

Array lineare di antenna a microstriscia per applicazioni IEEE 802.11

FRANCESCO MORGILLO

Università degli studi di Genova

francesco.morgillo@hotmail.com

November 26, 2019

Abstract

Design of a patch antenna linear array for IEEE 802.11 wireless based application.

I. INTRODUZIONE

Si vuole progettare un array lineare Broad-side di 4 antenne a micro-striscia (patch), destinata ad applicazioni Wireless IEEE 802.11. L'antenna dovrà operare nella banda 2400 – 2500 MHz utilizzata nelle applicazioni Wi-Fi. Dai requisiti appena riportati, ricaviamo le seguenti specifiche per l'antenna

1. Frequenza centrale: 2.45 GHz
2. Banda: 100 MHz
3. Guadagno:

e per l'array

1. Numero di elementi: 4
2. Tipo schiera: Lineare, Broadside

II. SINGOLO ELEMENTO

Il singolo elemento dell'array è costituito da un'antenna a micro-striscia rettangolare. Viene realizzata su di un substrato di materiale dielettrico, su cui viene fotoinciso uno strato conduttivo di lunghezza L e larghezza W . Sulla faccia opposta del substrato viene posto un piano di massa. L'elemento radiante può essere alimentato in diversi modi: per esempio tramite una linea realizzata in micro-striscia che raggiunge il bordo della patch, oppure con una sonda coassiale che attraversa il substrato.

Geometria

Il dimensionamento della patch richiede l'impiego di equazioni ricavate con metodi numerici o empirici che tengono conto di effetti fisici dovuti alla complessità e non idealità dell'antenna. Innanzitutto è necessario tenere presente che per via degli effetti ai bordi, le linee di campo della micro-striscia attraversano due dielettrici differenti, l'aria e il substrato. È necessario quindi considerare una costante di conducibilità elettrica effettiva ϵ_{eff} che otteniamo è data da

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

Questa quantità corrisponde alla conducibilità elettrica di un materiale dielettrico omogeneo in cui si assume di immergere il modello della microstriscia.

L'effetto ai bordi è poco influente dato che in linea generale $L/h \gg 1$, ma non può essere ignorato dato che influisce sulla frequenza risonante dell'antenna.

Sempre a causa dell'effetto ai bordi, la lunghezza dell'antenna risulta elettricamente maggiore rispetto alla dimensione reale. Il campo elettrico che curva attorno le aperture allunga elettricamente ogni lato di una quantità ΔL . Un'approssimazione di questa quantità è

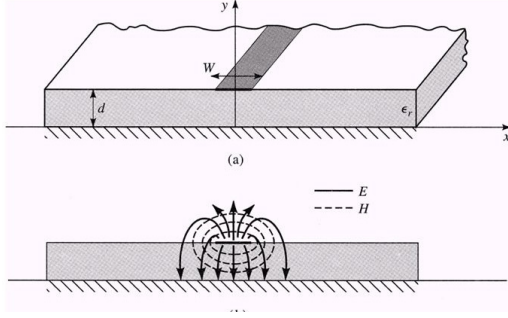


Figure 1: Linee di campo E ed H di una microstriscia.

data da

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2)$$

Si ha quindi che

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3)$$

dove $L = \lambda/2$ per il modo dominante TM_{010} senza effetto ai bordi. La frequenza di risonanza è funzione della lunghezza dell'antenna e considerando l'effetto ai bordi è

$$f_{r(010)} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (4)$$

La larghezza W dell'antenna patch è data da

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5)$$

mentre combinando la (??) e la (??) si può ricavare la lunghezza L della patch

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (6)$$

Note la frequenza centrale $f_r = 2.45 \text{ GHz}$, e considerato il substrato di spessore h di 1.6 mm ed $\epsilon_r = 4.4$, si ricavano i valori

