

UN NUOVO METODO *MTL-FDTD* PER IL CALCOLO DEI PARAMETRI D'INGRESSO DI STRUTTURE RADIANTI LOCALMENTE CILINDRICHE E A PIÙ CONDUTTORI

Piero Tognolatti

DIEL, Univesità de L'Aquila
Monteluco di Roio, 67040, L'Aquila, (Italy),
tel. (+39) 0862 4344312, fax (+39) 0862 434414
tognolatti@ing.univaq.it

Gaetano Marrocco

DISP, Università di Tor Vergata,
Via di Tor Vergata 110, 00133 Roma (Italy),
tel. (+39) 06 72597418, fax. (+39) 06 72597460
marrocco@disp.uniroma2.it

Abstract

This paper proposes a new approach, based on numerical (FDTD) and analytical (MTL, multiconductor transmission line) methods, to the modeling of a class of multiport antennas. This approach has been shown in the computation of the mutual coupling between two rectangular loops mounted on aircraft. The interaction with the rest of the structure (e.g. the body of the aircraft) is easily taken into account. This method permits a fast optimization of antenna size and position.

INTRODUZIONE

In molte applicazioni si utilizzano antenne sottili dalla forma complessa e costituite da più conduttori. In taluni casi la struttura in esame presenta una parte caratterizzata da una geometria cilindrica con più conduttori a distanza mutua piccola rispetto alla lunghezza d'onda. Un esempio è rappresentato dalle antenne a loop rettangolare utilizzate nei moderni sistemi di comunicazione HF (voce + dati) installati a bordo degli aeroplani [1]. In questo caso vengono utilizzati due loop rettangolari formati da conduttori paralleli alla fusoliera. Un altro esempio è costituito da alcuni dispositivi planari per sistemi quasi-ottici [2], nei quali strutture simili a dipoli doppiamente ripiegati vengono connessi al resto del sistema attraverso due porte. Per trattare problemi di questo tipo si ricorre spesso a metodi completamente numerici. Per quanto riguarda il caso citato come primo esempio, negli ultimi anni metodi numerici quali il Metodo dei Momenti (MOM) e quello delle Differenze Finite nel Dominio del Tempo (FDTD) sono stati ampiamente usati per ottenere modelli fullwave del sistema aereo+antenne [1],[3]. Il metodo MOM modella al meglio strutture a filo, ma diventa computazionalmente poco efficiente nell'analisi di strutture continue qualora sia richiesta un'analisi a larga banda e in campo vicino. Il metodo FDTD permette invece di eseguire calcoli a larga banda con una sola simulazione ma risulta poco accurato nell'analisi a bassa frequenza di antenne a filo [4] ed inoltre richiede tempi di convergenza molto lunghi per antenne ad alto Q, come nel caso dei loop avionici. Alle frequenze HF le dimensioni elettriche delle antenne per aerei possono essere frazioni di lunghezza d'onda e la scelta della discretizzazione della struttura diventa critica nei riguardi dell'accuratezza, della stabilità numerica e dei tempi di calcolo, indipendentemente dal metodo numerico usato. In ogni caso è necessario utilizzare una discretizzazione non uniforme, più fine in prossimità dei loop. E' evidente che un modello interamente fullwave dell'aereo con le antenne risulta poco adatto ad essere inserito in un ciclo di ottimizzazione poiché bisogna ripetere una nuova simulazione dell'intera struttura per ciascuna variazione delle dimensioni delle antenne o della loro posizione. Recentemente sono state presentate delle formulazioni semi-analitiche per valutare l'accoppiamento tra antenne a loop in configurazioni canoniche quali loop montati su un piano di massa [5] oppure su un cilindro spesso di lunghezza finita [1] ed in quest'ultimo caso l'applicazione del modello è limitata a frequenze inferiori alla prima risonanza del cilindro.

Questo lavoro propone un modello, basato sulla generalizzazione dei concetti di *T-match* e *Γ -match* [6],[7], che consente l'analisi parametrica rapida di strutture radianti

complesse (per la topologia o per la presenza di discontinuità dielettriche). Per semplicità si farà riferimento al caso esemplificativo di due loop rettangolari, aventi uguali dimensioni, montati sulla fusoliera di un aereo (Fig. 1a).

