

SINTESI DI ANTENNE NAVALI HF A BANDA ULTRALARGA

L. Mattioni G. Marrocco

DISP, Università di Tor Vergata,

Via del Politecnico, 1, 00133 Roma (RM), mattioni@disp.uniroma2.it

Abstract

This paper proposes a new optimization procedure, based on the Genetic Algorithm, for naval broad-band wire antennas. The performances of simple-shape narrowband antennas are improved by designing a matching network, of physically realizable parameters, which is distributed directly on the antenna conductors instead of within an external module. This idea adds more flexibility to conventional matching schemes and permits to control both VSWR and gain of modest-size antennas.

INTRODUZIONE

I recenti progressi delle comunicazioni navali in banda HF [2MHz-30MHz] hanno accresciuto l'interesse verso sistemi capaci di operare simultaneamente su una molteplicità di canali. A tal fine è necessario disporre di antenne a larga banda aventi ingombri compatibili con lo spazio a disposizione e con le sollecitazioni meccaniche a cui sono sottoposte. Le più comuni antenne HF [1] non soddisfano in genere questi requisiti. Sono pertanto necessarie tecniche di allargamento della banda basate sull'uso di reti di adattamento e sul posizionamento lungo l'antenna di bipoli elettrici RLC (trappole) al fine di ottenere le prestazioni richieste in tutta la banda HF a partire da un'antenna di geometria semplice. I numerosi parametri elettrici e geometrici a disposizione sono generalmente ottimizzati mediante sintesi basate su Algoritmi Genetici (GA) [2]. Sebbene siano stati presentati interessanti esempi di antenne ad ingombro contenuto [3] [4], adattate con tecniche GA, i valori dei componenti elettrici restituiti al termine del processo di ottimizzazione risultano tuttavia difficilmente realizzabili.

In questo lavoro viene proposta una strategia alternativa di progetto che è in grado di produrre configurazioni adattate richiedendo però componenti elettrici fisicamente realizzabili. Non è necessario utilizzare alcuna rete di adattamento esterna, bensì questa è direttamente sintetizzata lungo l'antenna ricorrendo a configurazioni elementari quali bipoli risonanti LC (serie e parallelo), e resistori utilizzabili in configurazione isolata. Poiché non viene fissata a priori la topologia della rete di adattamento, il metodo proposto risulta molto flessibile e permette di ottenere buoni adattamenti anche in quei problemi ove i metodi convenzionali non riescono ad operare soddisfacentemente.

FORMULAZIONE DEL PROBLEMA DI OTTIMIZZAZIONE

Partendo da un'antenna a geometria semplice, per esempio un monopolo o un monopolo ripiegato (Fig.1), si vogliono determinare i parametri elettrici e geometrici di circuiti elettrici, in parte distribuiti lungo l'antenna (trappole) ed in parte posti fra alimentazione e antenna (rete di adattamento) in modo che il sistema complessivo risulti adattato in tutta la banda HF con $VSWR < 3.5$ e abbia guadagno all'orizzonte elevato e uniforme in frequenza. Si definisce la

seguente funzione obiettivo che pesa, tramite i parametri $w_j^{(n)}$, in generale dipendenti dalla frequenza, le varie specifiche di guadagno ed adattamento:

$$(1) \quad F = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} [w_1^{(n)} F_{VSWR}^{(n)} + w_2^{(n)} F_G^{(n)}]$$

ove N_f è il numero complessivo dei campioni di frequenza nella banda di interesse e $F_{VSWR}^{(n)}$, $F_G^{(n)}$ sono funzioni a soglia relative a VSWR e guadagno all'orizzonte. La scelta automatica dei parametri può essere eseguita mediante un ottimizzatore genetico. Questo necessita della valutazione ripetuta delle prestazioni dell'antenna a filo, normalmente tramite applicazione del metodo dei momenti, al variare della posizione e dei valori delle trappole. Per ridurre i tempi di calcolo si può utilizzare un modello ridotto dell'antenna [4] che richiede l'inversione di piccole matrici. Avendo individuato N punti dell'antenna eventualmente caricabili (N -porte), viene costruita una volta per tutte la matrice di ammettenza $[Y]_{N \times N}$ dell'antenna non caricata. La corrente totale sull'antenna caricata, ed il campo elettrico lontano da essa