W	37.3 mm
L	27.8 mm
ϵ_{reff}	4.01

Adattamento di impedenza

Il metodo più semplice per studiare l'impedenza dell'antenna a micro-striscia è quello di analizzare il suo modello come linea di trasmissione. L'antenna viene vista quindi come una linea di trasmissione i cui estremi (che corrispondono agli "slot" radianti ai bordi della patch) sono modellati come due paralleli RC. I due slot sono identici con ammettenza $Y_1 = G_1 + jB_1$. Inoltre l'ammettenza totale è puramente reale, data dal parallelo delle due conduttanze $Y_{in} = Y_1 + Y_2 = 2G_1$ (per via di una "trasformazione di ammettenza" vedi balanis). Per ricavare il valore di G_1 si fa riferimento all'equazione

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi} \quad (7)$$

dove

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\left(\frac{k_0 W}{2}\right) \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta =$$

$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin X}{X}$$

con

$$X = k_0 W \quad (8)$$

Nota G_1 si può dedurre la resistenza in ingresso R_{in} della patch dato che

$$R_{in} = Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{2G_1} \quad (9)$$

Si modifica questa espressione in modo tale da considerare gli effetti di accoppiamento fra i due slot.

$$R_{in} = Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{2G_1 + 2G_{12}} \quad (10)$$

Il valore di conduttanza mutua si approssima con

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\left(\frac{k_0 W}{2}\right) \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (11)$$

Si ottiene quindi l'impedenza in ingresso $R_{in} = 321.42$ per via numerica. Scegliendo di alimentare la patch sul bordo (edge feed), con una linea a microstriscia, sarà necessario

raggiungere il punto di alimentazione con una linea adattata a R_{in} . Si può altrimenti scegliere di cambiare il punto di alimentazione spostandosi verso il centro della patch (inset feed), cercando il valore di impedenza più adatto. Si è scelto come primo tentativo per alimentare l'elemento singolo di realizzare un inset feed, calcolando numericamente il valore y_0 in cui l'impedenza $R_{in}(y = y_0) = 50 \Omega$, ovvero un carico adattato alla linea di alimentazione. Sapendo che

$$\begin{aligned} R_{in}(y = y_0) &= \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) = \\ &= R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \end{aligned} \quad (12)$$

Risolvendo per y_0 e imponendo $R_{in}(y = y_0) = 50 \Omega$ si ha

$$\begin{aligned} y_0 &= \frac{L}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{50}{R_{in}(y = 0)}} = \\ &= 0.0107 \text{ m} \end{aligned} \quad (13)$$

Si effettua quindi uno scavo nella patch fino al punto y_0 e si connette la linea a 50Ω . Per ottenere un a microstriscia a 50Ω si impone una larghezza $W_{50} = 0.003 \text{ m}$

Simulazione su FEKO Student

La geometria presentata è stata realizzata su FEKO Student, e il modello ottenuto è riportato in figura ??.

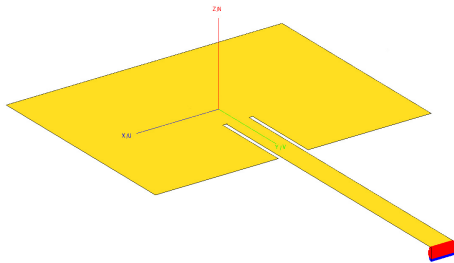


Figure 2: Modello CADFEKO dell'antenna con inset feed

Il modello è stato realizzato su un piano di massa infinito: questo permette di ridurre i tempi di simulazione. In particolare, i bordi di un substrato reale (con dimensioni finite) si comporterebbero anch'essi come elementi radianti, aumentando i tempi di calcolo. Con un piano infinito, questi effetti ai bordi vengono omessi. Di contro, non essendo possibile calcolare un'effettiva radiazione da parte del substrato, non si potranno fare osservazioni attendibili sui valori di potenza irradiata rapportata alla potenza dispersa nel mezzo dielettrico.

Simulato il modello, i primi risultati da discutere sono quelli riguardanti l'impedenza vista dal carico (Figura ??) e il coefficiente di riflessione S_{11} (Figura ??).

