ANALISI ARMONICA ORIENTATA ALL' INVILUPPO PER LA SIMULAZIONE DI SISTEMI NON LINEARI AUTONOMI OPERANTI IN REGIME DI RADIOFREQUENZA MODULATA

Vittorio Rizzoli [1], Alessandra Costanzo [1], Franco Mastri [2]

[1] Dipartimento di Elettronica, Informatica e Sistemistica,
Università di Bologna, 40044 Pontecchio Marconi (BO)
[2] Dipartimento di Ingegneria Elettrica,
Università di Bologna, Viale Risorgimento 2, 40136 Bologna (BO)
vrizzoli@deis.unibo.it
acostanzo@deis.unibo.it
franco.mastri@mail.ing.unibo.it

Abstract

The paper presents a new approach to the simulation of self-oscillating (autonomous) nonlinear systems operated under modulated RF drive. The analysis is reduced to the solution of a sequence of coupled harmonic-balance systems by a Krylov-subspace based iterative method explicitly developed for the autonomous case. As a result, problems of several hundred million nodal unknowns may be solved as a matter of course.

INTRODUZIONE

Il lavoro descrive un algoritmo basato sui sottospazi di Krylov che consente di eseguire con elevata efficienza l' analisi di sistemi autonomi di grandi dimensioni eccitati da portanti a radiofrequenza o a microonde modulate con formati analogici o digitali. L' analisi viene eseguita completamente nel dominio delle frequenze (senza richiedere cioè alcuna integrazione nel dominio dei tempi) risolvendo una sequenza di sistemi di bilanciamento armonico associati agli istanti di campionamento dell' inviluppo complesso e accoppiati dalla dinamica dell' inviluppo medesimo. L' indeterminazione di fase tipica dei regimi autonomi viene rimossa a ogni istante di campionamento mediante l' aggiunta di una equazione ausiliaria che impone la ben nota relazione tra le deviazioni istantanee di fase e di frequenza. In questo modo la maggior parte dei sofisticati algoritmi di calcolo sviluppati in precedenza per trattare il caso di sistemi completamente forzati [1] può essere riutilizzata nel trattamento di sistemi autonomi, garantendo un' efficienza comparabile nello sfruttamento delle risorse di calcolo disponibili.

DESCRIZIONE DEL METODO

Si consideri un sistema oscillante che opera in regime di radiofrequenza modulata, e sia ω_1 la pulsazione fondamentale autonoma. Mettendo in evidenza la legge di modulazione di fase $\mathbf{\Phi_R}(t)$ di un' armonica di riferimento $X_{\mathbf{R}}(t)$, il vettore delle variabili di stato tempo-varianti si può rappresentare nella forma

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{\mathbf{k}} \mathbf{X}_{\mathbf{k}}(t) \exp\left[j\left\{ k_1\left[\omega_{10} t + \Phi_{\mathbf{R}}(t)\right] + \sum_{h=2}^{H} k_h \omega_h t \right\}\right] \tag{1}$$

dove ω_{10} è il valore che ω_1 assume in assenza di modulazione, le ω_h sono pulsazioni fondamentali forzate, e $\mathbf{k}$ è un vettore di numeri armonici k_h. In prossimità di un generico istante di campionamento dell' inviluppo, t_n, il regime (1) viene sostituito con l' ordinario regime quasi-periodico che meglio lo approssima localmente, vale a dire

$$\mathbf{x}(t) \approx \sum_{\mathbf{k}} \mathbf{X}_{\mathbf{k}}(t_n) \exp\left[jk_1 \Phi_{\mathbf{R}}(t_n)\right] \exp\left[j\left\{ k_1\left[\omega_{10} + \Delta\omega_{\mathbf{R}}(t_n)\right]t + \sum_{h=2}^{H} k_h \omega_h t \right\}\right] \tag{2}$$

dove $\Delta\omega_{\mathbf{R}}(t) = d\Phi_{\mathbf{R}}(t)/dt$ rappresenta la deviazione istantanea di frequenza dell' armonica di riferimento. Per risolvere il sistema di bilanciamento armonico locale con il metodo di Newton per sistemi autonomi, la fase dell' armonica di riferimento deve essere fissata al valore $\Phi_{\mathbf{R}}(t_n)$ [2]. Questo valore è a priori incognito; tuttavia, integrando la deviazione istantanea di pulsazione rispetto al tempo da t_{n-M} a t_n si ottiene

$$\Phi_{\mathbf{R}}(t_n) = \Phi_{\mathbf{R}}(t_{n-M}) + \int_{t_{n-M}}^{t_n} \Delta\omega_{\mathbf{R}}(t)dt \approx \Phi_{\mathbf{R}}(t_{n-M}) + \sum_{m=0}^{M} c_m \Delta\omega_{\mathbf{R}}(t_{n-m}) \tag{3}$$

