

ANALISI ELETTROMAGNETICA DELLE PRESTAZIONI DI UN SISTEMA HF PER LE TELECOMUNICAZIONI AVIONICHE

G. Marrocco F. Bardati
DISP, Università di Tor Vergata,
marrocco@disp.uniroma2.it

P. Tognolatti
DIEL, Università de L'Aquila
tognolatti@ing.univaq.it

M. Proia R. Perelli
MARCONI S.p.A. – Pomezia

Abstract

This paper describes a detailed electromagnetic analysis of a transportation aircraft equipped with a couple of avionic antennas operating in the HF band. Three different modeling methods (FDTD, MoM and an equivalent circuit approach) have been compared in the computation of the radiation pattern, antenna coupling and input impedance. The good agreement obtained among them allows to validate the results.

INTRODUZIONE

Le comunicazioni nella banda HF (2-30MHz) a bordo di aerei ed elicotteri richiedono normalmente due antenne distinte: una per i servizi di fonia e l'altra dedicata alla comunicazione dati. Questi sistemi devono poter operare contemporaneamente evitando malfunzionamenti dovuti alla mutua interferenza. La possibilità di soddisfare simultaneamente le specifiche di sistema richiede l'indicazione del massimo accoppiamento tra le antenne in funzione della frequenza, delle loro caratteristiche geometriche, della tipologia dell'installazione e dei dispositivi di adattamento d'impedenza. Questa informazione è spesso necessaria nella prima fase progettuale del sistema radio, quando il velivolo non è ancora disponibile per eseguire delle misure. Un approccio modellistico, basato sulla simulazione al calcolatore del comportamento elettromagnetico dell'aereo e del sistema di antenne, è quindi utile ad ottenere delle previsioni sulle grandezze di interesse, senza dover ricorrere ad informazioni empiriche [1], [2]. Le antenne usate per questi servizi sono in genere dipoli o loop con dimensioni piccole rispetto alla lunghezza d'onda. L'impedenza d'ingresso è pertanto altamente reattiva e la resistenza di ingresso è pari a frazioni di ohm. L'accoppiamento mutuo è un parametro influenzato sensibilmente dal campo vicino della struttura e quindi l'accuratezza con cui è calcolato dipende da come la struttura reale è stata modellata in prossimità dell'alimentazione. Inoltre, nella banda HF l'intero aereo costituisce parte integrante della struttura radiante, avendo la fusoliera dimensione longitudinale dell'ordine delle decine di metri e quindi comparabile con la lunghezza d'onda. Di conseguenza la previsione delle caratteristiche radiative delle antenne deve necessariamente includere la rappresentazione dell'intero velivolo, almeno nelle sue parti elettromagneticamente rilevanti.

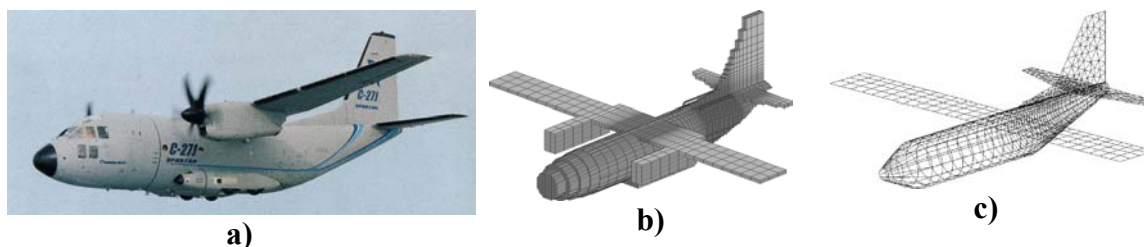


Fig.1: a) aereo da trasporto C27-J, le antenne a loop rettangolare sono montate in prossimità del timone b) modello volumetrico per la simulazione FDTD, c) modello *wire grid* per la simulazione MoM

In questo lavoro viene presentata l'analisi elettromagnetica del sistema HF del velivolo da trasporto C27-J (Fig.1a) costituito da due antenne in alluminio (Fig.2a) a loop rettangolare (antenne "Towel bar") montate sulla fusoliera. L'analisi è stata eseguita con il metodo delle

Differenze Finite nel Dominio del Tempo (FDTD) [3], il metodo Momenti (MOM) [4] e un metodo combinato numerico-analitico basato sulla generalizzazione del concetto di *F-match* [5]. L'analisi della struttura reale è stata preceduta da una campagna di validazione con geometrie più semplici (loop su piano infinito, loop su fusoliera cilindrica e loop su fusoliera cilindrica provvista di coda) al fine di individuare le più opportune modalità d'impiego di ciascuno strumento di simulazione.

