

# INTRODUZIONE

Nel corso dell'ultimo ventennio è andato sempre crescendo l'interesse dei ricercatori e dei progettisti per le tecniche CAD di analisi e progetto dei circuiti elettrici.

Da questo punto di vista i componenti più difficilmente caratterizzabili sono i dispositivi attivi, dinamici e non lineari. Allo stato attuale i modelli per dispositivi elettronici più largamente usati, in associazione con i tools di progettazione automatica di circuiti, sono del tipo circuito equivalente, ossia modelli che si basano sul presupposto di rappresentare con sufficiente approssimazione i fenomeni fisici interni, tramite una rete di elementi circuitali descritti da opportune espressioni analitiche non lineari.

Tuttavia, questi modelli soffrono di alcuni svantaggi, come la dipendenza dalla particolare tecnologia realizzativa, la necessità di impiegare tecniche di ottimizzazione numerica per la determinazione dei parametri e quindi la mancanza di un legame "diretto" tra le misure effettuate sul dispositivo e la predizione del suo comportamento non lineare.

Per questi motivi, la attività di ricerca, nell'ambito del Dottorato, si è orientata maggiormente allo sviluppo e alla convalida di modelli di tipo diverso, di utilizzo più generale, basati sull'impiego di opportune tabelle di "look-up" in cui vengono memorizzati opportuni set di misure. Il loro obiettivo è quello di fornire un legame diretto tra misure convenzionali eseguite sul dispositivo (caratteristiche DC e AC a piccolo segnale al variare della polarizzazione e della frequenza nei campi di interesse) e il comportamento dinamico non lineare a grande segnale, tramite opportune espressioni matematiche derivate sotto alcune ipotesi consistenti con la fisica dei dispositivi elettronici. In particolare ci si è occupati di un modello matematico il Modello Integrale Non Lineare(NIM) e se ne sono studiati i limiti di affidabilità ed accuratezza. Lo scopo è quello di disporre, come si è detto, di un modello di carattere generale che non dipenda dalla particolare tecnologia realizzativa del dispositivo (BJT, FET, diodo); il proposito è quello di volere estendere l'applicabilità del Modello Integrale anche ai dispositivi operanti come interruttori nei convertitori elettronici di potenza.

Nel Cap.1 viene presentata una visione panoramica sulle tecniche di analisi per circuiti non lineari. Esistono due differenti approcci la cui efficienza è strettamente correlata alle particolari caratteristiche del circuito da analizzare: l'analisi nel dominio del tempo e l'analisi nel dominio delle frequenze. Riguardo all'analisi nel dominio del tempo gli algoritmi vengono descritti considerando sia le tecniche di Integrazione Numerica sia le tecniche di Shooting. L'analisi nel dominio delle frequenze viene introdotta considerando le tecniche di Bilancio Armonico ed i problemi correlati alla soluzione numerica delle equazioni del circuito vengono discussi in particolare considerando l'algoritmo di Newton-Raphson.

Nel Cap.2, si descrivono alcuni approcci di tipo matematico alla modellistica dei dispositivi. Tra questi, viene dapprima presentato il Modello Integrale Non Lineare (NIM), ampiamente descritto in letteratura (si veda, ad esempio [14]), e poi un nuovo approccio, il Modello a Convoluzione Finita (FCM), che pur seguendo la stessa "filosofia" del NIM, introduce alcuni importanti concetti innovativi che consentono di migliorare la predizione del comportamento non lineare dinamico anche a frequenze elevate ed in presenza di forti effetti parassiti.

Il Cap.3 è dedicato ad alcuni aspetti della convalida sperimentale dei modelli per dispositivi. L'attività di ricerca ha riguardato prevalentemente problematiche relative alla caratterizzazione e sviluppo di modelli dinamici non lineari, orientati al CAD, e l'attenzione si è rivolta alla possibilità di applicare il modello integrale non lineare a dispositivi bipolari veloci allo scopo di predirne il comportamento in regime di grande segnale. Segue uno studio sulle problematiche di estrazione dei parassiti nel processo di identificazione di modelli per transistori.

Nel Cap.4 il modello integrale non lineare viene applicato ad un diodo varactor. Viene mostrato come con una semplice procedura di depurazione (de-embedding) dai parassiti, l'accuratezza del modello aumenti in maniera consistente. Come esempio di applicazione si è usato un duplicatore di frequenza a diodo varactor, operante alla frequenza fondamentale di 10 GHz.

Il quinto ed ultimo capitolo, infine, è interamente dedicato alla modellistica ed allo studio dei fenomeni termici presenti nei dispositivi elettronici di potenza. Viene presentata una nuova tecnica per la misura della resistenza termica, nell'ambito dello studio delle possibili applicazioni dei modelli matematici ai dispositivi elettronici di potenza, anche in presenza di importanti fenomeni di autoriscaldamento. Il vantaggio della nuova tecnica

è di non essere invasiva, di essere basata sulle misure che convenzionalmente vengono eseguite per caratterizzare un dispositivo di potenza; inoltre non è richiesta la conoscenza di un modello termico fisico della corrente del dispositivo. Oltre ai contributi teorici di ricerca, la trattazione è corredata delle relative verifiche sperimentali di laboratorio, in particolare sui diodi e sui MOSFET di potenza.

## Ringraziamenti

L'attività di ricerca si è svolta presso il Dipartimento di Ingegneria Elettrica e presso il Dipartimento di Elettronica Informatica e Sistemistica dell'Università di Bologna, dove sono disponibili le strumentazioni utilizzate per le prove sperimentali in laboratorio.

I miei ringraziamenti vanno al Prof. Fabio Filicori, al Prof. Ugo Reggiani, al Prof. Giorgio Vannini, la cui guida scientifica è stata preziosa. Ringrazio inoltre il P.I. Vincenzo Gervasi e l'Ing. Andrea Albertini per l'assistenza prestata e per la loro costante disponibilità durante le numerose prove di laboratorio.

# Chapter 1

## ELEMENTI DI SIMULAZIONE NON LINEARE

### 1.1 Tecniche CAD per l'analisi dei circuiti

Le tecniche CAD per l'analisi dei circuiti sono diventate uno strumento diffuso e fondamentale per la progettazione. La tendenza negli ultimi anni é stata quella di intensificare gli studi per giungere a procedure accettabilmente efficienti ed accurate da applicare anche a circuiti il cui funzionamento e' non lineare. L'ambito dei circuiti che necessitano di tecniche di analisi non lineare e' molto vasto ed e' composto sia da circuiti che funzionano in modo linearizzato e di cui sia necessario esaminare il comportamento riguardo ai limiti introdotti dalle non linearita' sia dai dispositivi che basano il proprio comportamento proprio sulle caratteristiche non lineari del dispositivo quali i convertitori in commutazione, gli oscillatori, i moltiplicatori e i mixer. Le metodologie CAD di circuiti non lineari si presentano pertanto con un grado di complessita' superiore a quelle lineari ed il problema principale consiste innanzitutto nella messa a punto di algoritmi accurati ed efficienti. La procedura di analisi e' l'elemento cruciale in ogni tecnica di progetto numerico, che sempre si riconduce a una sequenza di processi di analisi ordinata secondo un'opportuna strategia al fine di approssimare al meglio gli obiettivi predeterminati da raggiungere. Nelle procedure di ottimizzazione usate nella fase di progetto possono essere impiegati, in pratica, solo algoritmi di analisi veramente efficienti. I problemi che possono nascere in una procedura di analisi non lineare sono connessi sia al numero delle variabili, sia alla difficolta' di convergenza in presenza di forti non linearita'. Per effettuare l'analisi si possono seguire fondamentalmente due tipi di procedure numeriche. Uno consiste nell'effettuare una integrazione numerica nel dominio del tempo delle equazioni differenziali non lineari del sistema , l'altro consiste nell'uso di tecniche che consentano una analisi non lineare

direttamente nel dominio della frequenza.

## 1.2 Tecniche di analisi nel dominio del tempo.

L'analisi nel dominio del tempo fornisce l'andamento temporale della grandezza studiata e consiste nella soluzione, mediante formule di integrazione numerica, di un insieme di equazioni integro-differenziali non lineari, che sono le equazioni di stato del sistema, e' quindi fondamentale la conoscenza delle condizioni iniziali [1], [2]. Queste equazioni associano ad ogni elemento in grado di immagazzinare energia (condensatori, induttori, ecc..) una rete equivalente resistiva ed ad ogni iterazione si tratta di risolvere un sistema di equazioni algebriche non lineari. Il principale problema che puo' sorgere e' correlato al fatto che, per ottenere la risposta periodica a regime le formule di integrazione numerica devono essere iterate fino a che il transitorio iniziale non si sia estinto, partendo da una arbitraria condizione iniziale. Questa procedura potrebbe rivelarsi estremamente onerosa in termini sia di tempo che di calcolo, e soprattutto all'aumentare della frequenza cioe' quando le costanti di tempo dominanti nel circuito diventano molto piu' grandi del periodo della fondamentale. Questo problema puo' essere risolto utilizzando gli algoritmi di Shooting, che consistono in algoritmi per la ricerca dei valori iniziali delle variabili di stato del circuito, che provvede direttamente a fornire la risposta periodica a regime. Sfortunatamente gli algoritmi di shooting possono richiedere molto tempo quando il numero di variabili da inizializzare è elevato e non sono adatti per la simulazione di circuiti contenenti elementi dispersivi distribuiti o comunque contenenti componenti che per loro natura sono definiti nel dominio delle frequenze.

## 1.3 Integrazione diretta.

L'analisi dei circuiti nel dominio del tempo implica dunque la risoluzione di equazioni integro-differenziali a partire dalle equazioni topologiche che descrivono i componenti in accordo con la Fig 1.1, e mentre l'analisi dei componenti resistivi lineari e non, in un dominio a tempo discreto, non crea problemi, occorre invece apportare delle approssimazioni per quello che riguarda i componenti reattivi, che possono essere descritti in modo esatto solo in un dominio a tempo continuo (attraverso gli operatori di derivazione e integrazione).

Componente	Dominio del tempo	Dominio della frequenza
Elementi lineari resistivi (inclusi i generatori indipendenti)	$\alpha v(t) + \beta i(t) = \gamma(t)$	$\alpha V_k + \beta I_k + \Gamma_k$
Capacita'	$C \frac{dv(t)}{dt} - i(t) = 0$	$A_k V_k + B_k I_k = 0$
Induttanza	$L \frac{di(t)}{dt} - v(t) = 0$	$A_k V_k + B_k I_k = 0$
Linea di trasmissione ideale	$b_0(t) = a_i(t - \tau)$ $b_i(t) = a_0(t - \tau)$	$b_{0k} = a_{ik} e^{-i\omega_k \tau}$ $b_{ik} = a_{0k} e^{-i\omega_k \tau}$
Componente dispersivo distribuito	$b(t) = \int_{-\infty}^t s(t - \theta) a(\theta) d(\theta)$	$b(\omega) = S(\omega) a(\omega)$
Componente resistivo non lineare	$\Psi[v(t), i(t)] = 0$ o anche $i(t) = f[v(t)]$ $0 \leq t \leq T$	$\Psi[v(t), i(t)] = 0$ con $v(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} V_k e^{j\omega_k t}$ $i(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} I_k e^{j\omega_k t}$
Equazioni topologiche	$AV^{(N)}(t) - v(t) = 0$ $A^T i(t) = 0$	$AV_k^{(N)} - V_k = 0$ $A^T I_k = 0$

Fig.1.1 Vincoli sulle variabili elettriche imposti dai componenti piu' comuni e dalle equazioni topologiche

Pertanto le equazioni che definiscono ogni componente lineare reattivo devono essere approssimate a equazioni lineari a differenza finita, che possono essere espresse nella forma:

$$\alpha_0 \nu_n + \beta_0 i_n = \gamma_n \quad (1.1)$$

dove  $\gamma_n$  e' un termine che tiene conto degli effetti di memoria, poiche' dipende dai valori che le variabili  $\nu$  e  $i$  hanno assunto nei passi precedenti:

$$\gamma_n = \sum_{l=1}^m (\alpha_l \nu_{n-l} + \beta_l i_{n-l}). \quad (1.2)$$

Le Equazioni (1.1) e (1.2) sono equazioni generali e possono adeguatamente approssimare il comportamento di un qualunque componente reattivo lineare, se i parametri  $m, \alpha_l, \beta_l$  sono stati scelti adeguatamente e se l'intervallo di tempo  $\Delta t = t_1 - t_{l-1}$  e' sufficientemente piccolo. Quando tutti i componenti reattivi sono stati approssimati per mezzo della equazioni a differenza finita, Eq. (1.1), le variabili elettriche del circuito possono essere calcolate attraverso una sequenza di analisi a istanti di tempo discreti  $t_0, t_1, \dots, t_n, t_{n+1}$ . Infatti poiche' ad ogni n-esimo istante di tempo il termine  $\gamma_n$  delle Eq. (1.1), (1.2) risulta completamente definito dai risultati ottenuti negli istanti precedenti  $t_{n-1}, t_{n-2}, \dots$  (o da un insieme di condizioni iniziali), si puo' considerare che le Eq. (1.1) definiscano un insieme di elementi equivalenti resistivi a tempo discreto associati ad ogni componente reattivo. Ad ogni iterazione l'analisi del circuito resistivo non lineare consiste nel risolvere un sistema algebrico non lineare di equazioni, che include oltre alle Eq. (1.1), le equazioni topologiche e le equazioni che descrivono tutti i componenti resistivi. A causa degli effetti non lineari del sistema, per risolvere queste equazioni occorre fare uso di tecniche numeriche iterative che, in molti casi si basano sul metodo di Newton-Raphson. Questo algoritmo consiste nel risolvere una sequenza di sistemi di equazioni lineari ottenute linearizzando quelle non lineari nell'intorno della soluzione approssimata estrapolata dalla iterazione precedente. Ad ogni iterazione i parametri degli elementi linearizzati devono essere aggiornati, ed il processo va ripetuto finche' che i valori delle variabili elettriche calcolate non soddisfano, con buona approssimazione, le equazioni del circuito non lineare. Le caratteristiche di convergenza dell'algoritmo di Newton-Raphson sono buone, sempre che, ad ogni passo, i valori iniziali (che servono ad inizializzare il processo iterativo) non siano troppo lontani dalla soluzione esatta. In una analisi nel dominio del tempo, questa condizione puo' essere soddisfatta predicendo i valori delle variabili elettriche dell'iterazione successiva

attraverso una estrapolazione polinomiale dei risultati ottenuti nei passaggi precedenti. Per avere una predizione corretta ed una rapida convergenza, e' importante che il valore di  $\Delta t$  sia piccolo. Per tanto i problemi di convergenza dell'algoritmo di Newton-Raphson possono sorgere solo all'inizio della simulazione nel dominio del tempo, quando i valori delle variabili elettriche non sono facilmente predicibili, perche' non si hanno iterazioni precedenti disponibili. Per risolvere questi problemi esistono due tecniche:

- Algoritmo di *Source – Stepping*, che consiste nella introduzione graduale di effetti non lineari nel circuito, aumentando gradualmente la ampiezza della eccitazione (sorgenti AC e DC) fino ad un valore nominale. Questo procedimento permette di utilizzare, anche durante la prima iterazione, la suddetta tecnica di predizione polinomiale.

- Tecniche di *Smorzamento*, che aumentano la convergenza dell'algoritmo di Newton-Raphson, in modo da ottenere una corretta soluzione anche partendo da una cattiva condizione iniziale. Per far questo si modifica la formula di Newton-Raphson introducendo un fattore di smorzamento, che limita l'ampiezza delle variazioni delle variabili elettriche tra due iterazioni successive.

Quando l'analisi nel dominio del tempo e' effettuata usando le tecniche numeriche sopra descritte, l'algoritmo di analisi puo' essere descritto da due cicli iterativi secondo la tabella di flusso di Fig.1.2. Il ciclo piu' esterno definisce una sequenza di analisi consecutive a tempo discreto di un circuito resistivo non lineare, ottenuto attraverso l'approssimazione a differenza finita dei componenti reattivi. Nel ciclo piu' interno ognuna di queste analisi viene trasformata, secondo l'algoritmo di Newton-Raphson, in una sequenza di analisi di un circuito resistivo lineare associato.

