

TECNICHE DI ALLARGAMENTO DELLA BANDA

Si è visto che le antenne a patch hanno una banda molto stretta (1-3%). Al variare della frequenza il diagramma di radiazione varia molto poco, mentre invece molto più sensibile risultano i parametri d'ingresso (Z_{in} , Γ , VSWR). A questi ultimi è in genere riferita la larghezza di banda.

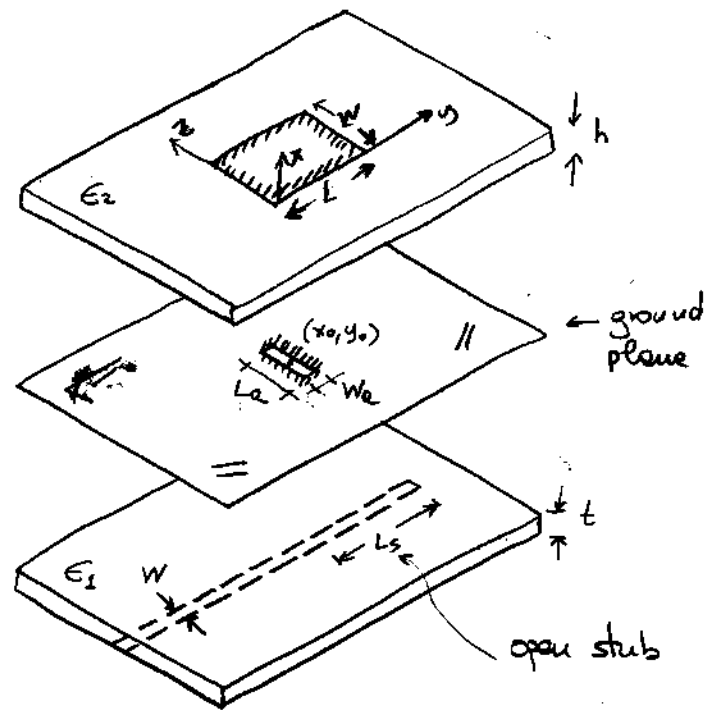
Le tecniche maggiormente usate per allargare la banda di un'antenna a patch sono le seguenti:

1. alimentazione e slot
2. alimentazione multimodale
3. elementi parimenti cooperanti
4. reti di adattamento a larga banda

1. Alimentazione a slot (apertura)

Cou queste configuratione
si riesce ad ottenere
una copertura di banda
fino al 170%.

Il prova di messa
realizza un buon
isolamento tra la
parte di alimentazione e
la parte di radiazione.



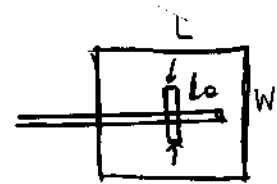
Il dielettrico che è applicato alla microstruttura di alimentazione
può essere ad elevata permittività e a bassa spessore.

Diversamente, il dielettrico che è stampato il patch è spesso
e ha bassa permittività in modo da aumentare la radiazione
e la banda.

$$\begin{aligned} \epsilon_1 &> \epsilon_2 \\ t &< h \end{aligned}$$

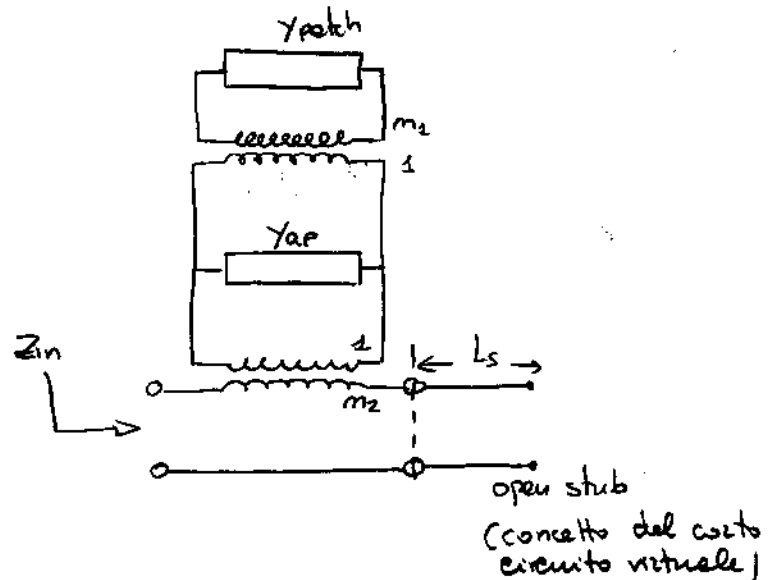
Questo tipo di configuratione presenta un elevato numero
di parametri sui quali si può intervenire per ottenere la
banda voluta e l'adattamento di impedenza alle linee di
alimentazione.

Il circuito equivalente considera l'accoppiamento tra microstriscia e apertura (slot) e tra slot e patch come modellato da due trasformatori.



Il fattore di trasformazione m_2 (apertura \rightleftharpoons patch) è approssimativamente uguale al rapporto tra la corrente del patch intercettata dalla slot e la corrente totale

$$m_1 \approx \frac{L_0}{W}$$



L'alto rapporto di trasformazione m_2 (microstriscia \rightleftharpoons slot) dipende dalle discontinuità di corrente sulla microstriscia provocate dalla presenza delle slot

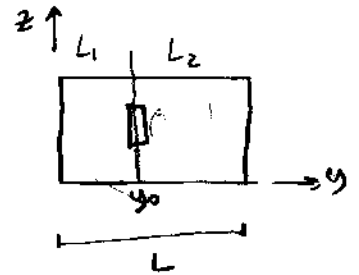
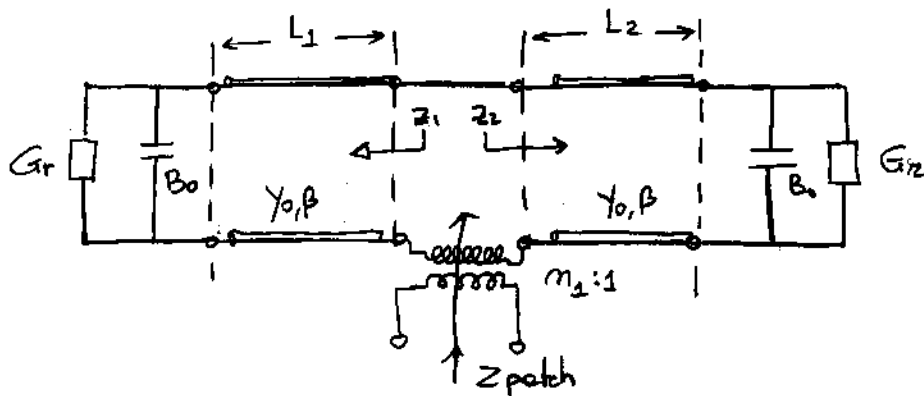
$$m_2 = \frac{(T_1 - T_2) V_m}{V_0}$$

V_m : tensione nella microstriscia

V_0 : tensione sulle slot

T_1, T_2 : coeff. di riflessione ai terminali della microstriscia.

