

Synthesis Technique for the Design of Waveguide Polarizers

Giuseppe Virone, Riccardo Tascone, Massimo Baralis,
Renato Orta e Oscar Antonio Peverini

IRITI-CNR, Politecnico di Torino, Corso Duca degli Abruzzi 24, 10129 Torino
Email: giuseppe.virone@polito.it

Abstract

This paper presents a new synthesis technique for the design of waveguide polarizers that doesn't need any optimization procedure, but directly yields the geometry of the polarizer from the desired frequency response. The developed design tool consists in an interactive task, where the designer can find the best desired frequency response allowing the highest return loss for both polarizations. This feature is needed because the two frequency responses are not independent each other, and consists in a linear system identification of the relation between these ones. In the interactive task, the level of the return loss for each polarization is automatically determined in order to obtain the 90° phase rotation, needed in the linear to circular polarization conversion. At the end of the interactive task a full-wave analysis is performed, and a subsequent compensation procedure is done in order to avoid the degradation effect of multimodal interactions, frequency dispersion and losses.

INTRODUZIONE

Nella realizzazione dei più moderni e sofisticati circuiti a microonde, date le sempre più stringenti specifiche, nasce l'esigenza di sviluppare nuove ed efficienti tecniche di progetto per i dispositivi. Nel presente lavoro si è sviluppata una nuova tecnica di progetto per polarizzatori in guida d'onda.

Il polarizzatore è un componente che viene utilizzato per convertire due polarizzazioni lineari ortogonali in due polarizzazioni circolari (oraria e antioraria). A tale scopo è necessario progettare una struttura che realizzi uno sfasamento di 90° tra due modi degeneri, polarizzati linearmente, senza accoppiarli [1-4]: indicheremo queste polarizzazioni (polarizzazioni principali) mediante i versori \hat{x} e \hat{y} . E' evidente che eccitando la somma e la differenza di tali modi, grazie allo sfasamento di 90°, si ottengono appunto modi polarizzati circolarmente con versori di polarizzazione $1/\sqrt{2} (\hat{x} + j\hat{y})$ e $1/\sqrt{2} (\hat{x} - j\hat{y})$.

A differenza delle metodologie di progetto presenti in letteratura [1-4], la tecnica sviluppata non consiste nel fornire un punto di partenza per successivi algoritmi di ottimizzazione, ma consente di ottenere la struttura finale del dispositivo in modo diretto. In particolare, la tecnica di sintesi qui presentata ha portato allo sviluppo di uno strumento di progetto interattivo, il quale consente di controllare contemporaneamente il coefficiente di riflessione per entrambe le polarizzazioni e di ottenere in modo automatico lo sfasamento di 90° richiesto. Tale strumento fornisce direttamente la

geometria del dispositivo, tenendo conto anche dell'interazione multi-modale, delle perdite e della dispersione.

TECNICA DI PROGETTO

Il polarizzatore viene realizzato caricando una guida d'onda circolare [1-2] o quadrata [3] con opportune discontinuità: il numero di discontinuità e le caratteristiche geometriche e quindi elettromagnetiche delle medesime, devono essere scelte in modo tale da garantire sia uno sfasamento totale di 90° , sia un basso coefficiente di riflessione per entrambe le polarizzazioni su tutta la banda di lavoro.

Le singole discontinuità, ai fini di ottenere lo sfasamento richiesto, devono offrire un comportamento induttivo per una polarizzazione e un comportamento capacitivo per l'altra polarizzazione, esse inoltre devono essere tali da non accoppiare i modi polarizzati secondo i versori \hat{x} e \hat{y} : indicheremo con $T_k^{(x)}$ e $T_k^{(y)}$ i coefficienti di trasmissione delle singole discontinuità rispettivamente per la polarizzazione \hat{x} e per la polarizzazione \hat{y} , e con D_k la differenza di fase introdotta da ciascuna discontinuità.

La caratteristica delle discontinuità di non accoppiare le polarizzazioni \hat{x} e \hat{y} , consente di progettare il polarizzatore utilizzando un approccio simile a quello utilizzato per le strutture filtranti. Il dispositivo in esame infatti può essere visto come due filtri equivalenti, uno per la polarizzazione \hat{x} e uno per la polarizzazione \hat{y} . Siccome però i parametri scattering delle singole discontinuità sono consistentemente diversi per le due polarizzazioni, il progetto dei due filtri equivalenti non può essere condotto in modo indipendente. In altri termini, le condizioni di adattamento per le due polarizzazioni non coincidono.