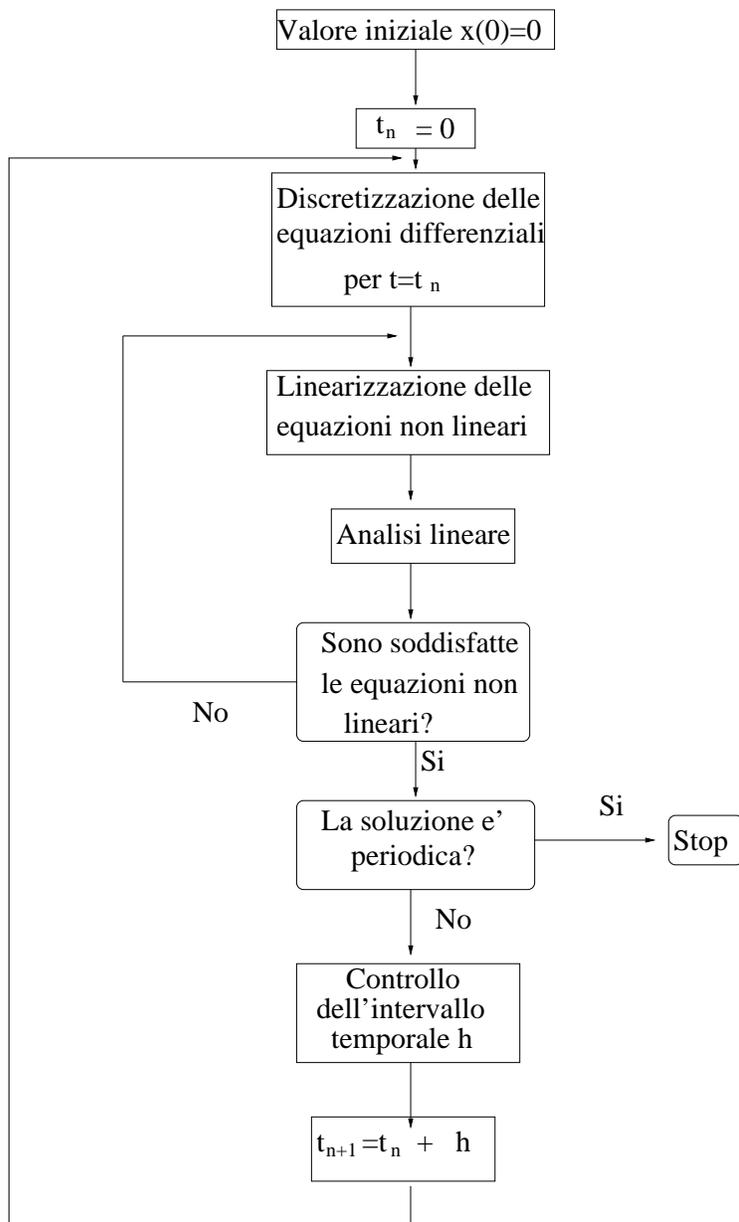


Fig.1.2. Diagramma di flusso dell'algoritmo di analisi dei circuiti basato sulla integrazione diretta nel dominio del tempo.

Questo procedimento ha il vantaggio di convertire l'analisi complessa del circuito non lineare con elementi reattivi nella soluzione di una sequenza di sistemi di equazioni algebriche lineari. Questi sistemi di equazioni possono essere risolti in modo indipendente se l'analisi a tempo discreto è effettuata su istanti consecutivi  $t_0, t_1, \dots, t_n$ , partendo da un insieme di condizioni iniziali, che definiscono completamente lo stato iniziale dei componenti reattivi. Questo è il caso dell'analisi del transitorio, per il quale questo metodo è adeguato, poiché la risposta del circuito può essere completamente definita assegnando valori iniziali arbitrari alle variabili di stato. Quando invece si deve effettuare una analisi periodica a regime stabile, l'applicazione di questo algoritmo risulta difficile poiché la risposta del circuito non è identificata da una serie di condizioni iniziali, ma dai vincoli di periodicità imposti alle variabili di stato. In questo caso se i valori iniziali delle variabili di stato sono stati scelti arbitrariamente, la corrispondente risposta del circuito presenta fenomeni transitori indesiderati e l'analisi deve continuare finché il transitorio non si sia completamente estinto. Per tanto l'approccio nel dominio del tempo per una analisi periodica a regime stabile è applicabile in modo efficiente solamente a circuiti fortemente smorzati (cioè con un transitorio che si estingue velocemente). In presenza di elementi reattivi poco smorzati, in cui la durata del transitorio può essere cento o mille volte quella del periodo della soluzione, se le condizioni iniziali non sono state adeguatamente scelte, questa analisi diviene estremamente dispendiosa sia in termini di tempo che di calcolo e conviene far uso di tecniche differenti.

## 1.4 L'algoritmo di Shooting.

Il problema dell'evoluzione del transitorio può essere risolto facendo uso dell'algoritmo di Shooting [38], [39], [40], [41]. Questo metodo consiste nel cercare, attraverso una rapida tecnica iterativa di convergenza, per le condizioni iniziali  $X_0$ , la risposta periodica a regime evitando l'intera evoluzione del transitorio. I valori iniziali devono essere calcolati risolvendo un sistema di equazioni non lineari definite dalle condizioni di periodicità della tabella che segue,



e che possono essere espresse nella forma

$$\Psi(X_0) = X(X_0, T) - X_0 = 0 \quad (1.3)$$

dove  $X(X_0, T)$  è il vettore colonna dei valori delle variabili di stato ottenuto da una analisi effettuata nel dominio del tempo su un intervallo pari al periodo  $T$  e con i valori iniziali dati dal vettore delle variabili di stato  $X_0$ . La soluzione della Eq. (1.3) deve essere cercata per mezzo di una procedura iterativa numerica rapidamente convergente, come l'algoritmo di Newton-Raphson. In questo caso ad una qualsiasi  $k$ -esima iterazione i valori aggiornati  $X_0^{(K)}$  per le variabili di stato iniziali sono calcolati risolvendo il sistema di equazioni linearizzate:

$$X(X_0^{(K-1)}, T) - X_0^{(K-1)} + \left(\frac{\partial X(X_0, T)}{\partial X_0}\right)_{X_0^{(K-1)}}(X_0^k - X_0^{(K-1)}) = 0 \quad (1.4)$$

La formula iterativa (1.4) ha un tasso di convergenza veloce se  $c'$  è stata una buona stima iniziale  $X_0^0$ . Questa può essere ottenuta per mezzo di una analisi preliminare dell'evoluzione del transitorio. Infatti di solito è conveniente provare una analisi diretta di integrazione nel dominio del tempo e poi l'algoritmo di Shooting, iniziando dagli ultimi valori calcolati per le variabili di stato se il transitorio è abbastanza lento. Il metodo di Shooting ha il vantaggio di evitare le lunghe analisi dei transienti, comunque questa tecnica può essere usata efficientemente solo nell'analisi di circuiti con non troppe variabili di stato. Infatti stando alla equazione (1.4) ad ogni iterazione dell'algoritmo di Shooting bisogna fare le seguenti operazioni:

- Calcolo di  $X(X_0^{K-1}, T)$  per mezzo di una analisi circuitale da svolgersi in un tempo di simulazione pari al periodo  $T$ , con valori iniziali  $(X_0^{(K-1)})$ .
- Calcolo della matrice Jacobiana  $\left(\frac{\partial X(X_0, T)}{\partial X_0}\right)_{X_0^{(K-1)}}$  attraverso una analisi della *sensibilità* [38], [39] di tutte le variabili di stato sull'intervallo di tempo  $T$ .
- Risolvere per  $X_0^K$  il sistema lineare di equazioni (1.4).

I primi due punti rappresentano operazioni relativamente poco dispendiose in relazione alla lunga analisi del transitorio, mentre la stessa considerazione non vale per il terzo punto.

Infatti, mentre il sistema di equazioni lineari (1.4) non è generalmente sparso, il numero di operazioni elementari necessarie per la sua soluzione è proporzionale al cubo del numero di variabili di stato. Questo mostra che l'algoritmo di Shooting può essere convenientemente usato solo per l'analisi di circuiti che possono essere modellati da un numero

limitato (meno di  $10^2$ ) di elementi reattivi concentrati. Questo è generalmente vero per le applicazioni a bassa frequenza o per qualche applicazione nel campo delle microonde, dove i requisiti di “chip area saving” limitano il numero e le dimensioni dei componenti reattivi che, quindi, possono tutti essere modellati da un numero relativamente piccolo di elementi concentrati. Nella maggior parte dei circuiti per microonde c’è un numero considerevole di elementi reattivi distribuiti e conseguentemente il numero totale di variabili di stato è abbastanza grande. In queste condizioni l’algoritmo di Shooting diviene poco pratico perché gli errori di troncamento delle formule di integrazione numerica possono produrre errori di simulazione. In questo caso la simulazione diretta dell’evoluzione del transitorio, anche se può risultare abbastanza lenta a seconda delle condizioni iniziali arbitrarie, è praticamente l’unico approccio possibile per l’analisi dominio dei tempi. A questo proposito bisognerebbe anche considerare che il metodo di analisi discreta nel dominio del tempo non è il metodo più accurato per modellare gli elementi a parametri distribuiti, o comunque elementi definiti, per loro natura, nel dominio delle frequenze (vedere appendice 1 a questo capitolo). Le tecniche di analisi nel dominio del tempo, inoltre, non sono le più adatte per le analisi delle distorsioni nei circuiti quasi lineari, poiché il rumore dovuto all’approssimazione tempo-discreto potrebbe essere confuso ed interpretato come una piccola, ma non trascurabile distorsione stessa. Questi problemi costituiscono la ragione principale per cui le tecniche di analisi nel dominio delle frequenze stanno ora diventando sempre più popolari nella progettazione CAD, nonostante la maggiore maturità raggiunta dai metodi nel dominio del tempo nei campi di applicazione che coinvolgono le basse frequenze ed i circuiti digitali. I due tipi di analisi sono comunque da considerarsi complementari. Esistono tecniche di shooting orientate anche all’analisi dei sistemi autonomi [42], [43].

## 1.5 Tecniche di analisi nel dominio delle frequenze.

La natura spesso distribuita dei fenomeni in gioco, unita alla difficoltà intrinseca di descrivere nel dominio del tempo fenomeni di dispersione delle caratteristiche, rendono di fatto estremamente complicato l’utilizzo di tale approccio per la soluzione di circuiti particolarmente complessi. Inoltre, in presenza di eccitazioni multitono (quali quelle per l’analisi dell’intermodulazione in amplificatori o mixer) può non esistere una soluzione rigorosamente periodica e quindi può risultare non banale stabilire, nel dominio del tempo,

quando si e' esaurito il transitorio e si e' raggiunto il funzionamento (quasi-periodico) a regime. Per tali motivi [2], [3], sembra piu' adeguato e di impiego piu' generale per lo studio dei sistemi non lineari un metodo di analisi non lineare che si sviluppa nel dominio della frequenza [2], in cui non interessano le componenti del transitorio, ma solo della risposta periodica o quasi periodica a regime. Nel dominio della frequenza, risulta piu' facile avere modelli adeguati di componenti a parametri distribuiti, inoltre non sono necessari procedimenti di integrazione numerica che possono indurre errori di simulazione, dato l'elevato numero di passi di integrazione. Per questi motivi l'analisi di circuiti non lineari viene solitamente eseguita ricorrendo a tecniche nel dominio della frequenza dette di bilancio armonico. Queste tecniche partono dal presupposto di suddividere la circuito in una rete lineare descritta nel dominio della frequenza, di solito tramite la matrice ammettenza, ed una rete che racchiude tutti gli elementi non lineari (dispositivi attivi). Poiche' questi ultimi sono normalmente descritti per mezzo di modelli di tipo circuito equivalente definiti da equazioni nel dominio del tempo, si impiegano algoritmi per la trasformata di Fourier per determinare la risposta nel dominio della frequenza. Questo consente di esprimere le equazioni del bilancio armonico sotto forma di un sistema complesso non lineare le cui incognite sono le componenti armoniche delle tensioni alle porte di connessione tra la parte lineare del circuito e gli elementi non lineari. Per sfruttare in pieno la facilita' di analisi di un sistema lineare nel dominio delle frequenze, il circuito viene idealmente suddiviso in due tipi di sottoreti scrivendo equazioni nel dominio delle frequenze per la parte lineare e nel dominio dei tempi per la parte non lineare. Le uniche difficolta' dell'analisi nel dominio delle frequenze sono correlate al fatto che si deve risolvere un sistema di molte equazioni non lineari del bilancio armonico.

Per eseguire l'analisi nel dominio della frequenza si possono utilizzare tecniche diverse in accordo con il problema da risolvere; vengono usate tecniche che fanno uso dell'algoritmo di *Newton*, tecniche di *rilassamento*, oppure algoritmi di *ottimizzazione*.

## 1.6 Rappresentazione dei componenti circuitali nel dominio delle frequenze.

Prima di addentrarsi nel problema delle tecniche di analisi dei circuiti nel dominio delle frequenze, e' utile considerare dettagliatamente i vincoli imposti, in tale dominio, alle variabili elettriche dai componenti che compaiono nei circuiti e dalla topologia del circuito

(Fig.1.1).

### Elementi resistivi lineari (inclusi i generatori indipendenti).

I componenti resistivi lineari impongono il seguente vincolo nel dominio delle frequenze

$$\alpha V_k + \beta I_k = \Gamma_k,$$

dove  $\alpha$  e  $\beta$  sono delle costanti che possono avere le dimensioni di una conduttanza, di una resistenza o essere adimensionali, a seconda del componente a cui si riferiscono e  $V_k, I_k, \Gamma_k$  sono le k-esime armoniche, rispettivamente, della tensione ai capi del componente, della corrente che in esso circola, di un parametro che puo' avere le dimensioni di una tensione o di una corrente, a seconda del componente che si vuole rappresentare. Questo vincolo puo' essere ottenuto dal suo corrispondente nel dominio del tempo  $\alpha v(t) + \beta i(t) = \gamma(t)$ , con una opportuna operazione di trasformazione tempo-frequenze.

### Capacita' ed induttanze.

Capacita' ed induttanze impongono il vincolo:

$$A_k V_k + B_k I_k = 0$$

nella quale  $V_k$  e  $I_k$  sono ancora le k-esime armoniche della tensione e della corrente e dove  $A_k$  e  $B_k$  sono le k-esime armoniche dei coefficienti A e B. Si puo' comprendere come i coefficienti A e B siano funzioni della frequenza, osservando che la suddetta relazione nel dominio delle frequenze puo' essere ricavata da altre relazioni nel dominio del tempo che sono, nel caso della capacita':

$$C \frac{dv(t)}{dt} - i(t) = 0$$

e, nel caso dell' induttanza:

$$L \frac{di(t)}{dt} - v(t) = 0.$$

I termini  $A_k$  e  $B_k$  hanno origine, quindi, dall'operazione di trasformazione tempo-frequenza applicata alle derivate che compaiono nel dominio del tempo.

### Linee di trasmissione ideali.

Per questi componenti, come per gli elementi distribuiti con perdite, i vincoli vengono di solito espressi in termini di variabili d'onda a e b, essendo a l'intensita' dell'onda incidente e b l'intensita' dell'onda riflessa. Questi parametri sono in relazione con la tensione e la corrente secondo le formule:

$$a = \frac{1}{2} \left( \frac{V}{\sqrt{R_0}} + I\sqrt{R_0} \right)$$

$$b = \frac{1}{2} \left( \frac{V}{\sqrt{R_0}} - I\sqrt{R_0} \right)$$

dove  $R_0$  e' la resistenza di normalizzazione. Le linee ideali legano i parametri  $a$  e  $b$  secondo una relazione di puro ritardo, per cui il vincolo nel dominio del tempo e' dato da  $b(t) = a(t - \tau)$  ed il corrispondente nel dominio delle frequenze e':

$$b_k = a_k e^{-j\omega_k \tau}.$$

## Elementi distribuiti con perdite.

Diversamente dalle linee ideali, questi componenti non possono legare le variabili d'onda con una relazione di solo ritardo nel tempo in quanto devono mettere in conto l'effetto delle perdite; essi pertanto, impongono un vincolo nel dominio delle frequenze dato da:

$$b(\omega) = S(\omega)a(\omega),$$

dove  $S$  è il ben noto parametro di diffusione. Il suddetto vincolo può ottenersi come trasformata dell'integrale di convoluzione

$$b(t) = \int_{-\infty}^t s(t - \theta)a(\theta)d\theta$$

## Componenti non lineari.

I componenti non lineari impongono il seguente vincolo nel dominio delle frequenze:

$$\Psi[v(t), i(t)] = 0$$

con

$$v(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} V_k e^{j\omega_k t}$$

$$i(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} I_k e^{j\omega_k t}$$

essendo le due sommatorie gli sviluppi in serie di Fourier delle due variabili elettriche tensione e corrente, e dove al solito  $V_k$  e  $I_k$  sono le  $k$ -esime componenti armoniche di  $V$  e  $I$  e dove  $\omega = k \frac{2\pi}{T}$ , con  $T$  il periodo relativo alla frequenza fondamentale.