Più in dettaglio, guardando dalle slot, il circuito equivalente è:



(□)

L'impedenza vista dalla slot è $Z_{patch} = 1/Y_{patch}$

$$Z_{patch} = Z_1 + Z_2 = \frac{1}{Y_1} + \frac{1}{Y_2}$$

$$Y_1 = Y_0 \frac{(G_r + jB_0) + jY_0 \tan(\beta L_1)}{Y_0 + j(G_r + jB_0) \tan(\beta L_1)}$$

$$L_1 = y_0$$

$$Y_2 = Y_0 \frac{(G_r + jB_0) + jY_0 \tan(\beta L_2)}{Y_0 + j(G_r + jB_0) \tan(\beta L_2)}$$

$$L_2 = L - L_1 = L - y_0$$

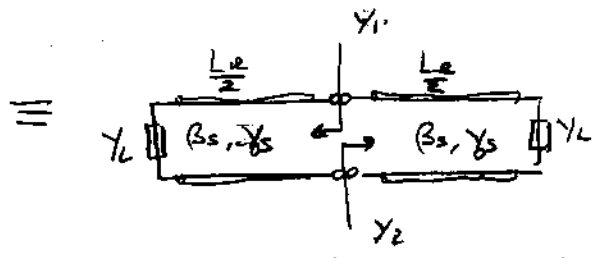
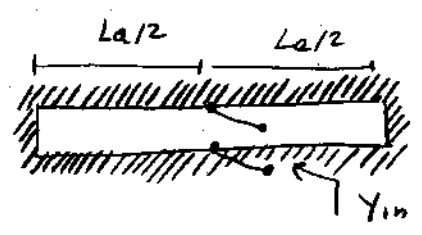
$(G_r + jB_0)$ - ammettenza di bordo del patch

L'ammettenza dell'apertura di accoppiamento Y_{ap} tiene conto dell'energia immagazzinata. Poiché la slot è piccola, allora Y_{ap} è di natura induttiva.
Si può ricavare dal modello a linee di trasmissione delle slot considerate terminate in circuito

$$Y_{ap} = -j 2 Y_{0s} \cot(\beta_s L a / 2) \quad \text{vedi retro}$$

* note alla simmetria di slot

è l'impedenza di slot vista in corrispondenza della microstriscia (centro della slot)



$Y_L = \text{corto circuito} = \infty$

$Y_{op} = Y_1 + Y_2 = 2Y_1$

$$Y_1 = Y_0s \frac{Y_L + j Y_0s \tan \beta_s L_e/2}{Y_0s + j Y_L \tan \beta_s L_e/2} \Big|_{Y_L \rightarrow \infty} = Y_0s \frac{1}{j \tan \beta_s L_e/2}$$

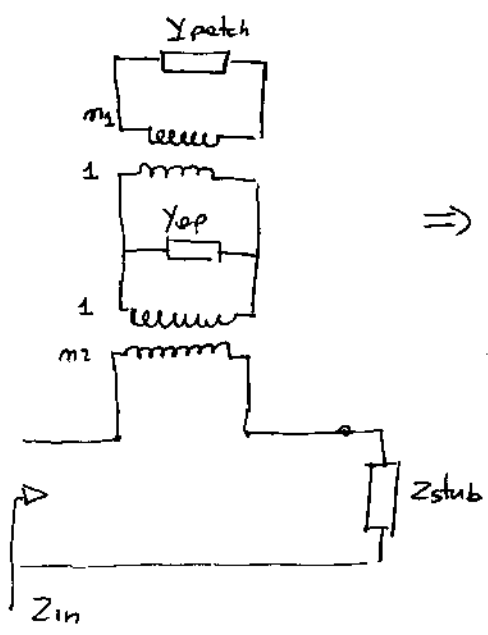
$\Rightarrow Y_{op} = -2j Y_0s \cot \beta_s \left(\frac{L_e}{2}\right)$

poiché $\frac{L_e}{2} \ll \lambda$
 $\Rightarrow \cot \beta_s \left(\frac{L_e}{2}\right) > 0$



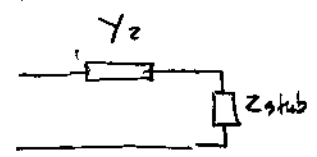
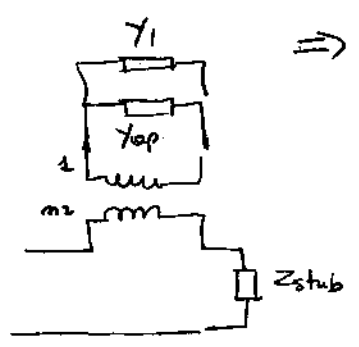
$\Rightarrow \text{Im}[Y_{op}] < 0 \Rightarrow \text{involuttiva}$

(*)



$Y_1 = m_1^2 Y_{patch}$

$Y_2 = \frac{1}{m_2^2} (Y_1 + Y_{op})$



Si può in definitiva dimostrare che l'impedenza d'ingresso (relativa alla microstruttura in corrispondenza del centro della slot) è:

$$Z_{in} = \frac{\eta_2^2}{\eta_1^2 Y_{patch} + Y_{ar}} - j \underbrace{Z_{om} \cot(\beta_m L_s)}_{\text{stub in circuito aperto}}$$

vedi (X)

(Z_{om}, β_m) - parametri della microstruttura

Questa equazione tiene anche conto dello stub L_s .

in circuito dello stub ($L_s \approx \frac{\lambda}{4}$ costo circuito virtuale)

La condizione di risonanza è $\eta_1^2 B_{patch} + B_{ap} = 0$
da cui

$$B_{patch} = -\frac{B_{ap}}{\eta_1^2} \approx \frac{4W^2}{Z_{os} \beta_s L_s^3} \quad (\text{in assenza dello stub})$$

↑
parametri slot $\propto \frac{W^2}{L_s^3}$

La suscettanza del patch viene bilanciata dall'effetto reattivo prodotto dall'accoppiamento elettromagnetico

Questa relazione lega i parametri della slot a quelli del patch. Per esempio, in caso di variazione della larghezza della slot deve essere compensato con una diminuzione della suscettanza del patch.

N.B.

La posizione e la larghezza dell'apertura di accoppiamento hanno notevole influenza sull'impedenza d'ingresso e sulla frequenza di risonanza della struttura (è come se cambiasse un carico reattivo all'ingresso del patch - tuning)

DIMENSIONAMENTO

Da base e studi sperimentali, il dimensionamento di un patch con alimentazione ad apertura può essere semplificato dalle seguenti considerazioni:

1. l'accoppiamento tramite aperture teste in basso ha frequenza di risonanza del patch. Il patch va pertanto dimensionato per funzionare ad una frequenza (teoria) più alte
2. l'apertura va generalmente posizionata in corrispondenza del centro del patch (dove il campo magnetico è massimo, almeno nel caso del modo fondamentale)
3. se i substrati di antenna e di alimentazione sono dell'ordine di $1/100 \lambda_0$, allora la lunghezza delle slot di accoppiamento è circa $1/10 \lambda_0$: ex

$$L_a \cong \begin{cases} 0.082 \lambda_0 & (\epsilon_r \approx 2) \text{ substrati a bassa permittività} \\ 0.074 \lambda_0 & (\epsilon_r \approx 10) \text{ substrati ad alta permittività} \end{cases}$$

Se il substrato del patch ha permittività più elevata di quello della microstriscia, allora la slot di accoppiamento deve avere ancora più coste.

4. la lunghezza dello stub (realizzato con il prolungamento della microstriscia) oltre il centro della slot è di circa $L_s \cong 0.22 \lambda_m$, con λ_m è la lunghezza d'onda nella microstriscia. (circa $\lambda/4$)

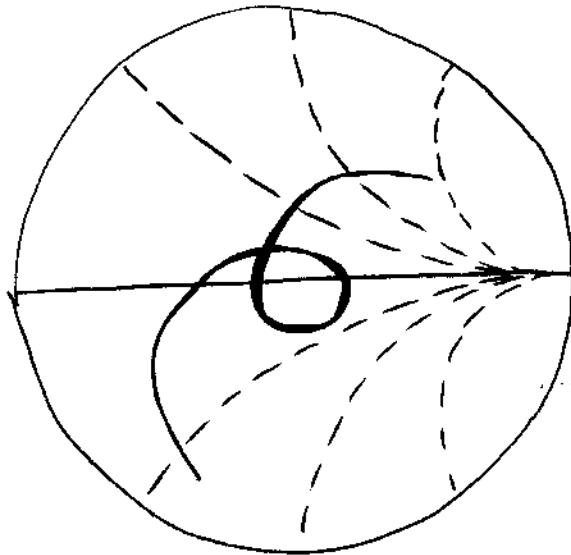
Da precedenti suggerimenti servono ad ottenere un dimensionamento di massima dell'antenna. Le dimensioni finali vanno determinate sperimentalmente. (misure e/o simulazioni)

A. si tengono fisse le

- dimensioni del patch
- microstriscie di alimentazione
- lunghezza delle slot

B. si costruiscono (simulando) diverse antenne e si varia la lunghezza delle slot e dello stub.

Da un punto di vista costruttivo, lo stub si può realizzare abbastanza lungo in modo da poter agire su un tuning "meccanico", cioè spostando parti delle microstriscie.



