CARATTERISTICHE DI DISPERSIONE DI GUIDE D'ONDA INTEGRATE SU SUBSTRATI DIELETTRICI †

Y. Cassivi[1], L. Perregrini[2], P. Arcioni[2], M. Bressan[2], K. Wu[1] and G. Conciauro[2]

[1] Poly-Grames Research Center, École Polytechnique de Montréal,
3333 Queen Mary , suite R222, Montréal (Qc), Canada, H3V 1A2

[2] Department of Electronics, University of Pavia,
Pavia, via Ferrata 1, I-27100 Pavia (Italy)
perregrini@ele.unipv.it, arcioni@ele.unipv.it, bressan@ele.unipv.it, conciauro@ele.unipv.it

Abstract

Dispersion properties of the "Substrate Integrated Rectangular Waveguide (SIRW)" are rigorously obtained using the BI-RME method combined with the Floquet's theorem. Our analysis shows that the SIRW basically has the same guided-wave characteristics as the conventional rectangular waveguide. Empirical equations are derived from the calculated dispersion curves in order to estimate the cutoff frequency of the first two dominant modes of the SIRW. To validate the analysis results, an SIRW cavity and an SIRW guide were designed and measured. Very good agreements between the experimental and theoretical results were obtained.

INTRODUZIONE

La struttura mostrata in Fig. 1a, consistente in una guida d'onda integrata in un substrato dielettrico (Substrate Integrated Rectangular Waveguide – SIRW), è stata recentemente proposta [1,2] come mezzo trasmissivo per il progetto di componenti ad onde millimetriche (filtri, risonatori ed antenne). Essa può essere facilmente connessa a microstrisce e a linee coplanari mediante semplici transizioni [1,2]. La SIRW, assieme ad altri tipi di guide d'onda non-convenzionali, è alla base di una nuova categoria di circuiti integrati nel substrato (substrate integrated circuits – SIC), che consentono di integrare circuiti planari e non planari nell'ambito dello stesso substrato [3]. Fino ad ora, questo tipo di struttura è stato simulato utilizzando codici 3D basati sul metodo degli elementi finiti [2,4] o sul metodo dei momenti [5], ma non è stato condotto alcuno studio sistematico delle sue caratteristiche propagative.

In questo lavoro viene studiato il diagramma di dispersione della SIRW, a partire dalla determinazione della matrice di ammettenza generalizzata (GAM) della cella periodica della struttura (Fig. 1a). La GAM può essere dedotta mediante l'uso del metodo BI-RME [6,7], se la cella lateralmente aperta di Fig. 1b viene sostituita dalla cella di Fig. 1c, chiusa lateralmente da due pareti elettriche. L'effetto di queste ultime è trascurabile se il campo elettromagnetico è ben confinato all'interno della SIRW, cosa che deve avvenire nel caso di una SIRW di interesse pratico, caratterizzata da minime perdite per radiazione laterale.

Grazie alla periodicità della struttura, applicando il teorema di Floquet, le costanti di

† Lavoro svolto sotto l'egida del Programma 2000/02 di Cooperazione Scientifica e Tecnologica tra il Quebec e l'Italia.

propagazione dei modi della SIRW e le configurazioni dei campi modali sono dedotte a partire dalle autosoluzioni di un problema agli autovalori. Sulla base dei risultati ottenuti, vengono dedotte espressioni approssimate che forniscono la frequenza di taglio dei primi due modi della SIRW. Sono infine riportati risultati sperimentali riguardanti un tronco di guida e di un risonatore SIRW.