## Equazioni topologiche.

Le equazioni topologiche in generale descrivono le leggi di Kirchoff per le tensioni e per le correnti, per cui nel dominio delle frequenze si ha:

$$AV_k^{(N)} - V_k = 0$$

$$A^T T_k = 0.$$

In particolare, la matrice  $A$  e' la matrice di incidenza; il generico elemento  $a_{ij}$  della matrice  $A$  sara' non nullo solo se l' $i$ -esimo ramo e' connesso al  $j$ -esimo nodo del circuito ed assumerà i valori  $+1$  o  $-1$  rispettivamente se la corrente e' entrante o uscente da esso.

## 1.7 Definizione del problema

Come gia' accennato, si e' interessati allo studio del circuiti elettrici funzionanti in regime periodico o quasi periodico. Di conseguenza l'obiettivo degli algoritmi di analisi e' il calcolo delle variabili elettriche del circuito, essendo queste ultime dei segnali aventi spettro discreto composto da un numero  $M$  finito di armoniche ed esprimibili, pertanto, nella forma

$$x(t) = \sum_{k=-M}^M X_k e^{j\omega_k t} = F^{-1}(X) \quad (1.5)$$

dove  $X_k$  e  $X_{-k}$  sono fasori complessi coniugati,  $X$  e' il vettore il cui trasposto e'  $X^T = |X_0, X_1, \dots, X_M|$  e  $F^{-1}$  e' l'operatore di trasformazione inversa secondo Fourier. Nella  $\hat{a}$  le armoniche  $X_k$  possono essere calcolate con la trasformata di Fourier discreta (DFT) nel seguente modo:

$$X_k = \frac{1}{N_s} \sum_{s=0}^{N_s-1} x(t_s) e^{-j\omega_k t_s} = F(x); \quad (1.6)$$

dove  $\omega_k = k \frac{2\pi}{T}$  e  $t_s = s \frac{T}{N_s}$ .

È opportuno tenere presente, pero', che la trasformata di Fourier discreta e' valida solo per segnali strettamente periodici; per i segnali quasi-periodici si usano delle tecniche apposite. Inoltre, nell'ambito dell'analisi nel dominio delle frequenze le incognite sono costituite dalle parti reali e dalle parti immaginarie delle componenti armoniche delle tensioni e delle correnti, per cui il problema fondamentale che si deve risolvere operando in tale contesto e' quello del gran numero di incognite. Questo numero puo' essere limitato introducendo un certo troncamento armonico, ma soltanto se quest'ultimo e' compatibile con una approssimazione sufficientemente accurata di tensioni e correnti. Una ulteriore riduzione delle variabili incognite puo' ottenersi considerando come incognite di base, soltanto le armoniche delle variabili elettriche relative ai componenti non lineari. Un altro problema che ci si trova ad affrontare e' quello di conciliare i modelli nel dominio delle frequenze, relativi a certi componenti, e quelli nel dominio dei tempi, relativi ad altri

componenti. E' noto infatti [2], che di tutti i componenti che costituiscono un circuito alcuni, come gli elementi lineari concentrati, si prestano ad una rappresentazione sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza, altri come le linee di trasmissione si prestano meglio ad una descrizione nel dominio delle frequenze, mentre i componenti non lineari sono di solito rappresentati con modelli nel dominio del tempo. Per condurre allora l'analisi dei circuiti nel dominio delle frequenze occorre realizzare un connubio tra i due diversi tipi di descrizioni. Un metodo che risolve questo problema e', come si e' gia' detto, la tecnica del Bilancio Armoni

# Chapter 2

## MODELLI DI DISPOSITIVI PER LA PROGETTAZIONE DI CIRCUITI NON LINEARI

### 2.1 Introduzione.

La possibilità di progettare in modo accurato ed efficiente circuiti non lineari è fortemente condizionata dalla disponibilità di adeguati modelli dei dispositivi elettronici. I modelli attualmente impiegati per la progettazione circuitale si possono classificare sostanzialmente in due principali categorie:

- Modelli basati su circuiti equivalenti
- Modelli di tipo puramente matematico

I primi sono basati sulla descrizione approssimata dei principali fenomeni elettronici nei dispositivi mediante interconnessione di un numero possibilmente limitato di componenti circuitali (resistenze, capacità, induttanze, generatori comandati, ecc...) sia lineari che non lineari. L'impiego di circuiti equivalenti rappresenta l'approccio classico e di impegno generale per la modellistica orientata all'analisi circuitale; tali modelli hanno il pregio di consentire, generalmente, una previsione sufficientemente accurata del comportamento dinamico non lineare dei dispositivi e di fornire al progettista di circuiti una descrizione sintetica dei principali fenomeni fisici all'interno del dispositivo. All'aumentare della frequenza l'impiego di questi modelli diviene però problematico, a causa dell'aumento del numero di effetti reattivi di cui si deve tenere conto. Di conseguenza si ha un incremento della complessità dei modelli e delle procedure necessarie per il calcolo dei valori dei parametri o delle funzioni non lineari che caratterizzano i singoli componenti del circuito equivalente. Del resto si deve tenere presente che la rappresentazione mediante elementi

concentrati di fenomeni per loro natura distribuiti, può implicare approssimazioni non del tutto trascurabili. Sebbene largamente impiegati nella pratica, i modelli a circuito equivalente soffrono di alcuni difetti quali la necessità di impiego di tecniche numeriche di ottimizzazione per la loro identificazione e l'utilizzo di approssimazioni troppo drastiche dei fenomeni fisici per permettere di stabilire un legame con i parametri di processo. I circuiti equivalenti non lineari sono per loro natura descritti da equazioni definite nel dominio dei tempi, ma all'aumentare della frequenza risulta più agevole operare nel dominio delle frequenze. E come si è detto nel precedente capitolo, questo limite viene superato per via numerica impiegando le tecniche di bilancio armonico dove l'impiego degli algoritmi della FFT (Fast Fourier Transform) consente di analizzare nel dominio delle frequenze circuiti comprendenti anche dispositivi non lineari descritti da modelli definiti nel dominio dei tempi. L'analisi mediante bilancio armonico, tuttavia, se da un lato consente di effettuare l'analisi con tecniche numeriche, non soddisfa del tutto le esigenze del progettista di circuiti che, almeno nelle fasi iniziali di sviluppo di un progetto, dovrebbe poter disporre di modello esplicito e non solo numerico che definisca in modo semplice e diretto le relazioni tra le diverse componenti spettrali delle grandezze elettriche in gioco.

Per soddisfare queste esigenze ed anche in parte per evitare di dovere usare speciali procedimenti per l'estrazione dei parametri dei componenti dei circuiti equivalenti, vengono impiegati nel progetto di circuiti non lineari anche modelli di tipo matematico, detti *black – box* poiché descrivono il comportamento “ai morsetti” del dispositivo, indipendentemente dalla specifica natura che ne regola il funzionamento. Questi sono i modelli *general – purpose* per i quali non c'è la necessità di usare procedure per l'estrazione dei parametri dei componenti del circuito equivalente con le tecniche di ottimizzazione numerica per ottenere il migliore accordo tra caratteristiche elettriche previste dal modello e quelle misurate sul dispositivo. Tali modelli consentono di esprimere a prezzo di qualche approssimazione, le prestazioni dei dispositivi operanti in regime moderatamente non lineare in una forma esplicita e nel dominio delle frequenze. I modelli *black – box* si classificano in base al tipo di approssimazione che si deve necessariamente introdurre nella descrizione matematica al fine di renderli praticamente utilizzabili nel progetto.

Negli ultimi anni sono stati proposti un certo numero di approcci matematici, basati sull'impiego di tabelle di look-up, per la modellistica di dispositivi elettronici operanti in regime non lineare [14], [9], [10], [24]-[26]. Lo scopo principale di questi metodi è di fornire una predizione accurata del comportamento a grande segnale direttamente in termini di

dati sperimentali facilmente disponibili (come misure di caratteristiche DC ed AC a piccolo segnale al variare della polarizzazione e della frequenza) senza il ricorso a funzioni analitiche dipendenti dalla tecnologia per descrivere le caratteristiche non lineari dei dispositivi. Più precisamente questi approcci dovrebbero fornire un collegamento predittivo affidabile, non ambiguo <sup>1</sup> ed indipendente dalla tecnologia tra misure convenzionali, eseguite con strumentazione automatica, e tools CAD per la analisi ed il progetto di circuiti a microonde.

Il Modello Integrale Non Lineare, proposto in questo capitolo soddisfa queste qualità, dato che è ricavato direttamente, senza alcun vincolo sulla struttura fisica del dispositivo, per troncamento di una serie integrale di tipo Volterra, nell'ipotesi di effetti di memoria di breve durata dei dispositivi elettronici controllati non linearmente in tensione. Inoltre, tutte le funzioni non lineari che caratterizzano questo modello matematico sono direttamente ottenibili a partire da caratteristiche DC e da parametri ammettenza a piccolo segnale in funzione della polarizzazione e della frequenza. Questo consente una procedura di identificazione semplice ed in forma chiusa senza il bisogno di procedure di ottimizzazione numerica ( con possibili problemi di minimi locali) o calcoli potenzialmente ambigui di caratteristiche non lineari tramite integrazione numerica di parametri differenziali.

La validità dell'approccio Integrale Non Lineare (cioè la validità dell'ipotesi di breve memoria sul comportamento del dispositivo) è stata verificata con buoni risultati [14], [9], [10], [11]-[13] considerando confronti con simulazioni numeriche bidimensionali accurate e con misure su dispositivi reali non affetti da forti parassiti. D'altra parte se, ad esempio a frequenze operative molto elevate, i fenomeni parassiti influenzano significativamente il comportamento del dispositivo, la risposta dinamica diventa molto più "lunga" (rispetto al dispositivo intrinseco) tanto che l'ipotesi di memoria non lineare di breve durata, può non essere soddisfatta. Il "de-embedding" dei parassiti non sempre rappresenta una soluzione sufficiente a questo problema a causa delle incertezze nelle procedure di identificazione dei parassiti stessi. In queste condizioni, quando si hanno da considerare condizioni fortemente non lineari, gli errori del Modello Integrale possono diventare non trascurabili. Per superare questa limitazione, essenzialmente derivante da una scarsa accuratezza nella modellistica dei parassiti, viene proposto al Par.2.3 il Modello a Conv

D di circuiti non lineari si presentano pertanto con un grado di complessità superiore

---

<sup>1</sup>cioè non influenzato dalle possibili incertezze e dai problemi di non unicità che nascono dalle procedure convenzionali di estrazione dei parametri basate su tecniche di ottimizzazione numerica

a quelle lineari ed il problema principale consiste innanzitutto nella messa a punto di algoritmi accurati ed efficienti. La procedura di analisi e' l'elemento cruciale in ogni tecnica di progetto numerico, che sempre si riconduce a una sequenza di processi di analisi ordinata secondo un'opportuna strategia al fine di approssimare al meglio gli obiettivi predeterminati da raggiungere. Nelle procedure di ottimizzazione lenti e cioè che allungano la risposta del dispositivo sono trascurabili, altrimenti se divengono importanti (come ad esempio in condizioni di forte non linearità ed all'aumentare della frequenza) occorre modellarli separatamente, come viene fatto in diversi approcci modellistici. La dinamica dei dispositivi, valutata in corrispondenza dei morsetti esterni (quelli di misura) dei dispositivi elettronici da caratterizzare, risulta 'rallentata' dalla presenza di questi effetti parassiti indesiderati, rispetto a quella del dispositivo intrinseco. Di questo fatto occorre tenerne conto sia nel caso di modelli a circuito equivalente classici, che in quelli di tipo matematico. Le linee di trasmissione ed il 'pad' introducono dei parassiti, per così dire "esterni" al dispositivo, che vanno caratterizzati ed estratti dalle misure. Ciò che rimane, il dispositivo, è ancora affetto da altri elementi parassiti, che verranno indicati come "estrinseci" e che devono essere estratti. al fine della applicazione del modello non lineare alla sola parte "intrinseca" del dispositivo. È ovvio che, per la fase di convalida del modello (confronto simulazione e misure), si dovrà tenere conto sia dei parassiti "estrinseci" che dei parassiti "esterni"; per l'utilizzo del modello del dispositivo per il progetto di circuiti invece, andranno riaggiunti alla parte intrinseca, solamente i parassiti "estrinseci". In figura (3.1) è rappresentata la tipica topologia di rete elettrica a costanti concentrate usata per modellare gli effetti dei parassiti del dispositivo.

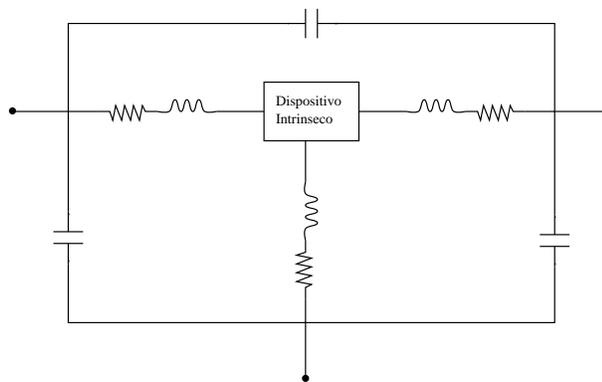


Figure 2.1: Tipica topologia circuitale per la rete di parassiti

La rete di condensatori in parallelo, è legata ai pad di misura, alle linee di trasmissione ed all'accoppiamento tra le porte di drain e di gate. I rami RL serie, sui tre morsetti possono pensarsi costituiti da contributi legati in parte alle linee esterne, ed in parte alle perdite e agli effetti di propagazione lungo le metallizzazioni dei dispositivi. Talvolta sullo stesso "wafer" su cui si trovano i dispositivi, vengono realizzate delle strutture di test che riproducono la struttura di accesso ai morsetti interni, ma in assenza del dispositivo. Queste strutture chiamate "open", consentono la estrazione dei parassiti esterni, con semplici operazioni di sottrazione tra elementi corrispondenti di tipo ammettenza, nell'ipotesi di considerare la matrice  $Y$  della rete parassita in parallelo a quella del dispositivo. In mancanza degli 'open' è possibile tentare una simulazione, quanto più possibile accurata, delle strutture di accesso al dispositivo o con procedure di tipo elettromagnetico (a partire cioè dalle geometrie e dalle proprietà dei materiali), oppure tramite modelli circuitali (quando disponibili) delle strutture stesse. Per ciò che riguarda i parassiti estrinseci, diverse sono le tecniche di estrazione riportate in letteratura. Per i dispositivi MESFET il metodo più comune è quello basato sulla tecnica FET freddo [20], [21]. Il concetto che sta alla base di queste tecniche è quello di fare lavorare il dispositivo, in opportune regioni di funzionamento (come in pinch-off o in forte conduzione della giunzione Shottky) per le quali si possano fare ragionevoli ipotesi semplificative di funzionamento, disaccoppiando le equazioni circuitali. È chiaro comunque che queste tecniche, di determinazione dei parassiti sono a volte abbastanza imprecise a causa delle approssimazioni coinvolte. Con modelli a circuito equivalente basati sul "fitting" di un elevato numero di parametri in diverse condizioni di polarizzazione, un errore sui parassiti non eccessivo può essere parzialmente compensato <sup>2</sup>.

Nell'ottica invece dei modelli matematici presentati nel CAP.2 (NIM, FCM), il problema dei parassiti può essere affrontato considerando quanto segue. Ai fini della validità delle condizioni di breve memoria, non è necessaria tanto la "precisione", nella determinazione degli elementi parassiti, quanto il fatto che, dopo la loro estrazione dalle misure, la dinamica del dispositivo intrinseco sia sufficientemente "veloce" <sup>3</sup>. Seguendo questa

---

<sup>2</sup>In realtà, nell'ottica dei modelli a circuito equivalente, quanto più è 'esatta' la estrazione della rete parassita indipendente dalla polarizzazione, quanto più facilmente è possibile determinare quei parametri del dispositivo che consentono la previsione del comportamento non lineare al variare della polarizzazione.

<sup>3</sup>A riprova di ciò, quando il valore dei parassiti non è tale da allungare sensibilmente gli effetti di memoria non lineare del dispositivo, è possibile applicare gli approcci matematici NIM e FCM, anche senza alcuna preventiva estrazione dei parassiti. Ciò è dimostrato ad esempio dai risultati presentati in Fig.(3.3) per un dispositivo bipolare veloce.

“filosofia”, è stata sviluppata una procedura di estrazione degli elementi parassiti sulla base di una ottimizzazione con funzione di costo definita dallo scarto tra i parametri di diffusione depurati del dispositivo e quelli di una rete intrinseca di tipo RC parallelo <sup>4</sup>. Questa procedura, ha fornito buoni risultati, come dimostrano i test di validazione a grande segnale per il Modello Integrale Non Lineare riportati nelle Fig. (3.5) e (3.6).