METODI DI CALCOLO

Modello volumetrico - Il metodo FDTD richiede una discretizzazione volumetrica della geometria su un grigliato rettangolare non uniforme (Fig.1b). Il sistema di antenne possiede un fattore di qualità Q elevato ed i tempi di calcolo, che sono dipendenti da tale fattore, risultano estremamente lunghi. Per accelerare la simulazione, sono introdotti due resistori di damping (R_1 e R_2) il primo posto in serie al generatore di tensione (Fig.2b) che alimenta una delle due antenne (porta 1) e il secondo connesso all'antenna non alimentata (porta 2). In Fig.2b si può osservare un tipico andamento nel tempo della corrente i_2 calcolata con FDTD in assenza o in presenza del resistore di damping R_2 . Nel secondo caso il transitorio si estingue più rapidamente e di conseguenza il tempo di calcolo risulta più breve.

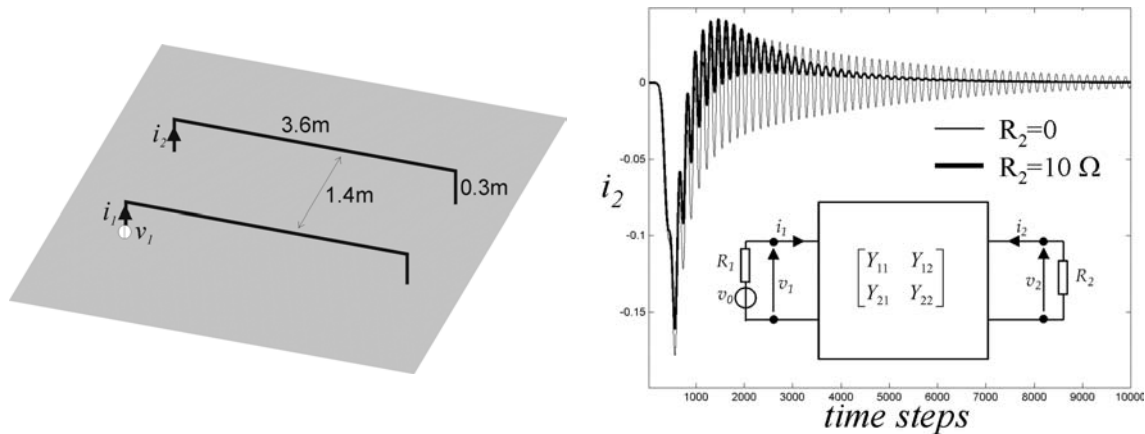


Fig.2: a) antenne “Towel bar” ed indicazione delle porte per il calcolo della matrice di ammettenza. b) andamento della corrente alla porta 2 calcolata con FDTD per $R_1=50\Omega$ e differenti terminazioni della porta 2.

Le perdite nei loop sono tenute in conto a posteriori, e cioè come correzione alla matrice di impedenza calcolata a partire dai risultati ottenuti con la simulazione FDTD nel caso di loop privi di perdite. Sono inserite, in serie alla porta d'ingresso e di uscita della rete, due impedenze $Z_{ohm}(f) = (1 + j)L/2\pi a\sigma\delta_s$ dipendenti dalla frequenza (con L lunghezza del filo, δ_s lo spessore di penetrazione pelle nel conduttore di sezione a e σ la conducibilità elettrica del conduttore).

Il generatore di tensione connesso alla porta 1 produce un impulso gaussiano con larghezza di banda (al 20%) pari a 30 MHz.

Modello wiregrid - Il secondo simulatore, basato sul Metodo dei Momenti per strutture a fili ha richiesto la creazione di un modello a “griglia di fili” non uniforme (segmenti rettilinei di lunghezza compresa tra 22cm e 1m) con maglie molto piccole nelle regioni vicine alle antenne (Fig.1c). Mediante il codice “Numerical Electromagnetic Code –NEC” (versione NEC2D), sono state determinate tutte le grandezze d'interesse, sia nel caso di struttura senza perdite che per una struttura reale in lega di alluminio. Particolare attenzione ha richiesto la stima dell'efficienza d'antenna nel caso di conduttori reali. E' infatti noto che il NEC calcola in

maniera poco accurata i bassi valori di efficienza, come nel caso del sistema d'antenne in esame. Si è provveduto di conseguenza a valutare la potenza irradiata P_{rad} mediante integrazione del guadagno d'antenna e l'efficienza è stata calcolata come $\eta = P_{rad} / P_{in}$, dove P_{in} è la potenza reale fornita in ingresso alle antenne.

