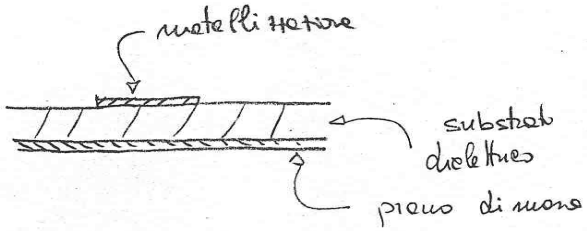
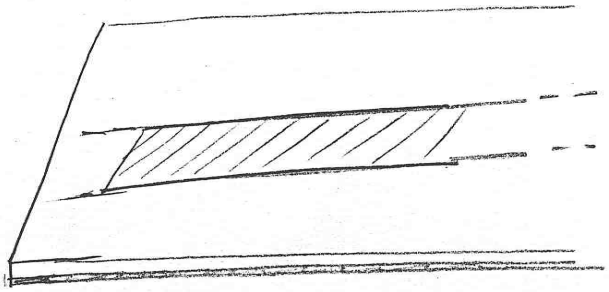
ANTENNE INTEGRATE PER DISPOSITIVI PERSONALI

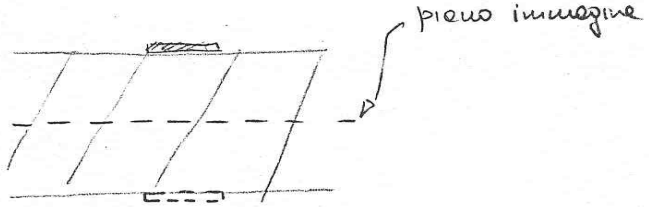
LA MICROSTRISCIA

Strutture guidante stampate

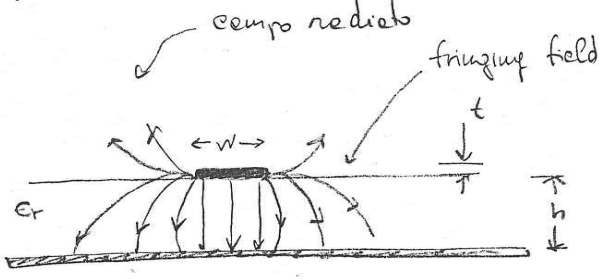




Il piano di massa funge da piano immagine per cui la struttura è equivalente ad una linea bifilare



Il campo elettromagnetico si propaga tenuto eventualmente confinato tra microstriscia e piano di massa. A tal fine lo spessore del dielettrico è piccolo e la ϵ_r è elevata.



Ad ogni modo le linee di forza del campo elettrico sono deformate in prossimità dei bordi delle microstriscie e pertanto non sono tutte confinate sotto le microstriscie e si estendono anche in aria.

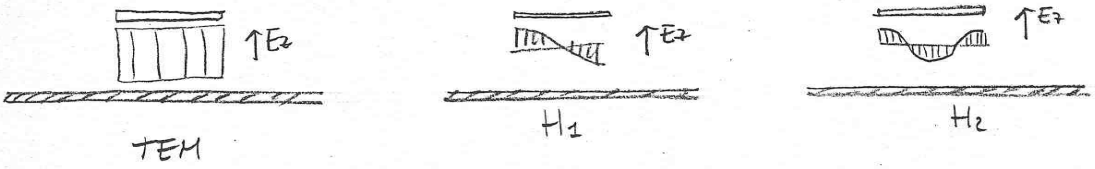
Di conseguenza:

- il modo guidato fondamentale non è esattamente un TEM (quasi-TEM)
- la costante dielettrica della guida non è semplicemente quella del dielettrico ϵ_r, ma ha un valore più basso

in quanto parte del campo si trova in aria (ϵ_{eff})

- c'è un effetto radiativo (buono per substrati sottili e ad elevate permettività)

La radiazione, il valore della costante dielettrica effettiva, dipendono dalla larghezza della microstriscia, dallo spessore del substrato e dalla permettività. In linea di principio la microstriscia, come una qualunque guida d'onda, può supportare anche altri modi oltre il fondamentale quasi-TEM. Per questi il campo elettrico ha delle oscillazioni tra microstriscia e piano di massa



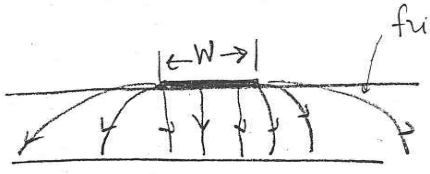
Valgono le seguenti relazioni per il modo "quasi-TEM"

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(\dfrac{8h}{We} + 0.25\,\dfrac{We}{h}\right) & \text{se } \dfrac{W}{h} \le 1 \\ \dfrac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \dfrac{We}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left[\dfrac{We}{h} + 1.444\right] \right\}^{-1} & \text{se } \dfrac{W}{h} \ge 1 \end{cases}$$

Impedenza caratteristica

We: tiene conto dell'allargamento delle strip per effetto del fringing field (campo di bordo)

$$\frac{We}{h} = \begin{cases} \dfrac{W}{h} + \dfrac{1.25}{\pi}\,\dfrac{t}{h}\left[1 + \ln\left(\dfrac{4\pi W}{t}\right)\right] & \\ \dfrac{W}{h} + \dfrac{1.25}{\pi}\,\dfrac{t}{h}\left[1 + \ln\left(\dfrac{2h}{t}\right)\right] & \text{se } \left(\dfrac{W}{h}\right) > \dfrac{1}{2\pi} \end{cases}$$



$$\boxed{\epsilon_{re}} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) - C$$

(substrato, aria) — permettività efficace

con

$$F\left(\frac{W}{h}\right) = \begin{cases} \left(1+12\frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1-\frac{W}{h}\right)^2 & \text{se } \frac{W}{h} \le 1 \\ \left(1+12\frac{h}{W}\right)^{-1/2} & \text{se } \frac{W}{h} \ge 1 \end{cases}$$

e

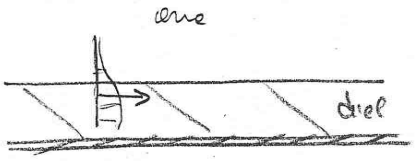
$$C = \frac{\epsilon_{r-1}}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}$$ (trascurabile per spessori piccoli)

$\eta_0 = 377\,\Omega$ — impedenza dello spazio vuoto

Le precedenti relazioni sono valide per il solo modo quasi-TEM.

Onde di superficie

sono campi guidati della discontinuità aria dielettrico (TM$_0$)



- Si trovano principalmente confinate nel dielettrico.
- Sottraggono potenza alla propagazione in microstrisce
- Possono essere limitate scegliendo il substrato con spessore

$$h \le \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{r-1}}}$$

c - velocità della luce

f - frequenza di lavoro

microstrisce

campo guidato $\Rightarrow$ alto ϵ_r, basso h

Discontinuità in Microstriscia

– (effetto di fringe)

Le discontinuità alterano il campo elettrico e magnetico e possono provocare accumulo di energia reattiva e radiativa

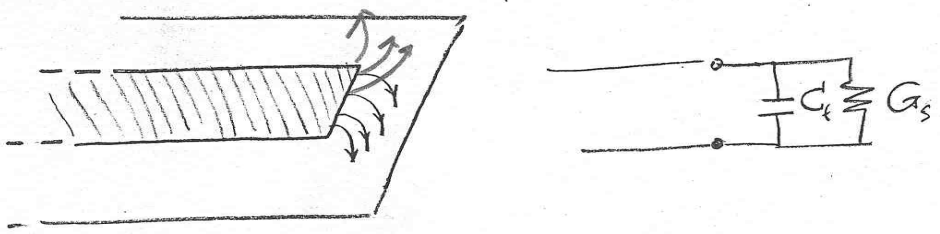
→ Variazioni del campo elettrico producono una capacità addizionale

→ Variazioni del campo magnetico producono una induttanza addit.

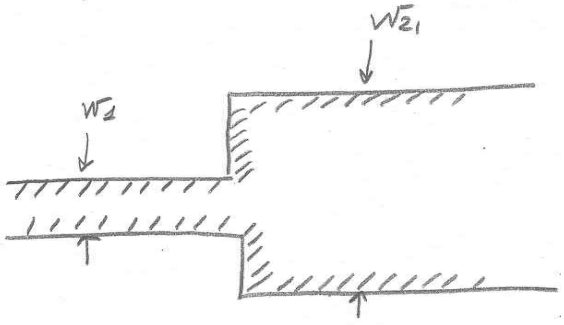
C_f: accumulo di energia reattiva

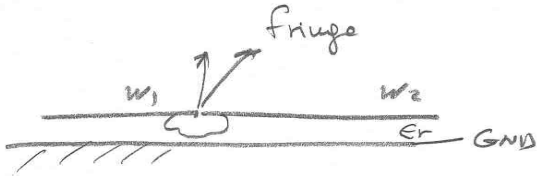
G_s termine di radiazione (slot equivalente)

circuito aperto

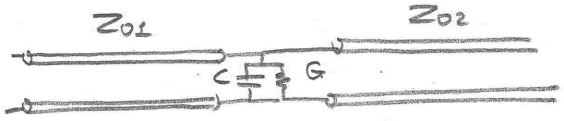


Il campo elettrico di fringe provoca un accumulo di energia elettrica schematizzabile con una capacità. La lunghezza elettrica della microstriscia è maggiore di quella geometrica.





discontinuità sulla sezione ⇒ produce riflessioni lungo la linea, accumulo di energia e ritorno della discontinuità e irradiazione

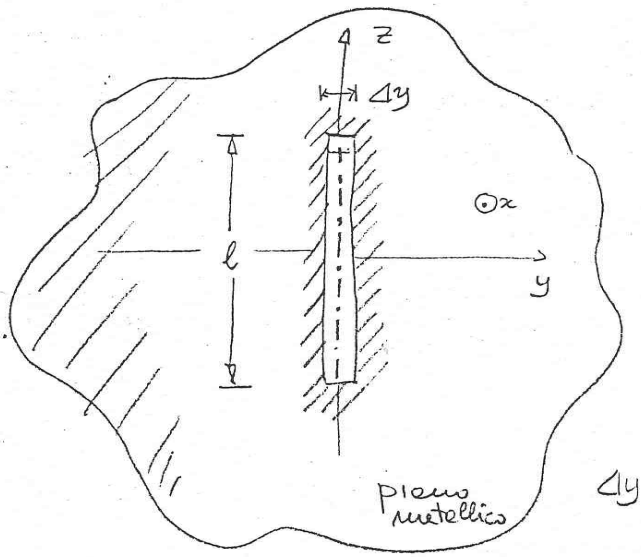


SLOTS

– molto utilizzate nelle comunicazioni marittime (navali)

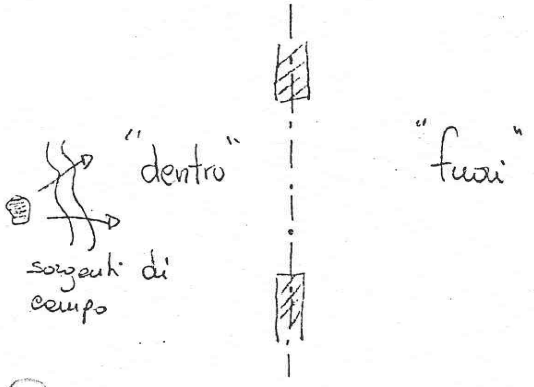
Si tratta di un elemento radiante estremamente importante che non viene generalmente utilizzato da solo quanto in configurazioni di array.

Nel caso più generale può anche pensarsi come una fenditura su un piano metallico



Δy ⟂⟂⟂ l

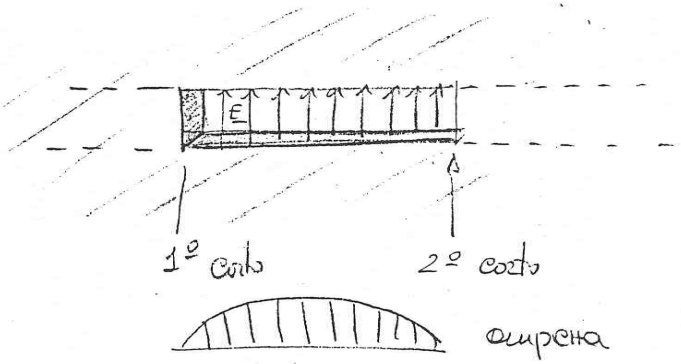
in sezione:



⊏ trasporto di potenza da "dentro" e "fuori"

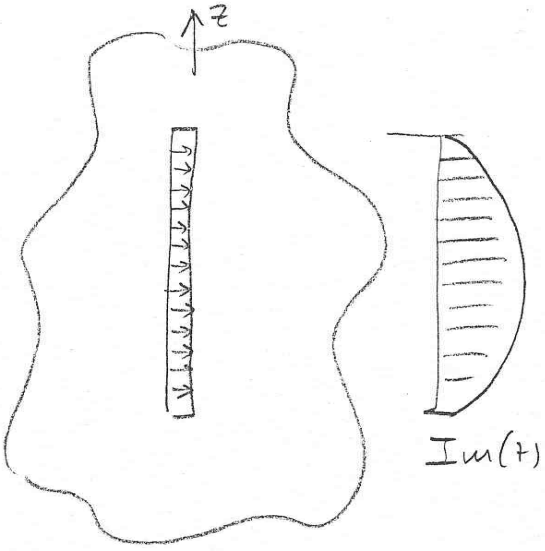
- Faremo vedere che si comporta esattamente come un dipolo magnetico (struttura duale del dipolo elettrico)

- Se pensiamo alla slot come ad un tratto di linea di trasmissione i cui "fili" siano gli spessori del taglio, chiuse su due cortocircuiti, è immediato ritrovare che ovrà luogo una distribuzione di campo stazionaria