## 2.2 Il caso della resistenza di base nei dispositivi bipolari veloci

Come si è visto nel Cap.2, l'ipotesi di base utilizzata nel derivare il Modello integrale Non Lineare è che la durata degli effetti di memoria nel dispositivo sia sufficientemente breve in relazione all'inverso delle tipiche frequenze di impiego. In altre parole, la durata della risposta in corrente del transistor ad impulsi (o gradini) di tensione deve essere decisamente breve. Questa ipotesi sembra non essere sufficientemente verificata per i dispositivi bipolari veloci SGS-Thomson BJT HSB2 presi in esame. Come esempio in Fig.(3.2) si può osservare la risposta della corrente di collettore ad un gradino di tensione in base. La durata di tale risposta, dell'ordine di centinaia di picosecondi, non è chiaramente trascurabile rispetto all'inverso di frequenze operative dell'ordine di 1-2 GHz. Nonostante questo, l'accuratezza del Modello Integrale Non Lineare nel predire la risposta in regime dinamico di grandi segnali del dispositivo HSB2 è ancora accettabile, a frequenze relativamente elevate, se le condizioni operative non sono fortemente non lineari. Questo è confermato dai risultati sperimentali e di simulazione mostrati in fig.(3.2), dove lo spettro di potenza misurato per un amplificatore con carico e sorgente a  $50 \Omega$  utilizzando un HSB2 operante a frequenza di 1 GHz, è in buon accordo con la predizione del modello a partire dai piccoli segnali finì ad una potenza in ingresso di  $-15 \text{ dBm}$ . In particolare, la crescita della seconda e della terza componente armonica è dovuta al comportamento non lineare come è chiaramente evidenziato in fig.(3.4), dove è graficata la forma d'onda della corrente di collettore corrispondente alla potenza di  $-15 \text{ dBm}$ . Il buon accordo ottenuto in fig.(3.6) può essere giustificato, anche in presenza di una durata degli effetti di memoria non molto breve (si veda la fig.3.2), poiché l'accuratezza del NIM dipende da un compromesso [8], [16] tra la frequenza e l'ampiezza dei segnali applicati (che è strettamente legata al livello di non linearità). Quindi, si può ottenere un buon accordo a frequenze operative relativamente

---

<sup>4</sup>che presenta, se sollecitata in tensione, risposta impulsiva di corrente di durata infinitesima.

alte, se l'ampiezza dei segnali applicati non è troppo elevata. I test preliminari eseguiti hanno messo in evidenza, come facilmente intuibile, la stretta correlazione tra resistenza di base e durata della risposta di corrente nel dispositivo. Ad esempio, in fig (3.2), appare evidente la sostanziale riduzione della durata della risposta in corrente conseguita dopo una procedura di depurazione dalla resistenza di base.

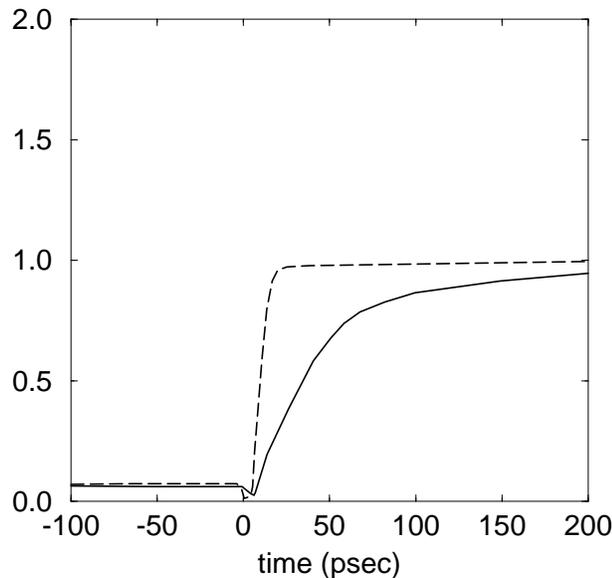


Figure 2.2: Risposta normalizzata della corrente di collettore (–) ad un gradino di tensione applicato alla base di un dispositivo BJT HSB2. La lunga durata della risposta è imputabile alla resistenza di base come è messo in evidenza dal confronto con la risposta ottenuta (- - -)dopo opportuna depurazione dalla resistenza di base stessa.

Le considerazioni di cui sopra suggeriscono come l'approccio Integrale Non Lineare possa essere applicato con successo [13] al dispositivo “intrinseco” sulla base della seguente procedura:

1. le misure DC e AC necessarie per la caratterizzazione del NIM vengono depurate dalla resistenza “parassita” serie;
2. il dispositivo “intrinseco” viene modellato con il NIM;
3. il modello completo del BJT HSB2 risulta composto dal NIM più un elemento resistivo in serie alla base che descrive gli effetti della resistenza di base <sup>5</sup>

<sup>5</sup>È noto che modelli accurati per BJT, di tipo circuito equivalente, modellano la capacità di giunzione collettore-base come distribuita ai capi della resistenza di base. In tale contesto, la resistenza di base non potrebbe essere modellata come componente circuitale in serie al modello intrinseco. Tuttavia, la natura matematica del NIM e le sue caratteristiche ‘auto adattative’ fanno sì che sia possibile ottenere

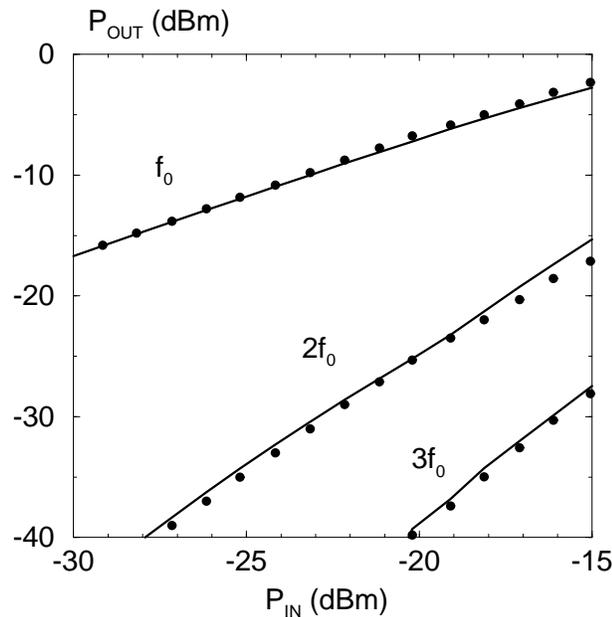


Figure 2.3: Spettro associato alla potenza di uscita, in funzione della potenza di ingresso, per un amplificatore caricato con  $50 \Omega$  utilizzando un BJT HSB2 alla frequenza  $f_0=1$  GHz. La predizione ottenuta del NIM (—) è in buon accordo con i dati sperimentali ( $\bullet$ ).

È opportuno osservare che gli effetti dovuti alla resistenza di base sono di tipo non lineare e dipendono sia dalla tensione base-emettitore che collettore-emettitore; l'elemento parassita serie introdotto dovrebbe quindi essere controllato non linearmente da entrambe queste tensioni. I test preliminari hanno però mostrato che considerare la resistenza di base dipendente solo dalle condizioni di polarizzazione del dispositivo e non dai valori istantanei delle tensioni applicate può essere sufficiente per ottenere risultati accurati. Come esempio, in fig.(3.5) il guadagno di potenza misurato per un BJT HSB2, alla frequenza di 1GHz, è confrontato con le prestazioni previste dal NIM. In fig.(3.5) si vede come applicando la procedura di depurazione sopra delineata si ottenga un netto miglioramento in termini di accuratezza (in questo caso è stato usato un valore costante della resistenza di base pari a  $30 \Omega$ ). In particolare, dopo la depurazione, si ottiene un buon accordo tra esperimento e simulazione fino ad una potenza di ingresso di  $-7$  dBm. In fig.(3.6) è mostrata la forma d'onda della corrente di collettore corrispondente alla potenza di  $-7$

---

risultati accurati semplicemente considerando un elemento 'parassita' resistivo in serie. In altre parole, la resistenza di base non necessita di una 'identificazione rigorosa'; quello che è invece essenziale è l'estrazione di un valore approssimato che consenta di ridurre sensibilmente la durata della risposta in corrente del dispositivo.

*dBm*. il maggiore livello di non linearità rispetto alle condizioni operative di fig.(3.3) e (3.4) è evidente.

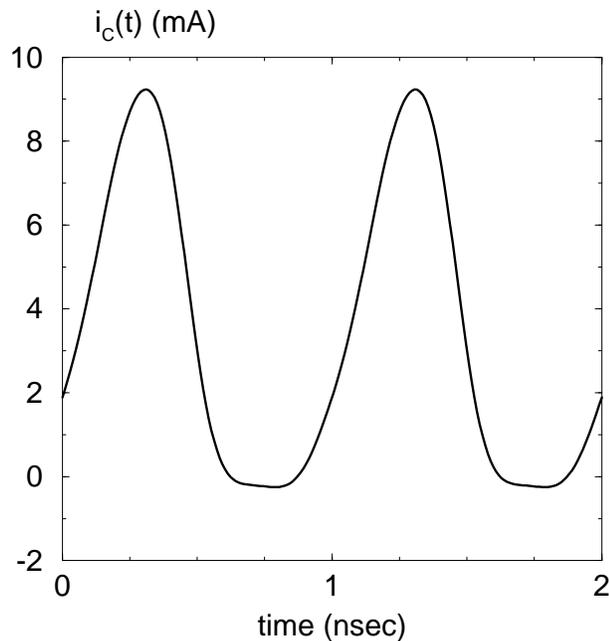


Figure 2.4: Forma d'onda della corrente di collettore per il dispositivo HSB2 corrispondente ad una potenza di ingresso di  $-15$  *dBm*. Il comportamento non lineare è chiaramente evidente.

### 2.2.1 Estrazione del modello di Gummel-Poon per dispositivi BJT veloci. Confronto con il NIM.

Considerata la grande diffusione dei modelli a circuito equivalente e loro immediata disponibilità nei principali “tool” CAD per la simulazione dei circuiti non lineari, l'attività di ricerca ha previsto anche l'identificazione del modello per grandi segnali di Gummel-Poon. Come estrattore di parametri è stato utilizzato il pacchetto software HP-ICCAP, un ambiente integrato che consente il controllo della strumentazione di misura e dispone delle necessarie routine di pre-estrazione ed ottimizzazione dei parametri. La tecnica ‘tradizionale’ di identificazione del modello di Gummel-Poon richiede l'utilizzo di misure DC, di parametri di diffusione a piccolo segnale ed eventualmente di misure di tipo CV. Poichè questo tipo di caratterizzazione diventa estremamente critico all'aumentare della frequenza, in ICCAP è stato previsto il modulo (HP85193A) espressamente dedicato alla caratterizzazione di dispositivi bipolari veloci. In considerazione delle frequenze di

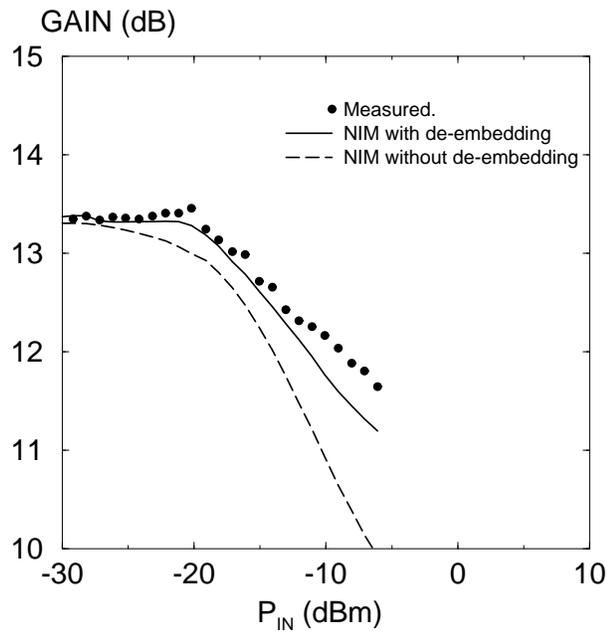


Figure 2.5: Guadagno di potenza misurato ( $\bullet$ ) e previsto (linee) per un transistor HSB2 alla frequenza di 1GHz. Il miglioramento dell'accuratezza ottenuto dopo la depurazione della resistenza di base ( $-$ ) è evidente.

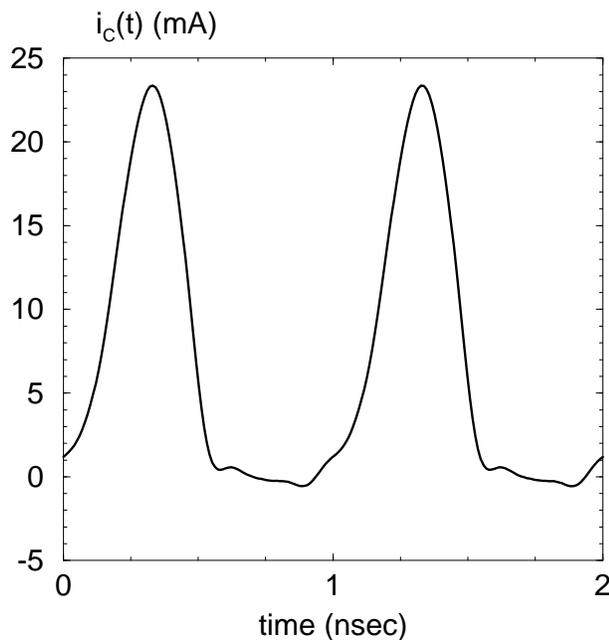


Figure 2.6: Forma d'onda della corrente di collettore per il dispositivo HSB2 corrispondente ad una potenza di ingresso di  $-7$  dBm (si veda fig.3.5).

transizione particolarmente elevate dei dispositivi prodotti dalla SGS-Thomson, è stato ritenuto opportuno adottare questa procedura di estrazione che si basa unicamente su misure DC e di parametri di diffusione al variare del bias e della frequenza. Poiché il modello di Gummel-Poon descrive la parte intrinseca del dispositivo, particolare attenzione è inoltre stata dedicata alla pre-estrazione della rete esterna parassita interposta tra la parte attiva ed i puntali delle sonde di misura. Tale rete comprende i pad di contatto e le linee di trasmissione di accesso al dispositivo.

## 2.2.2 Estrazione della rete parassita

Data la presenza sullo stesso “wafer” dei dispositivi, di strutture “open” prive della zona attiva, è stata inizialmente effettuata la misura di questi ultimi. In prima fase, è stata tentata la descrizione degli open mediante una rete a costanti concentrate fittata sulle misure della struttura parassita. In particolare la rete considerata consiste di due rami RC in parallelo alle porte di base e collettore (pad), più una capacità interposta tra le stesse porte (accoppiamenti trasmissivi). Tuttavia, supponendo che la rete parassita sia di tipo parallelo, non esiste motivo per non estrarre gli open direttamente dal dispositivo attivo sottraendo le rispettive matrici ammettenza. Un opportuno software è stato perciò sviluppato per eseguire questa operazione, agendo direttamente sui file ICCAP di definizione dei modelli. Dato poi che la procedura seguita non depura gli eventuali parassiti in serie ai morsetti del dispositivo, essi sono stati estratti in una fase successiva con ICCAP. La rete ipotizzata in questo caso consiste di rami RL in serie ai morsetti del dispositivo.