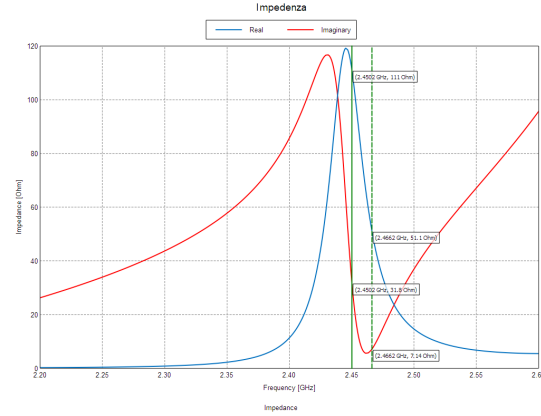


Figure 3: Impedenza ($Re + Im$) vista dal carico, in funzione della frequenza [GHz]

Il grafico di S_{11} mostra il picco a minima riflessione centrato in 2.466 GHz con una banda a -3dB di 70MHz. La banda frazionaria risulta 2.8% che è un valore tipico per questa antenna. Il risultato non è però ottimale: di fatto si sta cercando l'adattamento di impedenza con una frequenza di centro banda a 2.450 GHz. Questo indica che il carico non è abbastanza adattato alla linea di alimentazione.

In Figura ?? sono evidenziati i valori di impedenza visti dal generatore a 2.450 GHz e a 2.466 GHz. Per il punto di alimentazione scelto il carico non è ancora abbastanza adattato, e

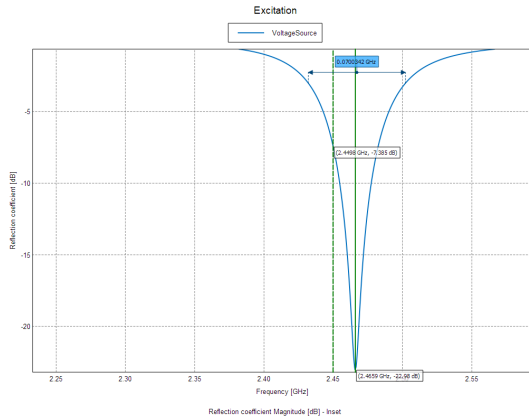


Figure 4: S_{11} [dB] in funzione della frequenza [GHz]

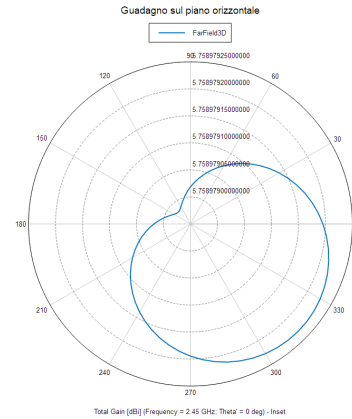


Figure 6: Ddr Guadagno [dBi], piano orizzontale

risulta 111 Ω .

