

METODO PER L'ADATTAMENTO DELL'ELEMENTO RADIANTE DI UN'ANTENNA PHASED ARRAY PLANARE

S. Mosca, B. Mercanti

AMS S.p.A. – Divisione Radar e Tecnologie
via Tiburtina km 12.400, 00131, Roma
stmosca@amsjv.it, mercanti@amsjv.it

Abstract

The impedance matching of the radiating element of a large planar phased array is a critical step in the design of the whole array, since it influences the array coverage. In this paper it is presented a graphical method which allows to see immediately which is the optimum impedance value the radiating element must exhibit in order to obtain certain radiating performances.

INTRODUZIONE

Nella progettazione delle antenne full phased array di radar multifunzionali, l'elemento radiante rappresenta un aspetto decisivo di tutto il progetto, poiché influenza la capacità dell'array di puntare efficacemente i fasci in una regione di copertura angolare molto vasta. Infatti, a causa dell'accoppiamento mutuo tra gli elementi radianti questa efficacia in generale non è garantita e la perdita in trasmissione dipende sia dalla loro configurazione (materiali, geometria, ecc.) che da quella dell'intero array (reticolo, cover). Si possono addirittura verificare fenomeni di risonanza [1] per cui la perdita in trasmissione in determinate direzioni è molto alta, quindi l'array risulta "cieco" in tali direzioni.

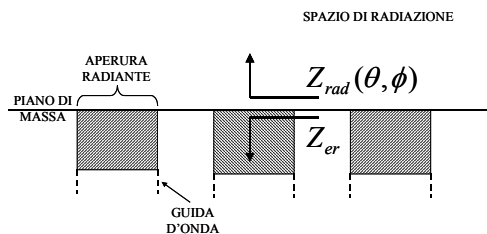


Figura 1 – Significato delle impedenze

In questo lavoro si considerano come elementi radianti delle guide d'onda rettangolari troncate su un piano di massa. Utilizzando per l'elemento radiante il metodo di progetto descritto in [2], si minimizza la perdita in trasmissione dell'array effettuando l'adattamento coniugato tra l'impedenza di radiazione della singola guida d'onda immersa nell'array infinito¹ $Z_{rad}(\theta, \phi)$ e l'impedenza della guida d'onda verso il generatore Z_{er} (cfr. Figura 1). Siccome l'impedenza di

radiazione del singolo elemento radiante varia con la direzione di puntamento, occorre che l'impedenza Z_{er} sia adattata rispetto ad un solo valore "baricentrale" di $Z_{rad}(\theta, \phi)$ tale che la perdita in trasmissione risulti in specifica in tutta la regione di copertura. L'impedenza Z_{er} è un parametro di progetto poiché può essere scelta liberamente (entro determinati limiti) e si realizza con opportuni trasformatori in guida o altre strutture. La ricerca del valore "baricentrale" di $Z_{rad}(\theta, \phi)$ potrebbe essere fatta utilizzando un algoritmo di ottimizzazione, invece in questo lavoro è esposto un metodo che permette di risolvere tale problema graficamente, fornendo anche altre utili informazioni. Se i parametri di progetto dell'array (reticolo, geometria e materiale della guida,

¹ Si considerano array di grandi dimensioni. Il comportamento delle singole guide è quindi lo stesso per tutte le celle dell'array escluse quelle a qualche lunghezza d'onda dal bordo ed il loro comportamento è modellizzato con quello della guida immersa in un'array infinito [2].

cover) non sono stati scelti adeguatamente può accadere che non si soddisfi la specifica, ciò si può osservare immediatamente con questo metodo.

