IL RISONATORE WIRED – PATCH CIRCOLARE: MODELLO ANALITICO E MISURE

Massimiliano Simeoni*, Roberto Sorrentino**, Serge Verdeyme*

* IRCOM - UMR 6615 - 123 Avenue Albert Thomas 87060 Limoges – France.
** D.I.E.I. Università degli Studi di Perugia – Via Duranti 06100 Perugia.
msimeoni@ieee.org

Abstract

A novel microwave resonator is presented in this paper: the circular wired–patch resonator. By introducing a via–hole establishing a connection between a microstrip patch and its ground plane we cause the appearance of a new low frequency resonance enabling an important reduction of the patch size. An analytical model and some numerical and experimental results are presented showing a good agreement.

INTRODUZIONE

Presentiamo in quest'articolo un nuovo tipo di risonatore elettromagnetico per applicazioni al filtraggio a microonde passivo: il wired–patch circolare. Questo componente è una variante di un analogo risonatore precedentemente presentato dagli stessi autori: il wired–patch rettangolare [1]. Il wired–patch rettangolare è un semplice patch metallico stampato su un substrato dielettrico con un filo di connessione che, attraversando il substrato, collega il patch al piano di massa. L'effetto dell'inserzione del filo è di introdurre una nuova risonanza ad una frequenza più bassa rispetto al modo di "cavità" del patch tradizionale; ciò consente di ridurre considerevolmente (7–8 volte) la superficie del risonatore per una data frequenza di risonanza.

La novità introdotta da questa nuova struttura consiste nel aver cambiato la forma del patch che, essendo ora circolare, consente lo sviluppo di un semplice ed elegante modello analitico.

Diversi prototipi di questo componente sono stati realizzati; la misura della frequenza di risonanza e del fattore di qualità associati alla nuova risonanza confermano la correttezza del modello proposto. I dati sperimentali e teorici sono inoltre confrontati con i risultati di simulazioni elettromagnetiche effettuate tramite il metodo degli elementi finiti (MEF).

MODELLO ANALITICO

La geometria del componente è descritta in figura 1.

La frequenza di risonanza del wired–patch circolare viene determinata risolvendo un problema agli autovalori formulato usando un modello a linee radiali (figura 2). Partiamo dall'espressione dei campi, in coordinate cilindriche, all'interno di una guida d'onda radiale a piatti piani e paralleli; per il modo $TEM^{(r)}$ (traverso elettromagnetico rispetto alla coordinata radiale) il campo elettrico ed il campo magnetico valgono rispettivamente [2]:

$$\begin{cases} \overline{E} = E_z \hat{a}_z = \left[A H_0^{(1)}(k_c r) + B H_0^{(2)}(k_c r) \right] \hat{a}_z \\ \overline{H} = H_\phi \hat{a}_\phi = \dfrac{j}{\eta} \left[A H_1^{(1)}(k_c r) + B H_1^{(2)}(k_c r) \right] \hat{a}_\phi \end{cases} \tag{1}$$

Le $H_i^{(v)}(x)$ sono le funzioni di Hankel [3] di v–esimo (v =1, 2) tipo e i–esimo (i =0, 1) ordine, k_c è il numero d'onda, r è la coordinata radiale, A e B sono costanti di ampiezza, $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ è l'impedenza d'onda e j l'unità immaginaria.
Imponiamo ora le condizioni al contorno in coincidenza del filo di massa (campo elettrico tangenziale uguale a zero) e del bordo del patch (campo magnetico tangenziale uguale a zero avendo assunto una condizione al contorno di tipo muro magnetico) ricaviamo l'equazione agli autovalori (2).

$$H_0^{(1)}(k_c a) H_1^{(2)}(k_c b) - H_1^{(1)}(k_c b) H_0^{(2)}(k_c a) = 0 \tag{2}$$

Dove a il raggio del filo di massa e b il raggio del patch (Fig. 2). Dal primo valore di k_c che verifica (2) calcoliamo la frequenza di risonanza del modo fondamentale della struttura:

$$f_0 = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0 \mu}} \tag{3}$$

Delle formule correttive [4] ci consentono di considerare gli effetti della deformazione dei campi causata dai bordi del patch introducendo una costante dielettrica relativa efficace ($<\varepsilon_r$) per il substrato ed un raggio efficace ($>b$) per il patch.