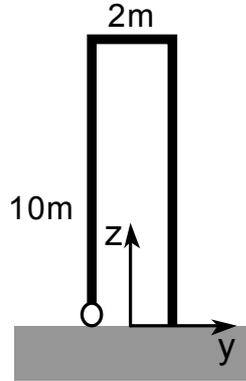


Fig. 1 – Geometria d'antenna da caricare: monopolo ripiegato (diametro conduttore 1cm)

irradiato, sono quindi esprimibili mediante le seguenti relazioni:

$$(2) \quad \vec{I}_{TOT} = \vec{I}_S + \sum_{i=1}^{N_L} V_{n(i)} \vec{I}_{n(i)} \quad (3) \quad E_{TOT} = E_S + \sum_{i=1}^{N_L} V_{n(i)} E_{n(i)}$$

dove \vec{I}_S e E_S indicano rispettivamente la corrente sull'antenna non caricata e il campo elettrico da essa irradiato quando un generatore di tensione unitaria è posto sulla porta di alimentazione fisica dell'antenna; $\vec{I}_{n(i)}$ ed $E_{n(i)}$ rappresentano rispettivamente la corrente sull'antenna e il campo elettrico irradiato quando è alimentato il segmento i -mo dell'antenna non caricata con tensione unitaria; $V_{n(i)}$ sono le tensioni sulle $N_L < N$ trappole e si ottengono invertendo una matrice di dimensioni $N_L \times N_L$ invece che $N \times N$.

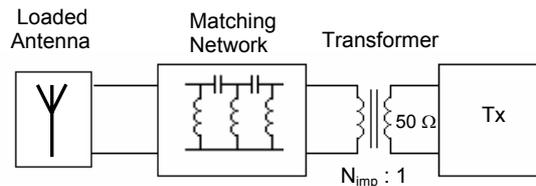


Fig. 2 – Configurazione di sistema antenna più rete adattatrice e trasformatore d'impedenza

OTTIMIZZAZIONE CON RETE DI ADATTAMENTO

Qualora sia considerata la topologia della rete di adattamento in Fig. 2 e trappole di tipo RLC parallelo, come in [3] e [4], si riesce ad ottenere un buon adattamento dell'antenna (curve a in Fig. 3) a patto di ammettere parametri circuitali elevati ($L_{max}=50 \mu H$, rapporto di trasformazione di impedenze 6:1) che di fatto risultano fisicamente non realizzabili. Nel caso di induttori grandi, in particolare, l'eccitazione di modi risonanti alle frequenze più elevate è causa di deformazione dell'andamento della corrente e quindi del degrado di prestazioni dell'antenna. Ripetendo l'ottimizzazione per limiti più plausibili dei parametri elettrici ($50nH \leq L \leq 3 \mu H$,

$5 pF \leq C \leq 1nF$, $R \leq 100\Omega$) si ottengono invece i risultati in Fig.3 (curve *b*) che risultano scadenti soprattutto nei riguardi dell'adattamento.

