Analisi veloce ed accurata di schiere di guide d'onda fessurate a scansione elettronica

Roberto Vincenti Gatti, Roberto Sorrentino, Marco Dionigi
Università di Perugia, Dipartimento di Ingegneria Elettronica e dell'Informazione
vincenti@diei.unipg.it, sorrent@unipg.it, dionigi@diei.unipg.it

Abstract

In questo lavoro è presentata una procedura iterativa per l'analisi veloce ed accurata di schiere di fessure in guida d'onda a scansione elettronica, considerando gli effetti del mutuo accoppiamento e la loro variazione con l'angolo di scansione. L'analisi considera anche le transizioni di ingresso che eccitano ciascuna guida fessurata da un estremo o dal centro. La procedura è applicata al caso semplice di una schiera lineare di 4 fessure per la quale è stato possibile effettuare anche un'analisi full-wave. I risultati ottenuti con i due metodi sono in buon accordo ma i tempi di calcolo per il metodo proposto sono ridotti di due ordini di grandezza.

INTRODUZIONE

Le schiere di fessure in guida d'onda sono da tempo utilizzate in sistemi di telecomunicazione e in sistemi radar e trovano impiego anche come antenne a scansione per terminali satellitari mobili. Poiché questo tipo di antenne sono tipicamente costituite da centinaia di fessure, con i metodi di analisi full-wave oggi disponibili non si è in grado di effettuare un'accurata simulazione elettromagnetica dell'intera antenna. In questo articolo è presentata una procedura iterativa di analisi derivata dalla teoria di Elliott [1-3] che fa uso di circuiti equivalenti per la singola fessura radiante e per un'intera guida fessurata. Questa procedura permette un'analisi accurata e veloce di schiere di fessure anche di grandi dimensioni.

CIRUITO EQUIVALENTE DELL'ARRAY

Il circuito equivalente di una fessura radiante vicina alla risonanza è costituito da un'ammettenza in parallelo ad una linea di trasmissione, come è mostrato in Fig. 1. L'ammettenza equivalente della fessura dipende dall'offset *s*, dalla sua lunghezza *l* e dalla frequenza. Il metodo comunemente utilizzato per il calcolo di $Y(s,l,f)$ è il metodo dei momenti [4], ma in [6] abbiamo dimostrato come anche il metodo FDTD possa essere utilizzato per una efficiente ed accurata caratterizzazione della fessura.
Il circuito equivalente di una guida fessurata è quindi quello mostrato in Fig. 3, dove le Y_n sono le ammettenze normalizzate di ogni fessura e $Y_{1,tot}$ è l'ammettenza di ingresso della guida fessurata. In un array risonante le fessure sono tutte eccitate in fase e producono un diagramma di radiazione broadside nel piano *x-y* (Fig. 2). Per evitare grating lobes in questo piano, se la guida è vuota le fessure sono disposte a distanza *d* pari a $\lambda_g/2$ l'una dall'altra e con offset di segno alternato, mentre se la guida è riempita di dielettrico le fessure possono essere disposte a distanza λ_g e con offset dello stesso segno. L'uso di un dielettrico all'interno delle guide riduce le dimensioni trasversali e permette quindi ampi angoli di scansione del fascio nel piano *y-z* [5]. La guida fessurata è terminata in cortocircuito ad un'estremità, a distanza (d_{short}) dall'ultima slot pari a $\lambda_{g0}/4$ o a $3\lambda_{g0}/4$. Alla frequenza di progetto f_0 l'ammettenza di ingresso $Y_{1,tot}$ risulta quindi pari alla somma delle ammettenze delle singole fessure. Dal circuito equivalente è possibile calcolare la tensione V_n su ogni ammettenza in funzione di un'onda di tensione incidente V^+. Queste grandezze sono necessarie nella procedura di analisi per il calcolo delle tensioni di eccitazione delle fessure V_{mn}^S (vedi Fig. 1).