Andamento tipico dell'impedenza d'ingresso. (coppio attorno l'asse $X_{in}=0$)

2. Alimentazione Multimodale

Si fa in modo di avere più elementi risonanti a frequenze prossime (funzionamento a larga banda) o a frequenze distanti (funzionamento multibanda).

Una configurazione tipica è costituita da patch disposti a pila e alimentati con un cavo coassiale o tramite accoppiamento elettromagnetico (cioè tramite aperture).

a) alimentazione superiore (funzionamento multibanda)

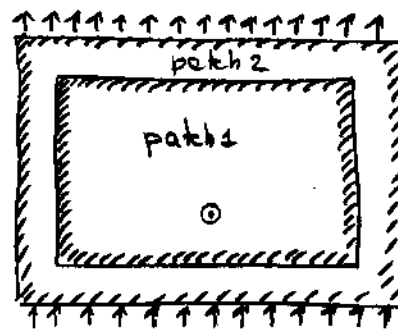


Il patch inferiore è forzato e l'alimentazione è fisicamente connessa al solo patch 1.

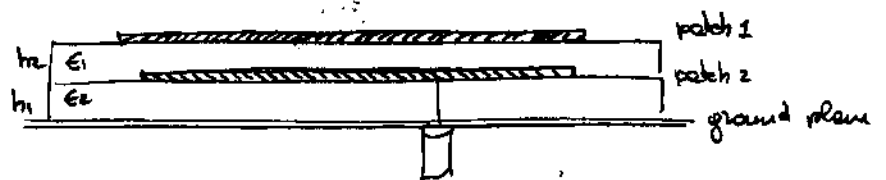
Questa configurazione è usata quando si richiede di produrre due risonanze molto distanti l'una dall'altra e ben disaccoppiate. A frequenza inferiore o superiore alla risonanza, l'impedenza d'ingresso di un patch è molto bassa e quasi completamente reattiva. Di conseguenza, alla frequenza di risonanza del patch inferiore, quello superiore è assimilabile ad un cortocircuito e pertanto è come se l'alimentazione fosse connessa al patch inferiore. Al contrario, quando risona

il patch superiore, il patch inferiore appare come un cortocircuito e connette virtualmente il ground plane al patch superiore.

In genere il patch superiore è più piccolo di quello inferiore di circa 2 o più volte lo spessore del substrato. In questo caso, quando risuona il patch superiore, quello inferiore funge da piano di messa a terra e quando risuona il patch inferiore, quello superiore non dà fastidio perché le slot radianti del primo patch non sono intercettate dal secondo patch.



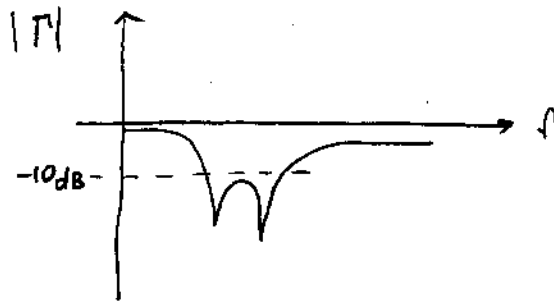
b) alimentazione inferiore (large bande)



Soltanto il patch inferiore è alimentato direttamente. I due patch sono tra loro accoppiati capacitivamente.

Questa configurazione si usa per ottenere un comportamento a large bande. In questo caso i due patch hanno

dimensioni simili o, al più, il patch inferiore è leggermente più piccolo[⊕]. Le due frequenze di risonanza risultano pertanto vicine e la banda è allargata.



Esempio di Banda:
30%

c) configurazione a doppio feed



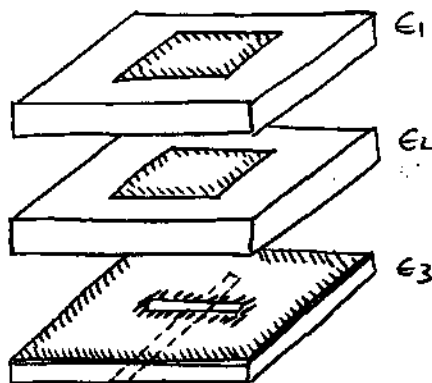
I due patch sono completamente indipendenti.

Il feed del patch superiore viene spesso fatto passare per il centro del patch inferiore in modo da non modificare la configurazione di corrente. Diversamente, se tale feed non è centrato, allora costituisce un corrente induttiva per il patch inferiore con conseguente spostamento delle frequenze di risonanza.

Normalmente il patch superiore è più piccolo di quello inferiore.

⊕ Perché l'effetto di lunga linea alimenta il patch superiore

d) alimentazione ad aperture



Si riesce ad ottenere una banda molto larga, dell'ordine di $15\% \div 70\%$, per effetto dell'accoppiamento elettromagnetico.

È possibile usare anche più patch impilati, ma non si riesce ad ottenere un ulteriore miglioramento della banda.

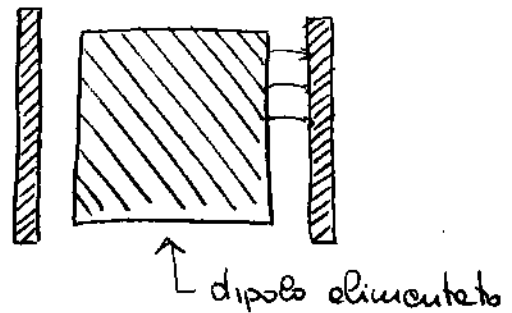
CRITICITA'

per queste configurazioni di tipo stacked, la criticità è nell'allineare esattamente le metallizzazioni sui diversi strati. Sono pertanto poco usate per produzioni di massa.

3. Elementi Parassiti cooplanari

L'elemento radiante è affiancato, sullo stesso substrato, da altri risonatori parassiti con frequenze di risonanza molto prossime. L'accoppiamento è di tipo capacitivo:

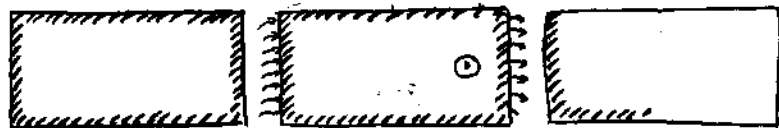
a) dipoli parassiti (configurazione base)



b) accoppiamento sulle slot radianti (sul piano E)

si riesce ad aumentare le bande fino a 5 rotte con un po' di distorsione del diagramma di radiazione

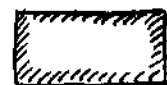
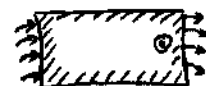
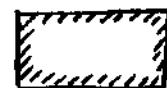
per effetto
delle slot
radianti
dei parassiti



c) accoppiamento sulle slot non radianti (sul piano H)