Dalla conoscenza, in forma analitica, dei campi all'interno della struttura possiamo calcolare l'energia immagazzinata nel risonatore e, tramite il metodo perturbativo, le perdite ohmiche sulle pareti metalliche.
L'energia media immagazzinata nel risonatore è:

$$W = W_{elettrica}\Big|_{\max} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{eq}}{2} \int_{Volume} \left|\overline{E}\right|^2 dV = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{eq}}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{h} \int_a^{b_{eff}} \left|E_z\right|^2 r\, dr\, dz\, d\theta \tag{4}$$

Le correnti elettriche che scorrono sulle superfici metalliche sono date da $\overline{J_s} = \overline{n} \times \overline{H}$ dove $\overline{n}$ è il versore normale alla superficie considerata. Sulla superficie metallica inferiore, in quella superiore e sul via–hole scorrono rispettivamente le correnti:

$$\overline{J_s} = -H_\phi \hat{a}_r \;;\; \overline{J_s} = H_\phi \hat{a}_r \;;\; \overline{J_s} = H_\phi\Big|_{r=a} \hat{a}_z \tag{5}$$

In Fig. 3 mostriamo le distribuzione delle correnti elettriche superficiali sulle pareti metalliche in corrispondenza della frequenza di risonanza.
Le perdite per effetto ohmico sono date da:

$$P_l = \frac{R_s}{2} \int_{\substack{\text{superfici}\\ \text{metalliche}}} \left|\overline{J_s}\right|^2 dS = \frac{R_s}{2} \left(\underbrace{2\int_0^{2\pi}\int_a^{b_{eff}} \left|H_\phi\right|^2 r\, dr\, d\theta}_{A} + \underbrace{2\pi\, h\, a \left|H_\phi(r=a)\right|^2}_{B} \right) \tag{6}$$

dove $R_s=1/\sigma\delta$ è la parte reale della resistenza superficiale associata alle pareti metalliche aventi conduttività σ e *skin depth* $\delta=(2/\omega\mu\sigma)^{1/2}$, ***A*** è la parte di perdite associata al patch ed al piano di massa mentre ***B*** è il contributo dovuto al via–hole.
Possiamo inoltre, conoscendo la tangente di perdita del materiale dielettrico che costituisce il substrato, calcolare le perdite dielettriche. Perveniamo in questo modo ad un'espressione analitica del fattore di qualità a vuoto del risonatore. Risulta allora:

$$Q_0 = \left[(Q_{met})^{-1} + (Q_{diel})^{-1}\right]^{-1} \tag{7}$$

Dove:

$$Q_{met} = \omega W / P_l \quad ; \quad Q_{diel} = \varepsilon' / \varepsilon'' \tag{8}$$

Una serie di simulazioni numeriche (effettuate tramite il metodo degli elementi finiti – MEF) ci fornisce un termine di paragone per i valori di frequenza di risonanza e di fattore di qualità a vuoto ottenuti dall'approccio analitico.

RISULTATI SPERIMENTALI

Quattro prototipi del risonatore sono stati realizzati per confermare, per via sperimentale, i risultati analitici e numerici. In figura 4 presentiamo uno dei prototipi realizzati. La frequenza di risonanza ed il coefficiente di qualitá sono stati misurati accoppiando per prossimità i risonatori ad una coppia di linee a microstriscia stampate sullo stesso substrato del patch. Nella tabella I riportiamo le caratteristiche dei vari prototipi e un confronto tra i risultati teorici, quelli numerici (MEF in oscillazioni libere o con eccitazione tramite linee a microstriscia accoppiate ai risonatori per prossimità) e quelli sperimentali. Come si nota otteniamo un buon accordo tra i risultati sperimentali e quelli previsti dalla teoria, osserviamo un errore di circa 1 % per la frequenza di risonanza. Da notare che i risonatori **3** e **4** sono stati testati senza schermatura da cui il valore relativamente basso di Q_0 osservato.
Le caratteristiche elettriche del risonatore sono sufficientemente buone da permetterne l'integrazione nella sintesi di filtri a microonde passivi che risulteranno allora estremamente compatti e mostreranno livelli di perdite per inserzione analoghi quelli dei filtri realizzati con risonatori planari tradizionali.