CIRUITO EQUIVALENTE DELLA TRANSIZIONE DI INGRESSO

Le guide fessurate possono essere alimentate tramite opportune transizioni che eccitano il campo o ad una estremità o al centro delle guide stesse. In questo secondo caso, la transizione può essere rappresentata mediante una rete 3-porte, come schematizzato in Fig. 4, in cui le porte 2 e 3 sono terminate sulle ammettenze che rappresentano le guide fessurate. Il caso di eccitazione da un estremo si ottiene semplicemente terminando una delle due porte su un tronco di guida cortocircuitato all'altro

estremo e assegnando quindi l'opportuno valore al carico Y_{L2} (o Y_{L3}). La matrice [S] viene precalcolata con un metodo full-wave. Nel caso presente abbiamo utilizzato il metodo FDTD. Due esempi di transizioni che possono essere utilizzate per eccitare le guide sono mostrati in Fig. 5. Dall'onda incidente sulla porta di ingresso è possibile calcolare le onde di tensione che incidono sui carichi Y_{L2} e Y_{L3} e da queste si ottengono, come già visto, le tensioni V_{mn} su ogni ammettenza equivalente di slot.

METODO DI ANALISI

La procedura di analisi proposta fa uso di due delle equazioni di progetto del metodo di sintesi di Elliott [1-3]:

$$\frac{Y_{mn}^{a}}{G_0} = K_1 f_{mn} \frac{V_{mn}^{S}}{V_{mn}} \tag{1}$$

$$\frac{Y_{mn}^{a}}{G_0} = \frac{2 f_{mn}^{2}}{\dfrac{2 f_{mn}^{2}}{Y(s_{mn}, l_{mn}, f_0)/G_0} + MC_{mn}} \tag{2}$$

dove i termini f_{mn}, K_1 e MC_{mn} sono forniti in [1-3]. Il simbolo Y_{mn}^{a} indica l'ammettenza "attiva" della slot *mn*-esima, che include cioè gli effetti del mutuo accoppiamento tra fessure. L'equazione (1) lega l'ammettenza attiva di ogni fessura alla sua lunghezza, offset ed eccitazione. L'equazione (2) fornisce l'ammettenza attiva della fessura *mn*-esima in funzione dell'ammettenza della fessura isolata $Y(s_{mn}, l_{mn}, f_0)/G_0$ e del termine di mutuo accoppiamento MC_{mn}. Combinando le equazioni (1) e (2) ed esplicitando il termine di mutuo accoppiamento si ottiene un sistema lineare le cui incognite sono le tensioni di eccitazione di slot V_{mn}^{S}:

$$\sum_{r=1}^{M} \sum_{s=1}^{N} Q_{mnrs} V_{rs}^{S} = f_{mn} V_{mn} \quad , \quad \begin{cases} m = 1, \ldots, M \\ n = 1, \ldots, N \end{cases} \tag{3}$$

La procedura iterativa di analisi per il calcolo delle tensioni di slot V_{mn}^{S} per ogni punto in frequenza è quindi costituita dai seguenti passi:

a) Assumere le ammettenze attive Y_{mn}^{a}/G_0 come isolate
b) Calcolare le onde incidenti sui carichi Y_{L2} e Y_{L3} per ogni subarray utilizzando la [S] della transizione
c) Calcolare le tensioni di ammettenza V_{mn} utilizzando il circuito equivalente di Fig. 3
d) Calcolare le tensioni di slot V_{mn}^{S} dal sistema (3)
e) Calcolare le ammettenze attive Y_{mn}^{a}/G_0 dall'equazione (2)
f) Ripetere i passi da b) ad e) fin quando la distribuzione delle tensioni di slot non converge.

L'analisi dell'antenna può essere effettuata per diversi angoli di scansione variando le fasi delle onde incidenti sulle porte di ingresso di ogni subarray. Per il calcolo del diagramma di radiazione è sufficiente utilizzare il principio della moltiplicazione dei diagrammi poiché gli effetti del mutuo accoppiamento sono già stati considerati nel calcolo delle tensioni di eccitazione V_{mn}^{S}.