dove le quantità c_m sono i coefficienti di una opportuna formula di integrazione numerica a passo costante. A questo punto, per formulare correttamente il problema autonomo, si può mantenere la struttura di base del sistema risolvente non autonomo [1], imponendo nel contempo il vincolo di fase (3) tramite l' aggiunta di un' equazione ausiliaria. Indicando con $\mathbf{S}_n$ il vettore di stato reale relativo all' istante t_n e supponendo che la parte reale e la parte immaginaria di $X_{\mathbf{R}}(t_n)$ siano il p-esimo e il q-esimo elemento di $\mathbf{S}_n$ (indicati con S_{np}, S_{nq}), il sistema di bilanciamento armonico locale all' istante t_n si può porre nella forma

$$\begin{cases} \mathbf{E}_n\left[\mathbf{S}_n, \omega_{10} + \Delta\omega_{\mathbf{R}}(t_n); \mathbf{S}_{n-1}, \ldots, \mathbf{S}_{n-M}\right] = \mathbf{0} \\ \sin\left[\Phi_{\mathbf{R}}(t_n)\right] S_{np} - \cos\left[\Phi_{\mathbf{R}}(t_n)\right] S_{nq} = 0 \end{cases} \tag{4}$$

dove $\mathbf{E}_n$ è il vettore delle parti reali e immaginarie degli errori di bilanciamento armonico. Nello scrivere le (4) si è supposto che gli effetti della dinamica dell' inviluppo vengano descritti tenendo conto degli accoppiamenti tra lo stato del sistema all' istante corrente e agli M istanti di campionamento immediatamente precedenti [1]. Grazie all' equazione (3) che mette in relazione $\Delta\omega_{\mathbf{R}}(t_n)$ e $\Phi_{\mathbf{R}}(t_n)$, per ogni n le (4) costituiscono un sistema di $n_D(2P + 1) + 1$ equazioni in altrettante incognite, dove n_D è il numero di porte dei dispositivi non lineari e P è il numero di frequenze positive dello spettro. Per $n = 1$ si ha $\Delta\omega_{\mathbf{R}}(t_1) = 0$, $\Phi_{\mathbf{R}}(t_1) = 0$, cosicché le incognite sono ω_{10} e gli elementi di $\mathbf{S}_1$. Per $n > 1$ ω_{10} viene mantenuta costante, e le incognite sono $\Delta\omega_{\mathbf{R}}(t_n)$ e gli elementi di $\mathbf{S}_n$.

RISULTATI

Allo scopo di esemplificare le potenzialità del metodo, si considera un front-end a conversione semplice comprendente un mixer doppiamente bilanciato a soppressione di banda laterale nonché svariati amplificatori e sottosistemi passivi come accoppiatori e filtri. Il front-end opera in trasmissione, e la sorgente di IF a 45 MHz, che si considera inclusa nel circuito, consiste in un oscillatore libero connesso a un amplificatore di isolamento e a un modulatore di fase a diodi, come mostrato schematicamente in fig. 1. Il circuito ha 104 porte di dispositivi e 1069 nodi. Un segnale digitale consistente in una sequenza pseudo-casuale periodica di 512 bits è applicato alla porta di controllo del modulatore. Il bit rate è 5 kb/s, e la tensione picco-picco del segnale modulante è pari a 20 V. Il numero di istanti di campionamento dell' inviluppo è pari a 4096 (8 istanti per bit). Facendo uso di P = 20 frequenze positive, il numero totale di incognite nodali è pari a 179.523.584. La fig. 2 mostra l' andamento della fase istantanea del segnale di uscita a RF (945 MHz), sovrapposto al segnale modulante. Appare chiaramente la distorsione subita dalla legge di modulazione di uscita a causa della modulazione spuria di fase e di frequenza prodotte nell' oscillatore dall' isolamento imperfetto e dal comportamento non ideale del modulatore di fase a diodi. Il tempo di CPU e l' occupazione di memoria sono circa 106.000 secondi e 314 MB su un PC a 1 GHz.

RIFERIMENTI

[1] V. Rizzoli *et al.*,."A Krylov-subspace technique for the simulation of RF/microwave subsystems driven by digitally modulated carriers", *Int. Journal RF and Microwave Computer-Aided Eng.*, vol. 9, Nov. 1999, pp. 490-505.

[2] V. Rizzoli and A. Neri, "Harmonic-balance analysis of multitone autonomous nonlinear microwave circuits", *1991 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Boston, MA, June 1991, pp. 107-110.

