

# PROGETTO NON LINEARE/ELETTROMAGNETICO DI CIRCUITI LTCC PER IL TRAMITE DI RETI NEURALI ARMONICHE

Vittorio Rizzoli <sup>1</sup>, Alessandra Costanzo <sup>1</sup> e Valentina Zanetti <sup>2</sup>

<sup>1</sup>Dipartimento di Elettronica, Informatica e Sistemistica,  
Università di Bologna, Viale Risorgimento 2, 40136 Bologna (BO)

<sup>2</sup>Fondazione Guglielmo Marconi,  
40044 Pontecchio Marconi (BO)

vrizzoli@deis.unibo.it  
acostanzo@deis.unibo.it  
vzanetti@deis.unibo.it

## Abstract

*The paper discusses the coupled nonlinear/electromagnetic design of active LTCC subsystems based on neural models of the entire passive circuit layout. A separate MLP is used in the neighbourhood of each harmonic of interest in order to overcome the bandwidth problem. The training and validation sets are automatically generated.*

## INTRODUZIONE

La tecnologia LTCC (low-temperature co-fired ceramics) si va affermando nella moderna tecnica delle telecomunicazioni per la realizzazione di circuiti integrati a microonde che coniugano basso costo e ingombro a elevata complessità funzionale, fino al livello di un intero front-end a radiofrequenza. La configurazione di questi circuiti, costituita da un numero spesso elevato di strati ceramici di piccolo spessore (qualche decina di micrometri) ciascuno dei quali sostiene una metallizzazione di forma arbitraria, rende praticamente indispensabile il ricorso all'analisi elettromagnetica (EM) ai fini di una simulazione accurata. Il progetto di sottosistemi non lineari realizzati con questa tecnologia richiede quindi tecniche sofisticate che integrano l'analisi EM con le moderne tecniche di ottimizzazione non lineare. Un metodo efficace per la risoluzione di questo tipo di problema consiste nel fare uso di reti neurali artificiali [1] per evitare la necessità di eseguire un'analisi EM ad ogni passo del loop di ottimizzazione. L'analisi EM viene così utilizzata una volta per tutte per generare un modello neurale a calcolo rapido dell'intera sottorete lineare (SL), il quale viene poi gestito in fase di ottimizzazione come un ordinario modello circuitale. Nel presente lavoro questa tecnica standard viene estesa in due modi. Anzitutto, la necessità di coprire mediante il modello neurale bande di frequenza molto ampie, che è tipica dei problemi non lineari, viene aggirata facendo uso di una differente *rete neurale armonica* (HNN) per approssimare la matrice di diffusione della SL nell'intorno di ciascun prodotto di intermodulazione di interesse. La difficoltà e il costo di addestramento del modello neurale vengono così ridotti di ordini di grandezza. La seconda estensione riguarda il caso in cui il circuito comprenda anche un'antenna integrata, e di conseguenza le specifiche di progetto

riguardino anche grandezze relative al campo lontano, come l' intensità di radiazione in una direzione assegnata. In tal caso si introduce un insieme di HNN ausiliarie, anch' esse addestrate sulla base dei risultati dell' analisi EM, le quali consentono di esprimere direttamente il campo a grande distanza in funzione delle tensioni (o correnti) alle porte della SL. Tutte le grandezze relative al campo lontano possono essere allora calcolate e specificate come se fossero ordinarie funzioni di rete.

## DESCRIZIONE DEL METODO

Gli insiemi di addestramento e di validazione per le HNN vengono generati in modo completamente automatico, a partire da un insieme di punti scelti casualmente nello spazio dei parametri fisici e di layout del circuito, e vengono via via ampliati finché ogni HNN non risulta in grado di riprodurre i parametri S calcolati per via EM in tutti i punti dell' insieme di validazione. A ogni passo, i nuovi punti dell' insieme di addestramento vengono posizionati in prevalenza nelle regioni in cui l' approssimazione risulta peggiore. La rete viene addestrata con un algoritmo basato sul metodo di Levenberg-Marquardt. A titolo di esempio, la fig. 2 mostra l' andamento in frequenza di alcuni dei parametri S del circuito balun illustrato in fig. 1, e lo confronta con i risultati dell' analisi EM. Si noti che il balun è destinato sostituire i trasformatori ideali nel mixer a cella di Gilbert rappresentato in fig. 3, e deve quindi essere caratterizzato nell' intorno di tutte le armoniche di OL (4 per il caso in esame). Ciascuna HNN è costituita da tre strati di neuroni, con il numero di neuroni dello strato nascosto (ottimizzato per tentativi) variabile da 35 a 50. In questo esempio l' errore RMS tra i parametri S calcolati con i due metodi risulta inferiore allo 0.05% su tutti gli intervalli di frequenze di interesse. Per contro, facendo uso di una rete neurale convenzionale progettata per simulare i parametri S sull' intera banda di frequenze, l' errore sale al 12%, ed è insufficiente per gli scopi dell' analisi. Per quanto riguarda il calcolo del campo lontano nel caso che la SL comprenda un' antenna integrata, si può osservare che la SL è lineare, come pure il meccanismo di irraggiamento. Ne segue che il campo lontano è certamente una funzione lineare e omogenea delle sorgenti che lo sostengono, che possono essere qui identificate con le tensioni alle porte della SL. Indicando con  $\mathbf{V}_D$  il vettore di queste ultime, vale quindi una relazione del tipo