RISULTATI

Per verificare l'accuratezza del metodo proposto è stata effettuata l'analisi di una schiera lineare di quattro fessure in una guida WR90 ed i risultati sono stati confrontati con quelli ottenuti con il software commerciale CST Microwave Studio, basato sul metodo FDTD. La scelta di un array così semplice è stata dettata dai tempi di calcolo estremamente lunghi richiesti da CST. La guida fessurata è

alimentata da un estremo tramite una transizione ottimizzata cavo coassiale – guida d'onda (Fig. 6). Gli offset e le lunghezze delle fessure sono state calcolate con il metodo di Elliott alla frequenza di progetto f_0 = 9.3 GHz. Per aumentare la banda dell'antenna, la schiera è stata progettata in modo tale che l'ammettenza di ingresso sia 1.3 G_0, dove G_0 è l'ammettenza caratteristica della guida. Con questa scelta l'antenna non è perfettamente adattata a nessuna frequenza, ma il VSWR rimane al disotto di un valore prefissato per un più ampio intervallo di frequenze. In Fig. 7 sono confrontati i risultati ottenuti per il coefficiente di riflessione con il metodo proposto e con CST Microwave Studio. Le due curve sono in buon accordo e mostrano una banda dell'antenna di circa 860 MHz quando è considerato il limite VSWR<1.5. La Fig. 8 mostra la direttività di antenna nel piano *x-y* ottenuta con i due metodi per le frequenza centrale 9.3 GHz e per due valori di frequenza lontani dalla risonanza (8.6 GHz e 10.0 GHz). Per tutte e tre le frequenze i risultati sono in buon accordo, confermando che il metodo è accurato anche per il calcolo del diagramma di radiazione.

E' importante osservare che mentre CST Microwave Studio ha richiesto un tempo di simulazione di oltre 3 ore, il metodo proposto richiede meno di un minuto. Si osservi che, con questo metodo, il tempo di calcolo è proporzionale al numero di fessure della schiera e può raggiungere alcune ore per una schiera composta da circa mille fessure. Il presente metodo permette quindi un'accurata analisi di schiere di fessure in guida d'onda di grandi dimensioni per le quali non sarebbero applicabili metodi di analisi full-wave.

Per mostrare come il metodo sia applicabile a schiere di grandi dimensioni abbiamo analizzato un'antenna costituita da 32 guide d'onda riempite di dielettrico (a=7.5mm, b=3.75mm, ε_r=2.2) con 22 fessure ciascuna, progettata alla frequenza centrale f_0=20.0 GHz e ottimizzata per un angolo di scansione di 40° in elevazione. In Fig. 9 sono mostrati i risultati ottenuti per la direttività nel piano di scansione e per il VSWR medio sulle porte di ingresso di ogni subarray. L'analisi è stata effettuata su un notebook con processore Intel® Celeron™ 800 MHz con un programma scritto in Matlab ed ha richiesto un tempo di calcolo pari a 220 minuti.

CONCLUSIONI

In conclusione, è stata presentata una procedura per una veloce ed accurata analisi di schiere di fessure in guida d'onda. E' stata verificata l'accuratezza del metodo con un confronto dei risultati ottenuti con un simulatore full-wave basato sul metodo FDTD, nel caso semplice di una schiera lineare di quattro fessure. E' poi stato presentato un esempio di analisi di una schiera di grandi dimensioni e si è mostrato come antenne con centinaia di elementi radianti possano essere analizzate in tempi ragionevoli.

NOTE BIBLIOGRAFICHE

[1] R. S. Elliott, "An improved design procedure for small slot arrays," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* vol. AP-31, pp. 48-53, Jan. 1983.

[2] R. S. Elliott and William R. O'Loughlin, "The design of slot arrays including internal mutual coupling," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* vol. AP-34, pp. 1149-1154, Sep. 1986.

[3] G. J. Stern and R. S. Elliott, "Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation: Theory and experiment," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* vol. AP-33, pp. 1264-1271, Nov. 1985.