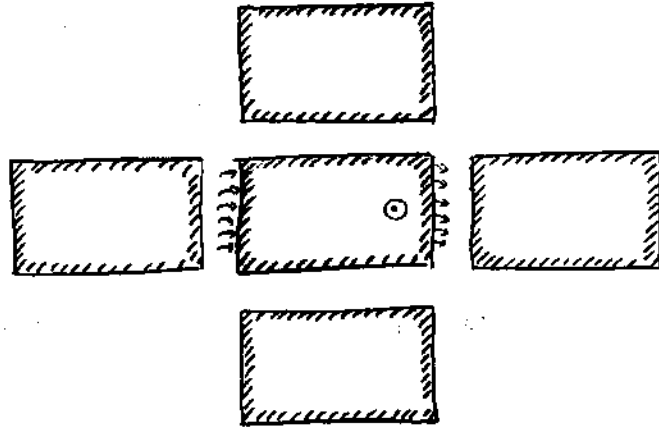
- aumento di bande fino a 4 rotte

- poca distorsione del pattern di radiazione



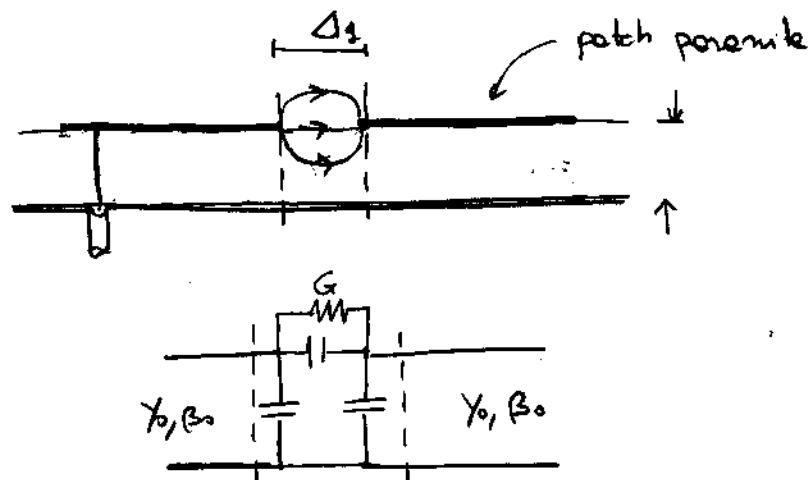
d) accoppiamenti sui piani E e H

incremento di banda di circa 7 volte



Aggiungendo altri elementi perenni la banda non si allarga indefinitamente perché a distanza dal patch alimentato i veri risonatori sono sempre meno eccitati.

L'accoppiamento è di tipo capacitivo e può essere descritto con un circuito π .



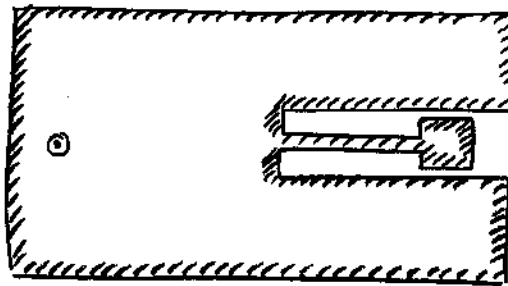
La conduttanza G è circa uguale alla conduttanza di radiazione del patch isolato.

4) Adattamento di Impedenza

Viene progettata una rete di alimentazione connessa al feed dell'antenna in modo tale da adattare l'impedenza d'ingresso su una banda larga. Si fa uso di stub e di trasformatori ed un quarto d'onda.

Esempi

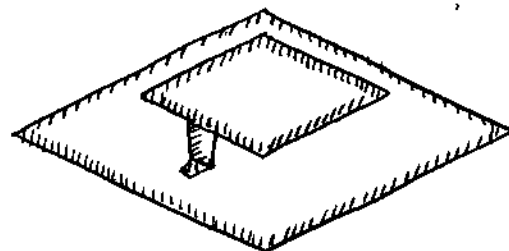
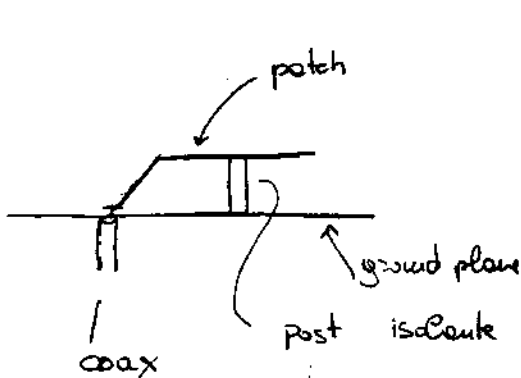
1)



rete di adattamento integrata nel patch

La rete di adattamento deve avere una reattanza opposta a quella del patch a ridosso della frequenza di risonanza

2) configurazioni 3D



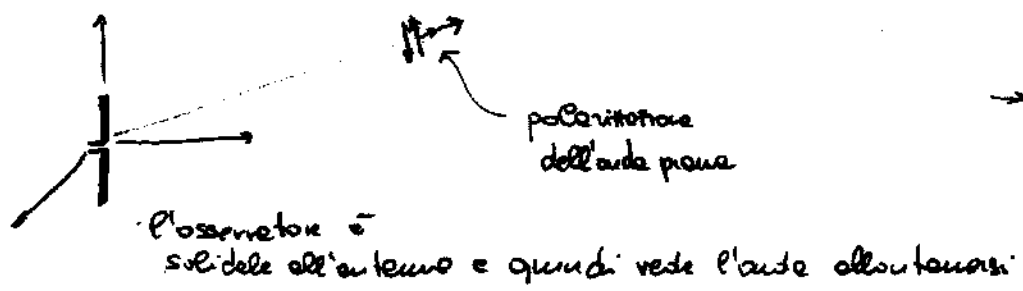
- Non è presente il dielettrico ed il patch è sostenuto da un post isolante (o metallico).
- Il passaggio tra canale di alimentazione e patch avviene tramite una microstruttura inclinata ed in genere anche sepponata (transizione graduale).
- Sono soppresse le onde superficiali (non c'è il dielettrico).
- Si ottiene una banda di circa il 90%.

ANTENNE STAMPATE IN
POLARIZZAZIONE CIRCOLARE

□ POLARIZZAZIONE / di un'onda piana
/ di un'antenna trasmittente
ricevente

La polarizzazione di un'antenna in una data direzione è definita come la polarizzazione del campo radiato dall'antenna lungo quella direzione. Quando non è indicato, si fa riferimento alla direzione di massimo guadagno. In generale, diverse parti del pattern possono avere differenti polarizzazioni.

Def. La polarizzazione di un'onda radiata descrive la variazione della direzione e dell'ampiezza del vettore di campo elettrico o magnetico. È una grandezza di campo lontano che è quindi associata alle propagazioni di onde piane (ricorda che in zona lontana il campo in un punto è approssimabile da un'onda piana). Pertanto la polarizzazione di un'antenna in un certo punto dello spazio (campo lontano) è pari alla polarizzazione dell'onda piana che in quel punto sopperisce il campo radiato, propagandosi lungo la congiungente della posizione dell'antenna e del punto di osservazione.



Nel caso di antenna ricevente, la polarizzazione in una direzione corrisponde alla polarizzazione dell'onda piana che allontanandosi dall'emettitore (e quindi osservata mentre si allontana dall'emettitore) deposita la massima potenza ai capi dei bracci dell'antenna.