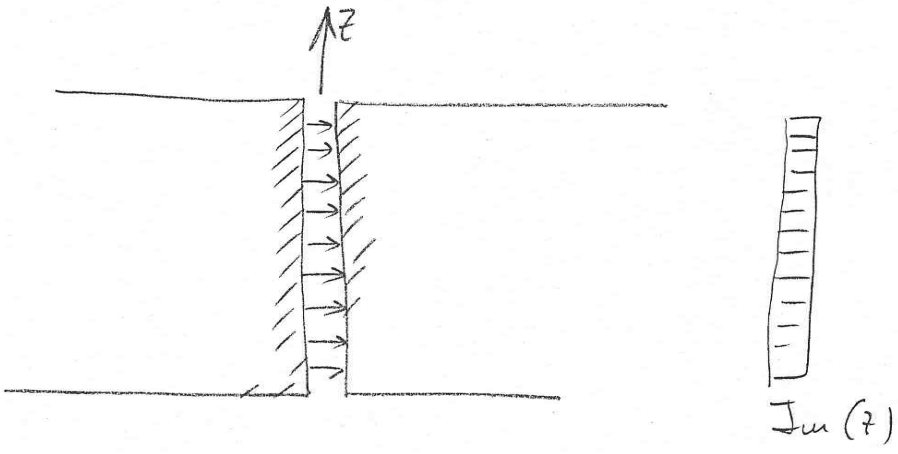


- Poiché la fenditura è molto stretta si avrà un effetto condensatore e cioè il campo

Casi notevoli per l'andamento della corrente magnetica



terminazione in corto circuito



terminazione in circuito aperto

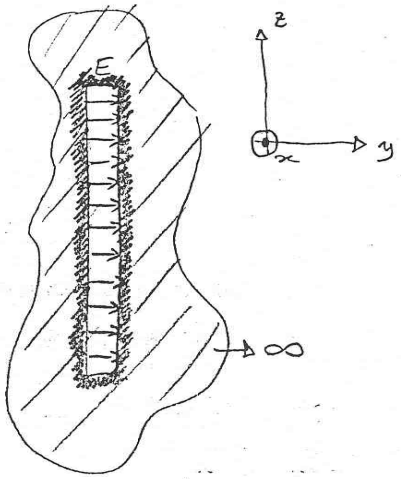
elettrico polarizzato ortogonalmente alla direzione della fenditura.

Si può ammettere pertanto che

Campo nella fenditura

$$\underline{E} = \hat{y}\, E(y,z)\, \delta(x)$$
$$\simeq \hat{y}\, E(z)\, \delta(x)$$

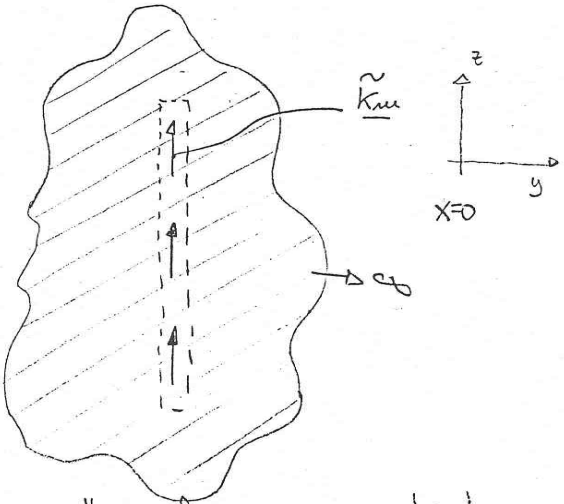
(Con buona approssimazione lungo y)



- Vogliamo qualificare il campo irradiato: a tal fine utilizziamo il Teorema di equivalenza:

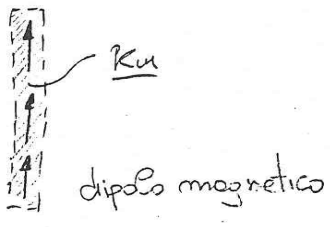
Supponiamo che il piano metallico sia indefinito: il campo irradiato a valle dello schermo può essere ottenuto considerando il piano privo di fessure, e al posto di esse una sorgente di corrente magnetica di densità lineare pari alla componente tangente di campo elettrico

$$\underline{\tilde{K}_m} = -\hat{z} \times \underline{E} = -\hat{x} \times \hat{y} \cdot \underline{E} = -\hat{z} \cdot \underline{E}(y,z)$$



In virtù del Teorema delle Immagini la parete elettrica può essere simulata posizionando una ulteriore sorgente magnetica in posizione speculare rispetto alla prima. Di conseguenza la slot di partenza è equivalente, rispetto al campo irradiato ed una sorgente di corrente magnetica che irradia in tutto lo spazio

$$\underline{K_m} = 2\,\underline{\tilde{K}_m} = -2\,\hat{z}\,\underline{E}(y,z)$$



[Richiamo]

In generale, passando per i potenziali elettrici e magnetici, il campo elettrico irradiato da sorgenti $\underline{J}_e$ e $\underline{J}_m$ si scrive come

$$\underline{E}(\underline{r}) = -j\omega\mu \int G\, \underline{J}\, dv + \frac{1}{j\omega\epsilon} \int (\underline{J}_e \nabla)\cdot \nabla G\, dv - \int \nabla' G \times \underline{J}_m\, dv$$

nel campo lontano è

$$\underline{E}(\underline{r}) \sim \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left[-j\omega\mu \int J e^{jk_0 \hat{\underline{r}}\cdot \underline{r}'} dv + j\omega\mu \int (\hat{\underline{r}}\cdot \underline{J}_e)\, \hat{\underline{r}}\, e^{jk_0 \hat{\underline{r}}\cdot \underline{r}'} + \right.$$

$$\left. + jk_0 \int (\underline{J}_m \times \hat{\underline{r}})\, e^{jk_0 \hat{\underline{r}}\cdot \underline{r}'} dv \right]$$

Nel caso specifico è presente la sola sorgente magnetica

$$\underline{E}(\underline{r}) = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left[j\omega\mu \int_V \left[(\hat{\underline{r}}\cdot \underline{J}_e)\, \hat{\underline{r}} - \underline{J}_e \right] e^{jk_0 \hat{\underline{r}}\cdot \underline{r}'} dr' + \right. \quad (*)$$

$$\left. + jk_0 \int_V (\underline{J}_m \times \hat{\underline{r}})\, e^{jk_0 \hat{\underline{r}}\cdot \underline{r}'} dr' \right]$$

[Fine Richiamo]

Infatti è $E(r) \sim \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi}\left[-j\omega\mu\int J e^{jk_0 \hat{r}\cdot r'}dv + j\omega\mu\int(\hat{r}\cdot J)\hat{r}\, e^{jk_0 r\cdot\hat{r}'} + jk_0\int(\hat{r}\times J)\, e^{jk_0\hat{r}\cdot r'}dv\right]$

Il campo lontano irradiato da una sorgente $\underline{J}_m$ magnetica si può calcolare tramite la funzione di Green (per lo spazio libero):

$$E(r) = +jk_0\int_V \underline{J}_m(\underline{r}')\times\hat{\underline{r}}\, e^{jk_0\hat{\underline{r}}\cdot\underline{r}'}\, dV'\, \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}$$

$dV' = dx\,dy\,dz$ ← Luogo delle sorgenti

Poiché le sorgenti magnetiche si estendono semplicemente nel piano $x=0$ posso porre

- $\underline{J}_m(x,y,z) = \delta(x)\cdot\underline{k}_m(y,z)$

Inoltre, ammettendo che $\Delta y \ll \lambda$ si può ipotizzare che non ci siano variazioni di campo con lo spessore Δy

- $\underline{J}_m(x,y,z) \equiv \underline{J}_m(z)\,\delta(y)$

Si può pertanto integrare direttamente rispetto a z

$$E(r) = -jk_0\Delta y\,\frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}\int_{-\frac{e}{2}}^{\frac{e}{2}} 2\,\underline{E}(z)\,\hat{\underline{z}}\times\hat{\underline{z}}\, e^{jk_0\hat{\underline{z}}\cdot\underline{z}'}\,dz$$

sia
- $\Delta y\, E(z) = V(z)$ — (tensione nella slot)
  $= 2E(z)\cdot\Delta y$
- $2V(z) \triangleq I_m(z)$ — intensità di corrente magnetica

$$\Rightarrow E(r) = -jk_0\int_{-\frac{e}{2}}^{e/2} I_m(z)\,\boxed{\hat{\underline{z}}\times\hat{\underline{z}}}\, e^{jk_0\boxed{\hat{\underline{z}}\cdot\underline{z}'}}dz\ \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}$$

scrivo in coordinate sferiche

$\underline{z}' = z\,\hat{\underline{z}}$

$\hat{\underline{z}} = \hat{\underline{r}}\cos\vartheta - \hat{\underline{\vartheta}}\sin\vartheta$

$$\Rightarrow \begin{cases} \hat{\underline{r}}\cdot\underline{z}' = z\cos\vartheta \\ \hat{\underline{z}}\times\hat{\underline{r}} = -\hat{\underline{\phi}}\sin\vartheta \end{cases}$$

per un dipolo ere $\underline{E}(r) \sim j k_0 z_0 \sin\vartheta \frac{\underline{I}}{4\pi r} \Big)_{-l/2}$

Il campo irradiato diventa pertanto:

$$\underline{E}(r) = +j k_0 \sin\vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_{-\frac{\ell}{2}}^{\frac{\ell}{2}} I_m(z) e^{jk_0 z \cos\vartheta} dz \, \hat{\Phi}$$

STOP QUI

Si tratta di una forma completamente duale a quella trovata per il dipolo elettrico, pertanto la slot viene frequentemente indicata anche come dipolo-magnetico. Molto di frequente si lavora in condizioni di risonanza (massima efficienza radiativa) per cui si sceglie $\ell = \frac{\lambda}{2}$

in tal caso si può dimostrare che la resistenza di radiazione vale

$$R_r = 487\ \Omega$$

{ problemi di matching con le usuali linee di alimentazione }

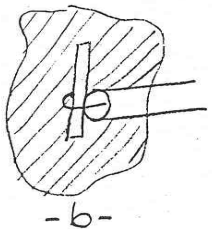
Se • R_d è la resistenza di radiazione di un dipolo e
• R_s " " della corrispondente slot,
vale la relazione

$$R_d \cdot R_s = \frac{Z_0^2}{4}$$

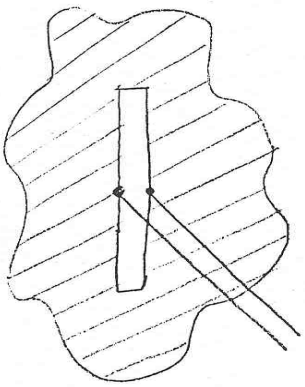
In generale le slot vengono alimentate in 3 modi:

a) con linee bifilare

b) coassiale

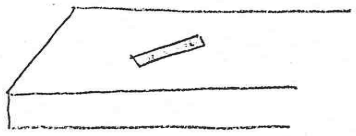


-b-



-a-

c) fessure in guida d'onda



-c-

LA MICROSTRISCIA COME ANTENNA

Può essere ottenuta un'antenna considerando una porzione di microstrisce di lunghezza

$$\frac{\lambda_0}{3} < L < \frac{\lambda_0}{2}$$

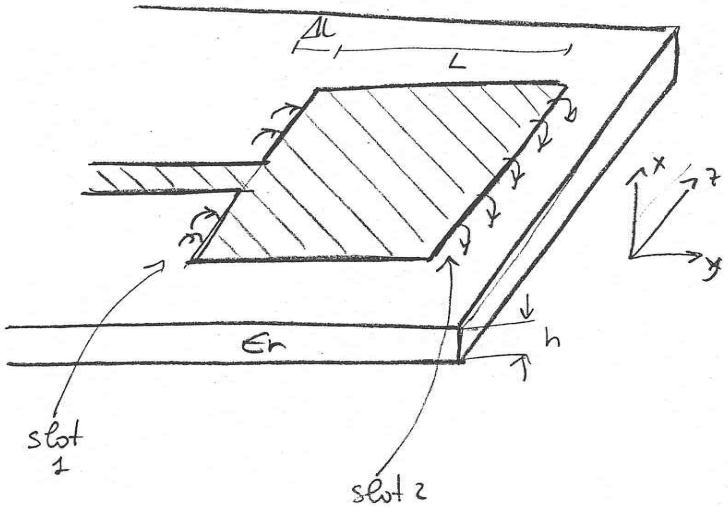
λ_0 : lungh. d'onda nel dielettrico

su un substrato di spessore maggiore di quello di una microstrisce

$$0.003\lambda \leq h \leq 0.05\lambda$$

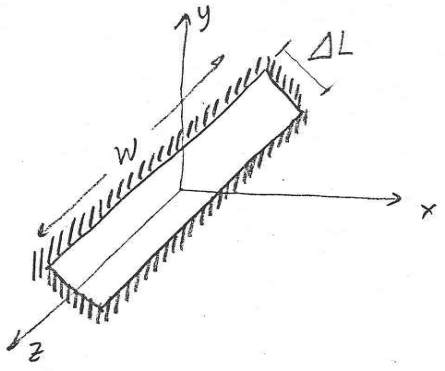
e permettività

$$2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$$ → (sono preferiti valori bassi)



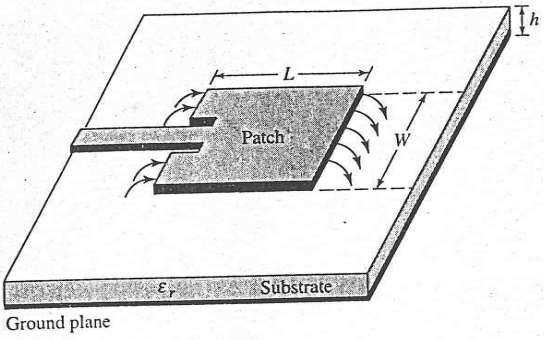
La radiazione è legata al campo di fringe e può essere vista come prodotta da due slot

Un modo alternativo di vedere le cose è considerare la radiazione come prodotta dalle correnti equivalenti che scorrono sulla superficie del conduttore.