Modello circuitale - Il terzo approccio seguito (modello a “costanti distribuite”) è basato sulla generalizzazione del concetto di *F-Match* e ha consentito di calcolare l'impedenza d'ingresso (auto e mutua) alle antenne evitando una onerosa discretizzazione fine dell'aereo altrimenti richiesta dall'approccio basato sull'analisi numerica della struttura completa. Questo approccio si è dimostrato utile nella fase preliminare per convalidare i risultati ottenuti con i due metodi numerici.

RISULTATI

Dalle simulazioni preliminari su modelli semplificati di aereo, è stato osservato che i solutori NEC e FDTD restituiscono risultati in buon accordo sia nell'individuazione delle frequenze di risonanza che nei valori dei parametri della matrice di impedenza generalizzata. L'accordo è meno buono, soprattutto nei riguardi di R_{11} , alle basse frequenze dove tale parametro vale frazioni di ohm ($f < 10$ MHz). Dal confronto con il modello circuitale, effettuato per una geometria semplificata, risulta evidente che la soluzione più accurata è quella ottenuta con il NEC. Come è noto gli errori numerici dell'FDTD e della trasformazione tempo-frequenza riducono l'accuratezza alle frequenze per le quali le celle del grigliato hanno dimensioni lineari dell'ordine di millesimi della lunghezza d'onda. D'altra parte, all'estremo alto della banda HF, è il modello a fili della simulazione NEC che potrebbe essere critico. Appare quindi utile disporre di due soluzioni indipendenti al fine di una reciproca validazione dei risultati.

In Fig.3a è riportata la resistenza mutua calcolata con FDTD e NEC per il modello realistico dell'aereo. Appaiono evidenti tre frequenze caratteristiche: le prime due risonanze della carlinga a circa 5 MHz e 10 MHz, e l'antirisonanza del loop a 19 MHz. Si nota un buon accordo su tutta la banda quantunque l'andamento previsto dal NEC presenti un picco più pronunciato in corrispondenza della prima risonanza della carlinga. In Fig.3b sono riportati in uno stesso grafico le ammettenze mutue ottenute con il NEC a partire da modelli dell'aereo a diversa complessità geometrica, quali un cilindro con i due loop, (“cylinder”), il cilindro provvisto di coda verticale (“cylinder + fin”) ed il modello più dettagliato di Fig.1 che include anche le ali. (“full aircraft”). Nei vari grafici si nota che la prima risonanza dell'aereo (circa 5 MHz) viene maggiormente enfatizzata nel modello più realistico, probabilmente per effetto delle ali che hanno lunghezza simile a quella della fusoliera; la presenza della pinna verticale posta tra le due antenne riduce sia la conduttanza che la suscettanza mutua.

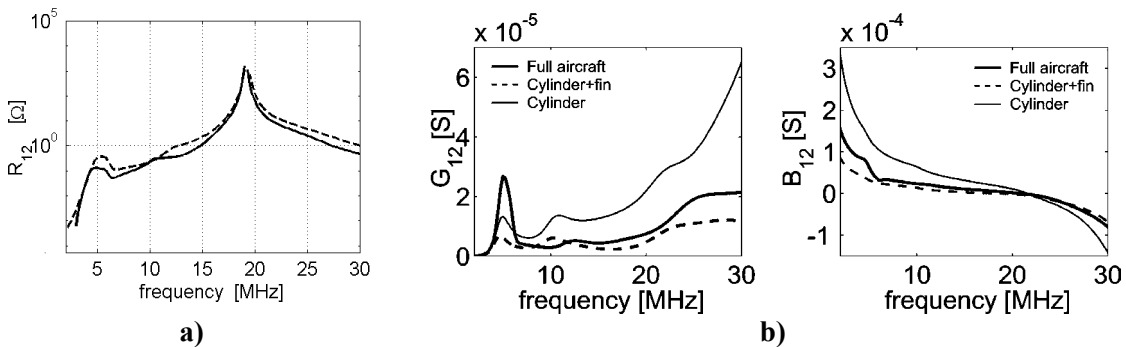


Fig.3: a) resistenza mutua tra i loop calcolata con FDTD (—) e MOM (- - -) per i modelli dell'aereo in Fig.1; b) ammettenza mutua, calcolata con il MOM per alcuni modelli dell'aereo

I diagrammi di radiazione sono stati calcolati con NEC per il modello realistico dell'aereo e sono presentati ad alcune frequenze (Fig.4). Alla frequenza più bassa (2MHz) il guadagno massimo è inferiore a -20dBi per effetto della bassa efficienza d'antenna. A 5 MHz il sistema aereo+loop si comporta come un dipolo elettrico a mezz'onda e il diagramma di radiazione è simmetrico e quasi omnidirezionale sul piano ortogonale alla fusoliera. Alla seconda risonanza dell'aereo (10MHz) il diagramma di radiazione mostra l'effetto schermante della fusoliera e il guadagno massimo sale a circa 4dBi . Per frequenze più alte, il diagramma di radiazione è sensibilmente asimmetrico.