Per venire incontro a questa esigenza, la tecnica di progetto sviluppata prevede una fase interattiva, nella quale il progettista determina le risposte in frequenza per le due polarizzazioni (risposte in frequenza desiderate), posizionando gli zeri dei rispettivi coefficienti di riflessione. Questa fase consente appunto di determinare il miglior compromesso in termini di banda di lavoro e coefficiente di riflessione per entrambe le polarizzazioni.

Tale procedura, si basa sulla caratterizzazione della dipendenza reciproca delle due risposte in frequenza, attraverso un sistema lineare astratto, la cui funzione di trasferimento $h^{(xy)}$ consente di vedere contemporaneamente l'effetto del posizionamento degli zeri del coefficiente di riflessione per una polarizzazione, anche sulla risposta in frequenza dell'altra polarizzazione. La determinazione della funzione di trasferimento $h^{(xy)}$ del sistema lineare astratto verrà discussa in seguito.

All'interno di questa fase interattiva, il livello del coefficiente di riflessione per entrambe le polarizzazioni viene automaticamente scelto in modo da realizzare la rotazione di fase di 90° richiesta. Infatti, è noto che all'aumentare del livello del coefficiente di riflessione, a parità di banda di lavoro, aumentano i coefficienti di riflessione delle singole discontinuità e quindi anche la rotazione di fase D_k da esse introdotta.

Le risposte in frequenza desiderate per le polarizzazioni principali vengono descritte in termini di due polinomi caratteristici $T_{21}^{(x)} = S_{11}^{(x)} / S_{21}^{(x)}$ e $T_{21}^{(y)} = S_{11}^{(y)} / S_{21}^{(y)}$, dove $S_{11}^{(x)}$, $S_{21}^{(x)}$, $S_{11}^{(y)}$ e $S_{21}^{(y)}$ sono i parametri scattering del dispositivo relativi alle due

polarizzazioni. I polinomi $T_{21}^{(x)}$ e $T_{21}^{(y)}$ sono di grado N pari al numero di cavità del polarizzatore e hanno come coefficienti rispettivamente $b_k^{(x)}$ e $b_k^{(y)}$.

All'uscita dalla fase interattiva, la risposta in frequenza desiderata $T_{21}^{(x)}$ ($T_{21}^{(y)}$) viene sintetizzata mediante la tecnica di estrazione descritta in [5]. Tale strumento fornisce direttamente il valore dei coefficienti di trasmissione delle singole discontinuità $T_k^{(x)}$ ($T_k^{(y)}$) e le lunghezze geometriche delle cavità. A partire da tali grandezze, la geometria del polarizzatore viene identificata in modo trasparente, attraverso il confronto automatico con una tabella precalcolata, la quale fornisce appunto una corrispondenza univoca tra coefficienti di trasmissione e geometria delle singole discontinuità (ad es. apertura delle iridi o spessore delle discontinuità).

Il polarizzatore sintetizzato, viene quindi caratterizzato attraverso un'analisi elettromagnetica multi-modale, che fornisce la risposta in frequenza reale del dispositivo. A causa dell'interazione multi-modale, delle perdite e della dispersione, la risposta in frequenza reale non coincide con la risposta desiderata. Tale discrepanza, può essere eliminata senza l'impiego di algoritmi di ottimizzazione, utilizzando la procedura di compensazione descritta in [5].

Le due risposte in frequenza ottenute dall'analisi, vengono infatti interpolate con due polinomi di grado N aventi come coefficienti rispettivamente $c_k^{(x)}$ e $c_k^{(y)}$. Il sistema descritto può essere schematizzato in figura 1.