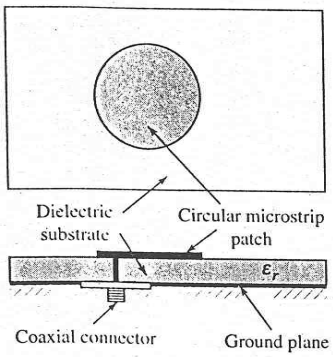


Un'antenna di questo tipo è chiamata antenna a microstrisce o <u>antenna a patch</u> (cerotto)

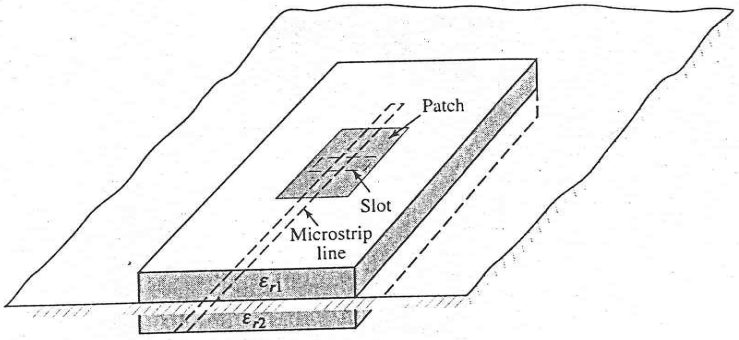
MODALITÀ DI ALIMENTAZIONE



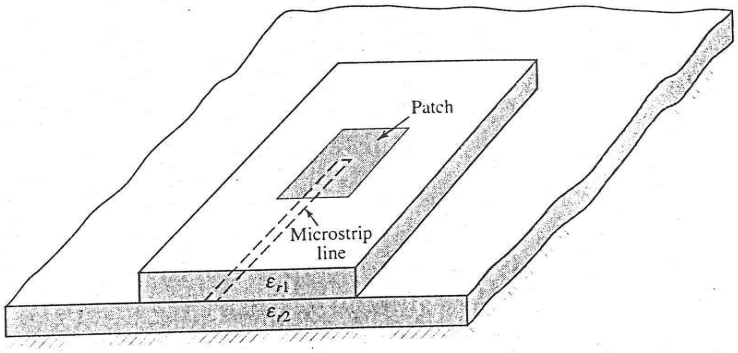
(a) Microstrip line feed



(b) Probe feed



(c) Aperture-coupled feed



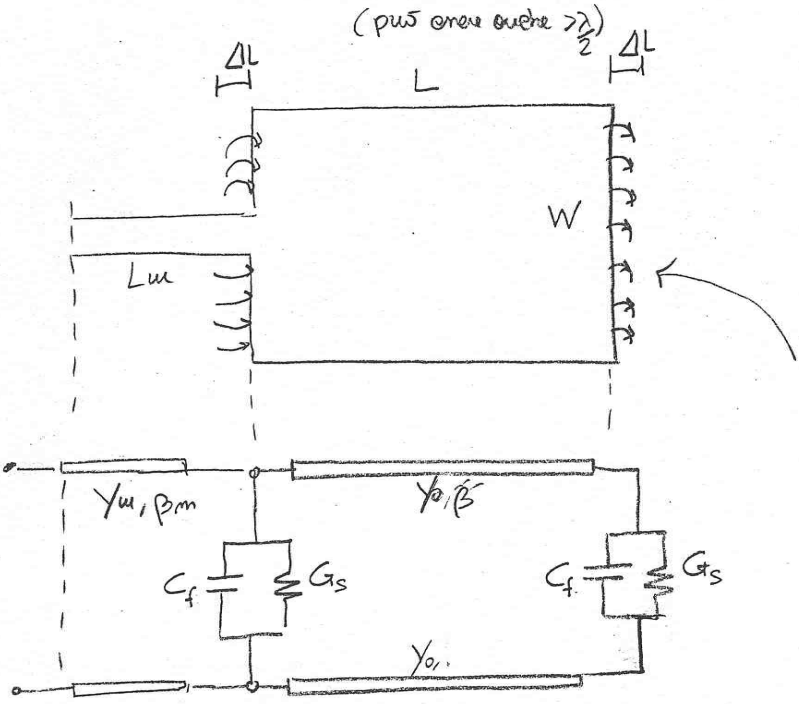
(d) Proximity-coupled feed

MODELLO A LINEA DI TRASMISSIONE

Si consideri un patch rettangolare alimentato da una microstriscia. La lunghezza del patch è in genere $\approx \lambda/2$ mentre la larghezza

$0.2\lambda < W < 0.5\lambda$,
(può anche essere $> \frac{\lambda}{2}$)

λ: lunghezza d'onda nel dielettrico



Un circuito equiv. è il seguente

il campo di fringe produce un "allungamento" ΔL delle dimensioni elettriche del patch

$Y_S = G_S + j\omega C_S$

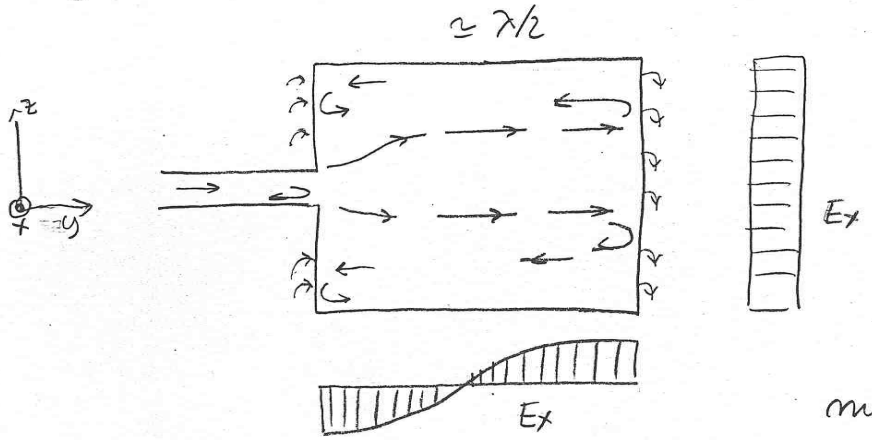
C_f: tiene conto dell'accumulo di energia elettrica

G_S: tiene conto della radiazione.

DESCRIVERE PRIMA LA FENOMENOLOGIA

Quando il campo guidato dalla microstriscia incontra la transizione (discontinuità) tra sezione piccola e sezione grande all'ingresso del patch il campo elettrico si allarga (fringe) provocando accumulo di energia elettrica e radiazione. Dopo questa transizione il patch può essere considerato come una nuova microstriscia di sezione più grande. Quando il nuovo campo guidato (che si propaga con una diversa costante β) raggiunge la seconda discontinuità alla fine

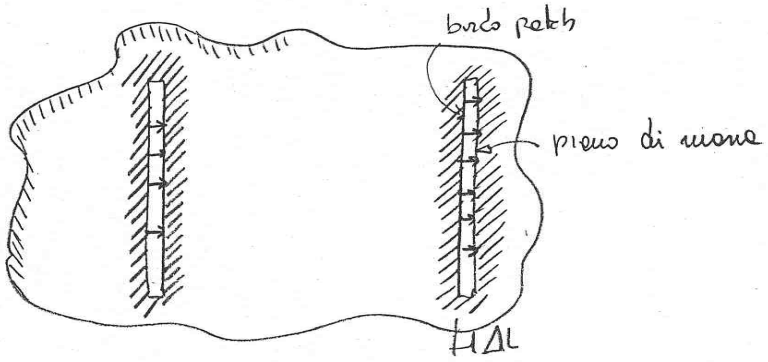
del patch, si genera un nuovo campo di fringe. Tuttavia nasce un'onda riflessa che interferisce con l'onda diretta creando un regime di onde stazionarie



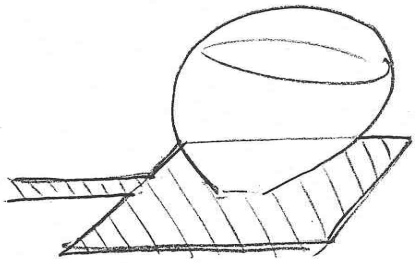
⊛ Il vettore campo elettrico entra con fase opposte alle due terminazioni del patch

modo TM01
(come si vedrà in dettaglio in seguito)

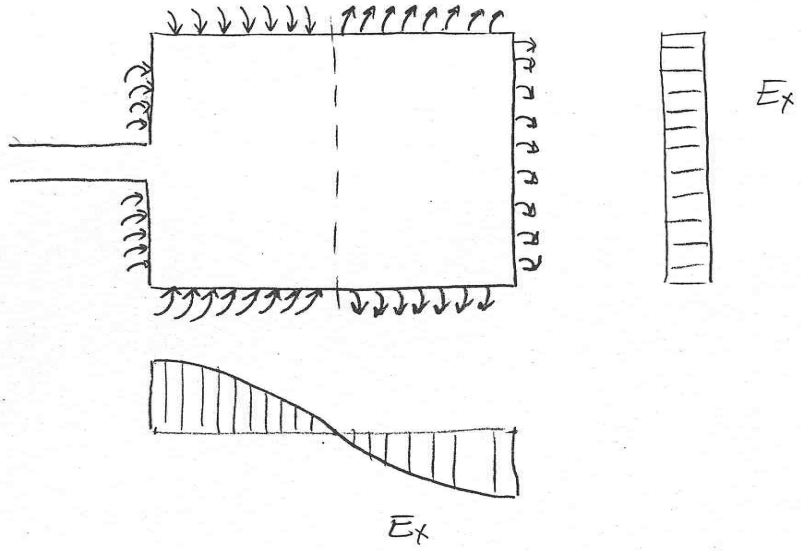
La radiazione è pertanto imputata alle due transizioni



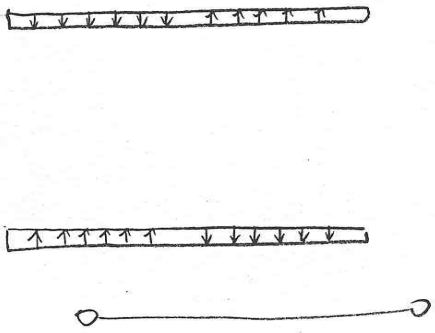
ed è schematizzabile come due slot che irradiano in fase per cui la radiazione complessiva è di tipo broadside



Cosa succede agli altri spigoli (paralleli al lato lungo) perché non irradiano?



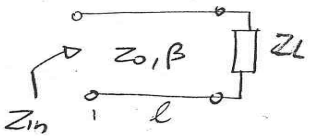
per effetto dell'eccitazione di E_x, le due sole "lunghe" interagiscono in opposizione di fase e pertanto danno un contributo nullo alla radiazione complessiva nella direzione broadside.



L'impedenza d'ingresso vista nella transizione microstriscia patch può essere ottenuta dal circuito equivalente precedente con le usuali formule delle linee di trasmissione per cui

Caso generale: Si ricorda che

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L \cos\beta l + j Z_0 \sin\beta l}{Z_0 \cos\beta l + j Z_L \sin\beta l}$$



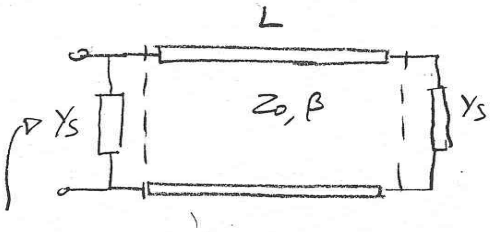
$$= Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan\beta l}{Z_0 + j Z_L \tan\beta l}$$

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Z_0 + j Z_L \tan\beta l}{Z_L + j Z_0 \tan\beta l}$$

divido numerat. e denom. per $Z_0 Z_L$

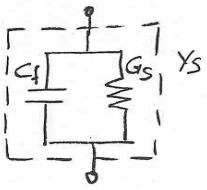
$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + j Y_0 \tan\beta L}{Y_0 + j Y_L \tan\beta L}$$

Per il circuito specifico è



$$Y_{in} = Y_0$$

$$Y_{in} = Y_S + Y_0 \frac{Y_S + j Y_0 \tan\beta L}{Y_0 + j Y_S \tan\beta L}$$



$$Y_{in} = (G_S + j B_f) + Y_0 \frac{G_S + j(B_f + Y_0 \tan\beta L)}{Y_0 + j(G_S + j B_f)\tan\beta L}$$

$B_f = \omega C_f$

Y_0: ammettenza caratteristica del patch (considerato come microstriscia)

Per trovare le lunghezze di risonanza dell'antenna bisogna porre

$$\mathrm{Im}[Y_{in}] = 0$$

$$\tan\beta L = \frac{2 Y_0 B_f}{G_S^2 + B_f^2 - Y_0^2}$$

si verifica che <u>L di poco inferiore a $\lambda/2$</u>

in tal caso l'ammettenza d'ingresso è

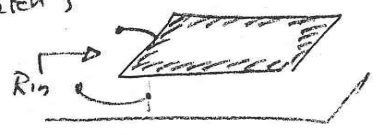
$$Y_{in} = 2 G_S$$

(patch adattato alla linea di alimentazione)

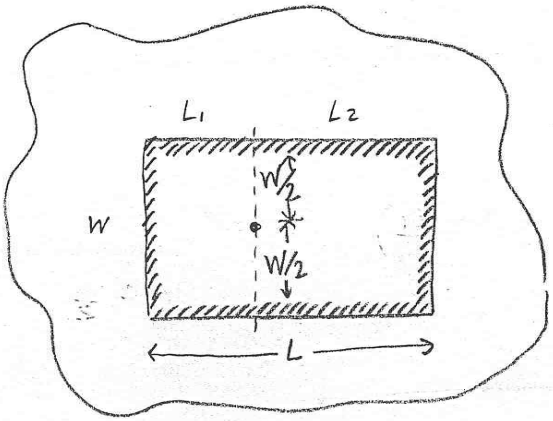
In altri termini, alla risonanza gli effetti reattivi si compensano e restano solo i contributi resistivi.