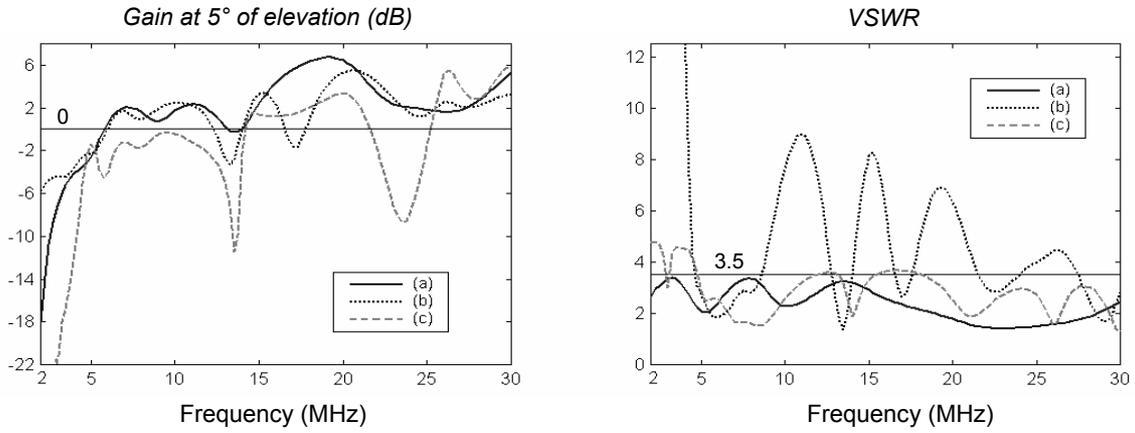


Fig. 3 – Guadagno per $\theta = 85^\circ, \phi = 0^\circ$ e VSWR del monopolo ripiegato caricato (con 5 trappole RLC) provvisto della rete di adattamento in Fig.2; curve (a): ottimizzazione con valori elevati di induttori; curva (b): ottimizzazione con valori realizzabili di induttori; curva (c) ottimizzazione con induttori realizzabili ed attenuatore in ingresso di 1.85 dB.

Il guadagno all'orizzonte ha diversi minimi inferiori a 0 dB, il VSWR supera la soglia 3.5 in quasi tutta la banda assumendo valori particolarmente alti alle frequenze più basse. Si è sperimentato che anche inserendo un attenuatore (1.85 dB) costante in banda tra rete di adattamento e trasformatore le prestazioni complessive rimangono scadenti (curva *c* in Fig. 3). Se il VSWR migliora notevolmente mantenendosi al di sopra della soglia 3.5 solo alle frequenze tra 2 e 5 MHz, il guadagno risulta piuttosto degradato, specie a tali frequenze. L'attenuatore, infatti, produce una riduzione del guadagno del sistema complessivo che è crescente col disadattamento osservato all'ingresso della rete di adattamento.

DISTRIBUZIONE DELLA RETE DI ADATTAMENTO SULL'ANTENNA

Rispetto alla configurazione precedente, la nuova strategia di progetto non necessita di rete di adattamento esterna e prevede il caricamento dell'antenna con nuove topologie circuitali. Le trappole a disposizione sono costituite da bipoli risonanti LC serie e parallelo, i cui induttori sono considerati reali con fattore di qualità $Q=100$, e da semplici resistori. I primi hanno il duplice effetto di modificare la reattanza d'ingresso dell'antenna e di sagomare la corrente sui conduttori cambiando la forma del diagramma di radiazione. I resistori, non più vincolati nella stessa posizione dei circuiti risonanti, permettono di sintetizzare un attenuatore variabile in frequenza. Il nuovo sistema è più semplice e l'unico blocco tra antenna e trasmettitore è il trasformatore. Sono state utilizzate le seguenti funzioni a soglia nella funzione obiettivo (1):

$$(4) \quad F_G^{(n)} = \begin{cases} 0 & G(f_n) > G_0 \\ \frac{G_0 - G(f_n)}{G_0} & \text{altrimenti} \end{cases} \quad F_{VSWR}^{(n)} = \begin{cases} 0 & VSWR(f_n) < s_0 \\ \frac{VSWR(f_n) - s_0}{VSWR(f_n)} & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Tali funzioni valgono zero nei casi ottimali e tendono ad uno nei casi peggiori. Scegliendo i coefficienti peso in modo che ad ogni frequenza campione valga la relazione $\sum_j w_j^{(n)} = 1$, allora $0 \leq F < 1$. Per i valori di soglia è stato scelto: $s_0 = 3.5$ e $G_0 = 1(0dB)$. Includendo i precedenti vincoli di fisica realizzabilità dei parametri elettrici, e considerando lo stesso numero di gradi di

libertà dello schema precedente, è stata ottenuta la configurazione ottimizzata in Fig. 4 con prestazioni descritte in Fig. 5.

