



Seminario Monografico

ANTENNE IN MICROSTRISCIA



Leonardo Lucci

Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni

Università di Firenze

E-mail: leonardo.lucci@unifi.it

1/51



OUTLINE

- Generalità
- Antenne a patch
- Dipoli in microstriscia
- Antenne stampate a slot
- Tecniche di alimentazione
- Considerazioni di progetto per antenne a patch rettangolare



ANTENNE

2/51

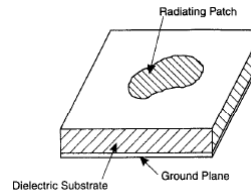


ANTENNE IN MICROSTRISCIA

GENERALITA'

Nella sua forma più semplice un'antenna stampata in microstriscia è costituita da una metallizzazione posta su un substrato dielettrico a sua volta posto su un piano di massa (anch'esso metallico)

Si tratta di strutture a basso profilo e peso molto contenuto adatte per applicazioni aerospaziali e sistemi di comunicazione mobili.



La scarsa capacità di gestione della potenza rende le antenne stampate particolarmente utilizzate in sistemi trasmettenti e riceventi per applicazioni a bassa potenza

Le antenne a microstriscia possono essere considerate una naturale estensione dei circuiti stampati a microonde, e forniscono la possibilità di realizzare *transceiver* compatti, integrando le funzionalità dell'antenna con le funzioni circuitali all'interno di un unico sistema a microonde (antenne integrate attive – *Active Integrated Antennas, AIA*).

Numerose applicazioni come i link con i satelliti, le comunicazioni mobili, le WLAN (Wireless Local Area Network), impongono vincoli stringenti in termini di compattezza, agilità in frequenza, dual frequency operation, controllo della polarizzazione e del pattern di radiazione, tutte caratteristiche ottenibili mediante l'impiego della tecnologia delle antenne stampate opportunamente progettate.

3/51



ANTENNE IN MICROSTRISCIA

GENERALITA'

Numerose tecniche di analisi *full-wave* per la caratterizzazione di configurazioni complesse di antenne stampate sono state sviluppate nel corso degli ultimi trent'anni.

Tra queste tecniche vanno annoverati i metodi basati sulla soluzione delle equazioni integrali (Metodo dei Momenti) e i metodi alle differenze finite (Finite Difference Time Domain, FDTD).

Attualmente sono disponibili numerosi software di analisi, che sfruttano entrambe le tipologie di approccio, accurati ed efficienti, utilizzabili impiegando un comune Personale Computer.

4/51



VANTAGGI

Le antenne in microstriscia sono ampiamente impiegate in numerose applicazioni che coprono il range di frequenze da 100MHz a 100GHz. Ciò grazie ad alcune caratteristiche vantaggiose:

- Peso e dimensioni ridotte, configurazioni a basso profilo che le rendono particolarmente adatte a realizzare strutture conformi a superfici arbitrarie
- Costi di fabbricazione contenuti per la possibilità di produrle in serie
- Possibilità di controllare la polarizzazione con configurazioni dell'alimentazione particolarmente semplici
- Semplicità di realizzare antenne dual-frequency e dual-polarization
- Semplicità di integrazione dell'antenna con i circuiti integrati a microonde
- Le linee di alimentazione e le reti di adattamento possono essere costruiti insieme all'antenna, utilizzando le stesse tecniche di fabbricazione



LIMITI

Tra i principali limiti delle antenne microstriscia ci sono i seguenti:

- Funzionamento a banda stretta con conseguenti problemi di tolleranze di fabbricazione
- Guadagno piuttosto basso (~ 6dB) (Configurazione ad array)
- Perdite ohmiche elevate nelle reti di alimentazione di array
- Radiazione in un solo semispazio
- Complessità delle reti di alimentazioni richieste per array ad elevate prestazioni
- Difficoltà di ottenere purezza di polarizzazione
- Radiazioni spurie da giunzioni e linee di alimentazione
- Scarsa capacità di gestire potenze elevate (~ 100W) (Configurazione ad array)
- In applicazioni per array in alta frequenza limiti dovuti a scarso guadagno, scarsa efficienza, elevato accoppiamento ed elevata cross-polarizzazione
- Problema delle onde superficiali (Photonic bandgap structure)



CONFIGURAZIONI DI ANTENNA IN MICROSTRISCIA

Le antenne in microstriscia possono essere realizzate secondo diverse geometrie e dimensioni e in base alle possibili configurazioni possono essere suddivise in quattro categorie principali:

- 1) Antenne a patch
- 2) Dipoli in microstriscia
- 3) Antenne stampate a slot
- 4) Antenne in microstriscia a onda viaggiante



POSSIBILI GEOMETRIE



Square



Rectangle



Equilateral Triangle



Disk



Ellipse



Ring



Disk with Slot



Elliptical Ring



Pentagon



H-Shape



Rectangular Ring



Cross-Junction



Semi Disk



Semi Ring



Hexagonal with Inner Circle



U-Shape



Rectangular with Inner Circle



T-Shape



Disk Sector



Ring Sector



Eccentric Circular Ring



L-Shape



Right-Angled Isosceles Triangle



Trapezoidal

Guadagno dell'ordine di 5-6dB

HPBW dell'ordine di 70°-90°

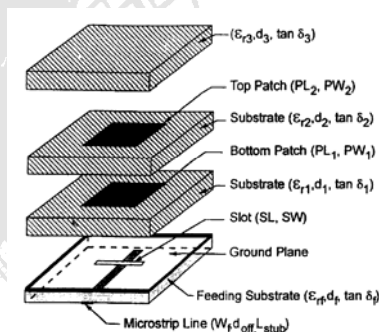


TECNICHE PER L'ALLARGAMENTO DELLA BANDA

L'impiego di più modi risonanti per realizzare antenne in microstriscia in grado di operare su bande sufficientemente larghe è molto diffuso in letteratura.