## 2.2.3 Estrazione del modello

I modelli a parametri concentrati, come il Gummel-Poon, sono basati sulla rappresentazione approssimata di alcuni fenomeni fisici del dispositivo attivo mediante un circuito elettrico equivalente, il cui comportamento alle porte è descritto da un sistema di relazioni parametriche che servono essere fittate sui dati sperimentali. I componenti sono espressi come funzioni non lineari delle tensioni di polarizzazione ed in esse compaiono un certo insieme di parametri che occorre determinare nella fase di caratterizzazione. Data la complessità dei fenomeni fisici in gioco e la natura altamente approssimata della descrizione adottata non è ovviamente possibile realizzare un'estrazione univoca del set di parametri incognito, ed è invece necessario ricorrere a procedure di ottimizzazione per ottenere una scelta che meglio di altre metta in relazione il comportamento del modello con i dati

misurati. Dovendo comunque identificare valori di stima iniziale dei parametri per la successiva ottimizzazione, le tecniche di estrazione tipicamente prevedono, quando possibile, la realizzazione di particolari situazioni di eccitazione dei dispositivi, ossia differenti “set-up” di misura che rendano il “fitting” sui dati sperimentali dipendente principalmente dal valore di uno o pochi parametri dell’intero set (disaccoppiamento delle equazioni del modello). Da un punto di vista operativo, ognuno dei set-up di misura previsti dal modulo ICCAP-HP85193A (per la descrizione dettagliata si vedano i manuali HP-ICCAP e [22], [23] ) richiede misure in condizioni differenti di polarizzazione delle due giunzioni. Ciò può essere realizzato sia in modo fisico, mediante un opportuno ‘switch’ HP che svincola la connessione a massa del “chuck” della “Probe-Station”, oppure in modo software, mantenendo la connessione a massa del “chuck” e controllando opportunamente le tensioni di polarizzazione applicate ai morsetti di base e collettore. Nel caso presente è stata seguita la seconda alternativa. Il modello è stato estratto sulla base di misure eseguite tra 50 GHz e 20 GHz ed il “fitting” dei parametri di diffusione è stato condotto per tre valori di bias a  $V_{ce}=3V$ ,  $V_{be1}=0.84V$ ,  $V_{be2}=0.9$ ,  $V_{be3}=0.96V$ . I parametri ottenuti per il modello di Gummel-Poon forniscono un buon “fitting” sia in termini di caratteristiche statiche che di parametri di diffusione. In fig.(3.7) sono riportate le caratteristiche statiche per i punti  $V_{be}=0.84V$ ,  $V_{be}=0.9V$ ,  $V_{be}=0.96V$ . Le capacità predittive a grande segnale del modello estratto sono ancora poste a confronto con quelle del NIM per un amplificatore con carico e sorgente a  $50\Omega$ . In fig.(3.22) e (3.23) le predizioni dei due modelli sono comparate alle misure degli spettri di potenza dell’amplificatore alle frequenze rispettivamente di 50 MHz e 1GHz e con bias  $V_{be}=0.9V, V_{ce}=3V$ . A bassa frequenza, finché la non linearità statica è predominante, entrambi i modelli mostrano un buon accordo con i dati sperimentali sulla prima armonica. Qualche inaccuratezza appare nelle simulazioni con il modello a circuito equivalente sulle armoniche di ordine superiore. A frequenza più elevata, quando gli effetti non lineari dinamici non sono più trascurabili, il modello di Gummel-Poon perde accuratezza in modo evidente rispetto al NIM. In considerazione del fatto che le predizioni del NIM riportate (quelle di fig.(3.3) e di fig.(3.23) sono le stesse) nelle figure sono state ottenute senza alcuna estrazione della resistenza di base o di altri parassiti, appare evidente il vantaggio dell’utilizzo del Modello Integrale rispetto all’approccio a circuito equivalente. Anche qualora una diversa stima dei parametri dovesse determinare un accordo migliore per il modello Gummel-Poon tra le simulazioni ed e le misure, la facilità di caratterizzazione e l’utilizzo diretto dei dati sperimentali per la predizione dinamica non lineare

rendono il NIM una alternativa interessante alle tecniche di modellistica convenzionali.

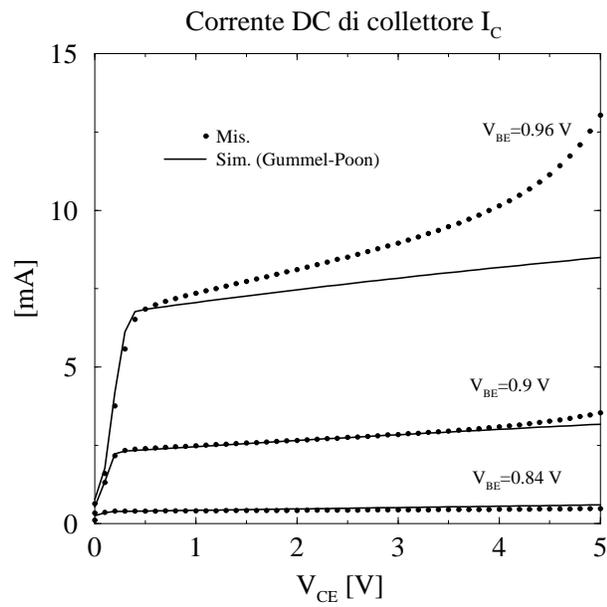


Figure 2.7: Caratteristiche DC misurate ( $\bullet$ ) e simulate (linee) tramite il modello di Gummel-Poon.

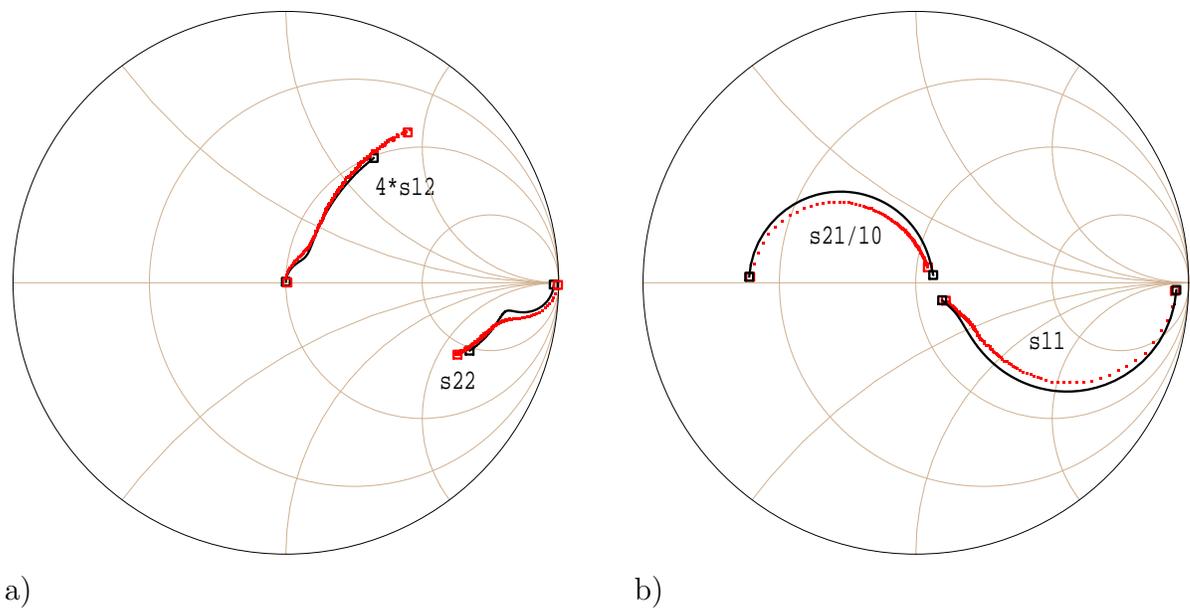


Figure 2.8: Parametri-S misurati ( $\bullet$ ) e simulati (linee) tramite il modello di Gummel-Poon ( $V_{BE} = 0.9V$ ,  $V_{CE} = 3.0V$ ,  $45MHz \leq f \leq 20GHz$ ).

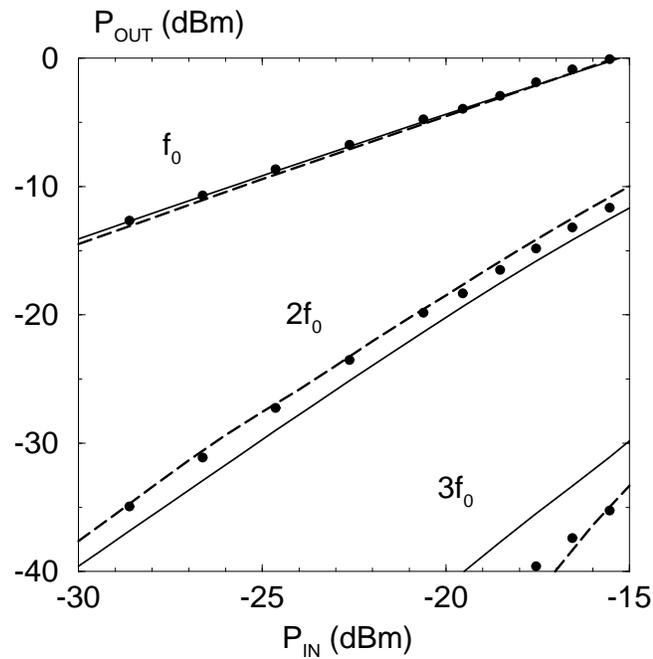


Figure 2.9: Spettro associato alla potenza di uscita, in funzione della potenza di ingresso, per un amplificatore caricato con  $50\Omega$  utilizzando un BJT SGS-Thomson HSB2 alla frequenza di 50 MHz ( $\bullet$  misure, — Gummel-Poon, - - - NIM).

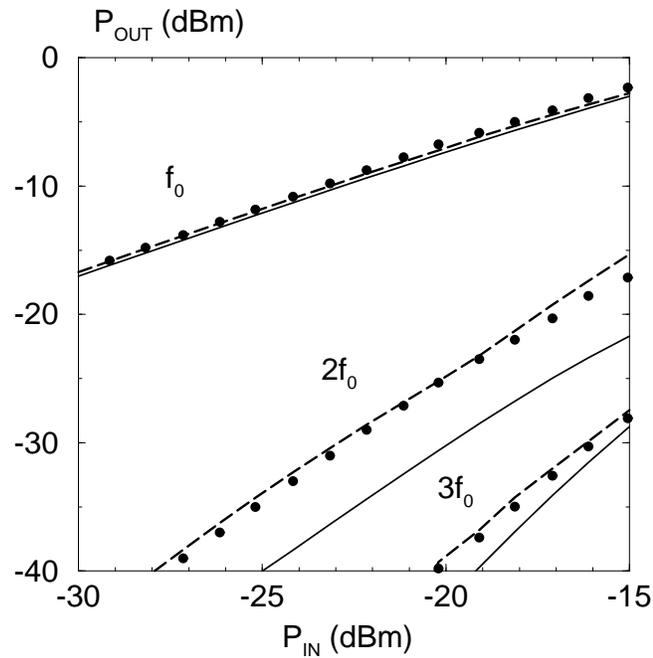


Figure 2.10: Spettro associato alla potenza di uscita, in funzione della potenza di ingresso, per un amplificatore caricato con  $50\Omega$  utilizzando un BJT HSB2 alla frequenza di 1 GHz ( $\bullet$  misure, — Gummel-Poon, - - - NIM).

# Chapter 3

## Applicazione del Modello Integrale non Lineare ad un Diodo Varactor

### 3.1 Introduzione

In questo capitolo si vuole studiare la bontà di predizione del Modello Integrale Non Lineare (NIM) per un diodo varactor. L'ipotesi di base utilizzata nel derivare il modello [10] è che la durata degli effetti di memoria nel dispositivo sia sufficientemente breve in relazione all'inverso delle tipiche frequenze di impiego. In altre parole, la durata della risposta in corrente ad impulsi (o gradini) di tensione deve essere breve. Questa ipotesi è normalmente verificata, come si è visto, in presenza di fenomeni parassiti trascurabili. All'aumentare della frequenza gli effetti di memoria non lineari possono non essere più trascurabili a causa della presenza di importanti effetti parassiti. Un esempio tipico è quello del diodo varactor, in cui la risposta corrente/tensione viene rallentata per la presenza di importanti effetti parassiti resistivi non lineari [27]. Utilizzando una semplice procedura di "de-embedding" per gli effetti parassiti, viene mostrato come il modello sia accurato ed efficiente e migliori notevolmente il range di applicabilità nella predizione del comportamento a grande segnale del diodo varactor.

### 3.2 Modello del Diodo Varactor

Lo scopo principale di questa metodologia è quella di predire il comportamento del diodo varactor anche in presenza di importanti fenomeni parassiti, che all'aumentare della frequenza possono infatti fortemente influenzare il comportamento del dispositivo. In particolare la risposta dinamica viene rallentata rispetto alla risposta effettiva del dispositivo intrinseco, venendo così a mancare l'ipotesi di base di memoria breve. In questo capitolo si

vuole mostrare come utilizzando una semplice procedura di “de-embedding” per gli effetti parassiti si è riusciti ad ottenere un accurato modello per il diodo. Più precisamente si è fatto uso di un modello fisico (Physics Based Model -PBM-) del diodo varactor (fig.4.1)

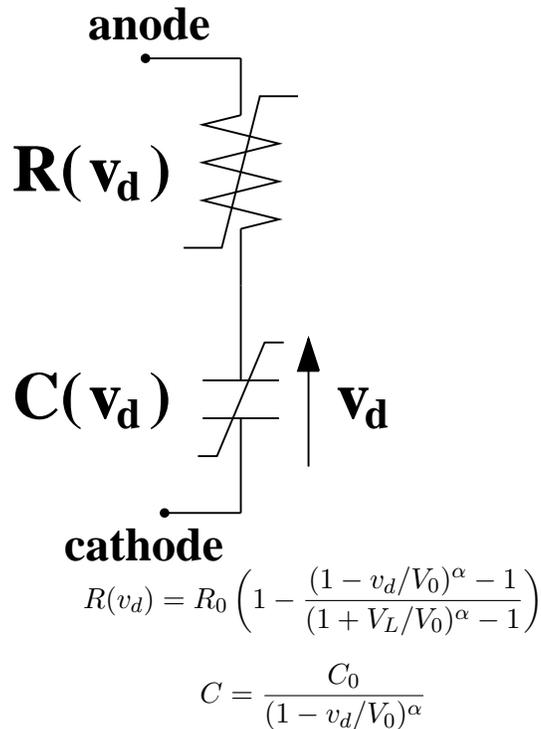


Fig.4.1: PBM model of a Varactor Diode.  $R_0 = 20\Omega$ ,  $V_L = 40V$ ,  $V_0 = 4V$ ,  $\alpha = 3$ ,  $C_0 = 10pF$ .

funzionante in condizioni di polarizzazione inversa, come il dispositivo di “riferimento” cui confrontare la performance dinamica a grande segnale predetta dal NIM. Questa procedura risulta estremamente utile poichè consente di valutare l’accuratezza del modello NIM prescindendo da errori di misura che si verificano durante una reale validazione sperimentale. Allo stesso tempo la procedura risulta sufficientemente significativa perchè il modello fisico PBM, rappresenta una buona approssimazione di un vero diodo varactor. La applicazione diretta al diodo di fig.(4.1) del NIM senza il “de-embedding” non consente, in condizioni operative di forte non linearità ad alte frequenze, una accurata predizione del comportamento del diodo a grande segnale, come viene discusso in [27]. Ciò risulta ovvio, poichè la presenza di una resistenza serie non lineare piuttosto grande, associata alla regione neutra, è la responsabile della lunga durata degli effetti di memoria. In

queste condizioni, è stato quindi necessario mettere a punto una opportuna procedura di “de-embedding” per la resistenza serie prima di applicare il NIM al diodo. Un possibile metodo per identificare il comportamento della resistenza serie, prima di applicare il NIM alla capacità non lineare della zona attiva, è quello basato su misure dell’impedenza del dispositivo al variare della  $V_{bias}$ . Risultati ottenuti con simulazioni hanno, mostrato che un modello sufficientemente accurato può essere ottenuto semplicemente facendo la depurazione di una parte lineare e costante del valore della resistenza serie. In particolare in fig.(4.2) viene mostrato l’errore rms

$$\epsilon_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^8 |I_{PBMk} - I_{NIMk}|^2}{\sum_{k=0}^8 |I_{PBMk}|^2}} \quad (3.1)$$

tra PBM e NIM sulle risposte in corrente del diodo stimolato da una tensione sinusoidale a grande segnale e per diversi valori della frequenza fondamentale (per uno stesso punto di lavoro  $V = -10V$ ), graficati in funzione del “de-embedding” di una quota lineare della resistenza serie  $R_s$ . ( $I_{PBMk}$  e  $I_{NIMk}$  rappresentano le componenti armoniche della corrente rispettivamente per il PBM a. per il NIM).

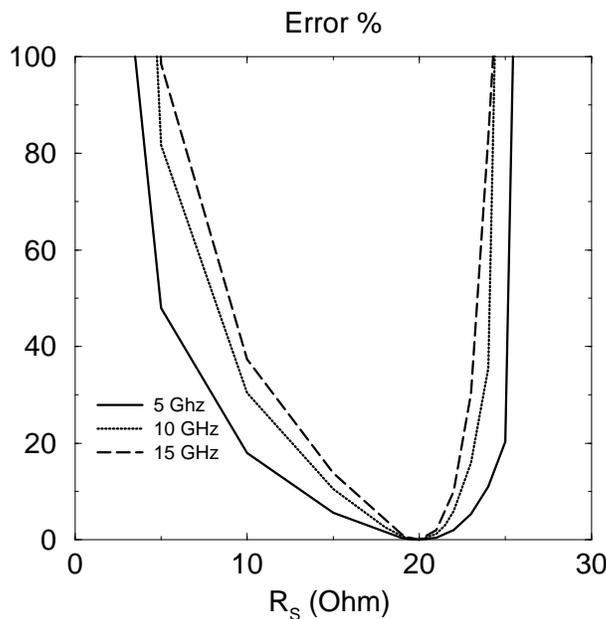


Figure 3.1: RMS error between the PBM and NIM currents as a function of the de-embedded resistance  $R_s$ .

Dal grafico è possibile sia evidenziare l’errore minimo sia notare che esso risulta in-

dipendente dalla frequenza di operazione. Vale la pena notare che il valore della resistenza lineare ottimale ( $R(v_d) = R_0 \left(1 - \frac{(1-v_d/V_0)^\alpha - 1}{(1+V_L/V_0)^\alpha - 1}\right)$ ) coincide praticamente con la resistenza del diodo a  $V_{bias} = -10V$ . La procedura di depurazione quindi richiede solamente la misura della parte reale dell'impedenza del dispositivo nel punto di lavoro.