METODO

I due loop sono connessi alla fusoliera in corrispondenza di un suo tratto cilindrico, nella stessa posizione longitudinale, e appartengono a due piani assegnati, paralleli all'asse della fusoliera (Fig. 1a). La struttura è, nel tratto considerato, supposta simmetrica rispetto ad un piano longitudinale. Ai fini della derivazione di un modello MTL, l'aereo è visto come un dipolo spesso dotato di δ -gap in corrispondenza dei punti di alimentazione dei loop. L'ammettenza d'ingresso Y_a al dipolo è calcolata mediante analisi FDTD dell'aereo privo dei loop e discretizzato in modo uniforme. (Fig. 2b). In analogia con l'analisi di un Γ -match per l'alimentazione di un dipolo, la porzione di fusoliera in cui sono presenti più conduttori (la fusoliera e i due loop di lunghezza ℓ) viene analizzata mediante la sovrapposizione di un "modo antenna" e dei due (pari e dispari) "modi linea di trasmissione". Nel "modo antenna" le correnti si suddividono tra i tre conduttori in misura proporzionale alla carica elettrostatica per unità di lunghezza (p.u.l.) presente quando i conduttori sono posti allo stesso potenziale elettrostatico V_0 [6]. Il rapporto α tra le correnti di "modo antenna" sulla fusoliera e su ciascuno dei loop può essere determinato risolvendo la seguente equazione integrale, dove C_i sono i contorni dei conduttori,

$$\frac{1}{\epsilon_0} \sum_{i=1}^3 \int_{C_i} q_i(\mathbf{r}') \ln|\mathbf{r} - \mathbf{r}'| dl' = V(\mathbf{r}) = V_0, \quad \mathbf{r} \in \bigcup_{i=1}^3 C_i \quad (1)$$

e determinando le cariche p.u.l. $Q_i = \int_{C_i} q_i(\mathbf{r}') dl'$. Se $i=1$ rappresenta la fusoliera, allora

$\alpha = Q_1 / Q_2 = Q_1 / Q_3$. Nell'analisi numerica che segue la (1) è stata risolta mediante un codice MoM elettrostatico 2-D (point-matching con armoniche circolari come funzioni di base [8]). Nel "modo antenna" la struttura irradia come se costituita da un unico conduttore circolare di raggio ρ_e che può essere calcolato come in [9]. I "modi linea di trasmissione" sono trattati determinando dapprima le impedenze caratteristiche η_e e η_o dei modi pari e dispari; ciò può esser fatto mediante lo stesso codice MoM che risolve la (1). Si determinano successivamente le ammettenze d'ingresso Y_{stub_e} , Y_{stub_o} agli stub accoppiati e aventi lunghezza ℓ e, tenendo conto anche della presenza della restante parte della struttura che non risulta percorsa da corrente, si determinano le tensioni all'ingresso degli stub. Si dimostra quindi facilmente che la matrice delle ammettenze d'ingresso alle due porte è data da:

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{Y_a}{(\alpha + 2)^2} + \frac{1}{2} Y_{stub_e} - \frac{1}{2} Y_{stub_o} \quad Y_{11} = Y_{22} = \frac{Y_a}{(\alpha + 2)^2} + \frac{1}{2} Y_{stub_e} + \frac{1}{2} Y_{stub_o} \quad (2)$$

L'Eq. 2 trova corrispondenza col circuito equivalente descritto in Fig. 1c, nel quale è presente un trasformatore ideale con rapporto tra il numero di spire pari a $\alpha / 2 + 1$.

I pregi dell'approccio proposto consistono in: i) per ogni scelta dei parametri geometrici dei loop il calcolo della matrice ammettenze richiede solamente l'eventuale soluzione della (1) e il ricorso al circuito equivalente di Fig. 1c; ii) l'analisi FDTD della struttura complessa è molto veloce perché non coinvolge loop con alto Q e non richiede discretizzazioni fini.

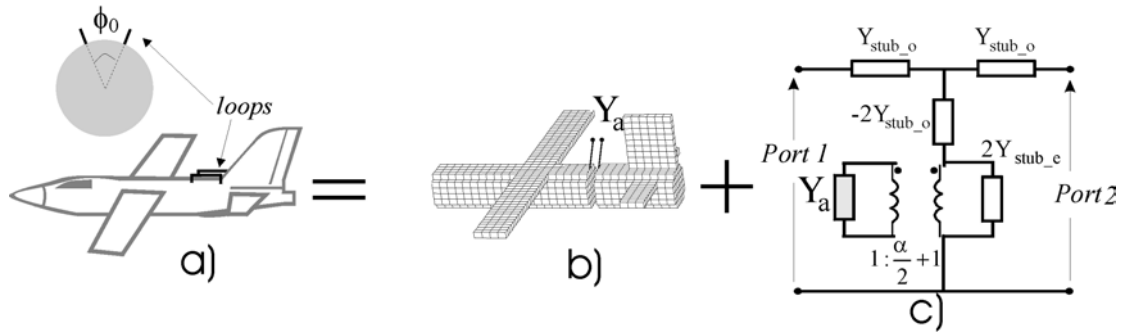


Fig.1: **a)** Schema del sistema aereo+antenne; **b)** modello FDTD a grigliato grossolano dell'aereo privato delle antenne **c)** modello circuitale equivalente per il i due loop.