TEORIA

I requisiti di progetto di un'antenna phased array sono normalmente la perdita in trasmissione massima introdotta dall'antenna in una regione di copertura angolare assegnata (si suppone che il reticolo sia scelto in modo tale che nella regione di copertura non ci siano grating lobes). Tale regione di copertura è definita o nel sistema di riferimento terrestre [3] o nel sistema di riferimento sferico centrato sull'array (l'asse z coincide con la normale uscente dal piano dell'array, che è il piano xy), definendo per ogni taglio a ϕ costante l'angolo θ massimo della regione di copertura, $\theta_{MAX}(\phi)$. Normalmente i tagli significativi per la specifica della regione di copertura sono il piano H ($\phi=0^\circ$), il piano E ($\phi=90^\circ$) e un paio di piani intermedi ad essi.

Utilizzando un metodo di analisi di phased array infiniti di guide d'onda rettangolari (p. es. [4]), si calcola l'impedenza di radiazione dell'elemento radiante $Z_{rad}(\theta, \phi; f = cost)$. Tale impedenza si rappresenta, al variare di θ e per ogni taglio a ϕ costante, sul piano complesso dell'impedenza normalizzata rispetto all'impedenza d'onda del modo fondamentale nella guida (cfr Figura 2). Rimane solo da stabilire quale sia l'impedenza "baricentrale" rispetto a cui adattare la Z_{er} .

Si definisce la perdita in trasmissione come,

$$T^{dB}(\theta, \phi) = -20 \log_{10} T(\theta, \phi) \quad (1)$$

dove $T(\theta, \phi)$ è il coefficiente di trasmissione in tensione ed è definito come:

$$T(\theta, \phi) = \sqrt{1 - |\Gamma(\theta, \phi)|^2} \quad (2)$$

$\Gamma(\theta, \phi)$ è il coefficiente di riflessione generalizzato definito come [5]:

$$\Gamma(\theta, \phi) = \frac{Z_{rad}(\theta, \phi) - Z_{er}^*}{Z_{rad}(\theta, \phi) + Z_{er}} \quad (3)$$

dove Z_{er} è l'impedenza dell'elemento radiante vista dal piano di massa dell'array (Figura 1).

A partire dal requisito sulla massima perdita in trasmissione ammessa, T_{MAX}^{dB} , nella regione di copertura, si ottiene il valore massimo che deve presentare il coefficiente di riflessione generalizzato Γ_{MAX} . Utilizzando la (3) si determina per ogni taglio a ϕ costante, il luogo dei punti Z_{er}^* in cui $\Gamma(\theta_{MAX}, \phi) = \Gamma_{MAX}$. Si ottengono così, per ogni taglio, delle regioni quasi circolari centrate approssimativamente su $Z_{rad}(\theta_{MAX}, \phi)$ all'interno del quale si verifica $\Gamma(\theta_{MAX}, \phi) < \Gamma_{MAX}$ (cfr curve tratteggiate in Figura 2). Si determina inoltre il luogo dei punti Z_{er}^* in cui $\Gamma(0, 0) = \Gamma_{MAX}$.

L'intersezione di tutte queste regioni, se non vuota, fornisce l'insieme dei valori Z_{er}^* ai quali corrisponde un coefficiente di riflessione inferiore a Γ_{MAX} in tutta la regione di copertura. Uno di tali valori di Z_{er}^* può essere utilizzato come ingresso per l'ottimizzatore di un CAD elettromagnetico per progettare l'elemento radiante². Al contrario, se l'intersezione di tali regioni è vuota significa che non è possibile ottenere il prefissato Γ_{MAX} nella regione di copertura assegnata con i parametri di progetto scelti per l'array.

ESEMPIO NUMERICO

Per mostrare l'utilizzo del metodo descritto nel paragrafo precedente si consideri un array triangolare definito dai vettori di reticolo $\mathbf{s}_1 = (1.13 \lambda, 0)$ e $\mathbf{s}_2 = (1.13 \lambda/2, 0.32 \lambda)$. Le guide d'alimentazione hanno