### 3.3 Applicazione del NIM ad un duplicatore di frequenza utilizzando un diodo varactor

Questa semplice procedura di depurazione dai parassiti che normalmente non è efficiente per gli approcci a circuito equivalente, dove si richiede una accurata identificazione dei parassiti, consente di ottenere buoni risultati per il NIM, poichè, per verificare la assunzione di base del modello, è sufficiente ridurre la durata degli effetti di memoria, estraendo una opportuna quota della resistenza parassita. Per verificare l'accuratezza del NIM per il diodo varactor, si è utilizzato un duplicatore di frequenza a diodo varactor. Il circuito utilizzato è quello di fig.(4.3). In particolare, il varactor è polarizzato a  $V = -10V$  e la frequenza fondamentale è 10 GHz. In fig.(4.4) è rappresentata la componente alla seconda armonica della potenza in uscita al duplicatore, calcolata dal modello PBM e predetta dal NIM sia con che senza depurazione dai parassiti, in funzione della potenza in ingresso. Risulta evidente come la semplice procedura di "de-embedding" adottata abbia consentito di migliorare in accuratezza e in precisione. Lo stesso miglioramento può essere visto in fig.(4.4), dove è mostrato il paragone tra lo spettro della corrente del diodo varactor ottenuto con il PBM e quello ottenuto attraverso la predizione del NIM, per una potenza di ingresso di  $18dBm$

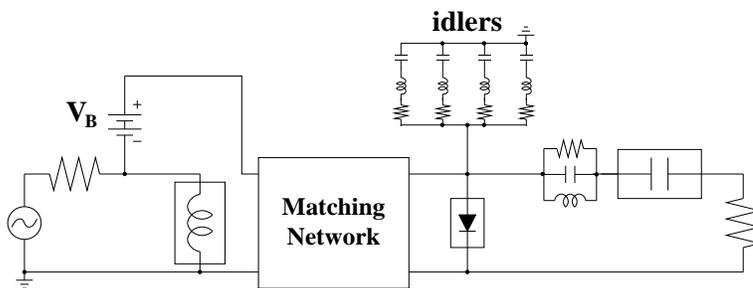


Figure 3.2: Electrical schematic of the frequency doubler

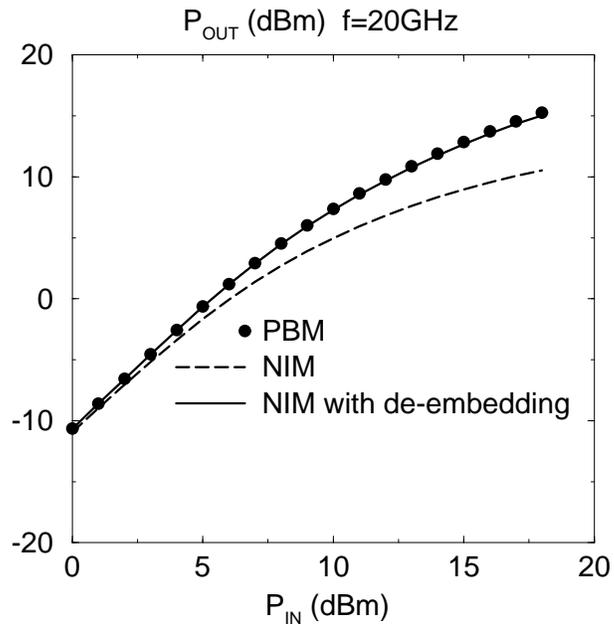


Figure 3.3: Output power at 20GHz as a function of the available input power for the PBM, the NIM and the NIM with de-embedding

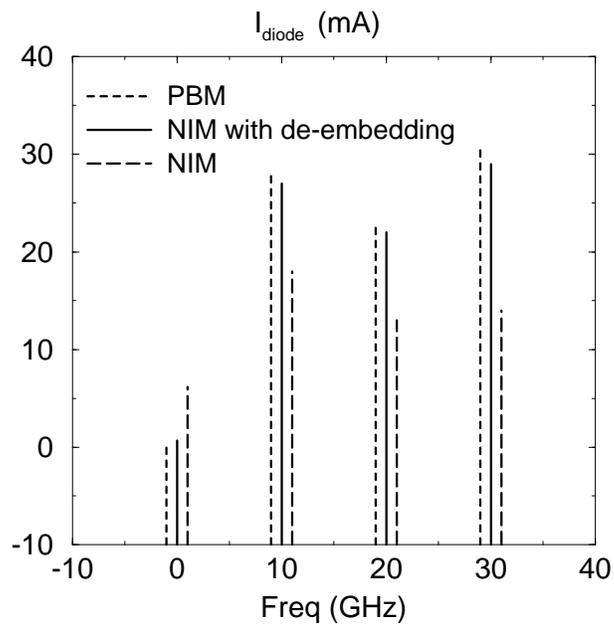


Figure 3.4: Spectrum of the diode current computed through the PBM and predicted by the NIM and the NIM with de-embedding ( $P_{IN} = 18dBm$ ).

## 3.4 Risultati

La risposta del modello fisico del diodo varactor, operante in condizione di polarizzazione inversa, è stata paragonata a quella predetta dal modello integrale, in condizioni di forte non linearità. I risultati sperimentali hanno mostrato che la applicazione diretta del modello integrale fornisce buoni risultati solamente nel caso di moderata non linearità causata dalla resistenza parassita associata alla zona neutra del diodo, che fa cadere l'ipotesi di breve memoria. Si è dimostrato comunque come l'accuratezza del modello può essere facilmente migliorata, estendendone così il campo di applicabilità fino a condizioni operative di forte non linearità. Se si considera un diodo reale, e non un modello fisico, la modellistica dei parassiti diviene più complicata, a causa delle connessioni esterne e del package ed occorre quindi una procedura di depurazione più complessa. In tal caso occorre utilizzare un modello più "robusto", che tenga conto della totalità degli effetti parassiti [28], [29](FCM).

# Chapter 4

## Analisi termica

### 4.1 Definizione del problema

Predire il comportamento elettrico dei dispositivi elettronici, attraverso un modello matematico come il Modello Integrale, è sicuramente un obiettivo importante; per allargare il campo di impiego del modello ed estenderne l'applicazione anche ai dispositivi di potenza, si è passati allo studio del comportamento termico nei dispositivi elettronici. In questo capitolo viene proposta una nuova tecnica per la misura della resistenza termica per un dispositivo elettronico. Il vantaggio di questo nuovo approccio risiede nel fatto che si tratta di una tecnica non invasiva, basata sulle misure che vengono generalmente effettuate (misure DC e AC a piccolo segnale) quando si vuole caratterizzare un dispositivo, e non richiede un modello fisico termico per la corrente. Gli obiettivi dell'analisi termica del funzionamento dei componenti elettronici sono fondamentalmente due:

- garantire un corretto dimensionamento dei dispositivi in modo che essi forniscano le prestazioni desiderate e raggiungano un prefissato livello di affidabilità;
- consentire un progetto adeguato dei sistemi di dissipazione e raffreddamento di cui ogni componente necessita per operare correttamente.

Per ottenere tali propositi occorre far sì che il dispositivo rispetti i vincoli termici, oltre ai tradizionali limiti elettrici forniti dal costruttore (quali i valori massimi di tensione e corrente).

In particolare, bisogna garantire che la temperatura del punto più caldo del componente, ossia la temperatura di giunzione, risulti inferiore ad un certo valore limite noto, oltre il quale decade l'affidabilità del dispositivo stesso. In realtà il punto interno più caldo si trova nella giunzione solo nel caso di componenti bipolari, mentre nei transistori ad effetto di campo risulta localizzato nella regione di canale. Tuttavia, anche in questo caso,

la temperatura in tale punto assume la denominazione di temperatura di giunzione. In generale quest'ultima non è costante nel tempo (si pensi ad esempio al caso in cui è applicato al dispositivo un segnale di potenza avente una componente alternata non nulla). Occorre allora imporre che il valore di picco della temperatura all'interno del dispositivo sia inferiore al valore massimo consentito, e cioè:

$$\theta j_{picco} = \theta j_0 + \theta j a_{picco} \leq \theta j_{LIM} \quad (4.1)$$

Nella Eq. (4.1) si è indicato con  $\theta j_0$  il valore medio della temperatura di giunzione e con  $\theta j a_{picco}$  il valore di picco della componente alternata di tale temperatura. Per quanto riguarda  $\theta j_{LIM}$ , tale parametro viene normalmente fissato in base alle considerazioni riassunte dai due casi seguenti:

- come limite teorico di temperatura massima, si può assumere quella alla quale la densità dei portatori intrinseci generati dall'eccitazione termica diventa paragonabile alla densità dei portatori generati dai droganti. Al di sopra di tale valore infatti risulta compromesso il normale funzionamento del dispositivo;
- in alternativa si può attribuire, come limite massimo, il valore di temperatura oltre il quale viene pregiudicata l'affidabilità del componente stesso a causa dell'innescarsi di fenomeni indesiderati. Tra questi, ad esempio, la nascita del breakdown secondario nei transistori bipolari.

Si tratta di un fenomeno rigenerativo che porta le zone più calde del bjt a condurre più corrente rispetto alle zone più fredde. Ciò provoca un riscaldamento ulteriore delle zone a temperatura maggiore con conseguente richiamo di altra corrente fino a che non si ha la rottura del componente o comunque un comportamento anomalo dello stesso. In linea di massima, se il dispositivo a semiconduttore è realizzato con Silicio, esso è in grado di sopportare temperature di giunzione fino a 200 °C, ma a tali valori risulta avere una vita molto breve, in quanto opera ad elevate dissipazioni. A tale proposito, si rileva sperimentalmente che se  $\theta j_{LIM}$  è fissata pari a 130-150 °C il componente manifesta un livello di affidabilità accettabile. In alternativa, possono essere utilizzati dispositivi all'Arseniuro di Gallio e la temperatura limite può raggiungere allora i 300-350 °C, (a questo vantaggio si accompagna però una minore conducibilità termica del materiale rispetto a quella del Silicio). Da quanto esposto emerge la necessità di rilevare, nelle condizioni operative più critiche, la temperatura di giunzione del dispositivo in modo da accettare che essa non superi comunque il valore massimo consentito. La misura della temperatura di giunzione  $\theta_j$

risulta complessa e costosa per cui si preferisce ricorrere, in realtà all'utilizzo di formule che consentono di risalirne al valore, attraverso la conoscenza di grandezze facilmente ricavabili sperimentalmente. La caratterizzazione termica dei dispositivi di potenza a semiconduttore, è come si è detto estremamente importante per definire i limiti della *Safe Operating Area* (SOA). In particolare, occorre assicurarsi che la temperatura di giunzione non superi il suo valore limite per comportamento affidabile. La resistenza termica  $R_\theta$  è stata introdotta come aiuto sia per i costruttori di dispositivi, sia per gli utilizzatori, per calcolare la temperatura di giunzione del dispositivo. Il concetto si basa sulla analogia tra le proprietà elettriche e le proprietà termiche dei materiali, così la temperatura viene associata alla tensione, la potenza alla corrente e la resistenza termica alla resistenza elettrica. In particolare

$$R_\theta = \frac{\delta\theta}{\delta P_d} \quad (4.2)$$

viene determinata misurando la variazione della temperatura di giunzione  $\theta$ , dovuta alla corrispondente variazione di potenza dissipata  $P_d$ . A parte le tecniche a raggi infrarossi e le altre tecniche invasive basate sui cristalli liquidi, esistono altre tecniche che sono comunemente utilizzate e sono quelle che si basano sui parametri sensibili alla temperatura “*Temperature Sensitive Parameters*” (TSP) [31]. Per esempio, nel “*Constance Reference Methods*”, il TSP viene analizzato al variare della temperatura, quando il dispositivo non dissipa potenza, cosicchè la temperatura di giunzione e quella di “*case*” praticamente coincidono. Riscaldando poi il dispositivo, si misura il TSP e la temperatura di giunzione viene calcolata a due diverse condizioni di dissipazione di potenza. Ovviamente questo metodo risulta efficiente se il TSP è indipendente dal punto di lavoro. I parametri TSP più convenienti risultano però dipendenti dalla tensione e dalla corrente. Ora poichè il TSP viene normalmente caratterizzato in condizioni in cui dissipa poca potenza, mentre una accurata caratterizzazione degli effetti termici coinvolge condizioni operative di alta dissipazione di potenza, le procedure di misura convenzionali non invasive della resistenza termica sfruttano la costante termica, finita e relativamente lunga, del dispositivo per passare ad una condizione elettrica di non dissipazione [31], [32], senza influenzare la temperatura di giunzione.

Questo tipo di misure richiede un apparato strumentale semplice, però con la possibilità di effettuare misure impulsive.

Gli altri approcci comunemente usati [33], che non necessitano di un “set-up” per

le misure impulsive, risultano però invasivi, poichè fanno uso di speciali strutture di “layout”, in cui un diodo (la cui tensione è il TSP) è integrato vicino al dispositivo di potenza.

Per accertare preventivamente la significatività, per i dispositivi in esame, delle misure richieste dal metodo descritto è stata svolta un’analisi di “fattibilità” per verificare che il modulo della impedenza elettrica dei componenti prescelti si modificasse apprezzabilmente al crescere della frequenza. Questa analisi preventiva è stata effettuata implementando un modello autoriscaldante nel programma di simulazione SPICE.

## 4.2 Metodo innovativo per la misura della resistenza termica

In questo paragrafo viene descritto un metodo accurato e non invasivo per la misura della resistenza termica, che ha il vantaggio di essere basato sulle misure elettriche convenzionali [34], [35] che vengono normalmente effettuate per la caratterizzazione dei dispositivi elettronici di potenza. A differenza degli altri approcci [35] basati sulle misure elettriche a piccolo segnale, il metodo innovativo non richiede la conoscenza di modelli termici dipendenti dalla corrente che circola nel dispositivo, che sono difficili da estrarre perchè richiedono una dettagliata conoscenza della fisica del dispositivo.

La descrizione del nuovo metodo viene presentata considerando un dispositivo ad una porta (ad esempio il diodo), ma il concetto è facilmente estendibile ad un dispositivo a due porte (transistori).

Consideriamo una temperatura di “case”  $\theta_c$ , la caratteristica tensione-corrente di un dispositivo può essere genericamente espressa, nel range delle basse frequenze dove gli effetti reattivi dovuti all’accumulo di carica possono essere trascurati, nella forma:

$$V_d = F[I_d, \theta] \quad (4.3)$$

dove  $F$  è una funzione algebrica e, per coerenza con la definizione convenzionale di resistenza termica, è stata introdotta la temperatura di giunzione  $\theta$ , supposta costante all’interno del dispositivo. Il nuovo approccio sfrutta la importante differenza, dovuta alla dinamica termica relativamente lenta, tra i valori a piccolo segnale delle resistenze-conduttanze differenziali, misurati a frequenze ben superiori o ben inferiori alla frequenza di taglio (cut-off) termica (tipicamente dell’ordine di 1-10 Hz per dispositivi di potenza

al Silicio). Nel piccolo segnale a frequenze sopra il cut-off termico, la resistenza a piccolo segnale  $R_{AC}$  non è affetta dagli effetti termici tempo-varianti, cosicchè  $\theta(t) \simeq \theta^* \doteq P_d^* R_\theta + \theta_c$ , dove  $P_d^*$  è la potenza dissipata corrispondente al punto di lavoro  $I_d = I_d^*$ . La resistenza elettrica differenziale a piccolo segnale a frequenza infinita coincide con la derivata parziale della tensione ai capi del diodo rispetto alla corrente, calcolata mantenendo costanti la temperatura interna e quella del contenitore, in formule:

$$R_{AC} = \left. \frac{\delta F}{\delta I_d} \right|_*. \quad (4.4)$$

A frequenze basse (quasi DC) invece, corrente e tensione variano molto lentamente nel tempo e questo comporta variazioni della temperatura interna  $\theta(t) = P(t)R_\theta + \theta_c$ , con  $P(t) = v_d(t)t_d(t)$ .