$$\mathbf{E}_n(\theta, \phi) = r \exp(j\beta r) \mathbf{E}(r, \theta, \phi) = \begin{bmatrix} E_{\theta n}(\theta, \phi) \\ E_{\phi n}(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\theta, \phi) \mathbf{V}_D \quad (1)$$

dove  $r, \theta, \phi$  sono coordinate sferiche,  $\mathbf{E}$  è il campo irradiato, ed  $\mathbf{E}_n$  è il campo normalizzato fornito automaticamente dal simulatore EM dopo ogni analisi.  $\mathbf{A}$  è una matrice di coefficienti complessi che possono essere determinati con operazioni lineari a basso costo a partire dai risultati dell' analisi. Si possono quindi costruire a basso costo gli insiemi di addestramento e di validazione per le HNN ausiliarie, che hanno come ingressi ancora una volta i parametri fisici e di layout del circuito, e come uscite gli elementi di  $\mathbf{A}$ . Nel caso dell' ottimizzazione diretta di circuiti non lineari rispetto ai parametri di layout, ad ogni iterazione i parametri S della SL vengono calcolati mediante le HNN principali, e vengono impiegati per eseguire un' analisi non lineare

del circuito con il metodo del bilanciamento armonico (HB). Quest' ultima fornisce il vettore  $\mathbf{V}_D$ , che consente il calcolo delle ordinarie funzioni di rete e, se del caso, del campo lontano tramite le (1). Poiché tra le variabili indipendenti è normalmente utile includere anche il numero di strati di dielettrico interposti tra i vari livelli di metallizzazione, una scelta efficace per l'algoritmo di ottimizzazione appare essere quella di un moderno metodo evolutivo [2], che consente di trattare direttamente variabili discrete. Buoni risultati si ottengono comunque anche con gli ordinari algoritmi basati sul gradiente, con i quali però le variabili discrete vanno aggiustate a valori accettabili con una tecnica iterativa.

## UN ESEMPIO DI APPLICAZIONE

Allo scopo di esemplificare le potenzialità del metodo, si considera un mixer attivo a ponte di FET (cella di Gilbert) il cui schema concettuale è illustrato in fig. 3. Le specifiche sono un guadagno di conversione di 8 dB, perdite di ritorno di almeno 16 dB alle porte di OL e di RF, e prodotti di intermodulazione del terzo ordine inferiori a -20 dBc. Le frequenze sono  $f_{RF} = 2.4$  GHz,  $f_{OL} = 2.47$  GHz,  $f_{IF} = 70$  MHz. In tutte le analisi HB si fa uso di uno spettro consistente in quattro armoniche di OL a ciascuna delle quali sono associate una banda laterale inferiore e una superiore, per un totale di 13 frequenze positive più la continua. La banda complessiva di frequenze su cui il circuito opera è quindi [0 – 9.95 GHz]. Nello schema di fig. 3 la natura doppiamente bilanciata del mixer è assicurata dai trasformatori ideali a presa centrale. Poiché questi componenti non sono realizzabili alle frequenze di interesse, nel circuito essi vengono sostituiti da balun multistrato a costanti semidistribuite aventi la struttura illustrata in fig. 1. L'ottimizzazione di un singolo balun rispetto a una variabile di layout e tre spessori dielettrici evidenziati in fig. 1 (con terminazioni pari a 50  $\Omega$ ) richiede circa 2 secondi su un PC a 2.8 GHz e dà luogo alle eccellenti prestazioni graficate in fig. 4. A questo punto il mixer viene assemblato interconnettendo i balun e i FET secondo lo schema di fig. 3, e viene analizzato con il metodo HB. Le prestazioni così ottenute, riportate in fig. 5, non sono ottimali perché i balun non operano più con terminazioni pari a 50  $\Omega$  a tutte le porte. Si esegue allora una ottimizzazione del mixer completo rispetto ai parametri di layout più critici dei balun (individuati con una analisi di sensitivity) nonché alla tensione di polarizzazione dei FET. L'ottimizzazione converge in circa 83 secondi, e il punto finale soddisfa tutte le specifiche di progetto, come mostrato in fig. 5. In fig. 6 è rappresentato lo spettro all'uscita del mixer nel caso di eccitazione mediante due toni a RF di frequenze 2.4 GHz e 2.41 GHz. I due diagrammi a barre mostrati in figura rappresentano gli spettri ottenuti con il modello neurale e tramite analisi EM diretta, e dimostrano l'elevata accuratezza della tecnica di progetto qui proposta.