$$R_{in} = \frac{1}{2 G_S}$$

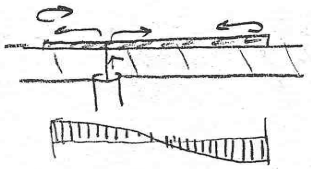
Resistenza d'ingresso in condizioni di risonanza (calcolata su uno spigolo del patch)



Alimentazione con coaniale



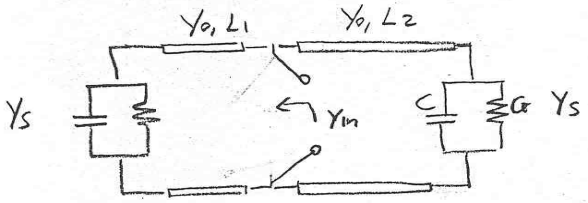
$L = L_1 + L_2$



se $L \simeq \lambda/2$

si genera movimento in regime di onde stazionarie

$L = L_1 + L_2$



L'ammettenza d'ingresso nel punto di alimentazione è

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_s + j Y_0 \tan\beta L_1}{Y_0 + j Y_s \tan\beta L_1} + Y_0 \frac{Y_s + j Y_0 \tan\beta L_2}{Y_0 + j Y_s \tan\beta L_2}$$

Nota che per $L_1 = L_2 = \lambda/4 \Rightarrow R_{in} = 0$

$$R_{in} \cong \frac{1}{2G_s} \cos^2 \beta L_1$$

Alla risonanza (Utile per stabilire la posizione dell'alimentazione)

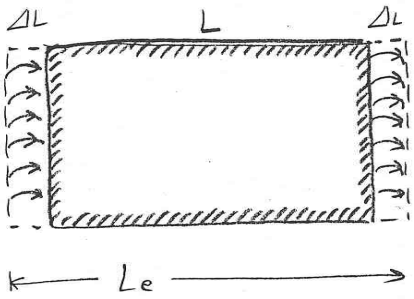
→ GIRA PAGINA

Anche in questo caso si ha risonanza quando L è poco meno di $\lambda/2$. (λ = lunghezza d'onda nel dielettrico) Perché?

La lunghezza elettrica del patch è maggiore di quella geometrica per effetto del campo di frange

La lunghezza efficace L_e è legata allo spessore del dielettrico e al loro di substrato. Si trova:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{ef} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ef} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$



lunghezza efficace

$$L_e = L + 2\Delta L$$

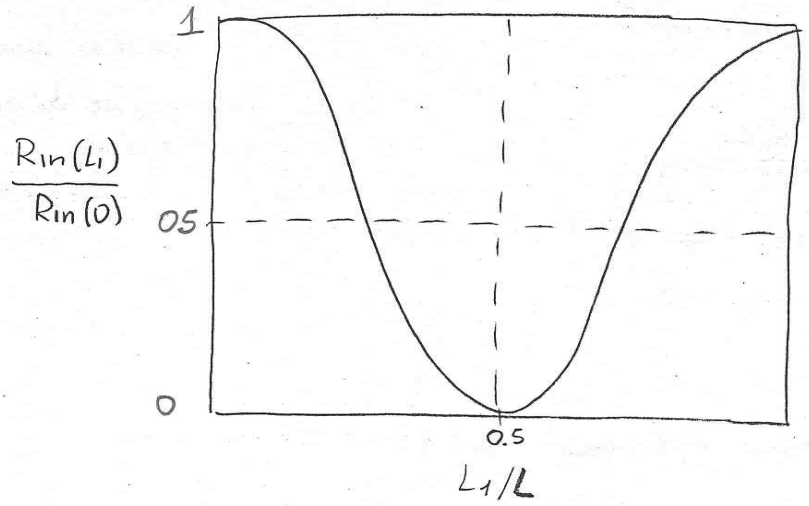
→

→

Questa formula è utile per decidere dove alimentare il patch in modo da ottenere una opportuna impedenza d'ingresso

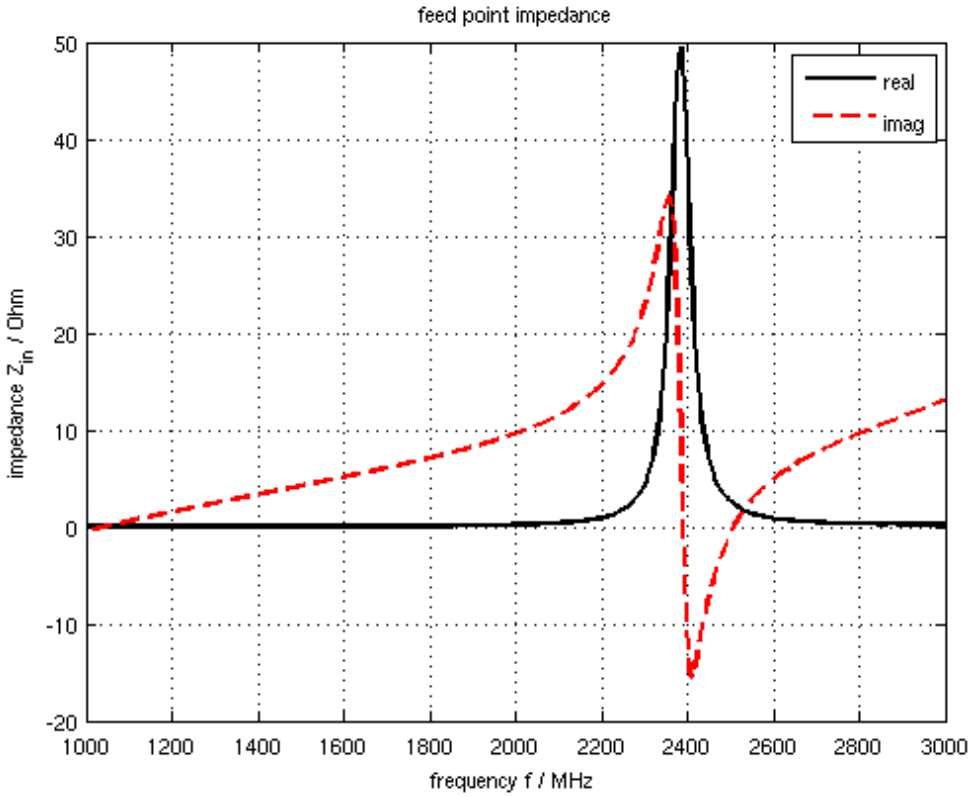
$$R_{in} = \frac{1}{2} R_s \cos^2 \beta L_1 = R_{in}(0) \cdot \cos^2\left(\pi \frac{L_1}{L}\right)$$

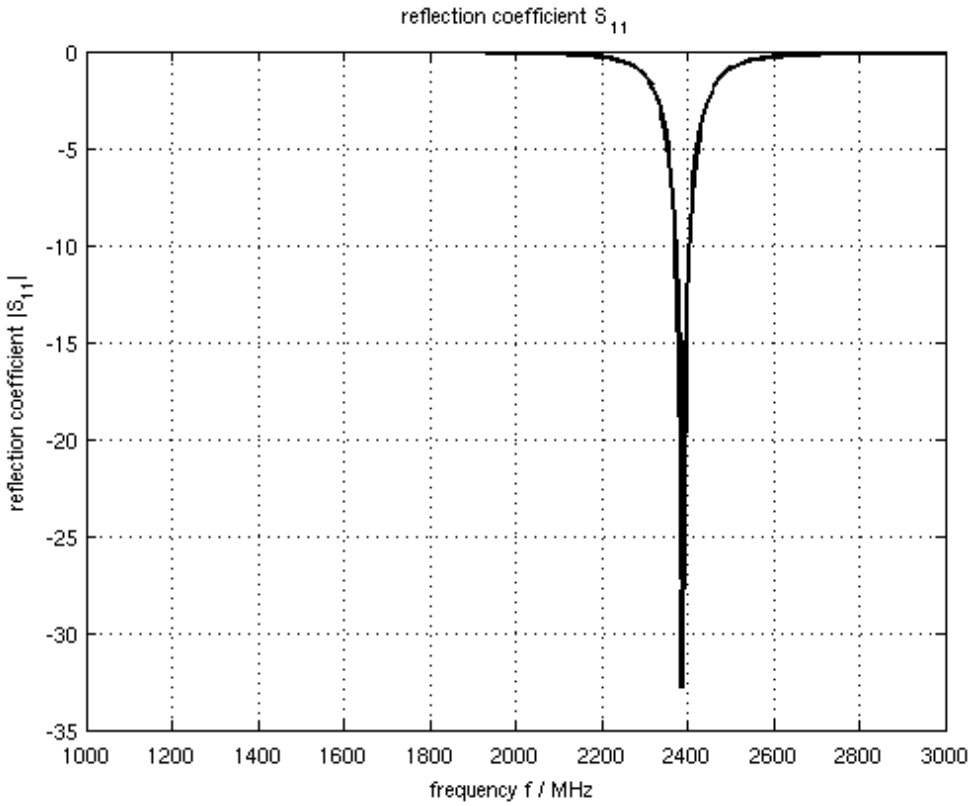
* in fatti alla risonanza è $L \simeq \frac{\lambda}{2}$



Al centro del patch la resistenza d'ingresso è nulla (non c'è accoppiamento tra alimentazione e struttura)

Impedenza d'Ingresso di un Patch al variare della frequenza

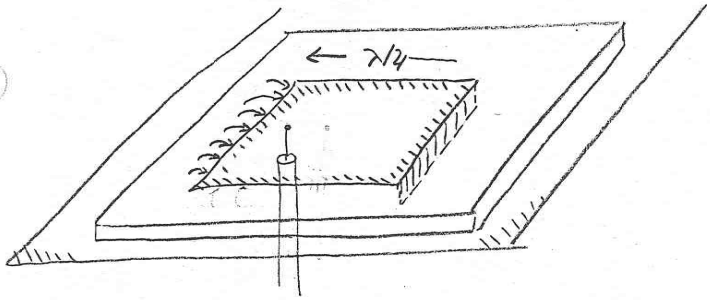


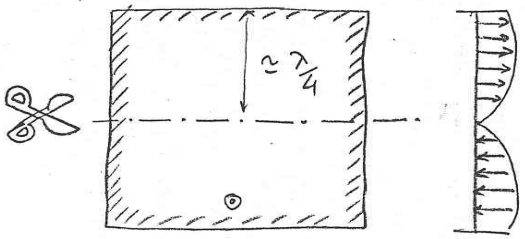


Miniaturizzazione del patch

Configurazione a $\lambda/4$: utile anche a circoscrivere l'area del trattamento.

→ uso in configurazioni ad array

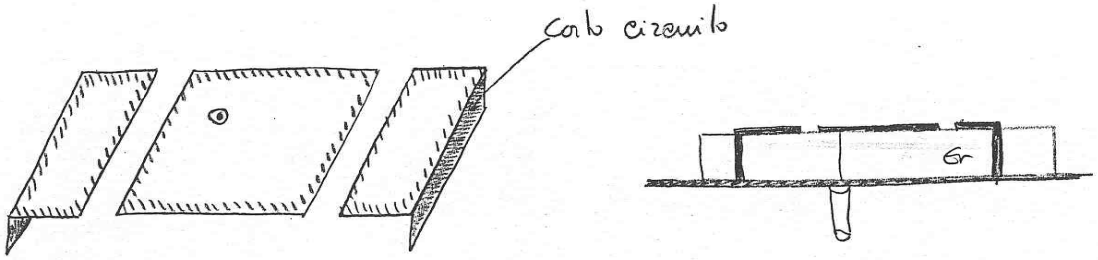




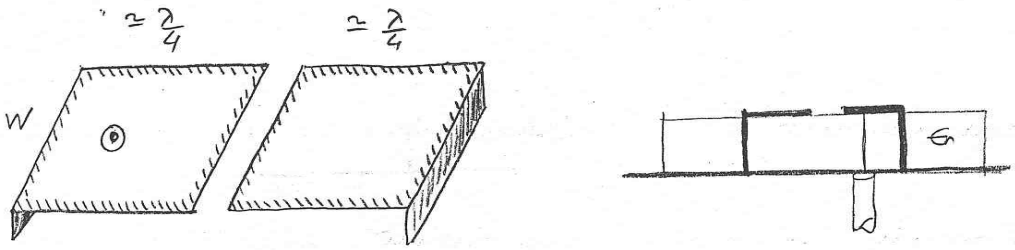
Il patch può essere tagliato in corrispondenza del nullo di campo e collegato al ground senza che ci sia una variazione nelle correnti e quindi delle frequenze di risonanza.

- c'è una sola slot radiante : il pattern sull'E-out è più largo rispetto al patch intero (manca l'effetto array)
- l'impedenza d'ingresso è maggiore (circa 2.5 volte)
- è occupato 1/2 dello spazio rispetto al patch intero (soluzione a basso ingombro)
- la banda è più stretta (circa l'80%) perché il volume occupato è minore (Antenne per telefoni cellulari)

Questo tipo di antenna può essere usato in configurazione parassita ~~come segue~~: in modo da ~~alimentare~~ aumentare la banda



oppure



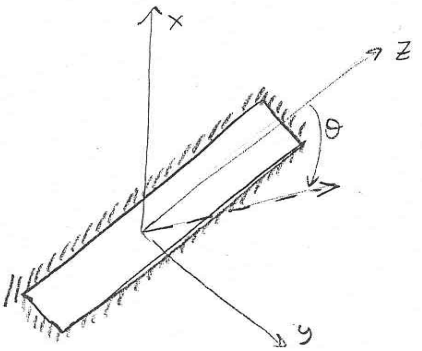
In queste configurazioni si fa in modo di eliminare una slot radiante per ciascun elemento parassita, riducendo la distorsione del pattern.