CALCOLO DEL DIAGRAMMA DI DISPERSIONE

La cella periodica chiusa lateralmente, considerata in Fig. 1c, è costituita da un tratto di guida d'onda rettangolare di larghezza *a* e lunghezza *b*, riempita con un dielettrico di costante dielettrica ε_r, e di una coppia di fori metallizzati cilindrici, di diametro *D*, posti alla distanza *W*. Considerando *N* modi TE_{n0} su ciascuna sezione di riferimento, il metodo BI-RME [6,7] permette di ottenere la GAM mediante il seguente sviluppo polare nel dominio della frequenza

$$Y_{ij}^{(sr)} = \frac{A_{ij}^{(sr)}}{j\omega} + j\omega B_{ij}^{(sr)} + j\omega^3 \sum_{p=1}^{P} \frac{C_{ip}^{(s)} C_{jp}^{(r)}}{\omega_p^2(\omega_p^2 - \omega^2)} \tag{1}$$

dove *i,j = 1,2* sono gli indici che si riferiscono alle due sezioni di riferimento, *s,r = 1,2,…,N* e *P* rappresenta il numero dei poli dei parametri di ammettenza (risonanze della struttura cortocircuitata) tenuti in conto nello sviluppo polare. I poli ω_p e le quantità (indipendenti dalla frequenza) $A_{ij}^{(sr)}$, $B_{ij}^{(sr)}$, $C_{ip}^{(s)}$ sono calcolate in modo molto efficiente mediante l'algoritmo descritto in [6,7].

Dalla GAM è possibile dedurre la matrice catena della cella elementare, che collega i vettori $\mathbf{V}_1$ e $\mathbf{I}_1$ delle tensioni e correnti modali sulla prima sezione di riferimento con i corrispondenti vettori $\mathbf{V}_2$ e $\mathbf{I}_2$ sulla seconda sezione. La matrice catena assume la forma

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{Y}_{21}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_{22} & -\mathbf{Y}_{21}^{-1} \\ \mathbf{Y}_{12} - \mathbf{Y}_{11} \cdot \mathbf{Y}_{21}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_{22} & -\mathbf{Y}_{11} \cdot \mathbf{Y}_{21}^{-1} \end{bmatrix} \tag{2}$$

dove $\mathbf{Y}_{11}$, $\mathbf{Y}_{12}$, $\mathbf{Y}_{21}$ e $\mathbf{Y}_{22}$ sono le quattro sottomatrici della GAM. Imponendo che, in accordo con il teorema di Floquet, nella struttura periodica si abbia $\mathbf{V}_2 = \mathbf{V}_1 e^{-\gamma b}$ e $\mathbf{I}_2 = \mathbf{I}_1 e^{-\gamma b}$ ($\gamma = \gamma(\omega)$ indica la costante di propagazione), si ottiene il seguente problema agli autovalori:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_2 \\ -\mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = e^{\gamma b} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_2 \\ -\mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \tag{3}$$

Gli autovalori della (3), calcolati per un determinato valore di ω, forniscono i valori delle costanti di propagazione dei primi modi della struttura periodica chiusa lateralmente, mentre i corrispondenti autovettori forniscono lo sviluppo dei campi modali in termini dei modi TE_{n0} definiti sulle sezioni di riferimento. Il confinamento dei campi modali all'interno della zona delimitata dai fori metallizzati consente di verificare quali dei modi della struttura chiusa lateralmente siano anche modi della SIRW aperta. Il diagramma di dispersione della SIRW viene ottenuto ripetendo il calcolo per diversi valori di ω. Si noti che, grazie alla rappresentazione (1) dei parametri Y, una sola analisi elettromagnetica è sufficiente per ottenere tutti i parametri necessari al calcolo della (2) ad una qualunque frequenza nella banda di interesse, il che consente di ottenere un ottimo dettaglio nelle curve di dispersione con tempi di calcolo molto ridotti.