ANALISI NUMERICA

Il metodo è stato validato su un modello semplificato di aereo (inserto di Fig. 2), avente la forma di un cilindro con dimensioni (lunghezza 24m, diametro 3.5m) tipiche di un aereo da trasporto, al quale sono connessi due loop rettangolari ($\ell=3.6\text{m} \times s=0.23\text{m}$, diametro del conduttore 2.5 cm). I dati ottenuti dal MOM statico sono: $\alpha = 28.04$, $\eta_e = 219.0 \Omega$, $\eta_o = 213.2 \Omega$. Nonostante il modello messo a punto possa facilmente tenere conto delle perdite, antenne e cilindro sono considerati perfettamente conduttori per meglio valutare l'accuratezza nel calcolo dell'impedenza d'ingresso alla basse frequenze.

La simulazione FDTD ha fatto uso di un grigliato uniforme con voxel di dimensioni $\Delta x=\Delta y=0.58\text{m}$, $\Delta z=0.76\text{m}$, essendo z la direzione dell'asse del cilindro. Condizioni di assorbimento di tipo PML terminano il dominio di calcolo (dimensioni $36 \times 36 \times 61 = 79.056$ voxel). Il cilindro è stato interrotto all'altezza corrispondente al punto di alimentazione dei loop ed è stato alimentato da un generatore di tensione con andamento temporale di tipo impulso gaussiano (banda 0-30MHz). La simulazione è durata circa 10 minuti su un PC a 600 MHz mentre, invece, un calcolo FDTD dell'intero sistema cilindro + 2 loop discretizzato su un reticolo sufficientemente raffinato, avrebbe richiesto almeno 10^6 voxel e 8 ore di simulazione. Per ottenere una soluzione di riferimento indipendente, l'intera geometria è stata anche modellata con il solutore NEC2D facendo uso di una griglia a fili, raffinata in prossimità delle antenne (tempo di simulazione per 121 frequenze: 3 ore). Il confronto in Fig.2 tra gli elementi della matrice di impedenza calcolata con NEC2D, FDTD con grigliato raffinato e il metodo proposto mostra un buon accordo specialmente alle basse frequenze ove il modello tutto FDTD è notoriamente meno accurato. Si può notare che l'intervallo di frequenze nel quale il metodo proposto presenta una buona accuratezza include anche la seconda risonanza del cilindro (che avviene a circa 10 MHz). Un accordo meno buono si ha invece tra 10MHz e l'antirisonanza del loop (19MHz) per effetto dell'insorgere dei modi azimutali del cilindro che non sono tenuti conto dal modello proposto.

CONSLUSIONI

Il metodo proposto è basato su una generalizzazione del concetto di *I-match* e permette un calcolo quasi istantaneo dell'impedenza d'ingresso di una particolare classe di antenne sottili dotate di più porte di alimentazione. E' basato sull'uso congiunto di un metodo numerico capace di analizzare radiator di forma arbitraria e di un modello circuitale che impiega MTL. Come esempio lo si è utilizzato per l'analisi dell'accoppiamento tra due antenne a loop montate su un aereo. L'applicazione del metodo ad una geometria di test ha mostrato un'accuratezza

soddisfacente, di gran lunga migliore dell'ordine di grandezza che si otteneva con differenti modelli proposti in passato da altri autori. Il metodo è predisposto per l'analisi di geometrie più complesse, seppur dotate di simmetria rispetto a un piano e per l'inclusione dei fenomeni dissipativi nei conduttori. In un futuro lavoro verrà esteso al caso, più generale, in cui la simmetria è assente.