² Il criterio di scelta di Z_{er}^* dipende dal tipo di elemento radiante adottato

dimensioni $a=0.97 \lambda$, $b=0.45 \lambda$ e sono riempite di dielettrico con $\epsilon_r=2.2$. L'intero array è coperto con un cover multistrato. L'impedenza di radiazione per i tagli a $\phi=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$, in rappresentazione complessa è mostrata in Figura 2. Come si può notare per $\theta=0^\circ$ (broadside) tali impedenze naturalmente coincidono. La regione di copertura richiesta si suppone essere definita da $\theta \leq \theta_{MAX}=40^\circ$ per i tagli $\phi=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$; in essa si vuole ottenere una perdita in trasmissione inferiore a $T_{MAX}^{dB} = 0.7$ dB e quindi un Γ_{MAX} pari a 0.39 (VSWR=2.25:1). Successivamente, sul piano dell'impedenza si disegna, per ogni taglio, il luogo dei punti Z_{er}^* in cui $\Gamma(40^\circ, \phi) = \Gamma_{MAX}$, ottenendo le zone a contorno quasi circolare indicate col tratteggio in Figura 2. All'interno di tali zone risulta $\Gamma(40^\circ, \phi) < \Gamma_{MAX}$. Per quanto riguarda la perdita in trasmissione a broadside, si sono disegnati i contorni (con tratto punto) delle zone in cui tale perdita vale 0.1 dB, 0.2 dB, 0.3 dB, 0.4 dB e 0.5 dB. L'impedenza Z_{er}^* che deve assumere l'elemento radiante dovrà trovarsi nell'intersezione di tutte le zone tratteggiate e di una zona tratto punto. Delle zone tratto punto va scelta la più piccola possibile in modo che la perdita a broadside sia più bassa possibile. Si è scelta quindi la Z_{er}^* indicata dall'asterisco in Figura 2 (impedenza d'adattamento), che quindi presenta a broadside una perdita di soli 0.2 dB. Non si può scegliere una Z_{er}^* tale che a broadside si ottiene una perdita inferiore, altrimenti agli estremi della regione di copertura le perdite in trasmissione sono maggiori del valore richiesto.

Qualora la regione di copertura fosse stata più ampia, si sarebbe dovuta accettare una perdita a broadside maggiore al fine di soddisfare il requisito sulla perdita massima. Inoltre si è scelta una Z_{er}^* con parte la reale più piccola possibile, poiché è più semplice realizzare impedenze con parte reale prossima all'impedenza d'onda della guida (corrispondente al punto di coordinate (1,0) in Figura 2).

Applicando questo metodo grafico si ottengono un'insieme di valori di Z_{er}^* che soddisfano i requisiti sulle perdite in trasmissione, e non un solo valore come si otterrebbe applicando un algoritmo di ottimizzazione. Se le regioni a $\Gamma(40^\circ, \phi) = \Gamma_{MAX}$ non si intersecano significa che non è possibile ottenere le prestazioni richieste nella regione di copertura, però si può sempre scegliere la Z_{er}^* più vicina ai contorni di tali regioni in modo da ottenere comunque le perdite in trasmissione più basse possibili, anche se non in specifica. Si può inoltre variare la geometria dell'array o dell'apertura radiante fino a che non si ottiene una intersezione tra le varie curve $\Gamma(\theta_{MAX}, \phi) = \Gamma_{MAX}$. In ogni caso è sempre possibile procedere accettando dei compromessi tra i requisiti richiesti e le prestazioni ottenute.

Applicando questo metodo grafico all'interno di una banda di frequenze del 15%, si sono determinati i valori di Z_{er}^* in un insieme di punti equispaziati nella banda scelta. Successivamente utilizzando l'ottimizzatore di un simulatore elettromagnetico (CST Microwave Studio 3.0) si è progettato l'elemento radiante in guida che mostra tale impedenza. In Figura 3 sono rappresentate le perdite in trasmissione dell'elemento radiante così progettato. Tali perdite sono rappresentate, al variare della frequenza, per le direzioni di puntamento agli estremi della regione di copertura e nei quattro tagli considerati oltre che a broadside. Come si può notare tali perdite sono sempre al di sotto dei 0.7 dB; ciò avviene anche per angoli di puntamento inferiori a 40° .