CONCLUSIONI

Abbiamo con questo articolo introdotto un nuovo tipo di risonatore elettromagnetico per applicazioni al filtraggio a microonde passivo. È stato proposto un modello a guida d'onda radiale per rappresentarne il funzionamento. Il modello conduce ad una analisi (e ad una sintesi) del componente per via analitica, estremamente rapida e precisa. I valori di frequenza di risonanza e di coefficiente di qualità ottenuti per via teorica sono in ottimo accordo con i dati numerici (analisi MEF) e sperimentali.

Sebbene l'applicazione principale di questo componente sia da individuare nel filtraggio a microonde passivo si può pensare di utilizzarlo anche nella sintesi di oscillatori a microonde che potrebbero beneficiare delle sue buone caratteristiche elettriche e delle sue dimensioni estremamente compatte.

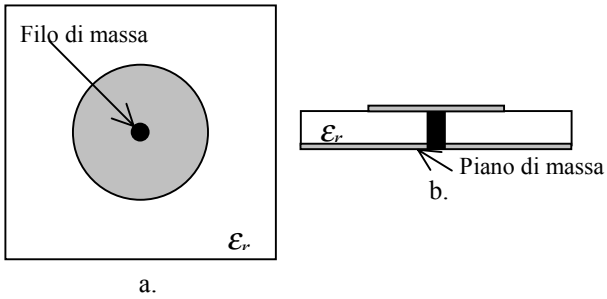

Fig. 1 – Il risonatore wired – patch circolare (a. vista in pianta; b. vista laterale).

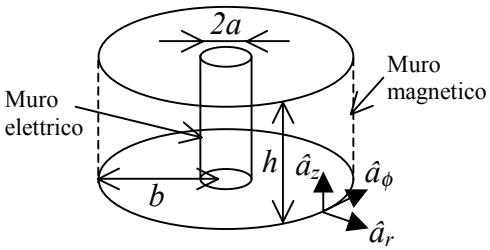

Fig. 2 – Modello a linee radiali.

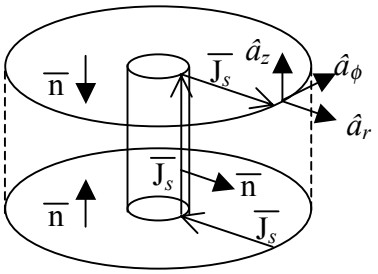

Fig. 3 – Correnti superficiali.

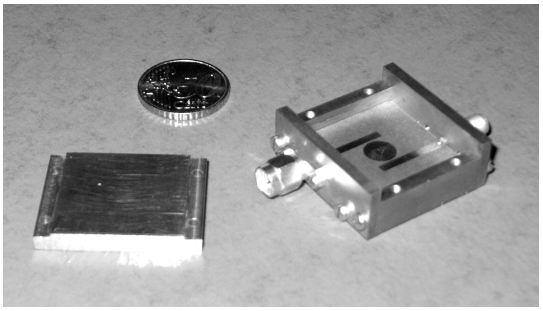

Fig. 4 – Uno dei prototipi realizzati (No **2**).

Ris.No	Caratteristiche fisiche				f_0 (GHz)				Q_0		
	b (mm)	a (mm)	h (mm)	ε_r	Modello analitico	MEF O.Lib	MEF O.For	Misure	Modello analitico	MEF O.Lib	Misure
1	9.46	0.25	0.79	2.32	2.40	2.416	2.432	2.392	244	307	195
2	4.14	0.25	0.79	2.32	5.80	5.803	5.730	5.656	196	244	120
3	8.90	0.40	0.78	3.20	2.40	2.410	2.461	2.482	173	226	116
4	27.9	0.40	0.78	3.20	0.680	0.698	0.686	0.675	129	204	84

Tab. I – Dimensioni fisiche e caratteristiche elettriche dei vari prototipi.

BIBLIOGRAFIA

[1] M. Simeoni, S. Verdeyme, D. Baillargeat, P. Guillon "Résonateur Planaire Passif Compact pour des Applications au Filtrage Microondes" 12^{émes} Journées Nationales Microondes, Maggio 2001 – Poitiers, Francia.

[2] S. Ramo, J.R. Whinnery, T. Van Duzer, *Fields and waves in communications electronics,* Prentice – Hall Int.

[3] G. N. Watson, *A treatise on the Theory of Bessel Functions,* Cambridge University Press, Cambridge 1966.

[4] I. Wolff, N. Knoppik, "Rectangular and Circular Microstrip Disk Capacitors and Resonators" IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 22, No. 10, Oct. 1974.