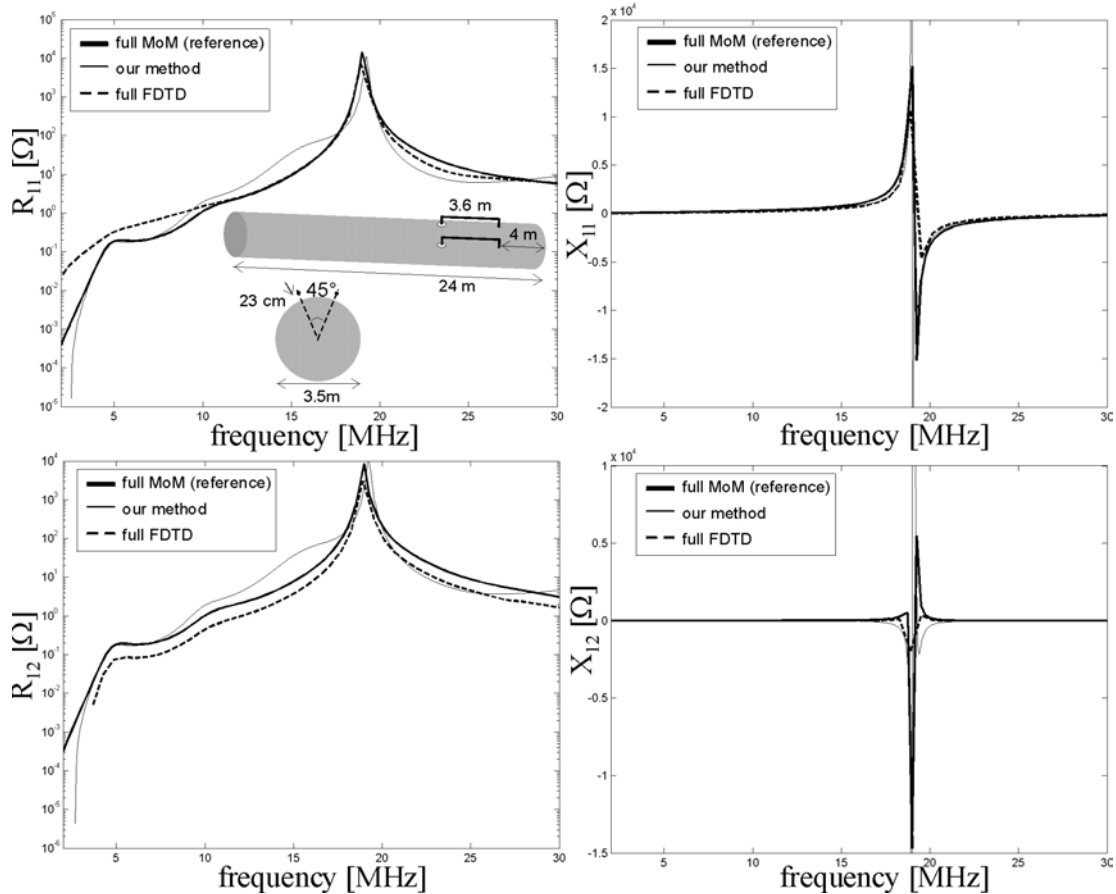


Fig.2: Confronto tra gli elementi della matrice delle impedenze per il sistema cilindro + 2 loop calcolate con un modello tutto MOM, tutto FDTD e con il metodo proposto.

- [1] J.W.R. Cox, "Corroboration of a moment-method calculation of the maximum mutual coupling between two HF antennas mounted on a helicopter", *IEEE Proceedings-H*, Vol.140, No.2, April 1993
- [2] S.Helbing, M. Cryan, F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Rosselli, R. Sorrentino, "Design and Verification of a Novel Crossed Dipole Structure for Quasi-Optical Frequency Doublers", *IEEE Trans. Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, No. 3, pp. 105-107, March 2000
- [3] W.V. Andrew, C. Balanis, P. A. Tirkas, J. Penf, C.R. Birtcher, "Finite-Difference Time-Domain analysis of HF antennas on Helicopter airframes", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility.*, Vol.39, No.2, May 1997
- [4] R. Makinen, J. Juntunen, M. Kivikoski, "Coarseness error in FDTD thin-wire models", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.4, pp.158-161, 2001
- [5] S.V. Geogakopoulos, C.A. Balanis, C.R. Birtcher, "Coupling between transmission line antennas: analytic solution, FDTD, and measurements", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol.47, pp.978-985, 1999
- [6] S. Uda and Y. Mushiake, Yagi-Uda Antenna. Sendai, Japan: Sasaki, 1954.
- [7] H.T. Tolles, "How To Design Gamma-Matching Networks," *Ham Radio*, pp.46-55, May 1973.
- [8] Clayton R. Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", Wiley Inc., 1994.
- [9] E. Hallen, "Theoretical investigations into the transmitting and receiving qualities of antennae," *Nova Acta Regiae Soc. Sci. Upsaliensis*, ser. IV, vol.11, no. 4, pp. 3-44, 1938.