L'idea di base di questo approccio consiste nell'utilizzo di due (o più) risonatori accoppiati, le cui bande di risonanza siano sufficientemente vicine in modo da sovrapporsi e fornire una banda di funzionamento complessiva in grado di coprire la banda di interesse

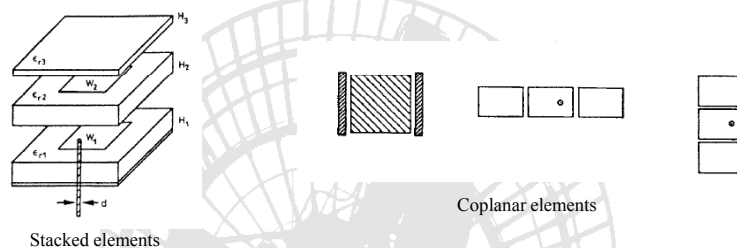
- In una configurazione a pila l'alimentazione della patch inferiore può essere realizzata anche in microstriscia o in cavo coassiale
- La patch superiore (parassita) è alimentata per accoppiamento per prossimità con la patch attiva
- Le dimensioni della patch parassita sono leggermente diverse da quelle della patch attiva in modo da ottenere un frequenza di risonanza leggermente diversa
- I parametri di progetto possono essere scelti in modo da ottenere funzionamento dual-frequency o a banda larga



9/51



TECNICHE PER L'ALLARGAMENTO DELLA BANDA



Vantaggi della configurazione a pila rispetto alla configurazione coplanare:

- La configurazione a pila, sviluppandosi in verticale, non aumenta le dimensioni orizzontali della struttura rispetto alla singola patch; questo comporta il vantaggio di non avere la necessità di aumentare la distanza interelemento (con conseguente nascita di *grating lobes*) nel caso di impiego in array
- Il pattern di radiazione e il centro di fase rimangono stabili e simmetrici al variare della frequenza in banda, requisito di notevole importanza per il feeding di sistemi di antenna a riflettore e per l'impiego in array

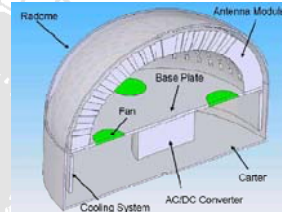
10/51



ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

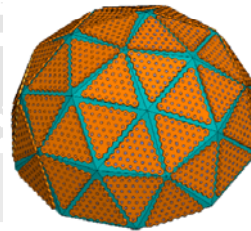


Ku band:
10.5GHz-12.75GHz RX channel
14.0GHz-14.5GHz TX channel



The final antenna architecture consists of an hemispherical dome array structure which comprises 1440 radiating elements

The continuous dome array is realized by exploiting a panelized architecture, where the radiating elements are grouped into 40 triangular tiles, each one comprising 36 elements



11/51

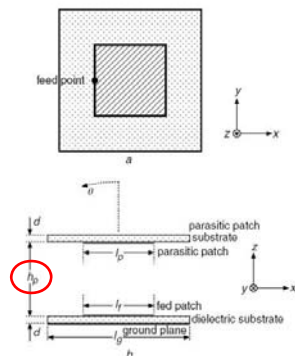


ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

Patch Antennas: Soluzioni multistrato

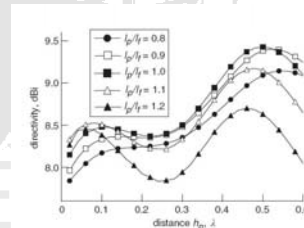
Utilizzo di una patch parassita posta sopra quella radiante per:

- allargare la banda
- aumentare il guadagno



$h_p < 0.1 \lambda_d \rightarrow$ allargamento di banda per la presenza di due modi risonanti praticamente coincidenti

$0.4 \lambda_d < h_p < 0.6 \lambda_d \rightarrow$ aumento del guadagno con un valore di picco che si ottiene per $h_p = 0.5 \lambda_d$



12/51



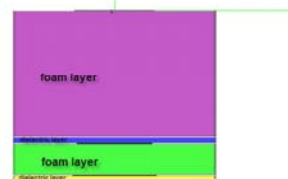
ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

Patch antenna ad elevato guadagno e banda larga per operazioni Tx/Rx in banda Ku

Pensando di poter combinare entrambi gli effetti delle patch parassite si è progettato un'antenna con due strati a patch parassita.

Struttura dell'antenna (al crescere di z):

- piano di massa
- strato dielettrico Isoclad ($\epsilon_r=2.17$) di spessore 0.508mm (Isoclad e foam prodotti dalla Arlon)
- patch radiante 7.86mm x 6.56mm
- strato di dielettrico foam ($\epsilon_r=1$) spesso 2.5mm
- prima patch parassita 8.02mm x 5.88mm
- strato dielettrico Isoclad ($\epsilon_r=2.17$) spesso 0.508mm
- strato di dielettrico foam ($\epsilon_r=1$) spesso 10mm
- seconda patch parassita 7.46mm x 6.24mm



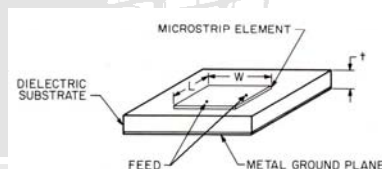
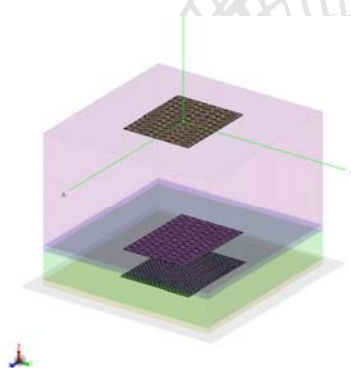
13/51



ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

Patch antenna ad elevato guadagno e banda larga per operazioni Tx/Rx in banda Ku

- alimentazione con cavo coassiale di impedenza caratteristica 50Ω
- posizionamento delle alimentazioni a 0.5mm dal bordo esterno della patch radiante