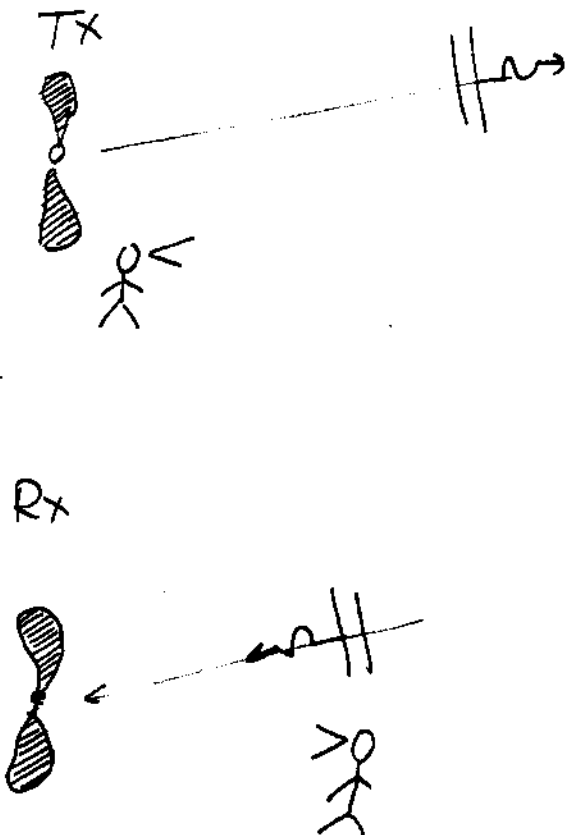
In altri termini, nel caso di:

Antenna Tx

l'osservatore è posto di fianco all'antenna

Antenna Rx

l'osservatore è posto di fronte all'antenna



Di conseguenza, in una stessa antenna può avvenire diversa polarizzazione in TX e RX.

Il campo elettrico di un'onda piana che si propaga lungo la direzione z^+ si può scrivere, istantaneamente:

$$\underline{E}(z,t) = \hat{x} E_x(z,t) + \hat{y} E_y(z,t)$$

con

$$E_x(z,t) = E_{x0} \operatorname{Re} e^{j(\omega t - kz + \phi_x)}$$

$$E_y(z,t) = E_{y0} \operatorname{Re} e^{j(\omega t - kz + \phi_y)}$$

La differenza di fase tra le componenti di \underline{E} è:
 $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$

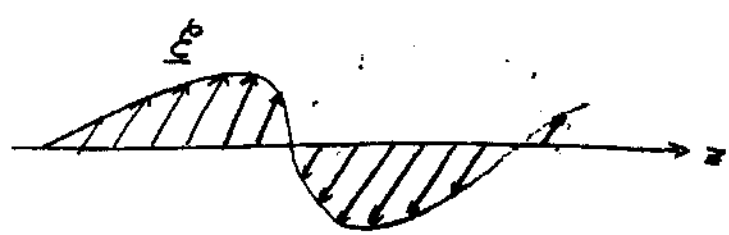
La polarizzazione dell'onda è data dalla traiettoria diseguita del vettore \underline{E} durante la propagazione

Polarizzazione Lineare

Il vettore di campo elettrico (magnetico) oscilla mantenendosi su una stessa linea

- c'è solo una componente (E_x o E_y)
- ci sono ambedue le componenti con una differenza di fase di $m\pi$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = m\pi \quad m=0, 1, \dots$$



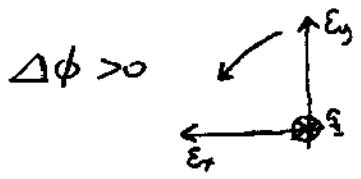
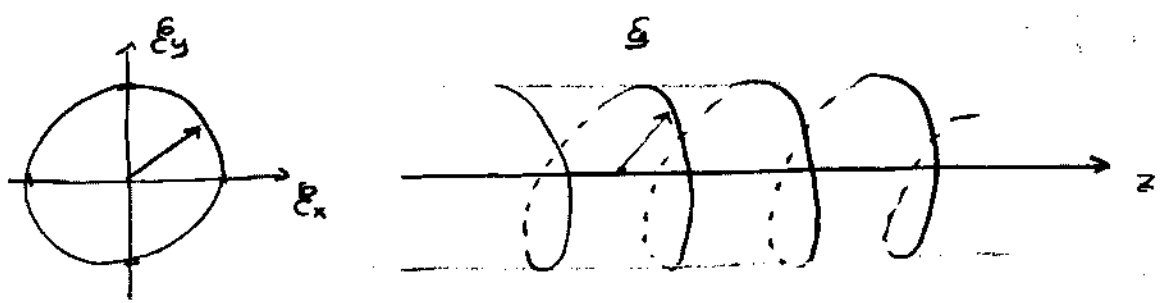
Polarizzazione Circolare

Il vettore di campo disegna una circonferenza

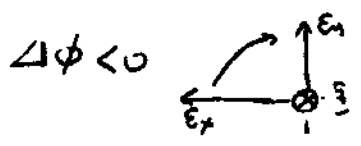
$$- |E_x| = |E_y|$$

$$- \Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \pm \frac{2n+1}{2}\pi$$

$$n = 0, 1, 2$$



sensu antiorario (sinistra)

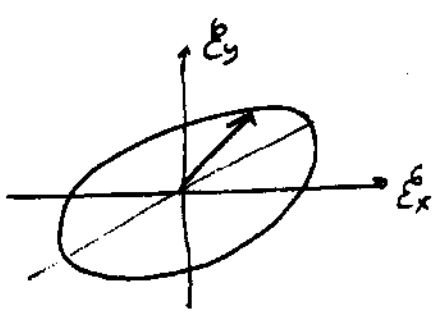


sensu orario (destra)

(bisogna guardare l'onda allontanarsi dall'osservatore) ⊗

Polarizzazione ellittica

Il vettore di campo genera un'ellisse



NB per disegnare il verso bisogna far riferimento al vettore in anticipo che tende e sottrae e quello a far minimo secondo l'angolo più piccolo

in tal caso

$$|E_x| \neq |E_y|$$

oppure

$$\Delta\phi \neq \frac{n}{2}\pi$$

* le stesse convenzioni dev applicarsi all'antenna ricevente

Nel campo lontano, la polarizzazione può in generale essere scomposta in una coppia di polarizzazioni ortogonali:

- co-polare
- cross-polare

La polarizzazione copolare è quella principale dell'antenna, (per cui cioè è stata costruita). La cross-polare è in genere una componente non desiderata, da rendere la più piccola possibile.

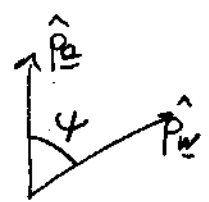
POLARIZATION LOSS FACTOR

Si consideri un'onda piana $\underline{E}_i = \hat{P}_w E_i$ incidente su un'antenna con polarizzazione \hat{P}_a dove \hat{P}_a è il vettore di polarizzazione dell'antenna, cioè la polarizzazione dell'onda piana incidente che deposita la maggior potenza ai morsetti dell'antenna

se $\hat{P}_w \neq \hat{P}_a$

parte della potenza trasportata da \underline{E}_i non verrà raccolta dall'antenna. Si definisce

polarization loss factor $PLF = |\hat{P}_w \cdot \hat{P}_a|^2 = |\cos \psi|^2$



nel caso in cui i due vettori di polarizzazione siano lineari e



ex

l'antenna è un dipolo a filo. Riceverà potenza in un campo polarizzato solo lungo la direzione del filo



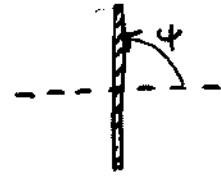
PLF = 1

(massimo trasferimento tra onde incidente e antenna)



PLF = cos^2 theta

(ricezione parziale della potenza incidente)



PLF = 0

(nessuna potenza raccolta)

- Nel caso in cui l'antenna trasmettent abbia polarizzazione circolare e quella ricevente polarizzazione lineare (o viceversa)

PLF = 1/2

in fatti:

$\hat{p}_1 = (\hat{x} \pm j\hat{y}) / \sqrt{2}$

$\hat{p}_2 = \hat{x}$

$|\hat{p}_1 \cdot \hat{p}_2|^2 = 1/2$

idem se $\hat{p}_2 = \hat{y}$

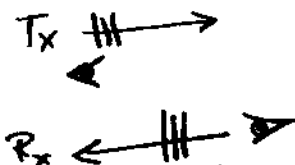
Se ambedue hanno polarizzazione circolare e

$\hat{p}_1 = (\hat{x} \pm j\hat{y}) / \sqrt{2}$

$\hat{p}_2 = (\hat{x} \mp j\hat{y}) / \sqrt{2}$

$|\hat{p}_1 \cdot \hat{p}_2|^2 = 1/4 |1 \pm j|^2 =$

0 se i segni di \hat{p}_1 e \hat{p}_2 sono concordi
1 se i segni sono discordi



NB

= ricorda che la polarizzazione dell'antenna in ricezione è definita considerando l'onda presa incidente l'antenna che si allontana dall'osservatore. Di conseguenza oppor l'inversione di segno rispetto l'antenna TX

Due antenne identiche, in polarizzazione circolare, non si parlano

POLARIZZAZIONE CIRCOLARE

Le antenne a patch possono irradiare in polarizzazione circolare se l'alimentazione è tale da eccitare due modi a frequenza di risonanza prossima, che abbiano ampiezza simile e differenza di fase di 90° .

$$\underline{E} = E_0 (\hat{x} \pm j \hat{y})$$

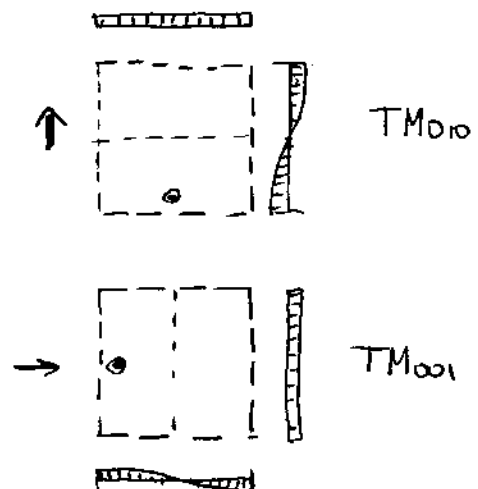
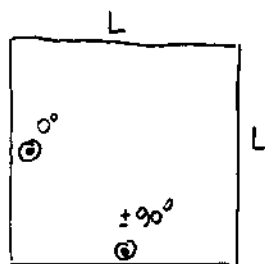
Si può ottenere questa configurazione con

- doppia alimentazione
- singola alimentazione posta in posizione non simmetrica rispetto al patch. Patch deformato

Doppia Alimentazione (Dual Feed)

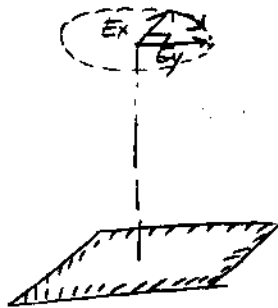
È applicata su un patch quadrato di dimensioni

Per il patch quadrato le alimentazioni sono poste al centro di due spigoli contigui in maniera da eccitare indipendentemente i modi TM_{001} e TM_{100} (modi degeneri, hanno cioè la stessa frequenza di risonanza). Le alimentazioni hanno una differenza di fase di 90° .

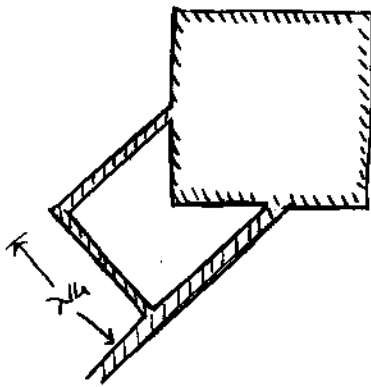


Ciascuna alimentazione è posizionata in un nullo del campo generato dall'altra alimentazione.

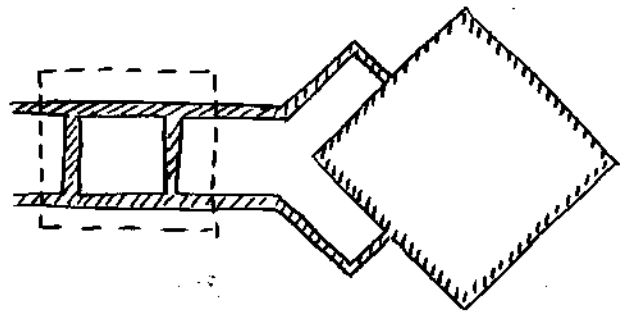
Nel campo lontano, i contributi dei due modi sono ortogonali e di eguaglianza e nel broad side la polarizzazione è circolare.



Lo sfasamento tra le due alimentazioni si può realizzare con uno sfasatore.



Cross-fed patch

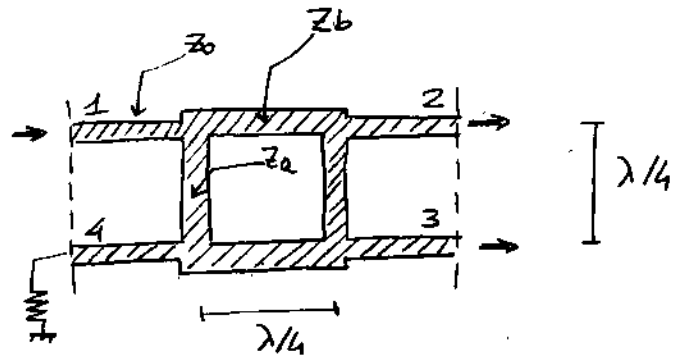


Ibrido in quadratura

Nel primo caso G sfasamento tra i due segnali è ottenuto con due linee di ritardo lunga $\lambda/4$; nel secondo caso con un ibrido in quadratura

È una rete a quattro porte.

Tipicamente la porta 1 è l'ingresso mentre le porte 2 e 3 sono le uscite. La porta 4 è terminata su carico adattato.



I segnali di uscita hanno ampiezza dimezzata rispetto al segnale d'ingresso e sono tra loro in quadratura. La potenza riflessa indietro dal patch, per effetto del disadattamento, finisce nella porta 4 e viene assorbita dal carico adattato.

Tipici valori delle impedenze caratteristiche delle microstrutture che compongono l'ibrido sono date da

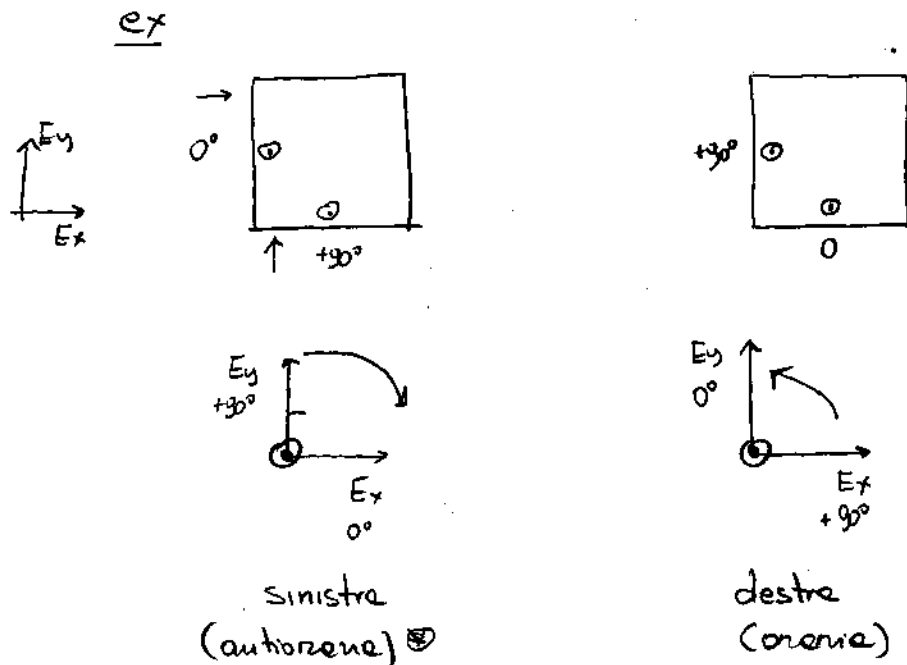
$$Z_b = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$$

$$Z_a = Z_0$$

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

La polarizzazione richiesta può essere oraria o anti oraria.