La resistenza elettrica differenziale a piccolo segnale a bassa frequenza  $R_{DC}$  coincide con la derivata parziale della tensione ai capi del diodo rispetto alla corrente, calcolata in corrispondenza del punto di lavoro del dispositivo  $(i_d^*, V_d^*)$ , mantenendo costante la temperatura del case:

$$R_{DC} = \left. \frac{\delta F}{\delta I_d} \right|_* + \left. \frac{\delta F}{\delta \theta} \right|_* \left. \frac{\delta \theta}{\delta I_d} \right|_* \quad (4.5)$$

che con qualche semplice passaggio matematico diviene

$$R_{DC} = R_{AC} + K_\theta R_\theta (V_d^* + R_{DC} I_d^*) \quad (4.6)$$

con

$$K_\theta = \left. \frac{\delta F}{\delta \theta} \right|_*.$$

Sia  $R_{DC}$  che  $R_{AC}$  possono essere facilmente misurate attraverso una strumentazione convenzionale (mantenendo costante la temperatura di case, in accordo con le definizioni). Comunque, per ottenere il valore della resistenza termica  $R_\theta$  dalla (4.6), occorre determinare il valore della *sensibilità termica*  $K_\theta$ . Sebbene sia teoricamente possibile usare un modello termico analitico [35] per derivare la sensibilità termica di F, questo approccio richiede una dettagliata conoscenza della fisica del dispositivo, che non sempre è

disponibile, e specialmente se si ha a che fare con dispositivi elettronici avanzati; inoltre l'identificazione del modello termico può anche risultare piuttosto scomoda da attuare. In alternativa  $K_\theta$  può essere misurato. Poichè la temperatura interna  $\theta$  non è controllabile in modo diretto, conviene esprimere  $K_\theta$  come funzione della *sensibilità termica*  $K_{\theta_c}$

$$K_{\theta_c} = \left. \frac{\delta F}{\delta \theta_c} \right|_* \quad (4.7)$$

Con semplici passaggi matematici si giunge alla formula:

$$K_\theta = \frac{K_{\theta_c}}{1 + R_\theta I_d^* K_{\theta_c}} \quad (4.8)$$

dove  $K_{\theta_c}$  può essere facilmente ottenuto, in accordo con la sua definizione, misurando, mantenendo costante la corrente del diodo, le variazioni di tensione dovute a piccole variazioni di temperatura di case. Sostituendo la (4.8) nella (4.6), si ottiene l'espressione della resistenza termica in funzione di  $R_{DC}$  e  $R_{AC}$ :

$$R_\theta = \frac{R_{DC} - R_{AC}}{K_{\theta_c}(V_d^* + R_{AC}I_d^*)} \quad (4.9)$$

L'approccio descritto può essere direttamente applicato anche ai transistori di potenza. La potenza dissipata associata alla porta di controllo di transistori bipolari o ad effetto di campo, può essere normalmente trascurata, mentre la tensione e la corrente di controllo possono essere fissate al valore *ON* suggerito dal costruttore per le applicazioni di “*switching*”. In tale condizione la (4.9) è sempre applicabile, e la corrente e la tensione si riferiscono alle porte drain-source o collettore-emettitore.

### 4.3 Risultati sperimentali

La validazione sperimentale del nuovo approccio per la misura della resistenza termica è stata effettuata utilizzando diodi e transistori di potenza al Silicio. Per fissare la temperatura di “case” il dispositivo, connesso rigidamente ad un grosso dissipatore, è stato immerso in olio di silicone (buon isolante elettrico e discreto conduttore termico) riscaldato per effetto Joule da alcuni resistori in serie, anch' essi nel bagno di olio di silicone. La temperatura del bagno risulta così variabile regolando l'intensità di corrente che attraversa i resistori di riscaldamento. Viene anche introdotto un agitatore, costituito da una sorta di elica a più pale mossa da un motore elettrico, allo scopo di rendere il più possibile

spazialmente uniforme la temperatura dell'olio. In realtà la temperatura di interesse per la prova sperimentale è quella del contenitore (case) del diodo, realizzato in alluminio per potere essere considerato, con buona approssimazione equitermico. Tale temperatura è stata misurata monitorando le variazioni del valore di una termoresistenza "Pt100" connessa al "case". La (4.9) è stata usata per valutare la resistenza termica in un certo punto di lavoro, in funzione dei parametri  $R_{DC}$ ,  $R_{AC}$  e  $K_\theta$ . In particolare la resistenza differenziale elettrica  $R_{DC}$  è stata ottenuta differenziando la caratteristica statica del dispositivo tensione/corrente alla temperatura di "case" costante di  $C^\circ$ . La resistenza differenziale elettrica  $R_{AC}$ , invece è stata direttamente misurata, considerando la risposta dinamica a piccolo segnale.

Poichè l'ordine di grandezza della costante di tempo termica nei dispositivi elettronici di potenza è di una decina di millisecondi, le misure di  $R_{AC}$  sono state effettuate con frequenze dell'ordine del kHz, molto al di sopra del "cut-off" termico. Infine la sensibilità termica  $K_{\theta c}$  è stata misurata variando la temperatura di "case" tenendo la corrente di bias costante. Il rapporto incrementale della caratteristica tensione/corrente fornisce una stima della sensibilità termica del dispositivo. Per validare i risultati ottenuti con il nuovo approccio, le misure della resistenza termica sono state effettuate anche facendo uso del metodo impulsivo standard basato sulla osservazione del TSP (tensione) ad una temperatura nota, facendo dissipare al dispositivo una potenza alta e poi quasi nulla. Queste procedure sperimentali sono state applicate su un diodo di potenza STPR520F ( $I_f=10A$ ,  $V_f=1.2V$ ,  $P_d=12W$ ), costruito dalla S-T, su un MOSFET di potenza Harris RFP4N06 ( $I_{ds}=4A$ ,  $V_{ds}=60V$ ,  $P_d=25W$ ), e su un MOSFET di potenza della IR IRF620 ( $I_{ds}=5A$ ,  $V_{ds}=200V$ ,  $P_d=40W$ ), denotati come MOS1 e MOS2 rispettivamente. I valori della resistenza termica ottenuti con il nuovo metodo [vedere tabella di fig.(5.1)] mostrano di essere in accordo con il metodo impulsivo standard. I risultati sono stati poi paragonati anche con i dati dei fogli caratteristici forniti dalle case costruttrici, dove vengono forniti i valori massimi affidabili per la resistenza termica giunzione-case e case-sink. Si osservi che sia con il nuovo metodo che con il metodo impulsivo standard il valore della resistenza termica che si ottiene include sia la quota associata al contributo giunzione-case, sia la quota associata al contributo case-sink. Nei diodi, diversamente dai transistori, ad alte correnti di polarizzazione, la conduzione ohmica diviene importante e va ad influire sulla resistenza termica aumentandone il valore. Di conseguenza la validazione sperimentale per il diodo è stata effettuata in diversi punti di lavoro :si è ottenuto  $R_\theta=4.2$  K/W per

$I_f=0.5A, 1A, 1.3A$  e  $R_\theta=6.1K/W$  per  $I_f=5A$ .

	Diodo	Mos1
Nuovo approccio	4.2	5.2
Metodo standard	4.2	5.1
Data sheet	6	5.0

Figure 4.1: Valori della resistenza termica (K/W) del diodo e dei Mosfet ottenuti con i differenti approcci.

## 4.4 Impedenza termica

Il lavoro è proceduto volendo determinare una equazione che esprimesse l'impedenza termica di un dispositivo di potenza alla generica frequenza  $f$  in funzione dell'impedenza elettrica alla stessa frequenza  $f$ , della  $R_{AC}$ , del punto di lavoro del componente stesso e della sensibilità della tensione alla temperatura di case; tale equazione costituisce una generalizzazione della (4.9). Il punto di partenza consiste nel considerare la tensione dipendente dalla corrente e dalla temperatura interna:

$$v(t) = f[i(t), \theta(t)], \quad (4.10)$$

dove tutte le grandezze indicate sono funzioni del tempo, in quanto scomponibili in una parte costante (continua) ed una variabile, piccolo segnale, tale cioè da mantenere il comportamento lineare del sistema nell'intorno del punto di lavoro in continua. Assumiamo ora che  $\theta(t)$ ,  $p_a(t)$ ,  $v_a(t)$  e  $i_a(t)$ , siano tutte grandezze trasformabili (o sviluppabili) secondo Fourier, e indichiamo con  $\Theta(\omega)$ ,  $P(\omega)$ ,  $V(\omega)$  e  $I(\omega)$  le rispettive trasformate o i rispettivi sviluppi in serie, calcolati in corrispondenza della pulsazione  $\omega$ . Possiamo allora definire la impedenza elettrica differenziale relativa alla pulsazione  $\omega$ :

$$Z_{el}(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} \quad (4.11)$$

e la impedenza termica differenziale relativa alla pulsazione  $\omega$

$$Z_{el}(\omega) = \frac{\Theta(\omega)}{P(\omega)} \quad (4.12)$$

e con qualche passaggio matematico si giunge a scrivere scrivere:

$$Z_{el}(\omega) = R_{AC} + K_{\theta} Z_{\theta}(\omega) [V_0 + I_0 Z_{el}(\omega)] \quad (4.13)$$

che permette di determinare la impedenza termica  $Z_{\theta}$  in modulo e in fase ( o in parte reale ed immaginaria), una volta rilevati per via sperimentale i parametri  $Z_{el}(\omega)$ ,  $V_0$ ,  $I_0$ ,  $R_{AC}$ ,  $K_{\theta c}$  e calcolato il valore di  $K_{\theta}$  attraverso la eq.5.8. Risolvendo la (4.13) rispetto a  $Z_{\theta}$  si ottiene la equazione complessiva cercata :

$$Z_{\theta}(\omega) = \frac{Z_{el}(\omega) - R_{AC}}{K_{\theta} [V_0 + I_0 Z_{el}(\omega)]} \quad (4.14)$$

Queta equazione rappresenta una generalizzazione della eq.5.9 a cui si riconduce per  $\omega \rightarrow 0$ . Il rilievo sperimentale della  $Z_{el}$  avviene con le stesse modalità esaminate per la rilevazione della  $R_{AC}$ .

## 4.5 Risultati sperimentali

Come ulteriore prova della validità del metodo descritto e delle misure effettuate, si è voluto determinare l'impedenza termica transitoria normalizzata ( $\frac{Z_{\theta}(T_{on})}{R_{\theta}}$ ) del transistore campione MOSFET IRF620 in esame, in modo da poterne confrontare l'andamento con quello riportato nel foglio caratteristico fornito dal costruttore. Il costruttore fornisce gli andamenti nel tempo dell'impedenza termica dinamica, normalizzata rispetto alla resistenza termica statica di giunzione-case  $R_{\theta}$  al variare della durata  $T_{on}$  allo stato alto del singolo impulso che costituisce l'onda rettangolare di potenza applicata.

La prova consiste nel sottoporre il dispositivo ad un ingresso impulsivo di potenza, normalmente costituito da un'onda rettangolare caratterizzata da un "duty cycle"  $D$  e da un valore di picco  $P_{pk}$ . Nel caso del MOSFET controllato in corrente, si invia un segnale  $I_{ds}$  di forma rettangolare a si osserva l'andamento temporale della temperatura di giunzione  $\theta(t)$  del componente. Questa è una funzione periodica del tempo, con lo stesso

periodo dell'ingresso. La temperatura di "case" viene mantenuta costante al suo valore di riferimento durante le misure.

È possibile definire l'impedenza termica transitoria come:

$$Z_{\theta}(Ton) = \frac{\theta_{jMax} - \theta_c}{P_{pk}} = f(D, T, Ton) \quad (4.15)$$

Dove  $\theta_{jMax}$  rappresenta il valore massimo della temperatura di giunzione e  $\theta_c$  la temperatura del contenitore; è anche indicata la dipendenza della impedenza termica transitoria dal duty cycle D, dal periodo del segnale elettrico T e da ogni singolo impulso di ampiezza  $P_{pk}$ . In realtà  $D=Ton/T$ .

Utilizzando il valore della impedenza termica transitoria  $Z_{\theta}(Ton)$  ricavabile dal diagramma fornito dal costruttore, è possibile ricavare la temperatura di giunzione massima raggiunta dal dispositivo per diversi valori del "duty cycle" D e del periodo T. Il datasheet fornisce anche il valore della resistenza termica statica  $R_{\theta}$  giunzione-case di normalizzazione. Il costruttore fornisce gli andamenti nel tempo della impedenza termica normalizzata al variare del "duty cycle" dell'onda rettangolare. Tali diagrammi consentono di avere indicazioni sulla costante di tempo termica del dispositivo e dunque sul valore della capacità termica di giunzione  $C_{\theta}$ . Infatti, se si usa un modello del primo ordine, risulta  $\tau = R_{\theta}C_{\theta}$ . Dato che il costruttore fornisce  $R_{\theta}$  è immediato risalire a  $C_{\theta}$ . La impedenza termica normalizzata è così definita:

$$Z(Ton) = \frac{Z_{\theta}(Ton)}{R_{\theta}} = \frac{\theta_{jMax} - \theta_c}{P_{pk}R_{\theta}} = f(Ton, D) \quad (4.16)$$

e si può dimostrare che:  $\lim_{Ton \rightarrow \infty} Z(Ton) = 1$  poichè  $\lim_{Ton \rightarrow \infty} Z_{\theta}(Ton) = R_{\theta}$ .

Dalla equazione già analizzata

$$Z_{\theta}(\omega) = \frac{Z_{el}(\omega) - R_{AC}}{K_{\theta}[V_{ds0} + I_{ds0}Z_{el}(\omega)]} \quad (4.17)$$

è possibile ricavare i valori assunti dalla impedenza termica in corrispondenza delle frequenze impiegate per la determinazione della impedenza elettrica differenziale. I parametri che vi compaiono sono grandezze precedentemente rilevate, e per conoscere i valori assunti da  $Z_{\theta}$  relativamente ad altre frequenze, si possono usare tecniche di interpolazione lineare dei dati relativi alla parte reale e immaginaria della impedenza termica stessa. Un primo metodo semplificato per determinare  $Z(Ton)$  consiste nel supporre che il sistema

sia modellabile, dal punto di vista termico, tramite la seguente funzione di trasferimento del primo ordine:

$$Z_{\theta} = \frac{R_{\theta}}{1 + j\omega R_{\theta} C_{\theta}} = \frac{R_{\theta}}{1 + j2\pi(\tau_{\theta}/T)} \quad (4.18)$$

Sostituendo i valori numerici nella (4.17), ci si può ricondurre ad una espressione analoga alla (4.18), da cui si risale per confronto ai valori di  $R_{\theta}$  e  $\tau_{\theta}$ . Nel caso del MOSFET IRF620 in esame si è ricavato:  $R_{\theta} = 4.1K/W$  e  $\tau_{\theta} = 30ms$ . Il valore della resistenza termica ottenuto coincide con quello conseguito tramite le prove precedenti ed anche la costante di tempo termica risulta uguale a quella fornita dal costruttore.

Per ricavare il diagramma della impedenza termica transitoria si deve tenere presente che alle alte frequenze può risultare non più trascurabile l'effetto sul sistema di poli non considerati utilizzando un semplice modello del prim'ordine, altrimenti si notano scostamenti per valori bassi del Ton cui corrispondono valori elevati della frequenza ( $D=Ton/T$ ). In particolare poichè si applica al dispositivo un segnale di potenza periodico, e dunque sviluppabile in serie di Fourier, anche la componente alternata della temperatura di giunzione ( $\theta_j - \theta_c$ ) risulta periodica di periodo T e sviluppabile in serie di Fourier. Indicando quindi con  $\theta_k$  e con  $P_k$  le armoniche di ordine k rispettivamente della componente alternata della temperatura di giunzione e della potenza, si può scrivere:

$$\theta_k = Z_k P_k \quad (4.19)$$

in cui  $P_k$  rappresentano le armoniche della potenza  $Z_k$  rappresenta il valore assunto dalla impedenza termica in corrispondenza della pulsazione  $\omega_k = k\omega_0 = 2\pi/T$ . Sviluppando in serie di Fourier ( $\theta_j - \theta_c$ ) ed eseguendo alcuni semplici passaggi matematici, si ottiene:

$$\theta_{jMax} - \theta_c = \sum_{-\infty}^{+\infty} Z_k \left(\frac{1}{k\pi}\right) \sin(k\pi D) e^{jk\pi D} \quad (4.20)$$

Con i valori di  $Z_k$  ricavati con la (4.17), (o ricorrendo all'interpolazione lineare per quei valori per i quali non è noto il valore della  $Z_{el}$ ) la (4.20) consente di risalire ai valori dell'impedenza termica transitoria normalizzata al variare di  $T_{Ton}$ . In fig.(5.2) sono riportati gli andamenti dell'impedenza termica transitoria normalizzata al variare del  $T_{Ton}$ , così ottenuti. In tale figura vengono riportati anche i diagrammi forniti dal costruttore. Si può notare che gli scostamenti tra i diagrammi ottenuti sperimentalmente

e quelli forniti dal data sheet sono minimi : questo conferma la validità dei metodi di misura utilizzati.

Fig.5.2 Andamenti della impedenza termica transitoria normalizzata al variare del  $T_{on}$ .  
In figura sono riportate anche le curve fornite dal costruttore.