14/51



ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

Patch antenna ad elevato guadagno e banda larga per operazioni Tx/Rx in banda Ku

Caratteristiche dell'antenna:

- funzionamento in banda Ku
- alimentazioni distinte per il segnale Tx e quello Rx (cavo coassiale 50Ω)
- banda di funzionamento per Tx 14GHz-14.5GHz
- banda di funzionamento per Rx 11.7GHz-12.7GHz
- polarizzazione lineare per Tx e Rx
- condizione di adattamento al cavo coassiale in banda ottima sia per Tx che per Rx
- elevato guadagno

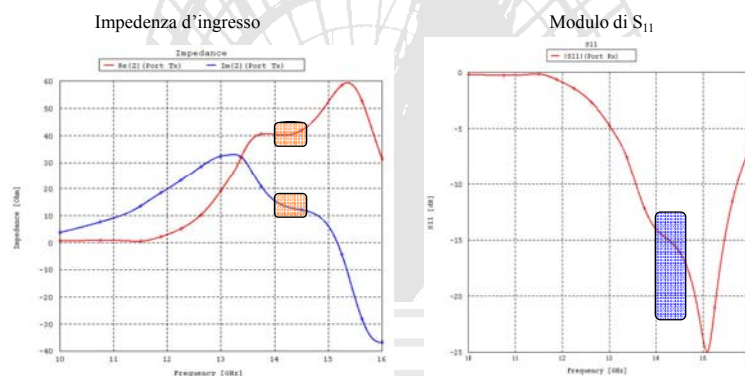
15/51



ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

Il segnale in Trasmissione (14GHz-14.5GHz)

Andamento dell'impedenza di ingresso e del parametro di riflessione S_{11} per poter stimare la condizione di adattamento al cavo coassiale



16/51

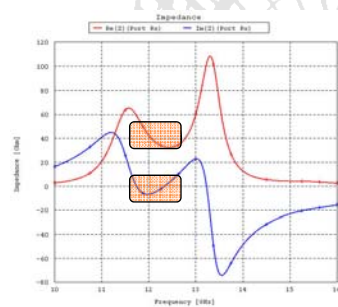


ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

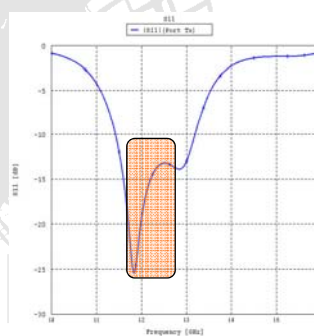
Il segnale in Ricezione (11.7GHz-12.7GHz)

Andamento dell'impedenza di ingresso e del parametro di riflessione S_{11} per poter stimare la condizione di adattamento al cavo coassiale

Impedenza d'ingresso



Modulo di S_{11}

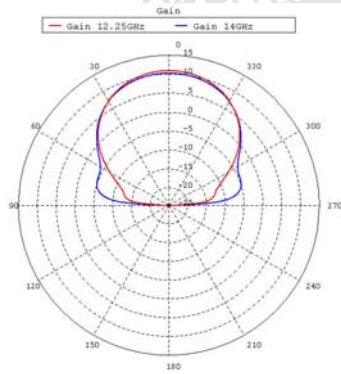


17/51

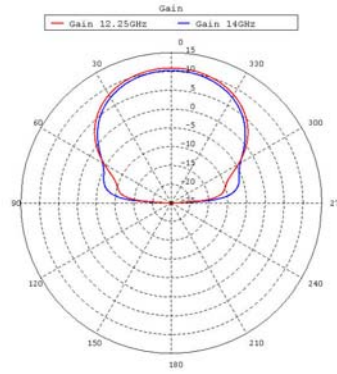


ADVANCED ANTENNA CONCEPTS FOR AIRCRAFT IN FLIGHT ENTERTAINMENT (ESA)

Guadagno sul piano $\phi=0^\circ$



Guadagno sul piano $\phi=90^\circ$



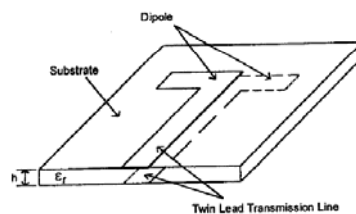
18/51



La larghezza di un dipolo stampato è tipicamente inferiore a $0.05\lambda_0$

Il pattern di radiazione è molto simile a quello di un'antenna a patch, per la somiglianza fra le distribuzioni della corrente di radiazione, mentre la resistenza di radiazione, la cross-polarizzazione e la larghezza di banda differiscono sensibilmente.

In particolare queste antenne sono caratterizzate da ingombri molto ridotti e da polarizzazione lineare



19/51



STUDIO DI FATTIBILITÀ E SVILUPPO DI TECNOLOGIE ABILITANTI PER SAR ECCM – ASI

COSMO-SkyMed (Constellation of Small Satellites for Mediterranean basin Observation)

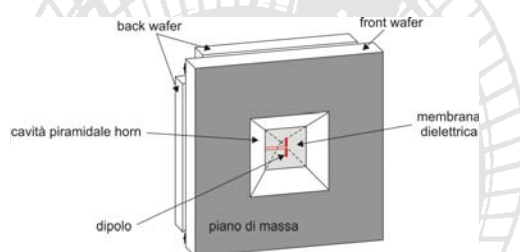


5 pannelli elettrici affiancati orizzontalmente; ciascun pannello è costituito da 8 tile poste in verticale; ciascuna tile è costituita da 32 moduli T/R costituiti da un array lineare di 12 elementi radianti.