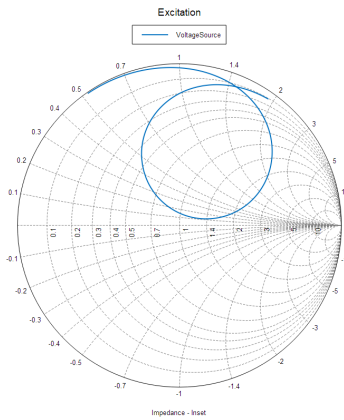


Figure 5: S_{11} sulla carta di Smith, in funzione della frequenza

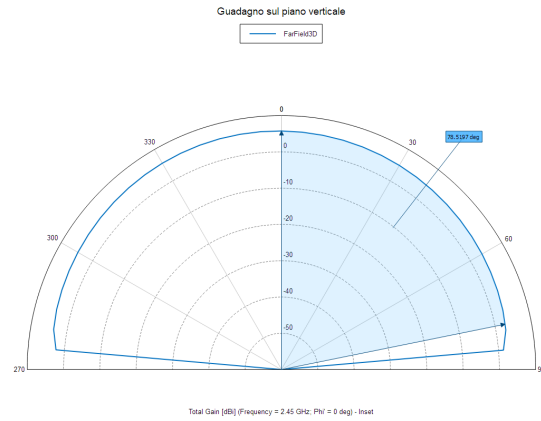


Figure 7: Ddr Guadagno [dBi] e apertura a -3dB, piano verticale

Trasformatore in $\frac{\lambda}{4}$ ed Inset Feed

Per tentare di migliorare l'adattamento di impedenza ottenuto si è realizzato un secondo modello con le stesse caratteristiche del primo, dove però la linea di alimentazione a 50 Ω è stata combinata con un trasformatore in $\frac{\lambda}{4}$. In questo modo si vuole adattare l'alimentazione al carico visto sul punto di inserzione il cui valore era dato dall'equazione ??.

Osservando il grafico in Figura ??, il valore reale dell'impedenza raggiunge i 111 Ω a 2.45 GHz. Si realizza quindi una sezione in $\frac{\lambda}{4}$ di

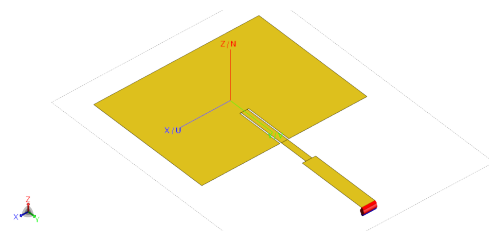


Figure 8: Modello CADFEKO dell'antenna con inset feed combinato a trasformatore $\frac{\lambda}{4}$

impedenza :

$$Z_0 = \sqrt{Z_C R_{in}} = 74.5\Omega \quad (14)$$

Durante le simulazioni sono state in oltre effettuati alcuni aggiustamenti alle dimensioni del modello per ottenere un miglior risultato. Le

variazioni sono riportate in tabella, comparati con i valori calcolati.

W	L	\rightarrow W	\rightarrow L
37.3 mm	27.8 mm	41 mm	28.8

In Figura ?? è riportata la geometria del modello simulato mentre in Figura ?? è riportato il grafico di Return Loss.

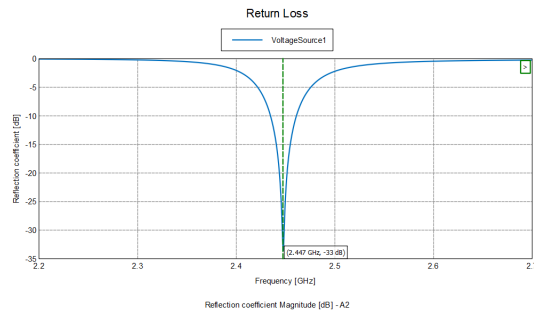


Figure 9: S_{11} [dB] in funzione della frequenza [GHz]

Con queste modifiche si è ottenuto un miglior adattamento sul carico dell'antenna e quindi circa -10 dB ulteriori del return loss attorno alla frequenza centrale. (Figura ??),

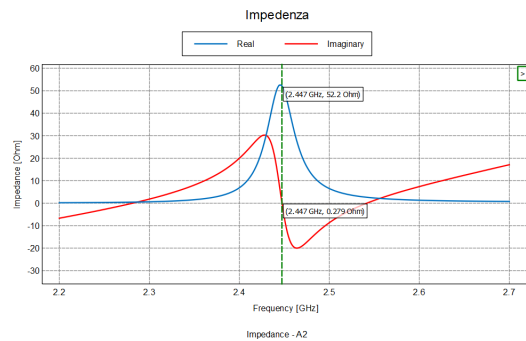


Figure 10: Impedenza ($Re + Im$) vista dal carico, in funzione della frequenza[GHz]

In seguito sono riportati i risultati relativi al guadagno dell'antenna e i diagrammi di radiazione.