CONCLUSIONI

In questo lavoro è stato presentato un metodo grafico che può essere utilizzato come ausilio per l'adattamento di un elemento radiante di un'antenna full phased array di grosse dimensioni. Esso permette anche di valutare se l'array è in grado di raggiungere determinate prestazioni radiative. La maggiore attrattiva del metodo proposto è la capacità d'identificare l'insieme dei parametri ottimi desiderati, senza l'utilizzo di algoritmi di ottimizzazione che non danno l'idea della sensibilità della soluzione.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] G. H. Knittel, A. Hessel, A. A. Oliner, "Element Pattern Nulls in Phased Arrays and their Relation to Guided Waves," Proc. IEEE, vol. 56, No. 11, Nov. 1968, pp. 1822-1836
- [2] B. L. Diamond, G. H. Knittel, "A New Procedure for the Design of a Waveguide Elemento for a Phased-Array Antenna," Phased-Array Antennas, New York: Artech House, 1972, pp. 149-156
- [3] W. H. von Aulock, "Properties of Phased Arrays," Proc. IRE, Vol. 48, October 1960, pp. 1715-1727
- [4] G. V. Borgiotti, "Modal Analysis of Periodic Planar Phased Arrays of Apertures," Proc. IEEE, Vol. 56, November 1968, pp. 1881-1892
- [5] R. E. Collin, "Foundation for Microwave Engineering," Second edition, McGraw-Hill Inc., 1992

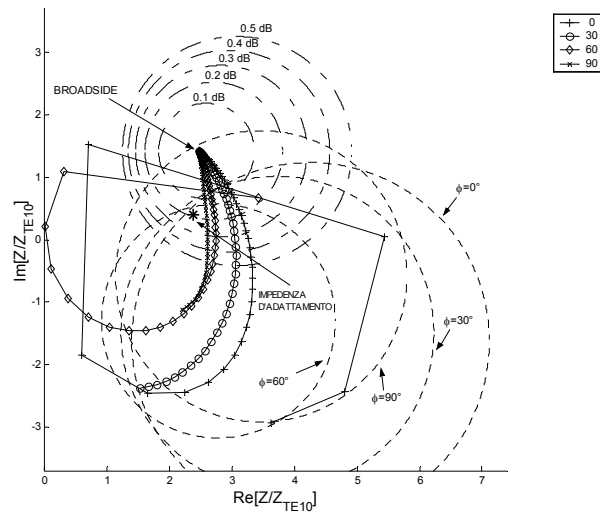


Figura 2 - Impedenza di radiazione di un elemento radiante nel piano complesso normalizzato rispetto all'impedenza d'onda della guida

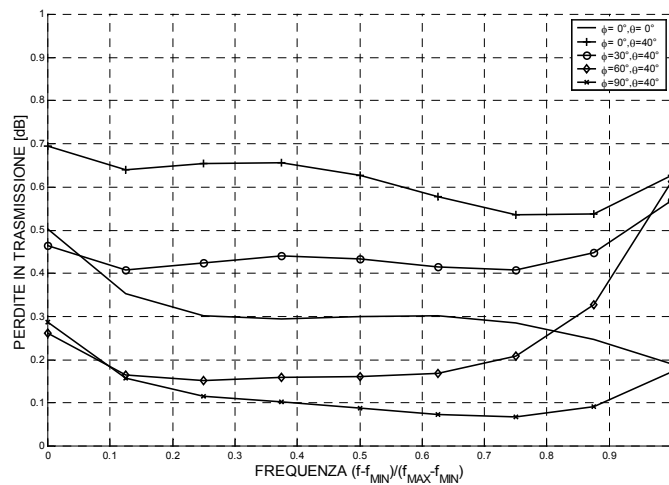


Figura 3 - Perdita in trasmissione dell'elemento radiante agli estremi della regione di copertura e broadside