20/51



STUDIO DI FATTIBILITÀ E SVILUPPO DI TECNOLOGIE ABILITANTI PER SAR ECCM - ASI HORN INTEGRATI

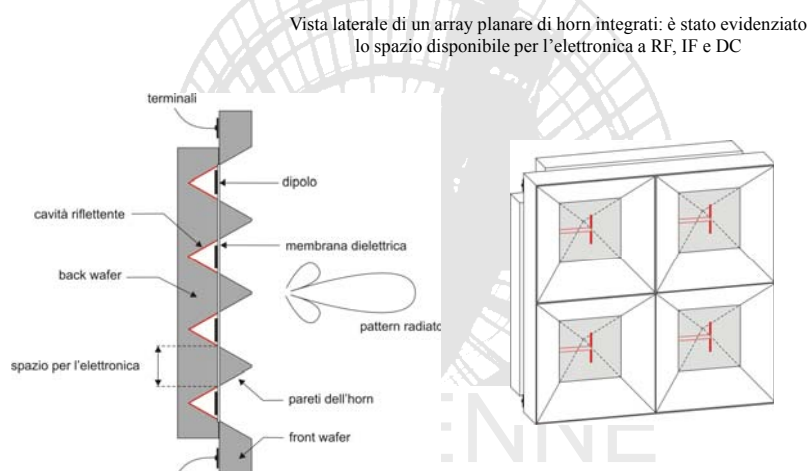


Le migliori performance ottenibili si attestano intorno a 13dB per il guadagno e 90° di larghezza di fascio a 10dB. Questo è dovuto al fatto che l'elevato angolo di svasatura (70°) non consente di realizzare aperture con lato maggiore di circa 1.6λ , pena l'insorgenza di errori di fase di entità troppo elevata.

21/51



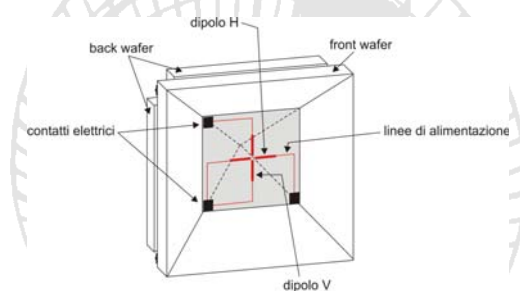
STUDIO DI FATTIBILITÀ E SVILUPPO DI TECNOLOGIE ABILITANTI PER SAR ECCM - ASI HORN INTEGRATI



22/51



STUDIO DI FATTIBILITÀ E SVILUPPO DI TECNOLOGIE ABILITANTI PER SAR ECCM – ASI HORN INTEGRATI IN DOPPIA POLARIZZAZIONE



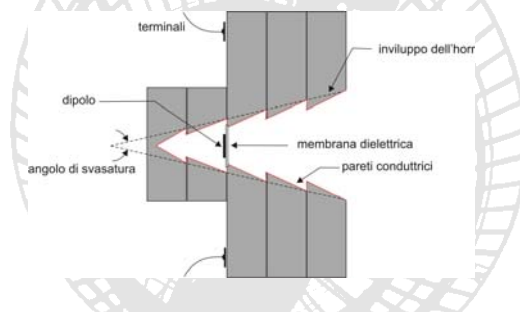
La membrana dielettrica deve garantire la dovuta robustezza meccanica per le severe condizioni operative tipiche delle applicazioni spaziali. La frequenza di 15GHz è indicata come il limite inferiore oltre il quale le dimensioni della membrana potrebbero comprometterne la robustezza meccanica.

Un secondo aspetto da considerare è legato allo spessore del wafer che costituisce il substrato su cui viene incisa la cavità, che ovviamente aumenta al diminuire della frequenza operativa.

23/51



STUDIO DI FATTIBILITÀ E SVILUPPO DI TECNOLOGIE ABILITANTI PER SAR ECCM – ASI HORN INTEGRATI INTEGRATI PROFILATI A STEP



Con una struttura a step realizzata mediante 16 wafer di 0.3mm di spessore ed un angolo di svasatura dell'inviluppo dell'horn pari a 30°, è possibile ottenere un'apertura di 2.9λ di lato, con una direttività di 18.5dB ed una larghezza del fascio a 10dB pari a 40°.

24/51



ANTENNE IN MICROSTRISCIA

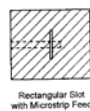
ANTENNE STAMPATE A SLOT

Possono essere considerate la versione duale delle configurazioni a patch

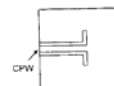
Il pattern è bidirezionale ma può essere ottenuta l'unidirezionalità impiegando un'opportuno schermo metallico

L'alimentazione può essere in microstriscia o mediante una Coplanar Waveguide (CPW)

Characteristic	Patch	Slot
Analysis and design	Easy	Easy
Fabrication	Very easy	Very easy
Tolerance in fabrication	Critical	Not very critical
Profile	Thin	Thin
Shape flexibility	Any shape	Limited
Radiation fields	Unidirectional	Unidirectional and bidirectional
Polarization	Linear and circular	Linear and circular
Bandwidth	Narrow	Wide
Dual frequency operation	Possible	Possible
Spurious radiation	Moderate	Low
Isolation between radiating elements	Fair	Good
Frequency scanning	Easily possible	Possible
Cross-polarization level	Low	Very low
End-fire antenna	Not possible	Possible



Rectangular Slot with Microstrip Feed



Rectangular Slot with CPW Feed



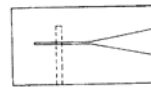
Annular Slot with Microstrip Feed



Annular Slot with CPW Feed



Rectangular Ring Slot



Tapered Slot

25/51



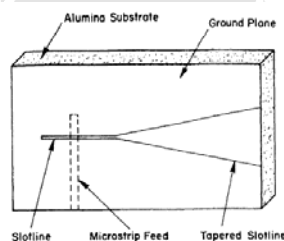
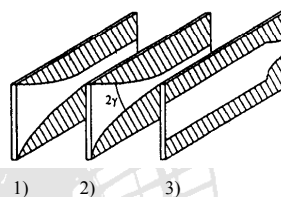
ANTENNE IN MICROSTRISCIA