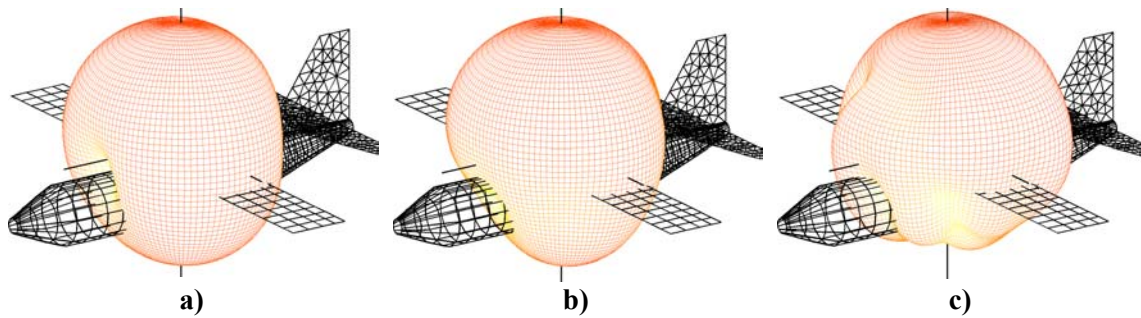


Fig.4: Pattern di radiazione a) 5 MHz; b) 10 MHz; c) 19MHz ;

In Fig.5a è riportata l'efficienza d'antenna quando un loop è chiuso su cortocircuito. Per frequenze inferiori a quella della prima risonanza dell'aereo l'efficienza è molto bassa. Oltre i 5 MHz l'efficienza è circa costante al valore di -1dB .

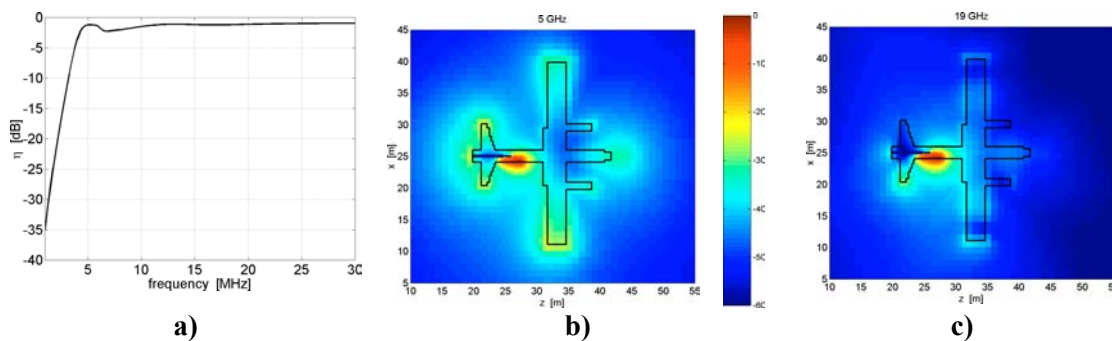


Fig.5: a) efficienza; b) campo elettrico vicino (FDTD) a 5MHz e c) 19MHz

Il modulo del campo elettrico vicino è rappresentato nelle Fig.5b e 5c). Si può osservare che il campo elettrico è particolarmente intenso in corrispondenza della fusoliera e delle ali. All'antirisonanza del loop l'aereo partecipa meno all'irradiazione e il campo è intenso solo nella regione circostante il loop.

- [1] J.W.R. Cox, "Corroboration of a moment-method calculation of the maximum mutual coupling between two HF antennas mounted on a helicopter", IEE Proceedings-H, Vol.140, No.2, April 1993
- [2] 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
- [3] G. Marrocco, F. Bardati, "BEST: a finite difference simulator for time electromagnetics", Journal of Simulation Practice Theory, N.7, pp. 279-293, 1999
- [4] G.J. Burke, "Enhancements and Limitations of the Code NEC for Modeling Electrically Small Antennas," Report No. UCID-20970, Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, CA, January 1987.
- [5] P. Tognolatti, G. Marrocco, "Un nuovo metodo MTL-FDTD per il calcolo dei parametri d'ingresso di strutture radianti localmente cilindriche e a più conduttori", RINEM-2002