ANALISI DELLA STRUTTURA E RISULTATI SPERIMENTALI

L'algoritmo descritto è stato impiegato per calcolare la frequenza di taglio dei primi due modi della SIRW (modi quasi-TE_{10} e quasi-TE_{20}) per diversi valori del diametro D, della distanza W e del passo b dei fori metallizzati. La Fig. 2 mostra i risultati al variare di D e W, nel caso b=1.5mm, ε_r =2.2. Questi risultati hanno permesso di verificare che i valori delle frequenze di taglio di questi due modi sono approssimativamente dati dalle stesse espressioni valide per una guida rettangolare riempita con un dielettrico di costante dielettrica ε_r, di larghezza pari a

$$W_{eff} = W - \frac{D^2}{0.95 \cdot b} \tag{4}$$

L'uso della larghezza efficace W_{eff} fornisce, per $b < \min\left\{\lambda\sqrt{\varepsilon_r}/2,\, 4D\right\}$, una precisione di ±5% nella previsione della frequenza di taglio del modo quasi-TE_{10} e di +4%/-9% per quella del modo quasi-TE_{20}.

Per verificare l'accuratezza del metodo proposto, è stata realizzata la cavità SIRW mostrata in Fig. 3. La cavità viene eccitata mediante due probe in microstriscia (impedenza caratteristica 100Ω) decentrati rispetto alla mezzeria della cavità, allo scopo di eccitare sia il modo quasi-TE_{10}, sia quello quasi-TE_{20}. Le prime tre frequenze di risonanza della cavità sono state valutate mediante la seguente espressione

$$f_{R(TE_{m\,0q})} = \frac{c}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_R}} \sqrt{\left(m/W_{eff}\right)^2 + \left(q/L_{eff}\right)^2} \tag{5}$$

dove c è la velocità della luce e L_{eff} è la lunghezza efficace della cavità, definita, in analogia alla (4), come

$$L_{eff} = L - \frac{D^2}{0.95 \cdot b} \tag{6}$$

I risultati riportati in Tab. I indicano che le approssimazioni (4)-(6) forniscono con buona accuratezza le frequenze di risonanza della cavità SIRW

Tabella I – Frequenze di risonanza (in GHz) della cavità SIRW

Metodo	$f_{R(TE_{101})}$	$f_{R(TE_{201})}$	$f_{R(TE_{102})}$
approssim. (4)-(6)	22.60	32.37	38.80
HFSS [8]	22.75	32.50	38.75
misura	22.64	32.54	38.70

Infine, in Fig. 4 sono riportare le curve di dispersione calcolate per i primi due modi della SIRW, paragonate con quelle della guida rettangolare equivalente e con i risultati sperimentali ottenuti per il modo quasi-TE_{10}. I risultati indicano che i due tipi di guide hanno praticamente le stesse caratteristiche di dispersione. Si può quindi concludere che, purché la spaziatura b tra i fori metallizzati sia sufficientemente piccola, la SIRW si comporta come una guida rettangolare di larghezza pari alla larghezza efficace della SIRW, data dalla (4).

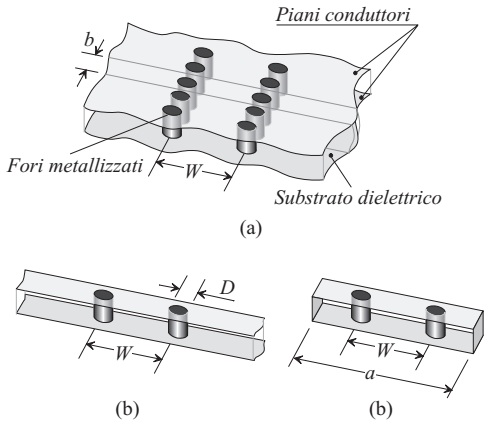

Fig. 1. Geometria della SIRW (a) e della sua cella periodica aperta (b) e chiusa lateralmente (c).

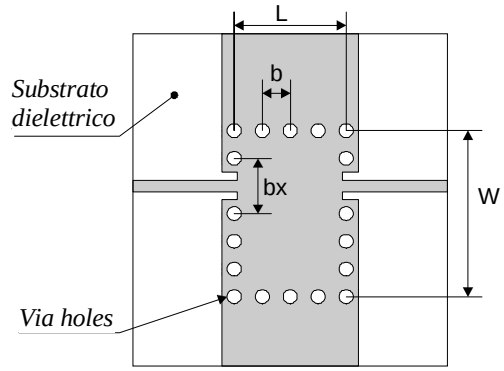

Fig. 3. La cavità SIRW realizzata: ε_r = 2.2, L = 6*mm*, W = 8*mm*, b = 1.5*mm*, bx = 2.0*mm*, h = 0.508*mm*, D = 0.8*mm*.