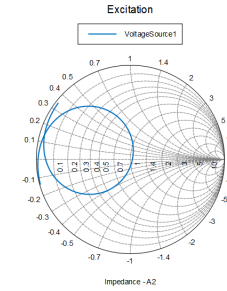


Figure 11: S_{11} sulla carta di Smith, in funzione della frequenza

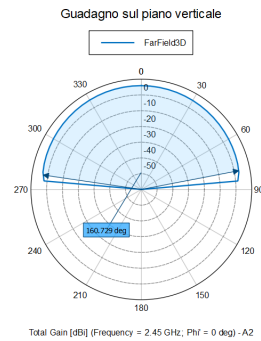


Figure 12: Ddr Guadagno [dBi] e apertura a -3dB, piano verticale

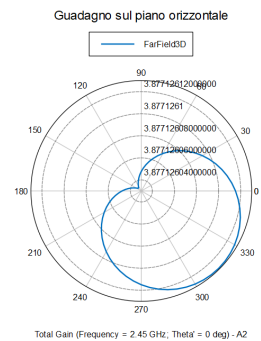


Figure 13: Ddr Guadagno [dBi], piano orizzontale

Il guadagno sul piano verticale raggiunge un massimo di 5.9 dBi, con un apertura a -3dB di circa 160.7° Il diagramma di radiazione ottenuto è quello tipico di un'antenna patch rettangolare. Questo verrà confrontato con il diagramma Broadside dell'array a 4 elementi.

III. ARRAY BROADSIDE

Dal singolo elemento si sviluppa l'array 4x1 per ottenere una radiazione broadside. Il primo passo è calcolare l'array factor che è dato da:

$$AF(\phi) = \sum_{m=1}^N a_m e^{jm\phi} \quad (15)$$

dove $\phi = kd \cos \theta$.

Si sceglie una distanza fra gli elementi $d = \frac{\lambda}{2}$ e si alimenta in fase l'array. Il pattern di radiazione calcolato con Matlab e riportato in Figura ??

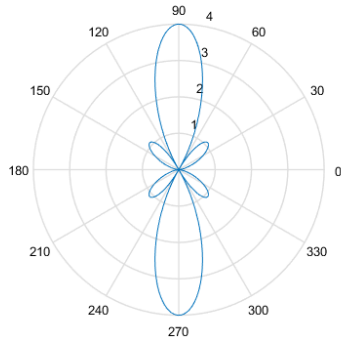


Figure 14: Diagramma Broadside per un array a 4 elementi calcolato con Matlab

Feed Network

La rete di alimentazione è composta da una combinazione di divisori a 3dB che distribuiscono la potenza alle 4 antenne. Il divisore di potenza divide equamente la potenza senza perdite ma l'impedenza vista dall'ingresso sulle due uscite non è adattata ed equivale a $2Z_0$. Si rende necessario quindi aggiungere dei trasformatori in $\frac{\lambda}{4}$ da 70Ω per adattare le

uscite. Lo schema dell'intera rete è riportata in Figura ??, mentre in Figura ?? è riportato il relativo modello realizzato su FEKO Student.

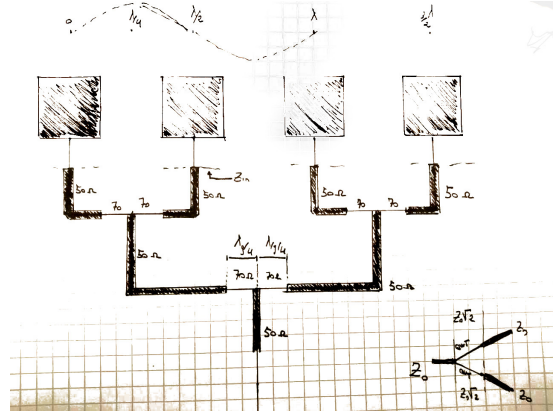


Figure 15: Schema del corporate feed per 4 elementi

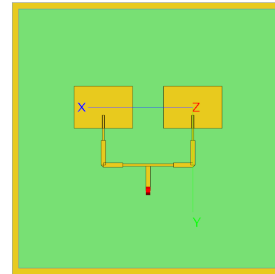


Figure 16: Modello FEKO dell'array per 2 elementi

I risultati della simulazione mostrano la radiazione broadside dell'antenna (molto direttiva, tipo "Pencil Beam") con un guadagno massimo di circa 10.7 dBi (in $\theta = 0 \forall \phi$).