ANTENNE STAMPATE A SLOT

TAPERED SLOT ANTENNAS (TSA)

Radiatore end-fire a onda viaggiante superficiale

- 1) Antenna Vivaldi (profilo esponenziale)
- 2) LTSA (Linear Taper Slot Antenna)
- 3) CWSA (Constant Width Slot Antenna)

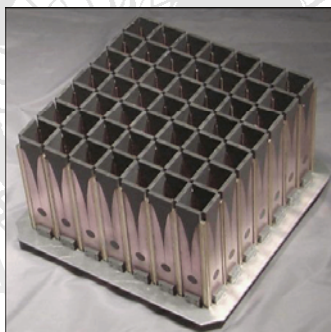


26/51



TAPERED SLOT ANTENNAS (TSA)

- HPBW $\sim 15^\circ$ e guadagno dell'ordine di 16dB
- Costanza del pattern di radiazione in una banda di circa 2 ottave
- Costanza dell'impedenza di ingresso in una banda di circa 3:1
- Semplicità di integrazione con la rete di alimentazione
- Polarizzazione lineare nella direzione della larghezza



27/51



- Cavo coassiale (coaxial probe)
- Microstriscia coplanare
- Accoppiamento per prossimità
- Accoppiamento per apertura
- Coplanar waveguide

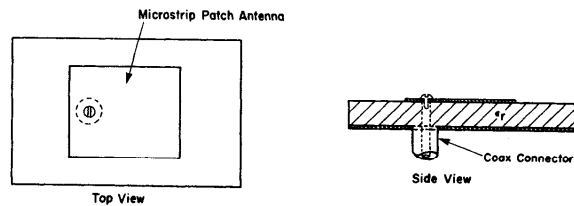
La scelta della tecnica di alimentazione avviene tenendo in considerazione il fatto che da essa dipende il matching di impedenza tra la linea di alimentazione e l'antenna vera e propria e che la zona di alimentazione (discontinuità elettriche e geometriche) determina la presenza di eventuali onde superficiali e di radiazioni spurie che deteriorano l'impedenza di ingresso e il pattern di radiazione dell'antenna (lobi laterali e livello di cross-polarizzazione)

28/51



ALIMENTAZIONE MEDIANTE CAVO COASSIALE

- L'anima di un coassiale viene fatta protrudere all'interno del substrato dielettrico e saldata alla patch radiante
- La posizione del punto di alimentazione viene scelta in base al modo che si desidera eccitare al fine di ottenere l'impedenza di ingresso richiesta per l'adattamento alla linea di alimentazione



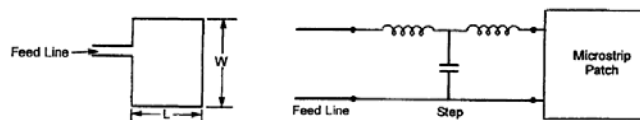
- Per gli array l'elevato numero di saldature comporta difficoltà di fabbricazione e perdita di affidabilità
- Per applicazioni a banda larga in cui si richiedono substrati più spessi occorrono *probe* eccessivamente lunghe che comportano l'aumento di radiazioni spurie e l'insorgenza di onde superficiali

29/51



ALIMENTAZIONE IN MICROSTRISCIA COPLANARE

- Semplicità di fabbricazione della linea insieme all'antenna



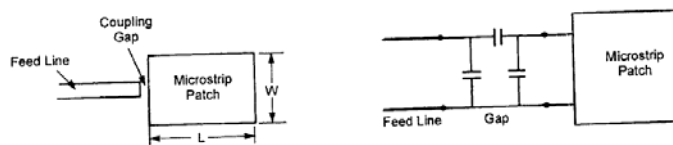
Accoppiamento diretto con un bordo radiante

- Disadattamento di impedenza tra la linea in microstriscia a 50Ω e l'elemento radiante con impedenza di ingresso molto alta
- Una eventuale rete di adattamento oltre a introdurre radiazioni spurie non può essere utilizzata, per ragioni di spazio, in applicazioni per array
- La presenza della microstriscia di alimentazione blocca la radiazione sul bordo a cui è accoppiata compromettendo l'efficienza di antenna specialmente quando le dimensioni della patch diventano confrontabili con quelle della microstriscia

30/51



ALIMENTAZIONE IN MICROSTRISCIA COPLANARE



Accoppiamento con un bordo radiante mediante gap

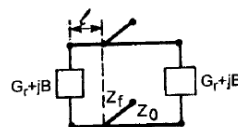
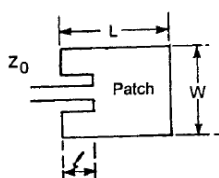
- Il piccolo gap limita la capacità di gestione della potenza
- Nella regione del gap nascono radiazioni spurie

31/51



ALIMENTAZIONE IN MICROSTRISCIA COPLANARE

- Si superano le limitazioni delle configurazioni precedenti
- La distanza l viene determinata in modo che l'impedenza di ingresso della patch sia 50Ω

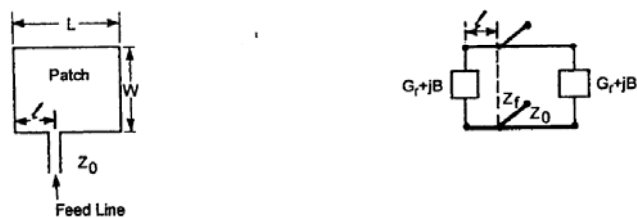


Microstriscia inserita all'interno della patch

32/51



ALIMENTAZIONE IN MICROSTRISCIA COPLANARE



Accoppiamento diretto con un bordo non radiante

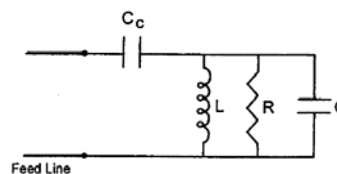
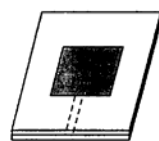
- Elevata cross-polarizzazione (migliorabile scegliendo $W/L=1.5$)

L'alimentazione in microstriscia coplanare è molto semplice da realizzare, ma soffre del problema delle radiazioni spurie, per cui non è adatta per applicazioni in cui sono richieste elevate prestazioni. La larghezza di banda ottenibile è del 3-5%.