## RIFERIMENTI

- [1] V.K. Devabhaktuni, M.C.E. Yagoub, Y. Fang, J. Xu and Q.-J. Zhang, "Neural networks for microwave modeling: model development issues and nonlinear modeling techniques", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 11, No. 1, Jan. 2001, pp. 4-21.
- [2] T. Bäck, *Evolutionary algorithms in Theory and Practice*, Oxford University Press: Oxford (UK), 1996, pp. 63-91.

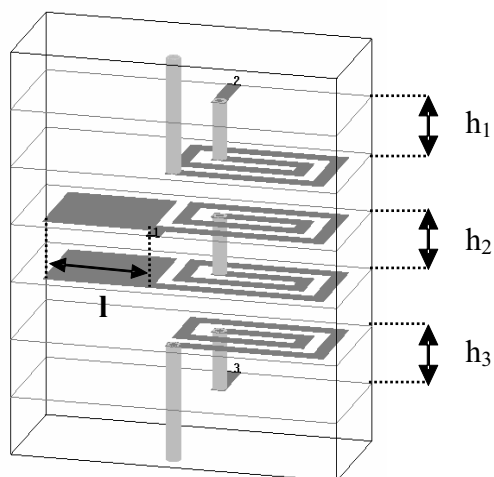


Fig. 1 – Layout schematico di un circuito balun in tecnologia LTCC

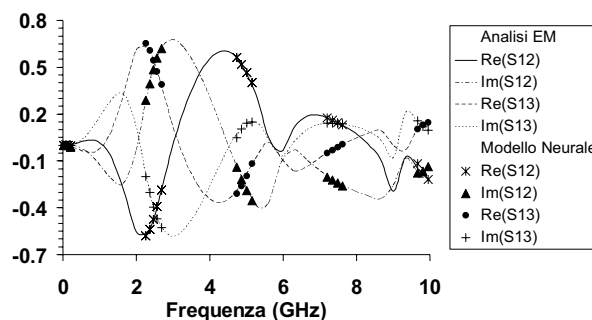


Fig. 2 – Confronto tra i parametri S del balun calcolati con l'analisi elettromagnetica e con le reti neurali armoniche (HNN)

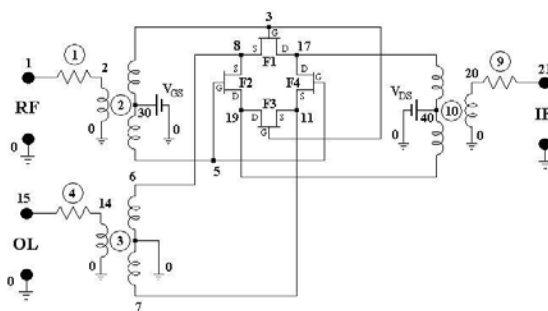


Fig. 3 – Topologia di un mixer a cella di Gilbert con trasformatori ideali

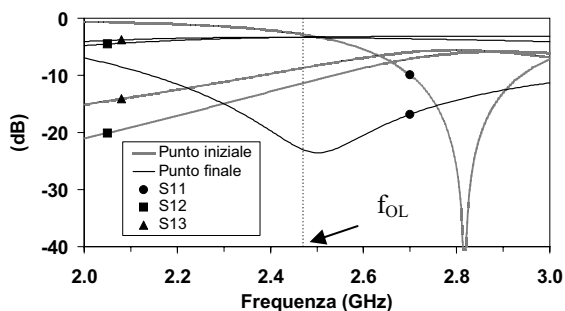


Fig. 4 – Andamento dei parametri S del balun prima e dopo l'ottimizzazione

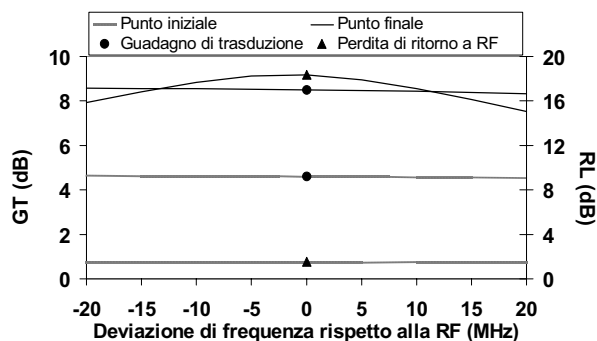


Fig. 5 – Confronto tra le prestazioni del mixer prima e dopo l'ottimizzazione

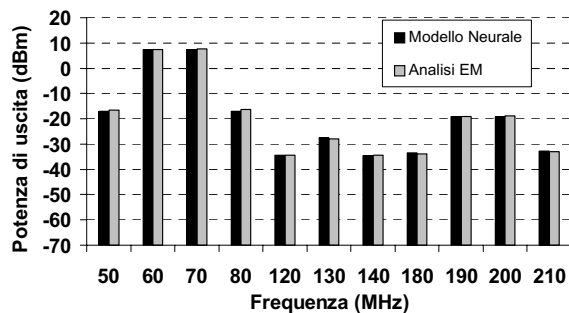


Fig. 6 – Spettro di potenza all' uscita del mixer sollecitato da due toni a RF di frequenze 2.4 GHz e 2.41 GHz