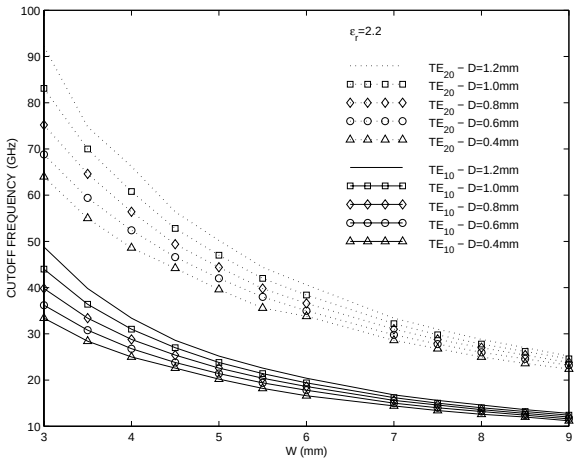

Fig. 2. Frequenze di cutoff dei modi quasi-TE_{10} e quasi-TE_{20}, al variare di W e D (b=1.5 *mm*).

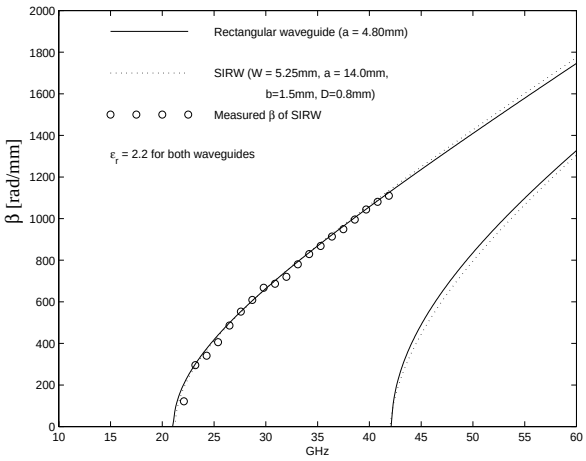

Fig. 4. Paragone tra le curve di dispersione dei primi due modi della SIRW e della guida rettangolare equivalente.

BIBLIOGRAFIA

[1] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, no. 2, Feb. 2001, pp 68 –70.

[2] D. Deslandes, K. Wu, "Integrated Transition of coplanar to Rectangular Waveguides", *IEEE MTT Symposium digest*, Phoenix 2001, vol. 2 , pp. 619-622.

[3] K. Wu, “Integration and interconnect techniques of planar and non-planar structures for microwave and millimeter-wave circuits - current status and future trend,” *2001 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc.* (APMC'01), (invited paper).

[4] M. J. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou, "A High-Q Reconfigurable Planar EBG Cavity Resonator", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 6, June 2001, pp 255–257.

[5] J. Hirokawa, M. Ando, "Single-Layer Feed Waveguide Consisting of Posts for Plane TEM Wave Excitation in Parallel Plates", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, May 1998, pp 625–630

[6] G. Conciauro, M. Guglielmi, R. Sorrentino, *Advance Modal Analysis, CAD Techniques for Waveguide Components and Filters*, Chap. 5 and 6, John Wiley and Sons, 1999.

[7] P. Arcioni, M. Bressan, G. Conciauro, L. Perregrini: "Generalized Y-Matrix of Arbitrary H-Plane Waveguide Junctions by the BI-RME Method", *IEEE MTT-S Intern. Microwave Symposium*, Denver, Colorado, 9-13 June 1997.

[8] Agilent HFSS version 5.3.