33/51



ACCOPPIAMENTO PER PROSIMITA'

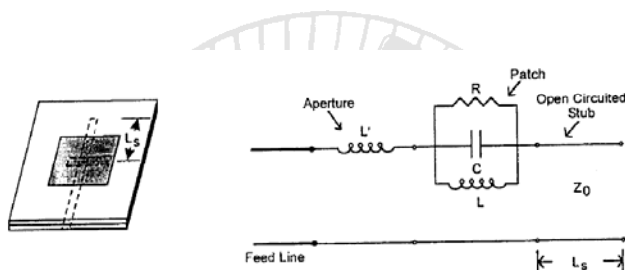


- Larghezza di banda fino al 13% dovuta alla presenza di un substrato a doppio strato
- Non ci sono saldature (semplicità di fabbricazione e affidabilità)
- L'allineamento tra microstriscia e patch è critico
- La struttura non è coplanare

34/51



ACCOPIAMENTO PER APERTURA



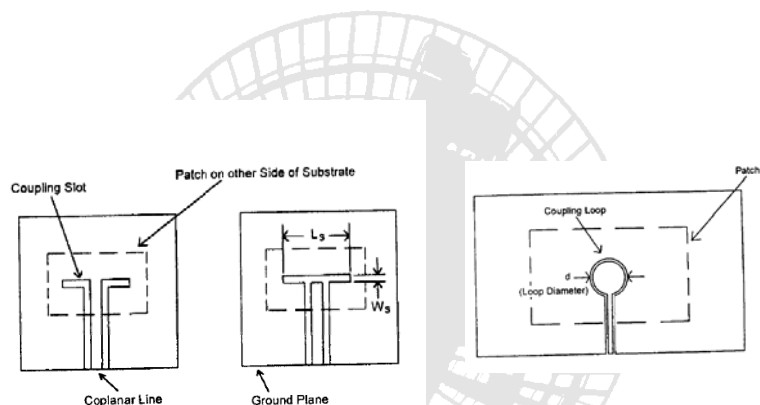
Due strati di dielettrico separati da un piano di massa in comune tra patch e microstriscia di alimentazione

- I due dielettrici possono essere diversi in modo da ottimizzare le performance della patch e della linea separatamente
- Le radiazioni spurie dovute alla parte terminale della linea sono schermate dal piano di massa

35/51



ALIMENTAZIONE CON COPLANAR WAVEGUIDE



Molto simile all'accoppiamento per apertura ma la slot è alimentata direttamente da una CPW che semplifica notevolmente la fabbricazione e l'integrazione con la circuiteria integrata a microonde

36/51



TABELLA DI CONFRONTO

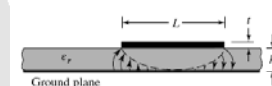
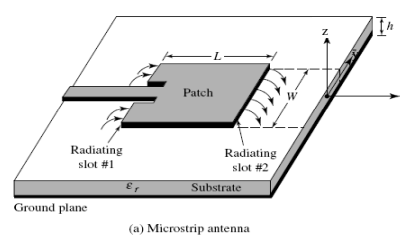
Characteristics	Coaxial-Probe Feed	Radiating Edge Coupled	Nonradiating Edge Coupled	Microstrip Feed Types			Proximity Coupled	Aperture Coupled	CPW Feed
				Gap Coupled	Inset Feed				
Configuration	Nonplanar	Coplanar	Coplanar	Coplanar	Coplanar	Planar	Planar	Planar	
Spurious feed radiation	More	Less	Less	More	More	More	More	Less	
Polarization purity	Poor	Good	Poor	Poor	Poor	Poor	Excellent	Good	
Ease of fabrication	Soldering and drilling needed	Easy	Easy	Easy	Easy	Alignment required	Alignment required	Alignment required	
Reliability	Poor due to soldering	Better	Better	Better	Better	Good	Good	Good	
Impedance matching	Easy	Poor	Easy	Easy	Easy	Easy	Easy	Easy	
Bandwidth (achieved with impedance matching)	2-5%	9-12%	2-5%	2-5%	2-5%	13% [30]	21% [33]	3% [39, 40]	

37/51



Valori tipici dei parametri in gioco:

$$\begin{aligned}
 t &\ll \lambda_0 \\
 h &\ll \lambda_0 \quad 0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0 \\
 \lambda_0 / 3 \leq L \leq \lambda_0 / 2 \\
 2.2 \leq \epsilon_r \leq 12
 \end{aligned}$$



Per ottimizzare l'efficienza di radiazione è la larghezza di banda occorrerebbe un dielettrico spesso con costante dielettrica bassa

Per minimizzare le perdite, gli accoppiamenti e le dimensioni dei circuiti a microonde in tecnologia planare occorrerebbe un dielettrico fine e con costante elettrica elevata

38/51



ANTENNE IN MICROSTRISIA

CONSIDERAZIONI DI PROGETTO PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