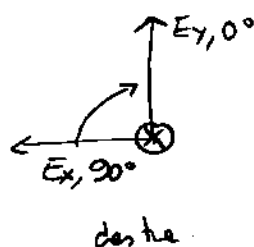
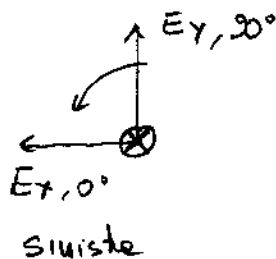
Dipendentemente l'ibrido può essere alimentato sulle porte 1 o sulle porte 4.



Fare un esempio alla Lavagna partendo dalle rotture di reottering

⊗ Le rotture va considerate guardando l'onda che si allontana.

per non sbagliarsi, conviene ridisegnare le tette in modo che la direzione di propagazione entri nel foglio.



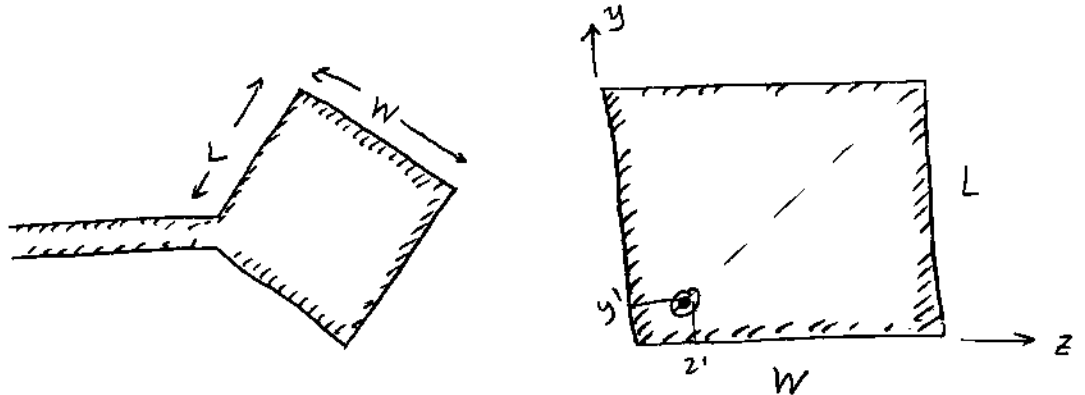
Il pollice deve puntare lungo la direzione di propagazione

Alimentazione Singola

L'alimentazione viene posta in un punto del patch, opportunamente dimensionato, in modo da eccitare due modi di superficie quasi uguali e con frequenze di risonanza vicine. I modi devono comunque avere una differenza di fase di $\pm 90^\circ$.

Sono possibili varie soluzioni costruttive

1) Alimentazione sulla diagonale



Supponiamo inizialmente che $L \cong W$ (patch quadrato)

In tal caso vengono eccitati due modi degeneri:

$$TM_{001} \text{ e } TM_{010}$$

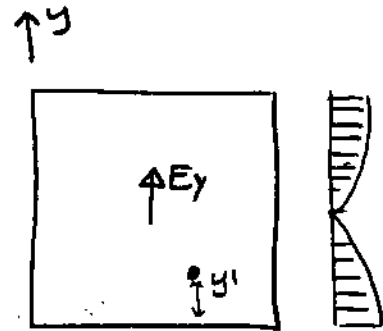
Questi producono due campi con polarizzazione lineare lungo y e lungo z .

Si può dimostrare che l'ampiezza del campo elettrico lontano nelle direzione broadside si può scrivere nel seguente modo

$$E_y = C \frac{\cos k_y y'}{k^2 - k_y^2}$$

costante

$$\begin{aligned} \text{con } k^2 &= \omega^2 \mu \epsilon = \omega^2 \mu (\epsilon' - j\epsilon'') \\ &= \omega^2 \mu \epsilon' \left(1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right) \\ &= \omega \mu \epsilon' (1 - j \tan \delta) \end{aligned}$$



$$k_y = \frac{\pi}{L}$$

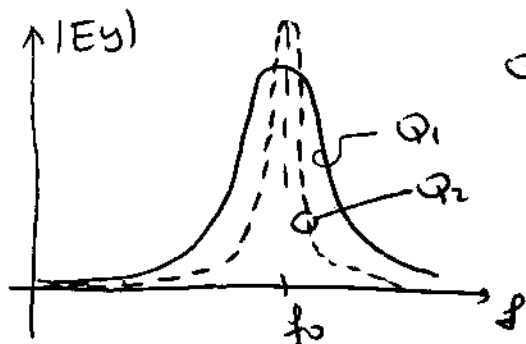
Si tiene conto dell'effetto dell'effetto radiativo introducendo un angolo di perdite efficace

$$\tan \delta_{\text{eff}} = \frac{1}{Q_T}$$

$$\Rightarrow E_y = \frac{\cos k_y y'}{k_0^2 \left(1 - j \frac{1}{Q_T}\right) - k_y^2} \quad k_0^2 = \omega^2 \mu \epsilon'$$

Il numeratore descrive l'accoppiamento tra il punto di alimentazione e il campo interno

Il denominatore esprime invece l'effetto filtrante in frequenza del patch



$$Q_2 > Q_1$$

all'aumentare di Q_T diminuisce la banda del patch

La risonanza si ha quando

$$k_0^2 \left(1 - j \frac{1}{Q_T}\right) - k_y^2 \rightarrow 0$$

Una rappresentazione analoga vale per il campo E_z prodotto dall'altro modo

$$E_z = C \frac{\cos k_z z'}{k_0^2 \left(1 - \frac{j}{Q_t}\right) - k_z^2} \quad k_z = \frac{\pi}{W}$$

campo onciato alle rissonanze del lato W .

Il punto di alimentazione è posizionato sulle diagonali

e quindi

$$\frac{y'}{L} = \frac{z'}{W} \quad \cos\left(\frac{\pi y'}{L}\right) = \cos\left(\frac{\pi z'}{W}\right)$$

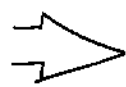
Si può scegliere il rapporto assiale nel breadside tra le due polarizzazioni associate ai modi TM_{0a} e TM_{0b}

$$\frac{E_y(TM_{0a})}{E_z(TM_{0a})} = \frac{k_0^2 \left(1 - \frac{j}{Q_t}\right) - k_z^2}{k_0^2 \left(1 - \frac{j}{Q_t}\right) - k_y^2}$$

Per avere polarizzazione circolare deve essere

$$\left| \frac{E_y}{E_z} \right| = 1$$

$$\angle \frac{E_y}{E_z} = \pm \frac{\pi}{2}$$



$$\frac{E_y}{E_z} = \pm j$$

$$= \pm j$$

Le scelte del segno dipende dalle polarizzazioni circolari orarie o antiorarie

$$k_0^2 - j \frac{k_0^2}{Q_t} - k_z^2 = j \left(k_0^2 - j \frac{k_0^2}{Q_t} \right) - j k_y^2$$

← si è scelto il segno "+"

$$k_0^2 - k_z^2 - \frac{k^2}{Q_t} = j \left(k_0^2 - k_y^2 + \frac{k_0^2}{Q_t} \right)$$