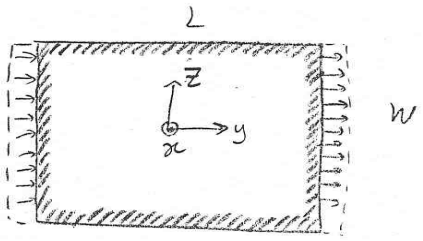
Il gap tra le metallizzazioni è più piccolo rispetto alle precedenti strutture e pertanto l'antenna può essere anche considerata come una slot (individuata dal gap).

L'aumento in banda è di circa 2 volte, inferiore quindi alle altre configurazioni. Questa struttura risulta quindi interessante quando sono richieste dimensioni contenute.

Calcolo della conduttanza di radiazione G

È la conduttanza di radiazione di ciascuna slot





$$\begin{cases} \underline{E}_s = E_y\,\hat{\underline{y}} \\ |z| < \frac{W}{2} \end{cases}$$

si può supporre esistente nella slot

la densità di corrente magnetica equivalente è (tenendo conto anche dell'immagine)

$$\underline{J}_m = -2\,\hat{\underline{n}} \times \underline{E}_s = -2(\hat{\underline{x}} \times \hat{\underline{y}})\,E_y = -2E_y\,\hat{\underline{z}}$$

↑ immagine

Si ricorda il campo irradiato da una slot nel far field:

$$\underline{E}(r) = +j k_0 \sin\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} I_m(z') e^{jk_0 z' \cos\theta} dz' \; \hat{\underline{\phi}}$$

con $I_m(z) = J_{ms} \cdot \Delta L = +2(E_y \Delta L) = 2V_0 = +E_y \Delta L$

quindi

$$\underline{E}(r) = +2V_0 j k_0 \sin\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \frac{1}{k_0 \cos\theta} 2 \frac{e^{jk_0 \frac{W}{2}\cos\theta} - e^{-jk_0 \frac{W}{2}\cos\theta}}{2j} \hat{\underline{\phi}}$$

$$= +2j V_0 \sin\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \frac{\sin\left[k_0 \frac{W}{2}\cos\theta\right]}{\cos\theta} \cdot 2 \; \hat{\underline{\phi}}$$

$$\boxed{\underline{E}_{slot}(r) = +j \frac{V_0}{\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sin\theta \frac{\sin\left[k_0 \frac{W}{2}\cos\theta\right]}{\cos\theta} \hat{\underline{\phi}}}$$

campo irradiato da una singola slot

La conduttanza di radiazione si calcola a partire dalla potenza irradiata

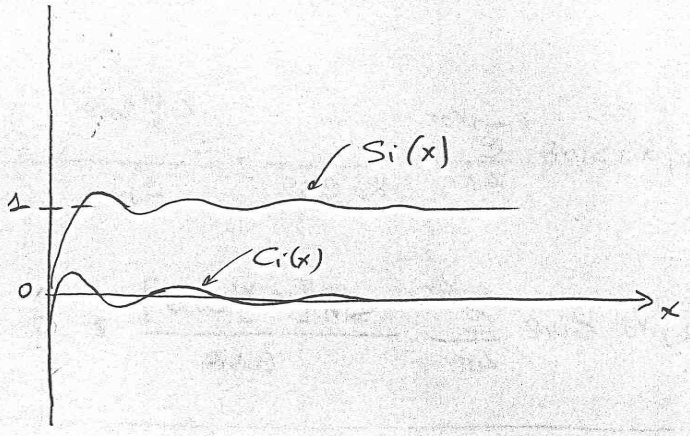
$$P_R = \frac{1}{2} G_s |V_0|^2 \quad \Rightarrow \quad G = \frac{2P_R}{|V_0|^2}$$

$$P_R = \frac{1}{2} \frac{1}{\eta_0} \int\int |E_{slot}|^2 r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi$$

è stata utilizzata l'approssimazione in campo lontano

$0 < \theta < \pi$, $-\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}$ } semisfera $x > 0$

$$= \frac{1}{2\eta_0} \pi \int_0^{\pi} |E_{slot}|^2 r^2 \sin\theta \, d\theta = \frac{1}{2\eta_0} \pi \frac{V_0^2}{\pi^2} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2\left[k_0 \frac{W}{2}\cos\theta\right]}{\cos^2\theta} \sin\theta \, d\theta$$


Si(x)
1
Ci(x)
0
x

quindi la conduttanza è

$$G_s = \frac{2P_R}{V_0^2} = \underbrace{\frac{1}{\pi\eta_0}}_{\frac{1}{120\pi^2}} \underbrace{\int_0^{\pi} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi W}{\lambda_0}\cos\theta\right)}{\cos^2\theta} \sin^3\theta \, d\theta}_{I_1}$$

$$Si(X) \triangleq \int_0^X \frac{\sin\tau}{\tau} d\tau$$

la soluzione dell'integrale è

$$Ci \triangleq \int_\infty^X \frac{\cos\tau}{\tau} d\tau$$

$$I_1 = -2 + \cos(X) + X\,Si(X) + \frac{\sin(X)}{X}$$

$X = k_0 W$

seno integrale

Una buona approssimazione, per substrati sottili è: (

$$\boxed{G_s \cong \frac{W}{120\lambda_0}\left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2\right]}$$

se $h < \frac{\lambda_0}{10}$

|| attenzione fa riferimento a slot di spessore h e non ΔL

Qualitativamente:

all'aumentare della larghezza W del patch aumenta la potenza irradiata e di conseguenza la conduttanza di radiazione

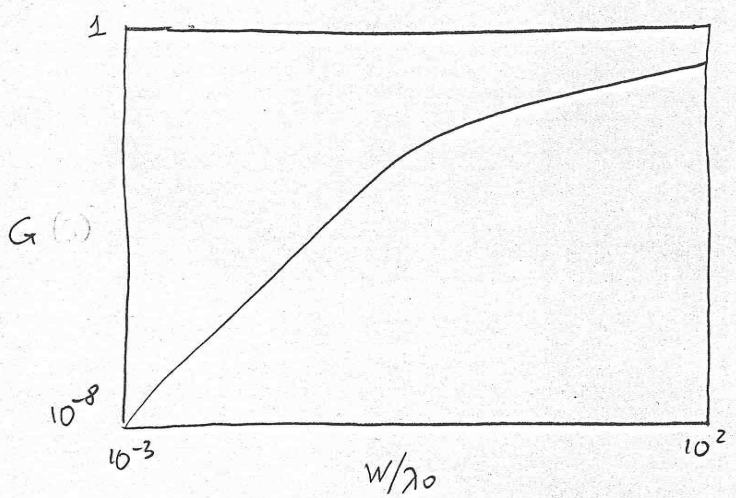
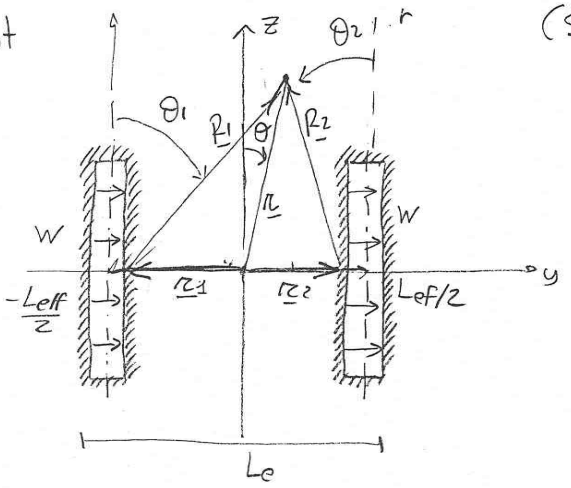


Diagramma di Radiazione

Può essere calcolato come sovrapposizione dei campi irradiati delle due slot (Si trascura l'accoppiamento)



non si considera il substrato dielettrico

Il campo irradiato della singola slot, nel proprio sistema di riferimento è:

$$\underline{E}_s = -j\,4V_0\,\frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}\,\frac{\sin\left[k_0\frac{W}{2}\cos\vartheta\right]}{\cos\vartheta}\sin\vartheta\,\underline{\hat{\phi}} = -j\,4V_0\,\frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}\,\underline{f}(\vartheta,\phi)$$

$\underline{f}(\vartheta)$ ← fattore di elemento

Il campo totale è la somma dei due campi

$$\underline{E}_T = \underline{E}_{s1} + \underline{E}_{s2} = -j\,4V_0\left[\frac{e^{-jk_0R_1}}{4\pi R_1}\,\underline{f}(\theta_1) + \underline{f}(\theta_2)\,\frac{e^{-jk_0\underline{R}_2}}{4\pi R_2}\right]$$

Nel campo lontano è
$\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta$

$$R_m = \sqrt{r^2 + r_m^2 - 2\underline{r}_m\cdot\underline{r}}$$

$$\underline{r}_m = \pm\frac{L_e}{2}\underline{\hat{y}}$$

$$= r\sqrt{1 + \left(\frac{r_m}{r}\right)^2 - 2\cdot\frac{\underline{r}_m\cdot\underline{r}}{r^2}}$$

Poiché ci interessa il campo a grande distanza, si può approssimare $1+\left(\frac{r_m}{r}\right)^2 \cong 1$

quindi $R_n \simeq r\sqrt{1-2\frac{\underline{r}_n\cdot\hat{\underline{r}}}{r}} \simeq r\left(1-\frac{1}{2}2\frac{\underline{r}_n\cdot\hat{\underline{r}}}{r}\right) = r-\underline{r}_n\cdot\hat{\underline{r}}$

Si può inoltre fare l'approssimazione ai denominatori

$$\frac{1}{4\pi R_n} \simeq \frac{1}{4\pi r} \qquad \underline{r}_n = \pm\frac{L_e}{2}\hat{\underline{y}}$$

$$\underline{E}_T = -j\,4V_0\,\underline{f}(\theta)\,\frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r}\left[e^{-jk_0\frac{L_e}{2}\hat{\underline{y}}\cdot\hat{\underline{r}}} + e^{+jk_0\frac{L_e}{2}\hat{\underline{y}}\cdot\hat{\underline{r}}}\right]$$

$$\hat{\underline{r}} = \hat{\underline{x}}\sin\theta\cos\phi + \hat{\underline{y}}\sin\theta\sin\phi + \hat{\underline{z}}\cos\theta \quad\Rightarrow\quad \hat{\underline{y}}\cdot\hat{\underline{r}} = \sin\theta\cdot\sin\phi$$

quindi

$$\underline{E}_T = -j\,4V_0\,\underline{f}(\theta)\cdot\frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r}\,2\cos\left(k_0\frac{L_e}{2}\sin\theta\sin\phi\right)$$

e^{-jk_0r}: termine di propagazione

$\underline{f}(\theta)$: fattore di elemento

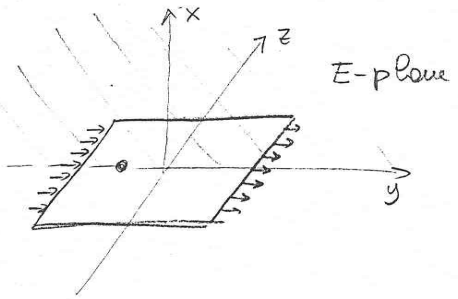
$2\cos\left(k_0\frac{L_e}{2}\sin\theta\sin\phi\right)$: fattore di allineamento (array)

$$\boxed{\underline{E}_T = -j\,2V_0\,\frac{\sin\left[k_0\frac{W}{2}\cos\theta\right]}{\cos\theta}\sin\theta\,\frac{e^{-jk_0r}}{\pi r}\cos\left(k_0\frac{L_e}{2}\sin\theta\cdot\sin\phi\right)\hat{\underline{\phi}}}$$

Campo lontano del Patch

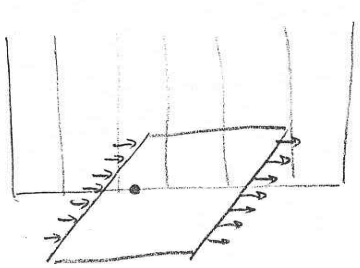
2) o piano H : (z,x), $\phi=0$

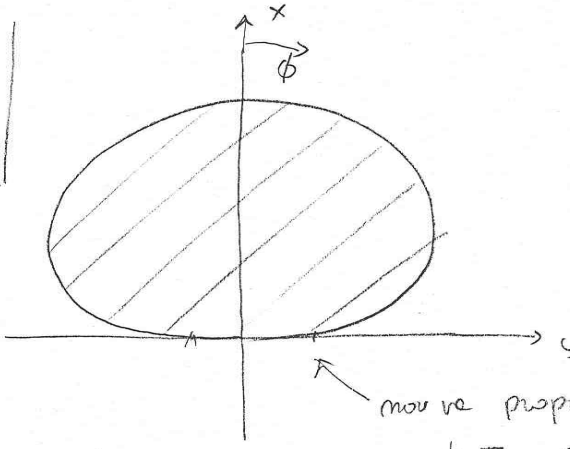
$$\underline{E}_T(\text{H-ant}) = -j2V_0\,\frac{e^{-jk_0r}}{\pi r}\,\frac{\sin\left[k_0\frac{W}{2}\cos\theta\right]}{\cos\theta}\sin\theta\,\hat{\underline{\phi}}$$



1) o piano E - (x,y) - $\theta=\frac{\pi}{2}$ (contiene il campo elettrico che è polarizzato come E_ϕ)

$$\underline{E}_T(\text{E ant}) = -j\,2V_0\,\frac{e^{-jk_0r}}{\pi r}\cos\left(k_0\cdot\frac{L_e}{2}\sin\phi\right)\hat{\underline{\phi}}\cdot k_0\frac{W}{2}$$





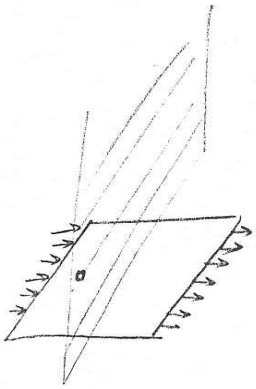
E - cut

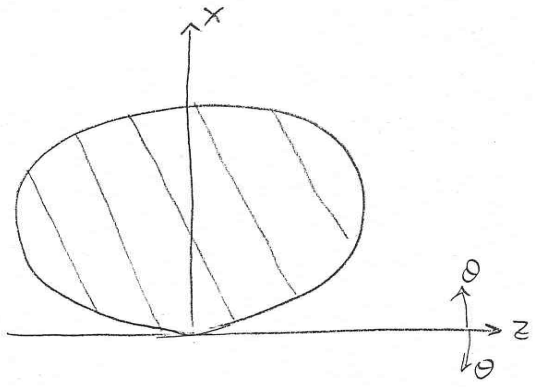
nou va proprio a zero perché

per $\phi = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos\left(k_0 \frac{l_e}{2} \sin\phi\right) =$

$= \cos\left(k_0 \frac{l_e}{2}\right) = \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{\lambda}{4}\right) =$

$= \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda_0}\right) \neq 0$





H - cut

Beam Width

Angolo formato dalle direzioni per cui la potenza irradiata (campo) si riduce di 1/2 ($1/\sqrt{2}$) rispetto al valor massimo.