Figura 1: rappresentazione del sistema che descrive la procedura di sintesi

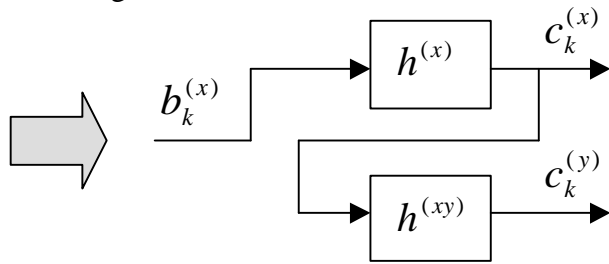


Figura 2: approssimazione del sistema di figura 1 con funzioni di trasferimento

Siccome i coefficienti $b_k^{(x)}$, $c_k^{(x)}$ e $c_k^{(y)}$ possono essere interpretati come spettri di segnali periodici con N armoniche, è possibile introdurre un concetto di sistema lineare astratto equivalente (figura 2), definendo le funzioni di trasferimento ingresso-uscita $h_k^{(x)} = c_k^{(x)} / b_k^{(x)}$ e $h_k^{(xy)} = c_k^{(y)} / c_k^{(x)}$. La funzione di trasferimento $h^{(xy)}$ è lo strumento necessario nella fase interattiva già descritta, mentre $h^{(x)}$ è la funzione di trasferimento che consente di attuare la procedura di compensazione [5] ritornando nuovamente alla fase interattiva e sintetizzando non più $b_k^{(x)}$ (ingresso del sistema) ma il polinomio compensato $b_k^{(x)} / h_k^{(x)}$.

Da queste considerazioni si evince come questa procedura possa essere reiterata più volte, controllando così direttamente in fase progettuale il reale comportamento della struttura.

RISULTATI

A titolo di esempio si riportano nelle Fig. 3 e 4 le caratteristiche di un polarizzatore a 7 cavità in guida circolare, formato da iridi spesse 0.5 mm, ottenuto con lo strumento di progetto sviluppato. L'analisi elettromagnetica della struttura è stata condotta utilizzando il metodo dei momenti nel dominio spettrale.

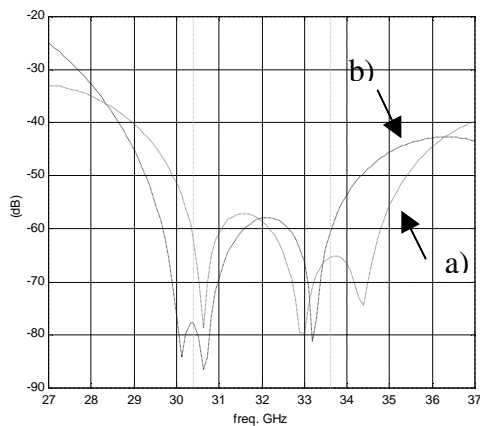


Figura 3 Coefficiente di riflessione per le due polarizzazioni principali <-58dB nella banda 30.4 GHz - 33.6 GHz:

- a) componente capacitiva
- b) componente induttiva

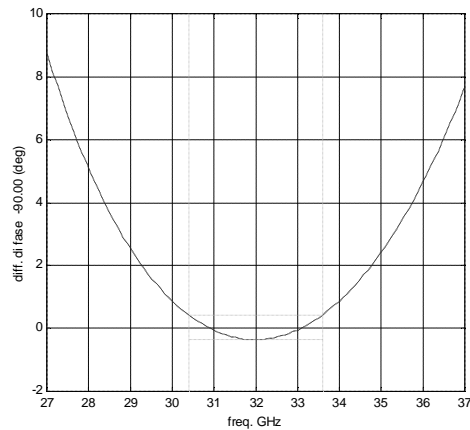


Figura 4 Differenza di fase tra i parametri S_{21} relativi alle due polarizzazioni principali: valore medio 89.954° , variazione massima rispetto a $90^\circ < 0.4^\circ$ nella banda 30.4 GHz - 33.6 GHz.

Bibliografia

- [1] N.Yoneda, M.Miyazaki, H.Matsumura, M.Yamato, "A Design of Novel Grooved Circular Waveguide Polarizers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.48, n.12, pp.2446-2452, Dicembre 2000
- [2] G.Bertin, B.Piovano, L.Accatino, M.Mongiardo, "Full-Wave Design and Optimization of Circular Waveguide Polarizers With Elliptical Irises", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.50, n°4, pp. 1077-1083, Aprile 2002
- [3] K.K.Chan, H.Ekstrom, "Dual Band/Wide Band Waveguide Polarizer", *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific* pp. 66-69 3-6 Dec. 2000
- [4] E.Lier, T.Shag-Pettersen, "A Novel Type of Waveguide Polarizer with Large Cross-Polar Bandwidth", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.36, n.11, pp.1531-1533, Novembre 1988
- [5] R.Tascone, P.Savi, D.Trinchero, R.Orta, "Scattering Matrix Approach for the Design of Microwave Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.48, n.3, pp.423-430, Marzo 2000