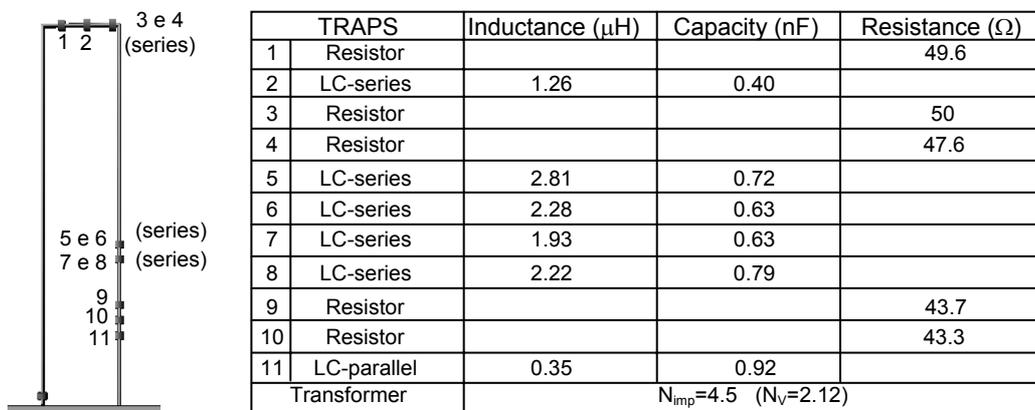


Fig. 4 – Disposizione degli 11 bipoli sull’antenna e tabella dei parametri ottimizzati

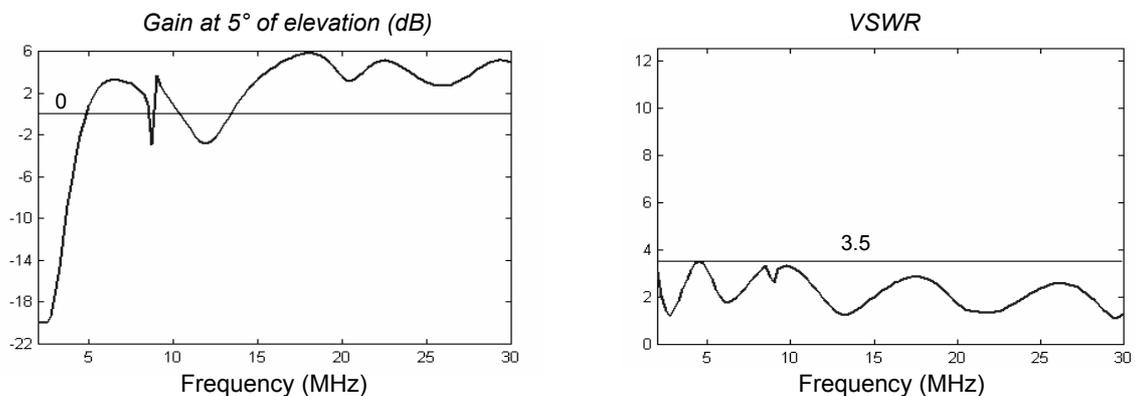


Fig. 5 – Guadagno per $\theta = 85^\circ, \phi = 0^\circ$ e VSWR del monopolo ripiegato caricato ottimizzato con il nuovo metodo in assenza di rete di adattamento esterna

Si osserva che il VSWR è inferiore a 3.5 nell’intera banda HF; l’adattamento tra 2 e 5 MHz è ottenuto grazie ai resistori opportunamente dimensionati e dislocati sull’antenna. Il guadagno all’orizzonte è piuttosto uniforme oltre 15 MHz e risulta qualitativamente confrontabile con quello di Fig. 3 (curva *a*) eccetto alle frequenze più basse. L’antenna ottenuta funziona in modo accettabile a partire da circa 3.5 MHz in cui il guadagno comincia ad assumere valori superiori a -10 dB.

In virtù della maggiore flessibilità offerta, questo schema di progetto può inoltre risultare utile per meglio controllare le prestazioni dell’antenna a diversi angoli di elevazione in maniera differenziata alle varie frequenze.

Questo lavoro è stato sviluppato nell’ambito di un progetto di ricerca finanziato da Salenia Marconi Communications. Si ringrazia l’equipe dell’Ing. M. Proia per gli stimoli e le utili discussioni.

RIFERIMENTI

- [1] Richard C. Johnson, Henry Jasik, “Antenna Engineering Handbook” second edition (pp. 26-8 – 26-23), Mc Graw-Hill
- [2] Yahya Rahmat-Samii, Eric Michielssen, “Electromagnetic Optimization By Genetic Algorithms”(pp. 1-16), John Wiley & Sons, INC.
- [3] Alona Boag, Amir Boag, Eric Michielssen, Raj Mittra, “Design of electrically loaded wire antennas using genetic algorithms”, IEEÛE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 44, N° 5, May 1996
- [4] Zwi Altman, Raj Mittra and Alona Boag, “New designs of ultra wide band communication antennas using a genetic algorithm”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, N° 10, October 1997