[4] Lars G. Josefsson, "Analysis of longitudinal slots in rectangular waveguides," *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* vol. AP-35, pp. 1351-1357, Dec. 1987.

[5] R. Vincenti Gatti, R. Sorrentino, P. Mezzanotte, L. Roselli and F. Alimenti, "Accurate design of Ka-band flat scanning antennas for mobile satellite terminals," 31th EuMC*,* London 23-27 Sept. 2001.

[6] R. Vincenti Gatti, R. Sorrentino, M. Dionigi, "Equivalent circuit of radiating longitudinal slots in dielectric filled rectangular waveguides obtained with FDTD method," MTT-S*,* Seattle 2-7 Jun. 2002.

[7] A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Oliver, P. Knight, The Handbook Of Antenna Design, Peter Peregrinus Ltd, 1986.

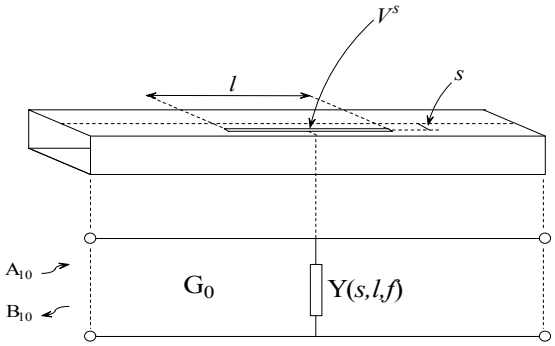

Fig. 1. Circuito equivalente di una slot longitudinale in guida d'onda rettangolare.

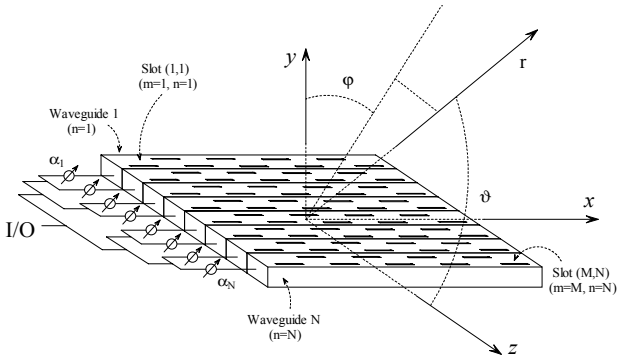

Fig. 2. Schema di un'array di slot in guida d'onda costituito da *N* guide fessurate con *M* slot ciascuna. Il fascio è scandito nel piano *y-z*.

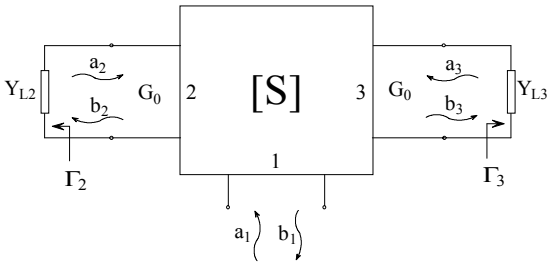

Fig. 4. Rete 3-porte che descrive la transizione. G_0 è l'ammettenza caratteristica della guida.

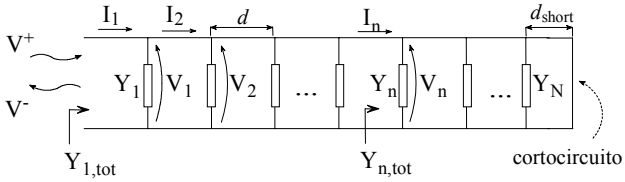

Fig. 3. Circuito eguivalente di una guida d'onda fessurata.

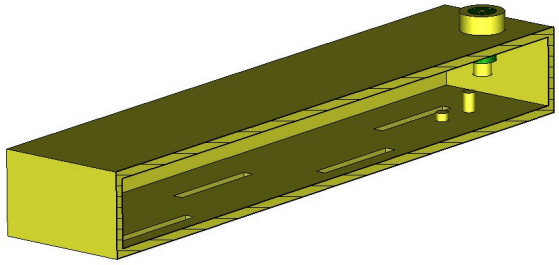

Fig. 6. Array lineare di Quattro slot su una WR90. La transizione cavo coassiale – guida d'onda è ottimizzata.