Dalla espressione precedente del campo si ottengono le seguenti relazioni approssimate

$$\Theta_E = 2\cos^{-1}\sqrt{\frac{7.03\lambda_0^2}{4(3L_e^2+h^2)\pi^2}} \qquad \propto \frac{1}{L_e}$$

$$BW = \Theta_E \cdot \Theta_H$$

$$\Theta_H = 2\cos^{-1}\sqrt{\frac{1}{2k_0 W}} \qquad \propto \frac{1}{\sqrt{W}}$$

Il BW può essere aumentato riducendo W e L e quindi le dimensioni dell'antenna. Per una data frequenza di risonanza l'aumento di BW può essere ottenuto utilizzando un substrato ad alta permettività.

Resistenza di Radiazione

In condizioni di risonanza, la resistenza d'ingresso era stata calcolata come

$$R_{in} \cong \frac{1}{(G_s + G_m)\cdot 2}$$ (riferita al bordo del patch)

In questo caso di perdite è $R_r = R_{in}$

Se l'alimentazione è collegata in un punto a distanza y_0 dal bordo del patch, allora

$$R_{in}(y_0) \cong \frac{1}{2(G_s+G_m)}\cos^2\beta y_0 \equiv \frac{1}{2(G_s+G_m)}\cos^2\pi\frac{y_0}{L}$$

Direttività

E' definita come

$$D_0 = \frac{I_{max}}{P_r} 4\pi = \frac{\frac{1}{2\eta_0} r^2 |E_T|^2_{max}}{P_R} 4\pi$$

$$I_{max} = \frac{1}{2\eta_0} r^2 |E_T|^2 \Big|_{max}$$

si ha il massimo nella direzione broadside $(\theta = \frac{\pi}{2}, \phi = 0)$

$$\Rightarrow |E_T(\theta,\phi)|^2 = 4 V_0^2 \underbrace{\left[\frac{\sin\left[k_0 \frac{W}{2}\cos\theta\right]}{k_0 \frac{W}{2}\cos\theta}\right]^2}_{\downarrow\, 1} \frac{k_0^2 W^2}{4} \sin^2\theta \frac{1}{\pi^2 r^2} \underbrace{\cos^2\left(k_0 \frac{L_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right)}_{\downarrow\, 1}$$

$$I_{max} = \frac{1}{2\eta_0} V_0^2 \frac{k_0^2 W^2}{\pi^2} = \frac{1}{2\eta_0} V_0^2 \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} W\right)^2 \frac{1}{\pi^2} = 2\frac{V_0^2}{\eta_0}\left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2$$

La potenza irradiata è

$$P_R = \int_{\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \int_0^{\pi} \frac{1}{2\eta_0} |E_T|^2 r^2 \sin\theta \, d\phi \, d\theta = \frac{2 V_0^2}{\eta_0 \pi^2} \underbrace{\int_{\frac{\pi}{2}}^{-\frac{\pi}{2}} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin\left[k_0 \frac{W}{2}\cos\theta\right]}{\cos\theta}\right)^2 \sin^3\theta \cdot \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \cdot d\theta \, d\phi}_{= L_2}$$

$\downarrow$ va integrato numericamente

Quindi

$$D_0 = \frac{2 V_0^2}{\eta_0}\left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \cdot 4\pi \cdot \frac{\eta_0 \pi^2}{2 V_0^2} \cdot \frac{1}{L_2}$$

$$\boxed{D_0 = \left(2\pi \frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \frac{\pi}{L_2}}$$

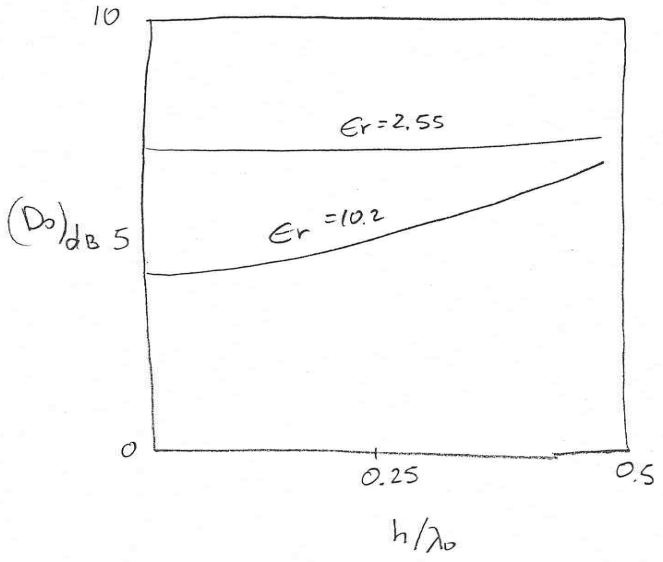
Si può inoltre trovare un legame con la resistenza di radiazione

$$P_R = \frac{1}{2 R_r} V_0^2 \Rightarrow \boxed{D_0 = \frac{4}{\eta \pi}\left(2\pi \frac{W}{\lambda_0}\right)^2 R_{in}}$$

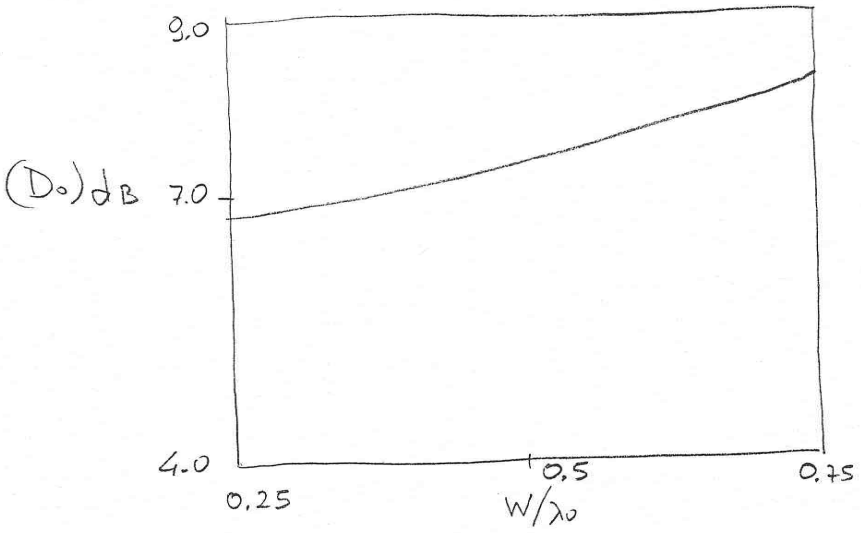
Di uso nei calcoli

ove $G_s = \frac{W}{120\lambda}\left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2\right]$

Valori tipici di direttività sono tra 6-10 dB.



La direttività non è molto dipendente dallo spessore del substrato ammesso che la sua permettività non sia troppo elevata



La direttività aumenta all'aumentare delle dimensioni elettriche delle larghezze del patch

Esempio

Microstriscia rettangolare di dimensioni

$L = 0{,}906$ cm

$W = 1.186$ cm

$h = 0.1588$ cm

$\epsilon_r = 2.2$

$f_0 = 10$ GHz $\qquad (\lambda_0 = 3$ cm$)$

calcolare la direttività

$$D_0 = \frac{4}{\eta_0 \pi}\left(2\pi \frac{W}{\lambda_0}\right)^2 R_r = \frac{2}{15}\left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 R_r$$

$$R_r = \frac{1}{2(G_s + G_m)}$$

$$G_s \simeq \frac{W}{120\lambda_0}\left[1 - \frac{1}{24}\left(2\pi \frac{h}{\lambda_0}\right)^2\right] = 3.3 \cdot 10^{-3}\left[1 - 4.6 \cdot 10^{-3}\right] = 3.28 \cdot 10^{-3}\ S$$

$G_m \simeq 6.1683 \cdot 10^{-4}\ S$ $\qquad$ (dalle espressioni approssimate)

$$R_r \simeq \frac{1}{(3.89) \cdot 2} \simeq 128.3\ \Omega \simeq R_{in}$$

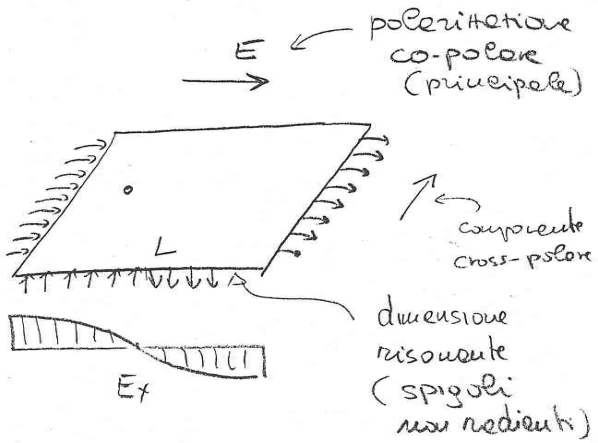
$$D_0 = \frac{2}{15}\left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \cdot 128.3 = 4.76 = \underline{6.78\ dB}$$

→ fare verifica con PCAAD

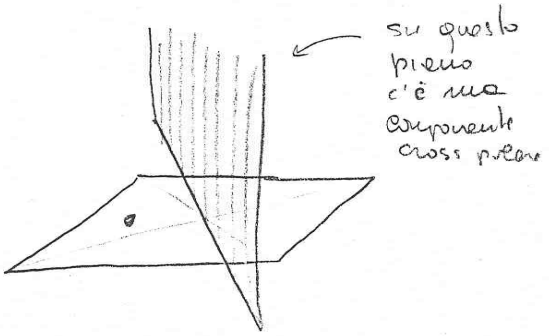
→ trovare il punto di alimentazione e SAR

Polarizzazione

La polarizzazione di un patch rettangolare è lineare diretta lungo la dimensione risonante ⊛ quando il patch opera con il modo principale



C'è un effetto di cross-polarizzazione (componente ortogonale alla polarizzazione principale), dovuto al campo di fringe lungo gli spigoli risonanti. Queste slot (non-radiating slot) generano un campo con polarizzazione ortogonale a quello incidente delle slot sul lato corto W. L'effetto complessivo è nullo sui piani E e H perché le due slot sui lati lunghi L interagiscono in opposizione di fase. Così non è sui _piani intercardinali (obliqui)



Il livello di cross-polarizzazione aumenta con lo spessore del substrato

⊛ Si può studiare analiticamente la polarizzazione nel broadside ricordando $\hat{\phi}$ in coordinate cartesiane e valutando le varie componenti per $\phi=0$ e $\theta=\frac{\pi}{2}$

$$\hat{\phi} = -\sin\phi\,\hat{x} + \cos\phi\cdot\hat{y}$$

$$\hat{\phi}\Big|_{\substack{\phi=0\\ \theta=\frac{\pi}{2}}} = \hat{y} \qquad \text{ok}$$

Fattore di Qualità (Q)

Per una qualunque struttura si definisce il fattore di Qualità o di Merito come

$$Q \triangleq \frac{W \omega}{P_t}$$

W → energia media immagazzinata

P_t → potenza dissipata totale

La potenza dissipata, in un patch, ha diversi termini

$$P_t = P_r + P_c + P_d + P_{sw}$$

dove

P_r : potenza irradiata

P_c : potenza dissipata per perdite ohmiche sul conduttore

P_d : " perdite nel dielettrico

P_{sw} : potenza trasportata dalle onde di superficie (Surface Waves)

Il fattore di qualità complessivo è pertanto

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}}$$

Se il substrato è sufficientemente sottile, allora Q_{sw} è trascurabile, diversamente deve anch'esso tenuto in considerazione. Per gli altri contributi esistono delle formule approssimate

$$Q_c = \sqrt{h \pi f \mu \sigma}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan\delta}$$

$$Q_r = \frac{2 \omega \epsilon_r}{h g_t} K \propto \frac{\epsilon_r}{h}$$

$\tan\delta$: angolo di perdite dielettrico

σ : conducibilità del patch e del ground

per ottenere Q_r basso bisogna rendere ϵ_r basso h alto

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 \, dA}{\oint_{perimetro} |E|^2 \, dl}$$

Nel caso di patch rettangolare con modo dominante TM_{01} è $K = \frac{L}{4}$

$$Q_t = \frac{G_r}{W}$$ — conduttanza totale per unità di lunghezza dell'apertura radiante

Si può notare che a parità di tutto,

$$\Rightarrow Q_r \propto \frac{1}{h/\varepsilon_r}$$

per substrati molto sottili è il contributo dominante al fattore di qualità. $Q_r \propto \frac{1}{h}$

$$Q_r = \frac{2\omega\varepsilon_r LW}{4h G_r} = \omega \frac{\varepsilon_r}{2h} L \frac{W}{G_r}$$