In Figura ??, il notch della curva S11 non raggiunge i valori ottenuti in precedenza. La complessità della rete di alimentazione richiede che venga nuovamente "riassettato" l'adattamento tra l'alimentazione e l'intero carico visto da quest'ultima.

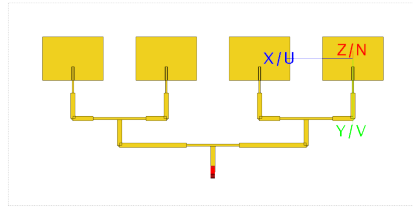


Figure 17: Modello FEKO dell'array per 4 elementi

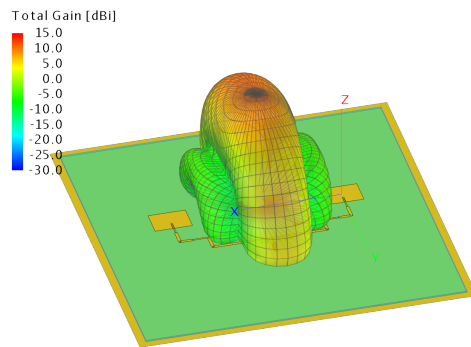


Figure 18: Guadagno 3D [dBi]

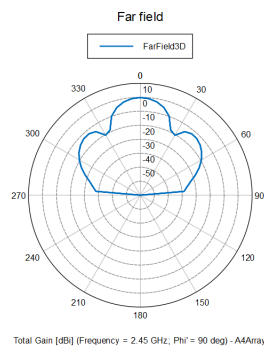


Figure 19: Ddr Guadagno [dBi], piano verticale

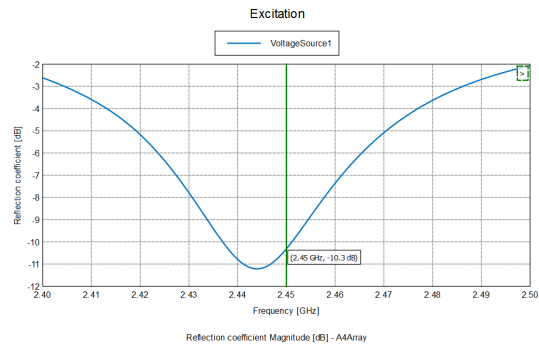


Figure 20: S_{11} [dB] in funzione della frequenza [GHz]

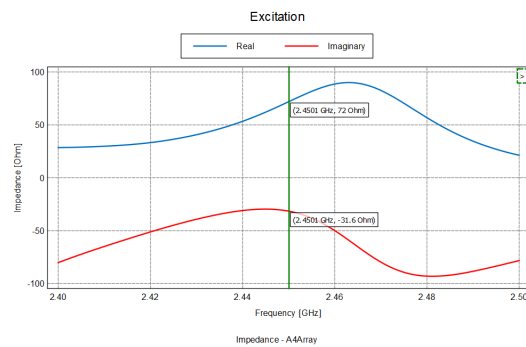


Figure 21: Impedenza (Re + Im) vista dal carico, in funzione della frequenza[GHz]

BIBLIOGRAFIA

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*.
- [2] Zhi Ning Chen and Michael Y. W. Chia, *Broadband Planar Antennas, Design and Applications*.
- [3] Pozar D.M., *Microwave engineering*.
- [4] Sonia Sharma, C. C. Tripathi and Rahul Rishi, *Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna*.