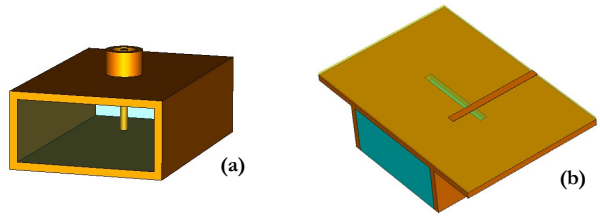

Fig. 5. Esempi di transizioni dalla porta di ingresso a guida d'onda. (a) Cavo coassiale – guida d'onda; (b) Microstriscia – guida d'onda.

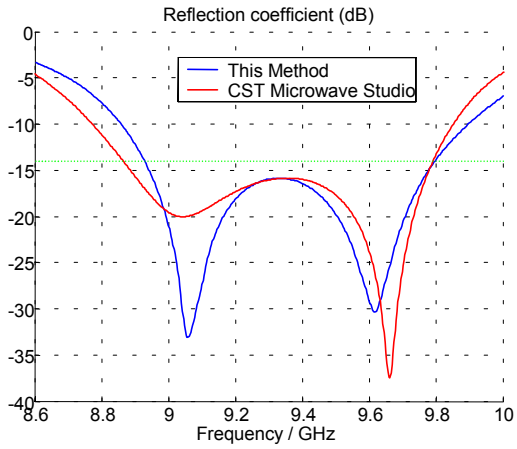

Fig. 7. Coefficiente di riflessione della guida fessurata simulata con il metodo proposto e con CST Microwave Studio.

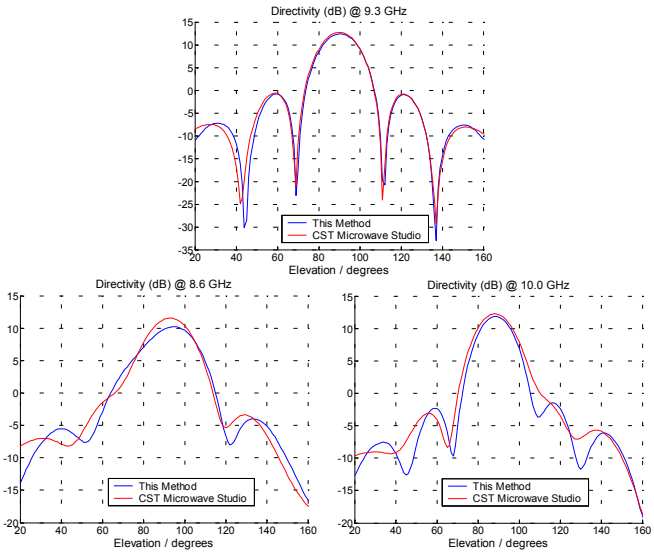

Fig. 8. Direttività nel piano *x-y* dell'array di slot simulato con il metodo proposto e con CST Microwave Studio. Calcolo effettuato a 8.6 GHZ, 9.3 GHz e 10.0 GHz.

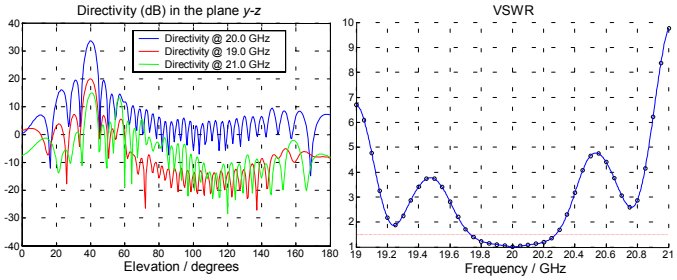

Fig. 9. VSWR e Direttività nel piano *y-z* dell'antenna simulata per l'angolo di scansione ϑ_0=40° (elevazione).