Annulla separatamente parte reale ed immaginaria

$$k_0^2 - \frac{k_0^2}{Q_t} - k_z^2 = 0 \Rightarrow k_z = k_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_t}}$$

$$k_0^2 - k_y^2 + \frac{k_0^2}{Q_t} = 0 \Rightarrow k_y = k_0 \sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}$$

$$Q_t \gg 1 \Rightarrow \sqrt{1 \pm \frac{1}{Q_t}} \approx 1 \pm \frac{1}{2} \frac{1}{Q_t}$$

$$\Rightarrow k_z = k_0 - \frac{k}{2Q_t}$$

$$k_y = k_0 + \frac{k}{2Q_t}$$

$$k_y - k_z = \frac{k_0}{Q_t}$$

Allo ^{del TMO1} risonanza si può porre

perché in realtà bisogna tener conto anche il fattore complesso $(1 + \frac{j}{Q_t})$
da cui $(\omega \sim \frac{\omega}{2} \Rightarrow \frac{2\pi}{\lambda} \sim \frac{\pi}{\lambda})$ risonanza lato ω

$$k_y = k_z (1 + \frac{1}{Q_t})$$

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{W} (1 + \frac{1}{Q_t})$$

L < W

$$W = L (1 + \frac{1}{Q_t})$$

Condizione per la polarizzazione circolare

Da altri termini il path è quasi quadrato perché $1/Q_t$ è molto piccolo.

Se diversamente si fosse posto

$k_0 \approx k_y$ (Risonanza TMO1) risonanza lato L
 $(L \sim \frac{\lambda}{2})$

$$L = W (1 - \frac{1}{Q_t})$$

PROCEDURA DI SINTESI

① Si dimensiona inizialmente un patch quadrato di lati $L_0 = W_0$ che risuona alla frequenza f_0 . Si segue una procedura iterativa ponendo $L_0^{(0)} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}}$, $W_0^{(0)} = L_0^{(0)}$. Si ricalcola poi ϵ_r , ΔL ed infine $L_0^{(1)}$, poi si pone nuovamente $W_0^{(1)} = L_0^{(1)}$ e si itera.

② Si deforma L_0 e W_0 in modo che

$$\begin{cases} L = L_0(1 - \Delta) \\ W = L_0(1 + \Delta) \end{cases} \quad \Delta \text{ va calcolato imponendo la condizione di polarizzazione circolare}$$

$$W = L \left(1 + \frac{1}{Q}\right)$$

Dalle $\textcircled{*}$ si fa somma e differenza

$$W + L = 2L_0 \Rightarrow L \left(1 + \frac{1}{Q}\right) + L = 2L_0 \Rightarrow 2L + \frac{L}{Q} = 2L_0$$

$$W - L = 2L_0 \Delta \Rightarrow L \left(1 + \frac{1}{Q}\right) - L = 2L_0 \Delta \Rightarrow \frac{L}{Q} = 2L_0 \Delta \Rightarrow L = 2L_0 \Delta Q$$

Sostituendo la seconda nelle prime delle precedenti, si trova

$$4L_0 \Delta Q + \frac{2L_0 \Delta Q}{Q} = 2L_0 \quad 2L_0 \Delta Q + L_0 \Delta = L_0$$

$$2\Delta Q + \Delta = 1 \quad \boxed{\Delta = \frac{1}{1 + 2Q}}$$

Quindi

$$\boxed{\begin{aligned} L &= L_0 \left(1 - \frac{1}{1 + 2Q}\right) \\ W &= L_0 \left(1 + \frac{1}{1 + 2Q}\right) \end{aligned}}$$

o anche, se $Q \gg 1$

$$1 + 2Q \approx 2Q$$

$$L = L_0 \left(1 - \frac{1}{2Q}\right)$$

$$W = L_0 \left(1 + \frac{1}{2Q}\right)$$

Per il calcolo del Q esiste una tabella che lega la banda percentuale allo spessore del dielettrico e al dielettrico usato

Valore Co. risonanza

$$B = \frac{VSWR_0 - 1}{Q \sqrt{VSWR_0}}$$

Banda nella quale $VSWR < VSWR_0$
per un dato Q dell'antenna

$$B \approx Q$$

$B_{\%} = f(h/\lambda_0, \epsilon_r)$ da una tabella valida per
patch quadrati.

h/λ_0	$B_{\%}$			
	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_3	ϵ_N
— — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —

$$B_{\%} \rightarrow Q \rightarrow L, W$$

Esempio (File cpas.m)

Dimensionare un patch in polarizzazione circolare funzionante alle frequenze di 3GHz supponendo che

$$\epsilon_r = 2.55$$

$$h = 1.6 \text{ mm}$$

$$VSWR \leq 2$$

1° passo: TROVARE Q

Vale la relazione

Q richiesto per ottenere un VSWR \leq di $VSWR_0 = 2$ nella banda BW

B (bandwidth)

$$B = \frac{VSWR_0 - 1}{Q \sqrt{VSWR_0}} \Rightarrow Q = \frac{VSWR_0 - 1}{B \sqrt{VSWR_0}}$$

per $VSWR = 2 \Rightarrow Q = \frac{1}{\sqrt{2} B}$

B è legata a ϵ_r e ad h secondo la seguente tabella

TABLE 5-1 2:1 VSWR Bandwidth, %, of Square Microstrip Patch Antennas

Substrate thickness/ λ_0^*	Bandwidths, %, when substrate dielectric constants are as follows:				
	1.00	2.21	2.55	4.70	10.2
0.005	1.16	0.81	0.85	0.76	0.58
0.010	1.87	1.12	1.13	0.88	0.56
0.015	2.70	1.58	1.52	1.12	0.66
0.020	3.55	2.06	1.96	1.38	0.79
0.025	4.43	2.57	2.41	1.67	0.95
0.030	5.32	3.08	2.88	1.98	1.11
0.035	6.23	3.61	3.36	2.30	1.29
0.040	7.14	4.15	3.84	2.62	1.47
0.045	8.06	4.69	4.34	2.95	1.66
0.050	8.90	5.24	4.84	3.28	1.86
0.055	9.92	5.79	5.34	3.63	2.06
0.060	10.85	6.35	5.86	3.93	2.27
0.065	11.79	6.91	6.37	4.34	2.49
0.070	12.72	7.48	6.90	4.70	2.72
0.075	13.67	8.06	7.42	5.07	2.95
0.080	14.61	8.64	7.96	5.45	3.18
0.085	15.56	9.22	8.50	5.83	3.42
0.090	16.51	9.81	9.04	6.22	3.67
0.095	17.46	10.40	9.60	6.62	3.92
0.100	18.42	11.00	10.15	7.02	4.17

* λ_0 is the free-space wavelength.

Per interpolazione si trova $B = 1.6\%$ e quindi

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 0.0161} \approx 44$$

Applicando le formule di deformazione dei fili
del patch quadrato, si trova:

$$L_0^{(0)} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}} = 0,0313 \text{ m} \equiv W_0^{(0)}$$

$$\epsilon_{\text{eff}}^{(0)} = 2,385$$

$$\Delta L^{(0)} = 8,102 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$L_0^{(1)} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}^{(0)}}} - 2 \Delta L^{(0)} = 0,0308 \text{ m} \equiv W_0^{(1)}$$

$$\epsilon_{\text{eff}}^{(1)} = 2,383$$

$$\Delta L^{(1)} = 8,100 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$L_0^{(2)} = 0,0308 \equiv L_0^{(1)}$$

$$L_0 = 3,08 \text{ cm}$$

Infine

$$L = L_0 \left(1 - \frac{1}{1+2Q}\right) = 3,04 \text{ cm}$$

$$W = L_0 \left(1 + \frac{1}{1+2Q}\right) = 3,11 \text{ cm}$$

