0) e (0,1) dell'antenna.



Perché ciò sia possibile devo spostare i due punti di risonanza dei lati del patch.

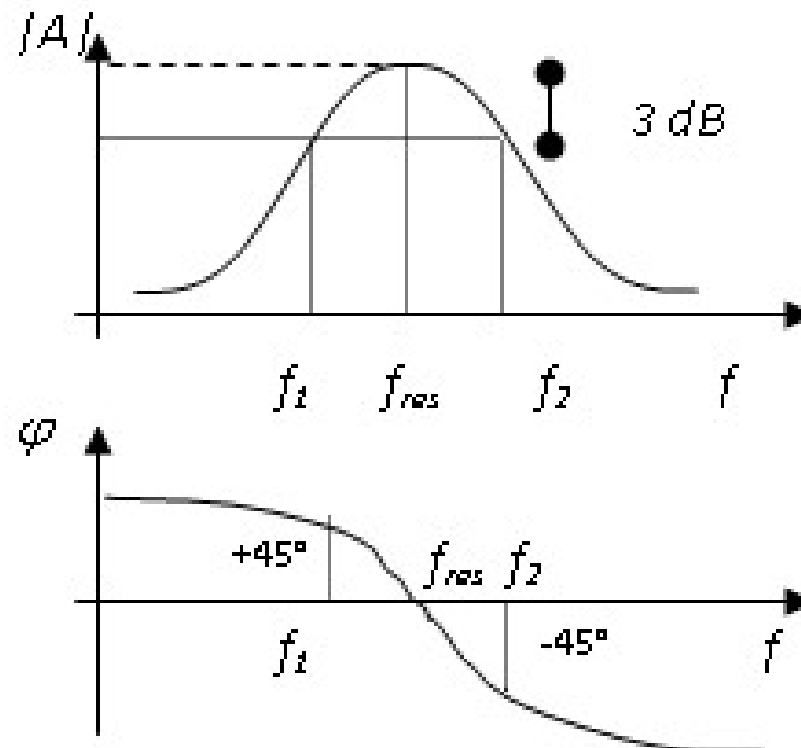
Consideriamo la curva di risonanza al variare della frequenza.

Se mi sposto a sinistra o a destra della risonanza, il modulo si riduce e le fasi hanno valore opposto; ci sono due punti in frequenza in cui il modulo è lo stesso e la fase differisce di  $90^\circ$ , e sono i punti della curva in cui il modulo si è ridotto 3 dB sotto il massimo, corrispondenti alle frequenze  $f_1$  ed  $f_2$ .

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

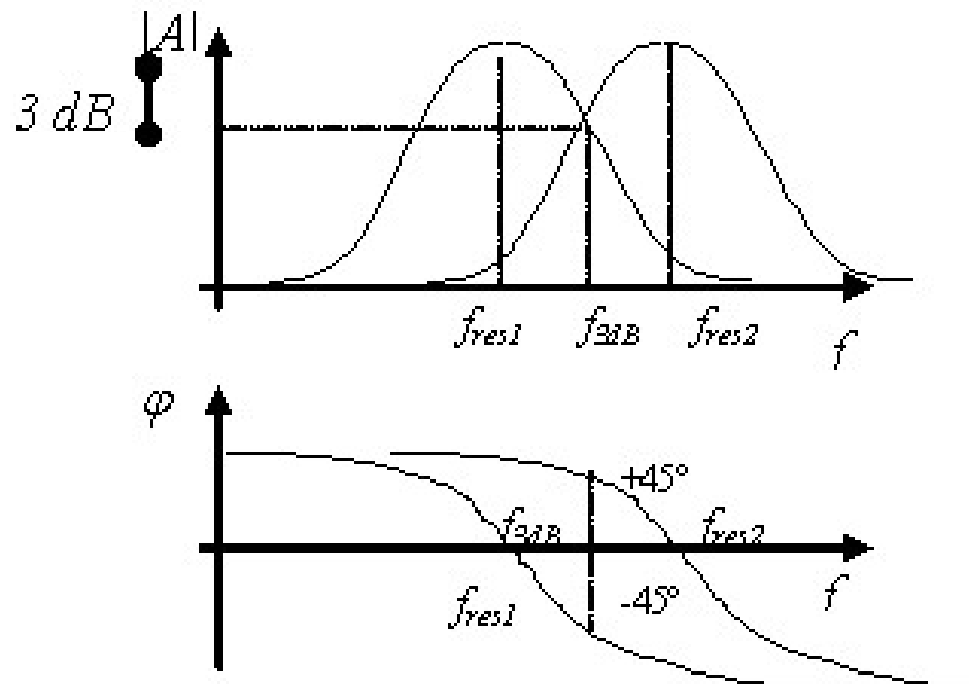
Devo quindi fare in modo di spostare le curve di risonanza dei due modi 10 e 01 (una in avanti e l'altra all'indietro), in modo da farle intersecare esattamente nel punto in cui il modulo si è attenuato di 3 dB rispetto al massimo (devo in pratica fare in modo di avere due modi con frequenze di risonanza leggermente diverse).



# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

In corrispondenza di tale punto, ossia alimentando l'antenna alla frequenza  $f_{3dB}$ , le due eccitazioni hanno lo stesso modulo, una ha fase  $+45^\circ$  e l'altra ha fase  $-45^\circ$ , quindi le eccitazioni differiscono di  $90^\circ$  e la polarizzazione è circolare.

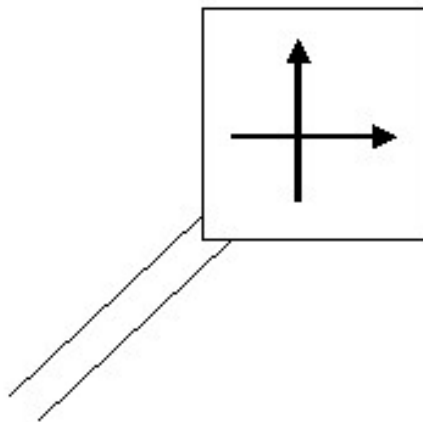


# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Una situazione del genere è possibile se alimento un patch quasi quadrato lungo il suo vertice: in tal caso essendo l'antenna quasi quadrata, i suoi due lati hanno dimensioni molto prossime e di conseguenza i modi 10 e 01 hanno frequenze di risonanza molto prossime.

E' possibile controllare la variazione della frequenza di risonanza accorciando/allungando opportunamente uno dei due lati del patch.

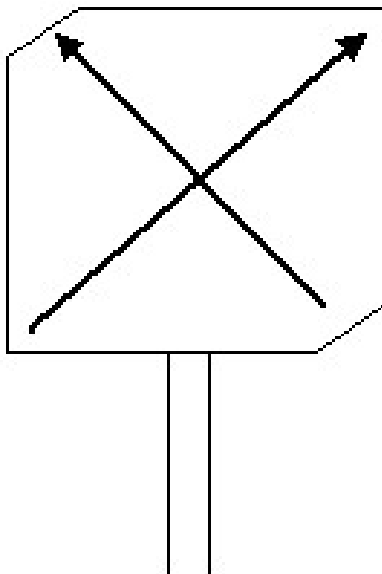


# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Un'altra possibilità è quella di prendere l'antenna quadrata e di tagliarle gli angoli. In questo patch i modi 10 e 01 non sono più modi della struttura. Sono però modi della struttura la loro somma ( $10+01$ ) e la loro differenza ( $10-01$ ).

Questi modi somma e differenza hanno ovviamente frequenze di risonanza diverse.



# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

Lungo la diagonale con gli angoli tagliati la  $f_{\text{ris}}$  è maggiore in quanto la lunghezza di tale diagonale è più piccola rispetto all'altra diagonale.

Un'alimentazione posta al centro eccita i due modi con la stessa ampiezza, e, giocando sul fatto che le  $f_{\text{ris}}$  sono diverse, posso fare in modo che tali modi abbiano una fase in quadratura l'uno rispetto all'altro.

Tagliando gli angoli del patch, le frequenze di risonanza dei due modi si spostano ovviamente da quelle dell'antenna di partenza.

Se si vuole che l'antenna tagliata abbia la stessa frequenza di risonanza di quella dell'antenna intera, devo modificare opportunamente le dimensioni dell'antenna tagliata.

# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

Quindi ho due parametri su cui giocare: la frequenza di risonanza (e quindi le dimensioni dell'antenna) e la profondità dei tagli.

Si noti che se si tagliano i due angoli opposti (sinistro in basso e destro in alto) cambia anche il tipo di polarizzazione circolare della struttura.

Abbiamo così visto i vari tipi di alimentazione per le antenne singole, sia per avere un campo irradiato polarizzato linearmente, sia per averlo polarizzato circolarmente.

# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

Di solito le antenne stampate sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda, quindi se si vogliono ottenere prestazioni elevate non posso pensare di ottenerle utilizzando il singolo patch stampato, ma devo utilizzare questo tipo di antenne in allineamenti con un numero elevato di elementi.

Chiaramente l'array può essere di un qualunque tipo (broadside, endfire, non uniforme, lineare, planare, ecc.) e per alimentare ogni singola antenna che costituisce l'array posso utilizzare uno qualunque dei tipi di alimentazione visti (sia per avere polarizzazione lineare che per averla circolare).

Vediamo come può essere strutturata la rete di alimentazione di un array stampato, ossia la rete che connette ciascun elemento costituente l'array a tutti gli altri elementi.



# **Antenne Stampate**

## **TECNICHE DI ALIMENTAZIONE**

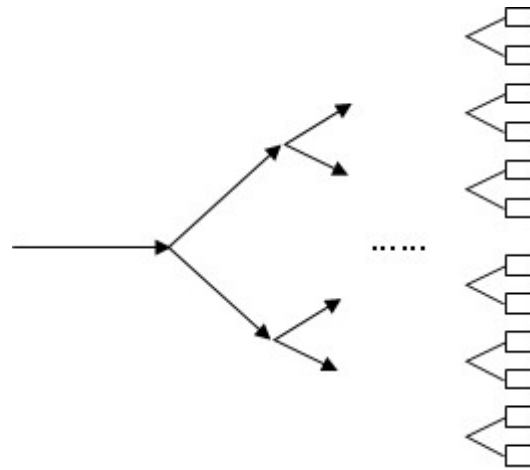
Esistono sostanzialmente tre tipi di rete di alimentazione:

- Allineamento di antenne parassite: una antenna è alimentata e le altre sono eccitate per accoppiamento elettromagnetico (come ad esempio le antenne YAGI)
- Allineamento con alimentazione ad albero
- Allineamento con alimentazione in derivazione o in serie

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

### Allineamento con alimentazione ad albero:



la struttura è ad albero e le antenne radianti sono le foglie della rete ad albero.

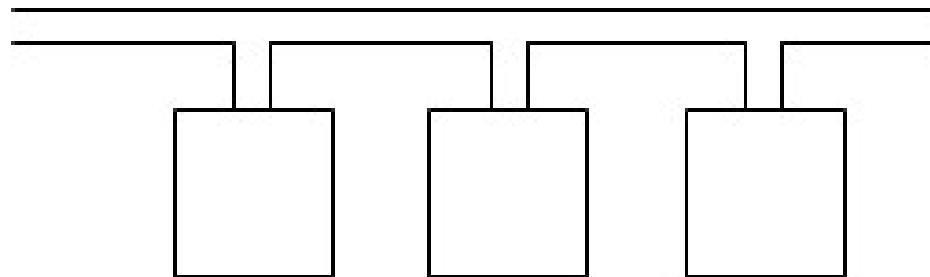
Questa struttura ha alcuni vantaggi: le antenne possono essere facilmente tutte in fase, basta che tutte le lunghezze dei rami siano uguali; non vi sono problemi dovuti al mutuo accoppiamento nella rete di alimentazione, nel senso che la rete di alimentazione non risente dell'accoppiamento fra le antenne, dato che ogni antenna ha una linea di alimentazione abbastanza indipendente dalle altre antenne; è facile realizzare sia antenne con ampiezze variabili (utilizzando divisori sbilanciati), sia antenne sfasate (facendo rami più lunghi di altri nello stesso livello).

Gli svantaggi maggiori di questa struttura di alimentazione sono dovuti al suo ingombro, e dal fatto che se si hanno linee lunghe di collegamento fra alimentazione ed antenne, si possono determinare grandi perdite.

# Antenne Stampate

## TECNICHE DI ALIMENTAZIONE

Allineamento con alimentazione in derivazione o in serie:



si ha un'unica linea di alimentazione su cui si attaccano le antenne.

Rispetto alla struttura ad albero, questa struttura è meno ingombrante (e quindi è più piccola) e presenta meno perdite, ma è meno flessibile.

Inoltre gli accoppiamenti hanno una maggiore influenza in tale struttura, pertanto ogni volta che si cambia qualcosa, si ottengono delle modifiche su tutti i campi irradiati dalle antenne; non è quindi possibile dividere il progetto della rete di alimentazione da quello dell'antenna stessa. Infatti, avendo una sola linea di alimentazione che alimenta tutte le antenne, tale linea risentirà in maniera forte dell'accoppiamento fra le antenne.