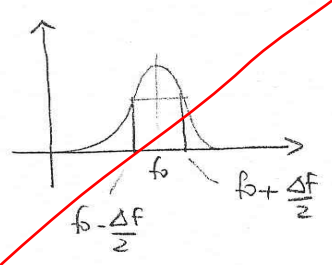
$\frac{W}{G_r}$ non dipende da W

$\bar{e} \sim \frac{\lambda}{2}$

Il fattore di qualità è inoltre legato alla banda e all'efficienza del dispositivo

$$B = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \propto h/\varepsilon_r$$

↑ per substrati sottili

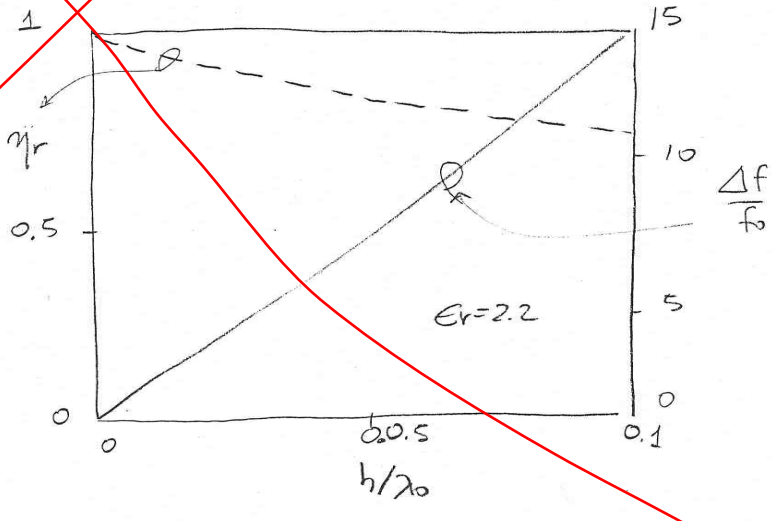


pertanto per aumentare la banda di un patch si può aumentare lo spessore del substrato

L'efficienza di radiazione si può pure legare al fattore di qualità

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_t} = \frac{Q_t}{Q_r}$$

diminuisce all'aumentare del substrato.



⊕ è meglio

$Q_r \propto \frac{h}{\lambda_0 \varepsilon_r}$

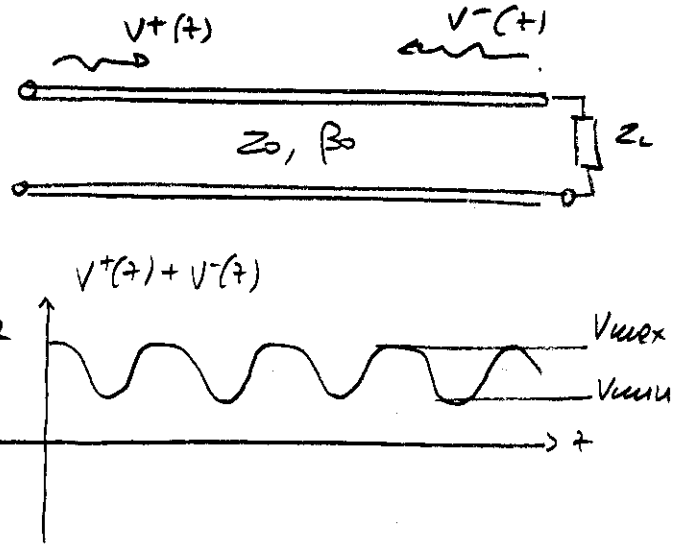
Il fattore di qualità è legato alla banda passante relativa di una struttura

$$B = \frac{\Delta f}{f_0}$$

con f_0 la frequenza di centro banda e
Δf la larghezza di banda.

Per chiarire la relazione $B \rightleftarrows Q_T$
è conveniente richiamare
il RAPPORTO DI ONDA STAZIONARIA (ROS)
(VOLTAGE STANDING WAVE RATIO) (VSWR)

Si consideri una linea di trasmissione chiusa su un carico Z_L.
L'eventuale disadattamento produrrà un'onda riflessa di tensione $V^-(z)$ che si sovrapporrà all'onda incidente $V^+(z)$ generando un'onda stazionaria caratterizzata da massimi (V_{max}) e minimi (V_{min})



L'entità dell'onda stazionaria è appunto descritta dal ROS

$$ROS \triangleq \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$

Nel caso di adattamento perfetto tra carico e linea di trasmissione ($Z_L = Z_0$) allora $V_{max} = V_{min}$

$$\Rightarrow \boxed{ROS = 1} \quad \Gamma = 0$$

questa sarebbe la condizione ideale

In differenti casi di adattamento si ha $ROS > 1$

Ex

$\Gamma = -15\,dB \qquad ROS = 1.5$

$\Gamma = -10\,dB \qquad ROS = 1,9$

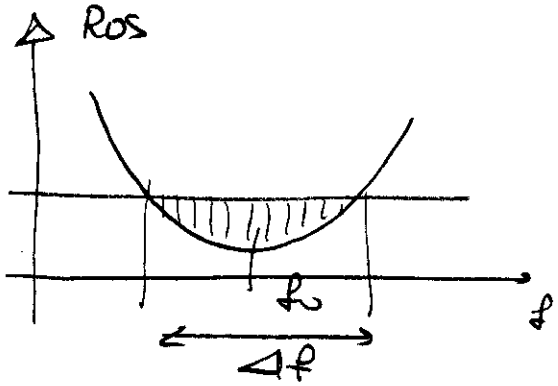
$\Gamma = -3\,dB \qquad ROS = 3$

In genere si richiede che $ROS < S$

per $f_0 - \frac{\Delta f}{2} < f < f_0 + \frac{\Delta f}{2}$

$$B = \frac{\Delta f}{f_0}$$

è in questo caso la banda di adattamento del dispositivo di impedenza d'ingresso Z_L.



Si può dimostrare che

$$B = \frac{S-1}{Q_T \sqrt{S}}$$

banda relativa nella quale $ROS < S$

Nel caso del patch, supponendo trascurabili le perdite, si può ammettere che $Q_T = Q_R$

$$\Rightarrow \quad B(S) = \left[\frac{(S-1)\, g_r}{2 \omega \epsilon_r k \sqrt{S}}\right] h \qquad \propto \frac{h}{\epsilon_r}$$

Per aumentare la banda relativa bisogna quindi

- utilizzare substrati spessi
- con permettività basse

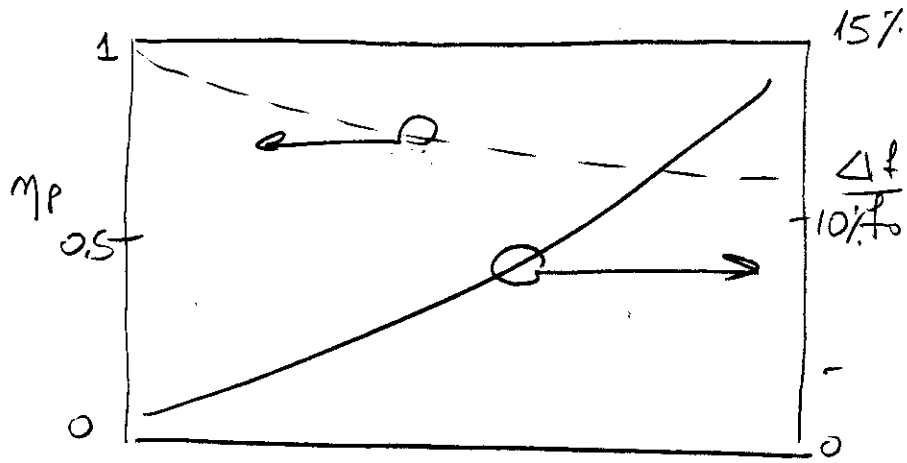
E' però importante tener conto dell'efficienza di radiazione

$$\eta_R = \frac{P_R}{P_T} = \frac{Q_T}{Q_R}$$ EFFICIENZA DI RADIAZIONE

questa grandezza è legata alle perdite nel dielettrico e quindi peggiora all'aumentare dello spessore del substrato.

La scelta del dielettrico è quindi un compromesso tra

- larghezza di banda
- efficienza di radiazione
- dimensioni del patch



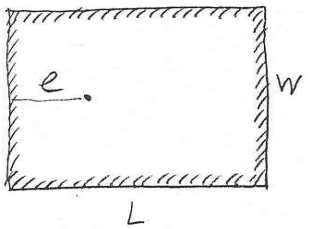
DIMENSIONAMENTO DI UN PATCH RETTANGOLARE

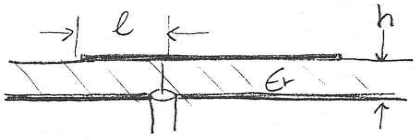
Il progetto di un patch rettangolare comporta i seguenti passi

1) scelta del substrato {materiale, spessore} ε_r, h, $\tan\delta$
2) scelta delle modalità di alimentazione
3) scelta della larghezza W
4) scelta della lunghezza L
5) scelta del punto ove connettere l'alimentazione ℓ

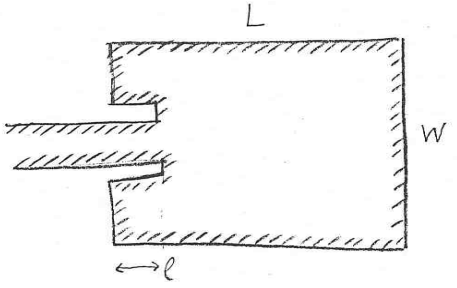
Specifiche:

- frequenza di centro banda f_0
- banda %
- impedenza d'ingresso
- efficienza di radiazione





Il progetto viene eseguito basandosi sulle formule (approssimate) fin qui presentate.



1) Scelta del Substrato

Il substrato emette il supporto meccanico al patch, pertanto deve soddisfare contemporaneamente specifiche meccaniche ed elettriche.

Devono esser considerate le seguenti proprietà strutturali:

- costante dielettrica
- angolo di perdita ($\tan\delta$)

} stabilità con la frequenza

- resistenza e conducibilità termica
- resistenza meccanica
- resistenza agli attacchi chimici
- flessibilità ---

Un substrato spesso (h elevato):

☺ meccanicamente resistente

☺ aumenta la potenza irradiata

☺ migliora la banda di impedenza

☹ aumenta il peso

☹ aumentano le perdite nel dielettrico

☹ aumentano le onde superficiali

Non si ha risonanza se $h > 0.11\,\lambda_0$ (sperimentalmente)

Valori bassi di permettività ε_r permettono di generare un campo di fringe più elevato e quindi maggiore potenza irradiata. Ad ogni modo l'ingombro della struttura sarà elevato.

Poiché molte delle caratteristiche del patch fin qui

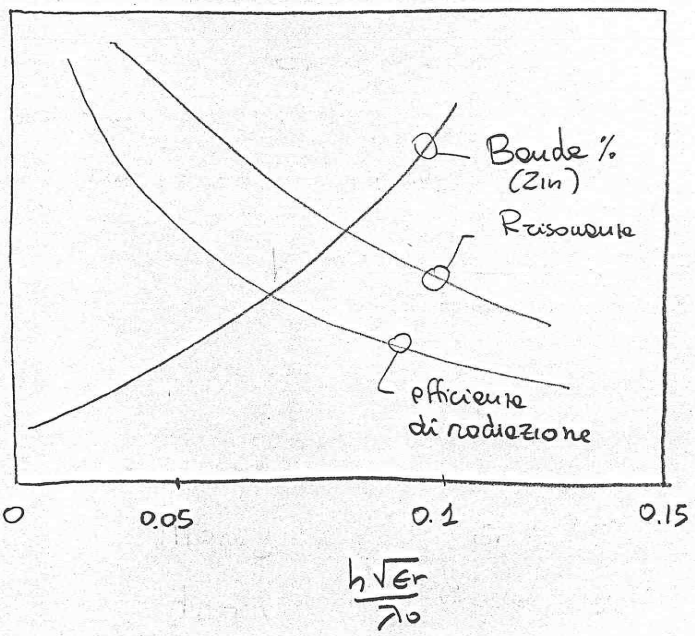
introdotte, dipendono delle dimensioni "elettriche" del substrato

$$\frac{h}{\lambda} = \frac{h\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0}$$

Conviene in ogni caso mantenere $h\sqrt{\epsilon_r}$ il più elevato possibile compatibilmente con i requisiti di spazio e di efficienza. In particolare:

ϵ_r : le più piccole possibile compatibilmente con lo spazio disponibile per l'antenna. In applicazioni a bande frequenze (sotto il GHz) conviene usare materiali con permettività non bassissime in modo da contenere le dimensioni delle strutture

h : il più grande possibile in modo da aumentare le bande ma non tanto da eccitare sensibilmente le onde superficiali



Tipicamente sono usati valori di permettività

$\epsilon_r \geq 2.5$

In tal caso, si è trovato che una buona scelta dello spessore h è tale per cui le perdite dovute alle onde superficiali diventano trascurabili $\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}$

c : velocità luce

f_{max} : frequenza max di lavoro

Substrati tipici sono raggruppati in 5 categorie

1. SUBSTRATI CERAMICI $\epsilon_r \div 10$

Il più comunemente usato è l'allumina (Al_2CO_3) che è caratterizzato da basse perdite, poca dispersione con le frequenze. E' comunque difficilmente lavorabile e costoso. Con i substrati ceramici si riescono ad ottenere permettività di circa 10, in modo da poter mantenere contenute le dimensioni dell'antenna a frequenze più basse di 1 GHz

2. SUBSTRATI A SEMICONDUTTORE $\epsilon_r \simeq 10 \div 13$

Silicio e Arseniuro di Gallio. Sono molto costosi e usati praticamente solo nelle antenne per onde millimetriche in tecnologia integrata. Sono inoltre caratterizzate da una elevata resistività.