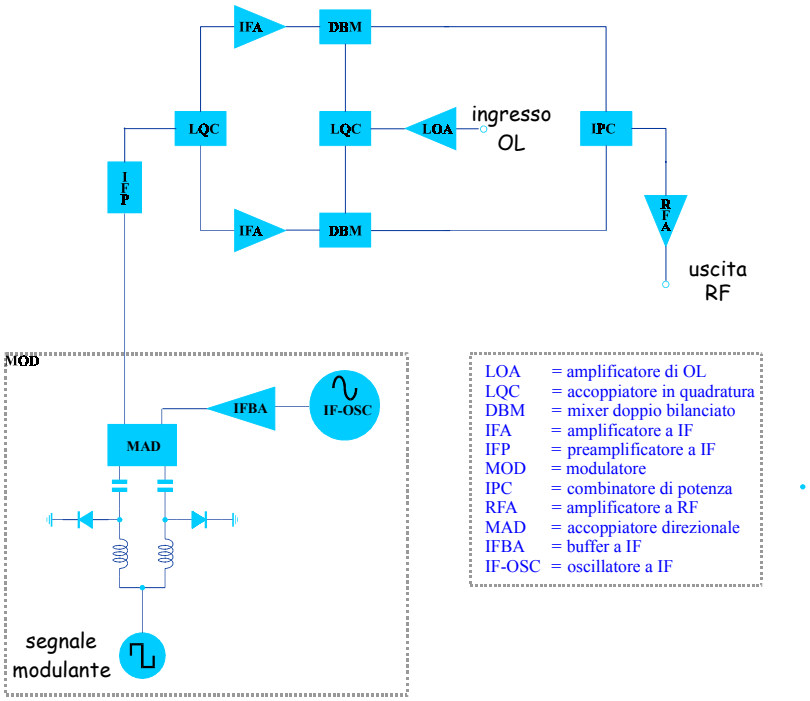

Fig.- 1 Schema a blocchi del front-end in trasmissione

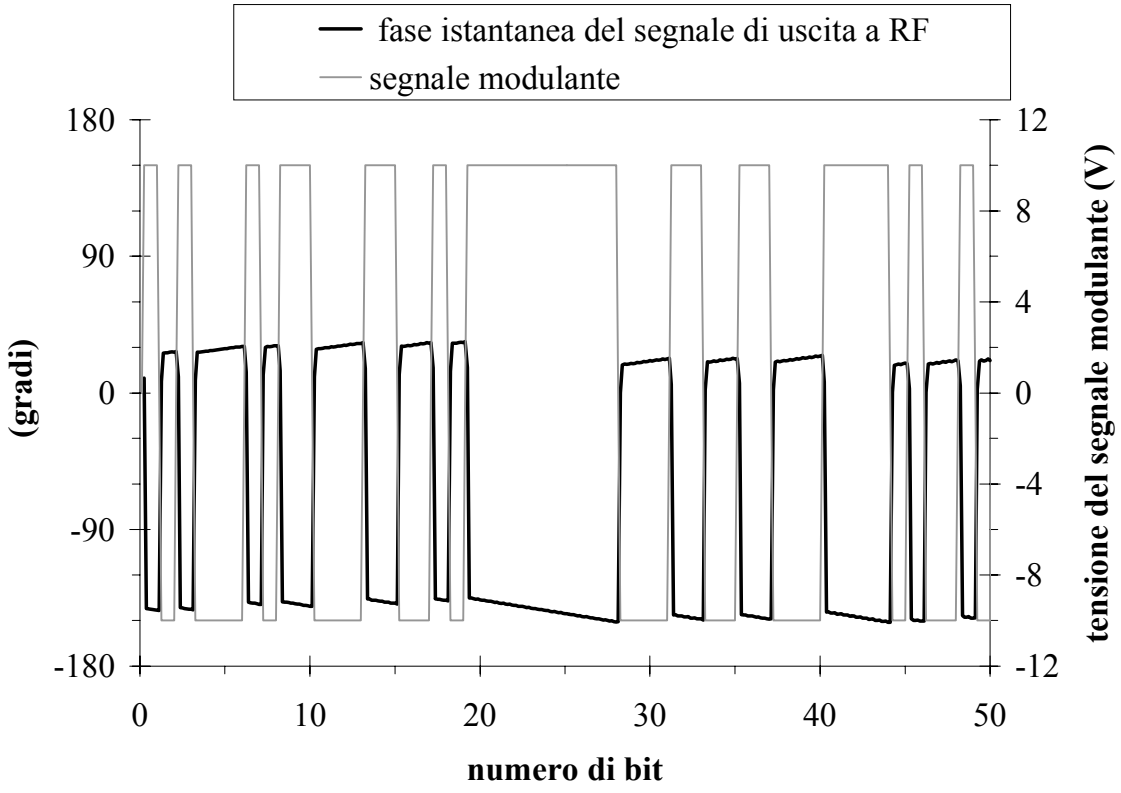

Fig.- 2 Andamento della fase istantanea del segnale di uscita a RF