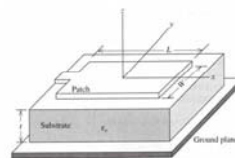
- La larghezza W non ha effetto sulla frequenza di risonanza e sulle caratteristiche del pattern ma influisce sulla larghezza di banda e sull'impedenza di ingresso
- Una patch larga irradia più potenza e comporta un aumento di efficienza, di banda
- Con una alimentazione opportuna la larghezza W può essere aumentata fino a superare la lunghezza L senza causare l'innescio di modi indesiderati in cavità
- Patch troppo larghe possono comportare grating lobes in applicazioni di array, ingombri inaccettabili ed elevata cross-polarizzazione
- In pratica $1 < W/L < 2$
- La lunghezza L determina la frequenza di risonanza:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}}$$

Patch molto larga

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{re}}}$$

Effetto di *firnging* sui bordi lungo x



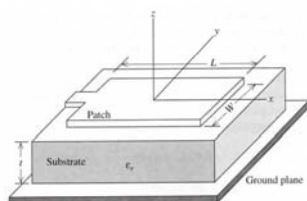
39/51



ANTENNE IN MICROSTRISIA

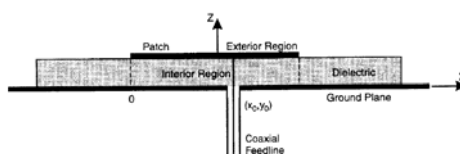
MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

MECCANISMO RADIATIVO



Le antenne a patch sono antenne risonanti che possono essere pensate come cavità caricate (riempite di dielettrico) con perdite (le perdite rendono conto dell'effetto radiativo).

Il modello a cavità costituisce una scelta naturale per la comprensione del comportamento fisico della struttura.



40/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

MECCANISMO RADIATIVO

La regione interna della patch viene modellata come una cavità risonante chiusa in alto e in basso da pareti *pec* e lateralmente da pareti *pmc*. Il modello, valido quando lo spessore del dielettrico è sottile rispetto alla lunghezza d'onda ($h \ll \lambda_0$) si basa sulle seguenti assunzioni:

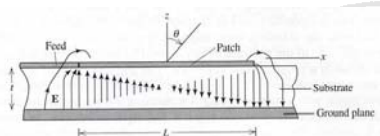
- Poiché il substrato dielettrico è molto sottile i campi nella regione interna non variano rispetto a z ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$)
- Il campo elettrico nella regione interna ha la sola componente lungo z , mentre il campo magnetico è tutto trasverso rispetto a z : ciò rende ragione della presenza di pareti *pec* in corrispondenza della patch e del piano di massa
- La componente di corrente elettrica normale ai bordi della patch (corrente di fringe) è trascurabile, quindi lo stesso si può dire anche per la componente del campo magnetico tangente ai bordi della patch: ciò rende ragione della presenza di pareti *pmc* laterali

41/51

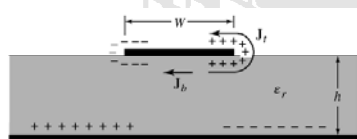


MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

MECCANISMO RADIATIVO



Campo elettrico nel dielettrico associato al modo fondamentale in cavità



Cariche elettriche associate alla distribuzione di campo nel dielettrico del modo fondamentale in cavità

42/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

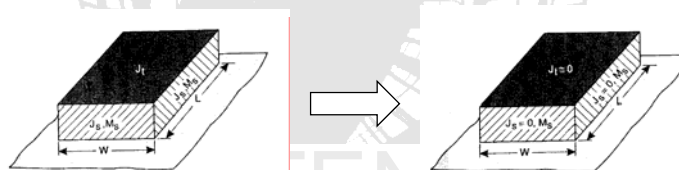
MECCANISMO RADIATIVO

- Le quattro pareti laterali della cavità rappresentano quattro aperture (slot) attraverso le quali avviene la radiazione.
- Utilizzando il principio di equivalenza la patch in microstriscia può essere rappresentata da una corrente equivalente \mathbf{J}_t sulla superficie superiore, e dalle correnti equivalenti \mathbf{J}_s e \mathbf{M}_s sulle superfici laterali, che irradiano in presenza del piano di massa.

- Per substrati sottili si può ipotizzare che le correnti elettriche \mathbf{J}_t e \mathbf{J}_s siano trascurabili.

- L'unica corrente non nulla rimane la corrente magnetica sulla superficie laterale data da

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_a$$



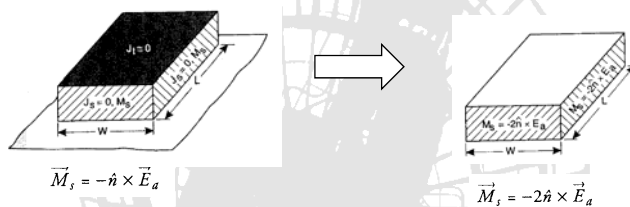
43/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

MECCANISMO RADIATIVO

- Utilizzando la teoria delle immagini si può rimuovere il piano di massa raddoppiando le correnti magnetiche



$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E}_a$$

$$\vec{M}_s = -2\hat{n} \times \vec{E}_a$$

La radiazione da parte della patch può essere attribuita a quattro strisce (di larghezza L e W e di altezza h) di corrente magnetica che irradiano nello spazio libero

$$\vec{M}_s = -2\hat{n} \times \vec{E}_a$$

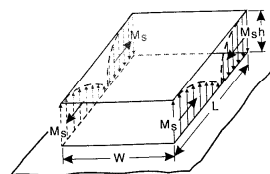
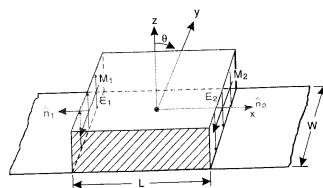
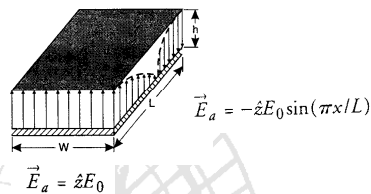
44/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

MECCANISMO RADIATIVO

Si considera il campo elettrico sulle pareti laterali dovuto al modo (di risonanza in cavità) dominante:



Le correnti lungo la direzione x non irradiano poiché si cancellano in campo lontano

Le slot lungo y invece costituiscono un array di due elementi alimentati con correnti di stessa ampiezza e fase, distanziati di L

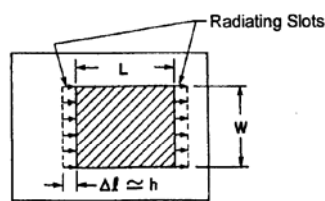
45/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

MECCANISMO RADIATIVO

La radiazione dalla patch può essere descritta in termini di due slot verticali distanziate di L , ma nella pratica per semplicità si preferisce utilizzare un modello equivalente in cui si considerano due slot orizzontali



46/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

DALLE CORRENTI AL CAMPO

Potenziale di Fitzgerald:

$$\vec{E}^m(r) = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{F}$$

$$\vec{H}^m(r) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - j\omega\vec{F}$$

In campo lontano:

$$H_\theta = -j\omega F_\theta \text{ and } H_\phi = -j\omega F_\phi$$

$$\vec{E} = -\eta_0 \hat{r} \times \vec{H} = -\eta_0 (\hat{\phi} H_\theta - \hat{\theta} H_\phi) = j\omega\eta_0 (\hat{\phi} F_\theta - \hat{\theta} F_\phi)$$

$$\vec{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \iint_S \vec{M}(r') e^{jk_0 r' \cos \psi} dS'$$

47/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

DALLE CORRENTI AL CAMPO

Campo lontano di una corrente magnetica rettangolare:

$$r \cos \psi = x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi$$

$$F_x = \frac{\epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} M_x(x', y') \exp[jk_0(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)] dx' dy'$$

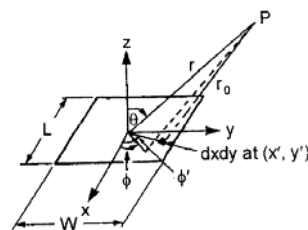
$$F_y = \frac{\epsilon_0}{4\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-W/2}^{W/2} M_y(x', y') \exp[jk_0(x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi)] dx' dy'$$

$$F_z = 0$$

$$\begin{bmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix}$$

$$E_\theta = j\omega\eta_0 (F_x \sin \phi - F_y \cos \phi)$$

$$E_\phi = j\omega\eta_0 (F_x \cos \theta \cos \phi + F_y \cos \theta \sin \phi)$$



48/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

DALLE CORRENTI AL CAMPO

Campo lontano di una corrente magnetica rettangolare:

$$\begin{aligned} E_x &= -V_0/h \text{ V/m} \\ E_y &= 0 \end{aligned} \quad M_y = \begin{cases} V_0/h & -\frac{W}{2} \leq y \leq \frac{W}{2}, -\frac{h}{2} \leq x \leq \frac{h}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

$$F_y = \frac{\epsilon_0}{4\pi} V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sin c(k_0 h \sin \theta \cos \phi/2) \sin c(k_0 W \sin \theta \sin \phi/2)$$

$$E_\theta = -jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \sin c(k_0 h \sin \theta \cos \phi/2) \sin c(k_0 W \sin \theta \sin \phi/2) \cos \phi$$

$$E_\phi = jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \sin c(k_0 h \sin \theta \cos \phi/2) \sin c(k_0 W \sin \theta \sin \phi/2) \cos \theta \sin \phi$$

49/51



MODELLO A CAVITÀ PER ANTENNE A PATCH RETTANGOLARE

DALLE CORRENTI AL CAMPO

Campo lontano di due slot

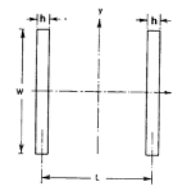
Fattore di array: $2 \cos(k_0 L \sin \theta \cos \phi/2)$

$$E_\theta = -jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos \phi F_1 F_2$$

$$E_\phi = jk_0 V_0 W \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos \theta \sin \phi F_1 F_2$$

$$F_1 = \sin c(k_0 h \sin \theta \cos \phi/2) \sin c(k_0 W \sin \theta \sin \phi/2)$$

$$F_2 = 2 \cos(k_0 L \sin \theta \cos \phi/2)$$



50/51

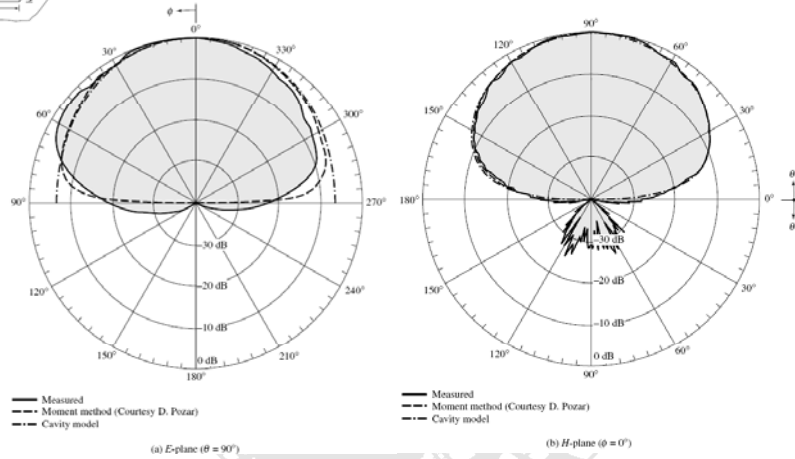
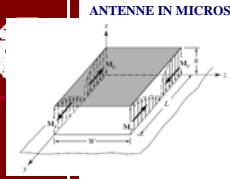


Figure 14.19 Predicted and measured E - and H -plane patterns of rectangular microstrip patch ($L = 0.906$ cm, $W = 1.186$ cm, $h = 0.1588$ cm, $y_0 = 0.3126$ cm, $\epsilon_r = 2.2$, $f_0 = 10$ GHz).