3. SUBSTRATI FERROMAGNETICI $9 < \epsilon_r < 16$

La frequenza di risonanza del patch può essere variata con un campo magnetico che polarizza il substrato. Costo medio

4. SUBSTRATI SINTETICI $\epsilon_r \div 2.5$

Sono materiali organici di sintesi.

PTFE (Politetrafluoroetilene) o TEFLON

sono caratterizzati da bassa perdita e bassa costante dielettrica.

Sono materiali morbidi ma un po instabili con le temperature

5. SUBSTRATI COMPOSITI $\Rightarrow$ duroid

Sono ottenuti aggiungendo a materiali sintetici e organici fibre di vetro quarzo, ceramica in modo da migliorare le caratteristiche meccaniche e i valori di permettività.

Sono buoni sia come substrato per l'antenna che per l'elettronica.

I quattro substrati maggiormente usati per i patch sono

- honeycomb $\epsilon_r = 1.07$
- duroid $\epsilon_r = 2.32$ (Teflon, $\epsilon_r = 2.1$)
- quartz $\epsilon_r = 3.8$
- allumina $\epsilon_r = 10$

Per applicazioni sotto i 1 GHz un substrato molto economico è il EPOXY/GLASS (FR4) molto usato per i circuiti stampati. $\epsilon_r \simeq 4$ $\tan\delta\ (1\ GHz) = 0.01$ (abbastanza elevato)

Laminate/Substrate	Dielectric Constant	Loss Tangent	Dimensional Stability	Chemical Resistance	Temperature Range (°C)	Relative Cost
Ceramic substrates						
Alumina	9.8	0.0004	Excellent	Excellent	To +1600	Medium to high
Sapphire	9.4, 1.6	0.0001	Excellent	Excellent	–24 to +370	Very high
Semiconductor substrates						
Semi-insulating GaAs (>10^3 Ω-m)	13.0	0.0006	Excellent	Excellent	–55 to +260	Very high
Silicon (>10^3 Ω-m)	11.9	0.0004	Excellent	Excellent	–55 to +260	High
Ferrimagnetic substrates						
Ferrite	9.0 to 16.0	≈ 0.001	Excellent	Excellent	–24 to +370	Medium
Synthetic substrates						
PTFE (Teflon)	2.1	0.0004	Poor	Excellent	–27 to +260	Medium
Polypropylene	2.18 ± 0.05	0.0003	Poor	Good	–27 to +200	Medium
Polyphenylene oxide (PPO)	2.55	0.0016	Good	Poor	–27 to +193	Medium
Cross-linked polystyrene	2.54	0.0005	Good	Good	–27 to +110	Medium
Irradiated polyolefin	2.32	0.0005	Poor	Excellent	–27 to +110	Low
Composite material substrates						
PTFE-glass, woven web	2.17 to 2.55	0.0009 to 0.0022	Excellent	Excellent	–27 to +260	Medium
PTFE-glass, random fiber	2.17 to 2.35	0.0009 to 0.0015	Fair	Excellent	–27 to +260	Medium to high
PTFE-quartz, reinforced	2.47	0.0006	Excellent	Excellent	–27 to +260	High
PTFE-ceramic, composite	10.2	0.002	Excellent	Good	–15 to +170	High
Cross-linked polystyrene-glass, reinforced	2.62	0.001	Good	Good	–27 to +110	Low

Dielectric Constant of Some Composite Material Substrates (f = 10 GHz)

Material	ϵ_r	tan δ	Material	ϵ_r	tan δ
RT/Duroid 5870	2.33 ± 0.02	0.0012	Arlon DiClad 527	2.5 ± 0.04	0.0019
RT/Duroid 5880	2.2	0.0009	Arlon DiClad 870	2.33 ± 0.04	0.0012
RT/Duroid 6002	2.94	0.0012	Arlon DiClad 880	2.20 ± 0.04	0.0009
RT/Duroid 6006	6.0 ± 0.15	0.0019	Arlon DiClad 810	10.5 ± 0.25	0.0015
RT/Duroid 6010.5	10.5 ± 0.25	0.0024	Arlon Epsilam-10	102 ± 0.25	0.002
Ultralam 2000	2.5 ± 0.05	0.0022	Arlon CuClad 250	2.4–2.6	0.0018
RO 3003	3.0 ± 0.04	0.0013	Arlon CuClad 233	2.33 ± 0.02	0.0014
TMM-3	3.25	0.0016	Arlon CuClad 217	2.17 ± 0.02	0.0008
TMM-4	4.5	0.0017	Arlon IsoClad 917	2.17 ± 0.02	0.0011
TMM-6	6.5	0.0018	Arlon IsoClad 933	2.33 ± 0.02	0.0014
TMM-10	9.8	0.0017	Epoxy FR4 GE313	4.4	0.01
Trans-Tech D-MAT	8.9–14	<0.0002	Trans-Tech D-450	4.5	<0.0004
Trans-Tech S-145	10.0	<0.0002	Trans-Tech S8400	10.5	<0.0001

New Low-Cost Substrates for Microstrip Antennas at Low Frequencies

Material	Dielectric Constant at 1 GHz	Loss Tangent at 1 GHz	Manufacturer
R03003	3.00	0.0013	Rogers Corp
R03006	6.15	0.0013	Rogers Corp
R03010	10.2	0.0013	Rogers Corp
R04003	3.38	0.0022	Rogers Corp
TLC-32	3.2	0.003	Taconic Plastics
HT-2	4.3	0.0033	Hewlett-Packard
Polyguide	2.32	0.0005	Shawinigan Research
Epoxy/glass (FR4)	4.4	0.01	—

Scelta della larghezza W

La larghezza del patch (W) ha poca influenza sulla frequenza di risonanza, ma condiziona molto l'impedenza d'ingresso. In particolare, all'aumentare di W

- aumenta la potenza irradiata $P_R = \frac{1}{R_r}\frac{V_0^2}{2}$
- diminuisce la resistenza di radiazione (aumenta G_r)
- aumenta la larghezza di banda
- aumenta l'efficienza di radiazione
- aumenta il guadagno

In linea di principio si può anche progettare un patch più largo che lungo ($W > L$).

E' stato provato che per ottenere un radiatore efficiente allora W deve essere scelto come

$$W = \frac{c}{2 f_0}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \Rightarrow \frac{W}{\lambda_0} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}}$$

o anche $W = \frac{\lambda_0}{2}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}}$

Note

E' stato calcolato che, per avere una resistenza di radiazione pari a 50Ω, il patch deve avere larghezza:

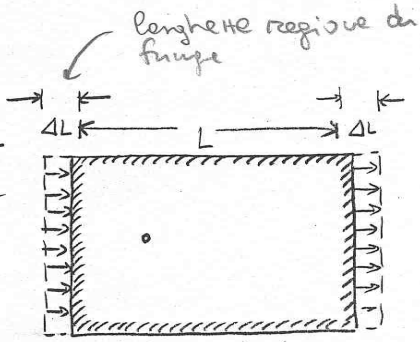
$$W_{50\Omega} = \sqrt{h\lambda_d}\left[\ln(\lambda_d/h) - 1\right]$$

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\epsilon_r}$$

Attenzione - abbiamo riscontrato nel campo che questa formula non è buona.

Scelta della Lunghezza L

Fissata la frequenza di risonanza del patch f_0, e scelta la permettività ϵ_r, la lunghezza L del patch (supponendo che si voglia eccitare il solo modo TM_{01}) si sceglie in modo che la corrispondente lunghezza efficace $L_e = \lambda/2$



$$L_e = L + 2\Delta L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{2 f_0 \sqrt{\epsilon_e}}$$

$$L = \frac{c}{2 f_0 \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L$$

Si era trovato

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$

con

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-1/2}$$

— permettività efficace per substrati sottili

Tipici valori di $L \div 0.48\ \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$

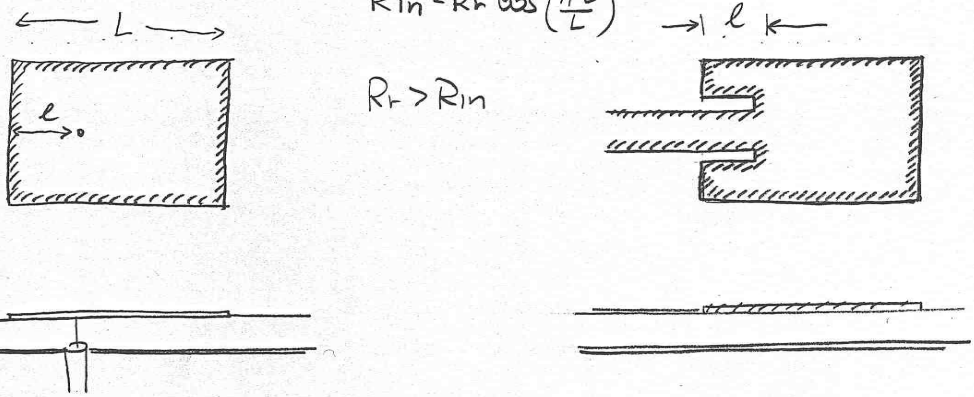
Scelta del punto di Alimentazione

L'impedenza d'ingresso del patch può essere adattata alla linea di alimentazione scegliendo in maniera opportuna il punto di alimentazione

$\beta L \simeq \pi$

$R_{in} = R_r \cos^2\left(\frac{\pi \ell}{L}\right)$

$R_r > R_{in}$



Alimentazione con cavo coassiale

- la rete di alimentazione è schermata dal piano di massa (non c'è radiazione)
- maggiore ingombro

Alimentazione con microstrisce "in-set"

- radiazione dovuta alle microstrisce
- semplicissima da realizzare
- poco ingombro di spazio

R_r è la resistenza di radiazione, calcolata a partire dal modello a linea di trasmissione come (in situazione di risonanza)

$$R_r = \frac{1}{2(G_S + G_M)}$$

(impedenza d'ingresso riferita al bordo del patch)

si era trovato

$$G_S \simeq \frac{W}{120\lambda_0}\left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2\right]$$

$G_M \simeq$ complicato. (conviene trascurarlo inizialmente)

Formulario

Una ipotesi di partenza di una antenna a patch si può costruire con le seguenti formule

Substrato

$\epsilon_r \simeq 2.2$ (o altro)

$$h \leq \frac{0.3\,c}{2\pi f_{max}\sqrt{\epsilon_r}}$$

Larghezza

$$W \simeq \frac{c}{2 f_0}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}}$$

← a questo punto non è ancora possibile calcolare le ϵ_{eff}.

Lunghezza

$$L = \frac{c}{2 f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L$$

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \frac{(\epsilon_{ef}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{ef}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)}$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2}\left(1+12\frac{h}{W}\right)^{-1/2}$$

Punto di Alimentazione

$$e = \frac{1}{\beta}\arccos\sqrt{R_{in}/R_n} \qquad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}\sqrt{\epsilon_r} \simeq \frac{\pi}{L}$$

R_{in} : impedenza d'ingresso desiderata

$$R_r \simeq \frac{1}{2G_s} = \frac{60\lambda_0}{W}\left[1-\frac{1}{24}(k_0 h)^2\right]^{-1}$$

Direttività

$$D_0 = \frac{2}{15}\left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 R_r$$

Note: si ottengono risultati più interessanti con
$\epsilon_r = 2.94$ (Duroid)
$h = 3\,mm$

Esempio

Progettare un'antenna per un ricevitore GPS ($f_0 = 1.575 \cdot GHz$). adattata a 50Ω. Calcolare la direttività.

→ soluzione a basso ingombro h piccolo ϵ_r alt.

→ soluzione a banda più larga h largo ϵ_r basso

$\lambda_0 = 190.5\,mm$

Si sceglie come dielettrico in DUROID 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 9 \cdot 10^{-4}$)

- la lunghezza d'onda nel dielettrico è $\lambda_r \equiv \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 128.4\,mm$
- l'altezza del substrato è condizionata a

$$h \leq \frac{0.3\,c}{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r}} = 6.11\,mm$$

si sceglie una soluzione a basso profilo $\boxed{h = 1\,mm}$

- larghezza patch $W \cong \frac{c}{2f_0}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \simeq 75.3\,mm$ $\boxed{W = 75\,mm}$

- lunghezza $L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L = 64{,}21 \cdot 10^{-3} - 2\Delta L$

$$\epsilon_{eff} = \frac{2.2+1}{2} + \frac{2.2-1}{2}\left(1 + 12\,\frac{10^{-3}}{75 \cdot 10^{-3}}\right)^{-1/2} = 2.15$$

$$\Delta L = 0.412 \cdot 10^{-3}\,\frac{(2.15+0.3)(75+0.264)}{(2.15-0.258)(75+0.8)} \simeq 4.12 \cdot 10^{-4}\,m$$

$$\boxed{L = 63.8\,mm}$$

- Alimentazione in coassiale: R_{in} desiderata 50Ω

$$\ell = \frac{1}{\beta}\,\mathrm{acos}\left(\sqrt{\frac{R_{in}}{R_r}}\right) \qquad R_r \cong \frac{60\lambda_0}{W}\left[1 - \frac{1}{24}\left(\frac{2\pi}{\lambda_0}h\right)^2\right]^{-1}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}\sqrt{\epsilon_{ef}} \qquad \frac{h}{\lambda_0} \lll 1$$

si può quindi approssimare

$$R_2 \simeq \frac{60\lambda_0}{W} = 152.4\ \Omega$$

$$\ell = \frac{190.4\cdot 10^{-3}}{\sqrt{2.15}\cdot 6.28}\ \text{acos}\left(\sqrt{\frac{50}{152.4}}\right) \simeq \underline{\underline{1.98\ \text{cm}}}$$

Verificare con PCAAD

→ variare h per ottenere una larghezza di banda maggiore

Nota: è stato realizzato un patch con $W > L$, come succede alla risonanza?