## APPENDICE

### La resistenza termica equivalente media.

La temperatura interna  $\theta$  che compare al numeratore nella definizione della resistenza termica giunzione-case, di un dispositivo di potenza

$$R = \frac{\theta - \theta_c}{P} \quad (4.21)$$

rappresenta in realtà una sorta di valore medio calcolato su una distribuzione spaziale continua su tutti i punti del componente stesso. Tale distribuzione non è in generale uniforme, e nemmeno nota con precisione. Inoltre neppure la  $R_\theta$  definita dalla (4.21) è costante, ma dipende dalle tensioni e dalle correnti delle condizioni operative del dispositivo, in quanto la distribuzione spaziale della densità di potenza dipende dal punto di lavoro. Consideriamo ora non  $\theta$  ma la distribuzione spaziale continua  $\theta(x)$  all'interno del volume  $D \subset R^3$ , occupato dal dispositivo, ed esprimiamo la tensione  $v$  ai capi del dispositivo in funzione della corrente che lo attraversa e della distribuzione spaziale della temperatura:

$$v = f(i, [\theta(x)|x \subset D]). \quad (4.22)$$

Definiamo ora la *sensibilità termica puntuale* della tensione relativamente alla temperatura interna:

$$s(x) = \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial \theta} = \lim_{\Delta\theta \rightarrow 0 \Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta v}{\Delta\theta \Delta x} \quad (4.23)$$

da cui il differenziale della tensione  $v$  può essere espresso:

$$dv = \frac{\partial f}{\partial i} di + \int_{x \in D} s(x) \cdot d\theta(x) \cdot dx. \quad (4.24)$$

Introduciamo ora una relazione analoga alla (4.21) ma valida in ogni punto  $x$  del dominio:

$$\theta(x) = R_\theta(x) \cdot p + d\theta_c \quad \forall x \in D \quad (4.25)$$

dove  $R_\theta(x)$  ha il significato di *resistenza termica puntuale* tra ogni punto  $x$  e il contenitore. Quest'ultimo costituisce il dominio  $D$  ed è supposto a temperatura uniforme  $\theta_c$  in ogni suo punto.

Differenziando la (4.25) e assumendo la resistenza termica puntuale costante del tempo e dipendente dalla sola posizione  $x$ , si può scrivere:

$$d\theta(x) = R_\theta(x) \cdot dp + d\theta_c \quad \forall x \in D \quad (4.26)$$

Si può ora riformulare la (4.24) :

$$dv = R_{AC} \cdot di + \int_{x \in D} s(x) \cdot dx \cdot (d\theta_c + dp \cdot \frac{\int_{x \in D} s(x) R_\theta(x) dx}{\int_{x \in D} s(x) dx}) \quad (4.27)$$

L'integrale  $\int_{x \in D} s(x) dx$  coincide con la sensibilità termica  $K_\theta$  rispetto a variazioni di temperatura interna espressa dalla (4.7) se quest'ultima può essere ritenuta uniforme in tutto il dominio del dispositivo. È inoltre possibile definire il *valore medio equivalente della  $R_\theta$*

$$R_{\theta E} = \frac{\int_{x \in D} s(x) \cdot R_\theta \cdot dx}{\int_{x \in D} s(x) \cdot dx} \quad (4.28)$$

che rappresenta la media ponderata nel continuo della  $R_\theta$  puntuale, calcolata su tutto il dominio e avente per pesi i valori di sensibilità termica  $s(x)$  di ogni punto.

Le nuove grandezze introdotte possono essere impiegate per affrontare il problema del progetto sicuro di un dispositivo e della determinazione del massimo valore di potenza che un dato dispositivo può dissipare, note le sue caratteristiche termiche. A tal fine occorre imporre che la temperatura nel punto più caldo ( $x_H$ ) sia inferiore alla massima temperatura sopportabile dal componente:

$$\theta(x_H) \leq \theta_{LIM} \quad (4.29)$$

quindi:

$$\theta(x_H) = \theta_c + R_\theta(x_H) \cdot p \leq \theta_{LIM} \quad (4.30)$$

La  $R_{\theta E}$  nella (4.28) rappresenta dunque una media pesata delle resistenze termiche puntuali e dunque sarà sempre inferiore al valore massimo, se vale l'ipotesi di  $s(x)$  sempre con lo stesso segno  $\forall x \in D$ , quindi  $R_{\theta E} \leq R(x_H)$ . Se indichiamo due valori limite di temperatura di "case" e di potenza,  $\theta_{cLIM}$  e  $p_{LIM}$ , per i quali sia garantito un funzionamento corretto e sicuro, è possibile definire:

$$\theta_{LIM} = \theta_{cLIM} + R(x_H) \cdot p_{LIM} \quad (4.31)$$

Unendo la (4.31) e la (4.30)  
si ottiene:

$$\theta_c \leq \theta_{cLIM} + (p_{LIM} - p) \cdot R(x_H) \quad (4.32)$$

che esprime una condizione sufficiente per garantire l'affidabilità richiesta per il dispositivo, ma presenta l'inconveniente che la resistenza termica puntuale non è, in generale, nota. Nella prattiva si usa la  $R_{\theta E}$  al posto della  $R(x_H)$  che è più facilmente determinabile. si ottiene così una relazione più restrittiva della (4.32), dunque più sicura:

$$\theta_c \leq \theta_{cLIM} + (p_{LIM} - p) \cdot R(\theta E) \quad (4.33)$$

Se  $p \leq p_{LIM}$  ogni valore di  $\theta_c$  che soddisfa la (4.33) soddisfa necessariamente anche la (4.32). Chiaramente il limite di questo modo di procedere risiede nell'arbitrarietà della scelta dei valori  $\theta_{cLIM}$  e  $p_{LIM}$ . Analogamente si può definire la impedenza termica media equivalente, intesa come estensione al caso dinamico del significato di resistenza termica media.

# CONCLUSIONI

Il Modello Integrale Non Lineare (NIM) è stato applicato per predire la risposta in regime dinamico di grandi segnali dei dispositivi bipolari veloci costruiti dalla ST. Poiché l'accuratezza del modello è limitata a condizioni operative moderatamente non lineari, a causa degli effetti parassiti dovuti alla resistenza di base, si è proceduto con lo studio e la messa a punto di tecniche di depurazione delle misure dai forti effetti parassiti, sottovalutati dal modello. La natura matematica del NIM e le sue caratteristiche "auto-adattative" fanno sì che sia possibile ottenere risultati accurati semplicemente estraendo un "valore approssimato" dell'elemento parassita resistivo serie. La ricerca si è quindi dedicata allo studio di una tecnica che consentisse più rigorosamente una identificazione dell'elemento parassita. Si è allora preso in esame un diodo varactor, che rappresenta sia il dispositivo più semplice ma allo stesso tempo un dispositivo in cui la capacità della zona attiva è fortemente modulata dalla polarizzazione applicata, e la risposta corrente/tensione del dispositivo è fortemente rallentata dalla presenza di importanti effetti parassiti. A tal proposito viene descritta una semplice ed accurata tecnica di "de-embedding" per gli effetti parassiti che aumenta notevolmente l'accuratezza del modello. Con il proposito di volere ampliare l'applicabilità del modello Integrale anche ai dispositivi di potenza, l'ultima parte della tesi ha riguardato lo studio e la verifica sperimentale di un metodo innovativo, non invasivo e basato sulle convenzionali misure di caratterizzazione (misure DC e AC a piccolo segnale) per determinare la resistenza termica di dispositivi elettronici di potenza. Dopo avere inizialmente affrontato i problemi relativi al progetto termico dei componenti elettronici di potenza si sono illustrati i principi teorici e le equazioni su cui si fonda il nuovo metodo. L'applicabilità del nuovo approccio ai diodi ed ai MOSFET di potenza è stata inizialmente verificata utilizzando SPICE. L'accuratezza del nuovo metodo è stata valutata determinando sperimentalmente la resistenza termica anche con metodi impulsivi convenzionali, ed avendo come riferimento i fogli caratteristici di ogni dispositivo in esame. Inoltre la conoscenza in modulo e fase della Impedenza elettrica differenziale

ha consentito di ricavare l'impedenza termica a diverse frequenze e di conseguenza di tracciare la caratteristica termica dei dispositivi.

In conclusione i risultati ottenuti durante le prove sperimentali, confermano la validità del nuovo metodo, che risulta in ottimo accordo sia con i dati ottenuti con il metodo impulsivo standard sia con quelli forniti nei "data sheet" dalla casa costruttrice.

# Bibliography

- [1] L. O. Chua, P.M.Lin, “*Computer-Aided-Design of electronic circuits*”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1975
- [2] F.Filicori, V.A.Monaco, “*Computer-Aided-Design of non-linear microwave circuits*”, *Alta Frequenza*, vol LVII, Sep. 1988.
- [3] M.S.Nakhla, J. Vlach, “*A piecewise Harmonic balance technique for determination of periodic response of non-linear system*”, *IEEE Trans. on CAS* vol.CAS-23,eb 1976.
- [4] J.W. Bandler, S.H. Chen, “*Circuits optimization : the state of art*”, *IEEE Trans. on MTT*, vol. MTT-36, Feb. 1988.
- [5] K.S. Kundert, A.Sangiovanni Vincentelli, “*Simulation of non linear circuits in the frequency domain*”, *IEEE Trans on CAD*, vol CAD-5, Oct 1986
- [6] F.Filicori, V.A.Monaco, C.Naldi “*Simulation and design of microwave class-c amplifiers through harmonic analysis*”, *IEEE Trans. on MTT*, vol. MTT-27, Dec 1979
- [7] F.Filicori, G.Vannini, A.Santarelli, “*Robust identification of a convolution-based electron device model for nonlinear circuit analysis*”, *CAD Workshop, HYPER’97*, Paris, France, Jan 1997
- [8] D.Mirri, G.Iuculano, F.Filicori, G.Vannini, G.Pasini, G.Pellegrini, “*A modified Volterra series approach for the characterisation of non-linear dynamic systems*”, *IMTC 96*, Brussels, Belgium, Jun 1996.
- [9] F.Filicori, V.A.Monaco, G.Vannini, “*Mathematical approaches to electron device modelling for non-linear microwave circuit design: state of the art and present trends*”, invited paper on *European Transactions on Telecommunications and related technologies*, Dec 1990.
- [10] F.Filicori, G.Vannini, “*A mathematical approach to large-signal modelling of electron devices*”, *Electronics Letters*, Feb 1991.
- [11] G.Vannini, “*Nonlinear integral modeling of Dual-Gate GaAs MESFETs*”, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 42, pp.1088-1091, Jun 1994.
- [12] F.Filicori, G.Vannini, A.Santarelli, D.Torcolacci, V.A.Monaco, “*Accurate prediction of intermodulation distortion in GaAs MESFETs*”, *Proc. of 25th European Microwave Conference*, Bologna, Italy, Sep 1995.

- [13] D.Torcolacci, P.Rinaldi, A.Santarelli, G.Vannini, V.A.Monaco, “*Nonlinear Integral Modelling of Microwave Silicon Bipolar Transistors*”, MELECON’96, Bari, Italy, May 1996.
- [14] F. Filicori, G. Vannini, V.A. Monaco, *A nonlinear integral model of electron devices for HB circuit analysis* IEEE Trans. on MTT, special issue on “process oriented CAD and modelling”, Jul 1992.
- [15] F. Filicori, G. Vannini, V.A. Monaco, *A nonlinear integral model of electron devices for HB circuit analysis* IEEE Trans. on MTT, special issue on “process oriented CAD and modelling”, Jul 1992.
- [16] F.Filicori, G.Vannini, V.A.Monaco, “*A look-up table empirical model for the nonlinear dynamic performance prediction of microwave transistors*”, Proc. of GAAS’94, Gallium Arsenide Applications Symposium, Turin, Italy, Apr 1994.
- [17] F.Filicori, G.Vannini, “*Large-signal mathematical modelling of MESFETs including low frequency dispersion effects due to traps and thermal phenomena*”, Workshop on Advanced microwave devices, characterisation and modelling, 23rd EuMC, Madrid, Spain, Sep 1993.
- [18] F.Filicori, G.Vannini, A.Santarelli, A.Mediavilla et al, “*Empirical modeling of low-frequency dispersive effects due to traps and thermal phenomena in III-V FETs*”, IEEE Trans. on MTT, Dec 1995.
- [19] C.Fiegna, F.Filicori, G.Vannini, F.Venturi, “*Modeling the effects of traps on the IV-characteristics of GaAs MESFETs*”, Proc. of the 1995 IEDM, International Electron Device Meeting, Washington, USA, Dec 1995.
- [20] H.Fukui, *Determination of the basic device parameters of a GaAs MESFET* Bell Syst. Tech. Journ, vol58, n.3, 1979.
- [21] G.Dambrine et al., *A new method for determining the FET small signal equivalent circuit*, IEEE Trans. on MTT, Jul 1988.
- [22] *Pspice 4.01*, MicroSim Corporation, Jan 1989.
- [23] G.Massobrio, *Modelli dei dispositivi a semiconduttore in SPICE*, FRANCO ANGELI, 1986.
- [24] D.E.Root, S.Fan, J.Meyer, “*Technology independent large-signal non quasi-static FET models by direct construction from automatically characterized device data*”, *Proc. of 21st EUMC*, pp. 927-932, 1991.
- [25] T.Narhi, “*Black-Box modelling of nonlinear devices for frequency-domain analysis*”, Proc. of 22nd EuMC, pp. 1109-1114, Aug 1992.

- [26] R.Daniels, A.Yang, J.Harrang, “*A universal large/small signal 3-terminal FET model using a nonquasi-static charge-based approach*”, IEEE Trans. on ED, vol.40, Oct 1993.
- [27] M.Pirola, D.E.Root, G.Ghione, “*Large-signal performance of measurement-based diode models for nonlinear circuit simulation: a comparison*”, Proc. of 25th EuMC, Bologna, Italy, Sept 1995.
- [28] F.Filicori, G.Vannini, A.Santarelli, “*Robust identification of a convolution-based electron device model for nonlinear circuit analysis*”, CAD Workshop, HYPER’97, Paris, France, Jan 1997.
- [29] F.Filicori, G.Vannini, A.Santarelli, V.A.Monaco, “*A finite-memory approach to the nonlinear modelling of microwave electron devices*”, Proc. of GAAS’97, Gallium Arsenide Applications Symposium, Bologna, Italy, Sep 1997.
- [30] F.Filicori, G.Ghione, C.U.Naldi “*Physics-based electron device modeling and computer-aided MMIC design*”, IEEE Trans. on MTT, vol.40, pp. 1333-1352, 1992.
- [31] Ottinger, F., Blackburn, D., Rubin, S. “*Thermal characterization of power transistors*”, IEEE Trans. on ED, 1976, 23, (8), pp.831-838.
- [32] Mcintosh, P., Snowden, C. “*Measurement of heterojunction bipolar transistor thermal resistance based on a pulse I-V system*”, Electronics Letters, 1997, 33, (1) pp.100-101
- [33] Hopkins, T., Tiziani, R. “*Transient thermal impedance consideration in power semiconductor applications*”, IEEE Automotive Power Electronics, 1989, pp.89-97.
- [34] Tu, R., et al. “*An AC conductance technique for measuring self-heating in SOI MOSFETs*”, IEEE Electron Device Letters, 1995, 16, (2) pp.67-69.
- [35] Tenbroek, B., et al. “*Self-heating effects in SOI MOSFETs and their measurements by small signal conductance techniques*”, IEEE Trans. on ED, 1996, 43, (12), pp.2240-2248.
- [36] A.Ushida, L.O.Chua, T. Sugawara “*A substitution algorithm for solving non linear circuits with multifrequency components*”, Int. Journal of Circuit Theory and Applications, vol.15, 1987.
- [37] D.Hente, R.H.Jansen “*Frequency domain continuation method for the analysis and stability investigation of non linear microwave circuits*”, IEE Proc., vol.133, Pt.H., Oct 1986.
- [38] T.J.Aprille Jr, T.N.Trick “*Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs*”, IEEE Proc., vol.60, 108-114, Jan 1972.
- [39] F.R.Colon,, T.N.Trick “*Fast periodic steady-state analysis for large signal electronic circuits*”, IEEE J.Solid-State Circuits, vol.SC-8, 260-269, Aug 1973.

- [40] S.W.Director, K.Wayne Current “*Optimization of forced nonlinear periodic circuits*”, IEEE Trans. Circuits Syst., vol.CAS-23, 239-335, Jun 1976.
- [41] S.Skelboe “*Computation of the periodic steady-state response of nonlinear networks by extrapolation methods*”, IEEE Trans. Circuits Syst, vol.CAS-27, 161-175, March 1980.
- [42] L.O.Chua, Pem-Min Lin: “*Computer-aided analysis of electronic circuits: Algorithms and computational techniques.*”, Prentice-Hall 1976
- [43] K.Toshii, W.Tachibana: “*Periodic steady-state analysis of an autonomous power electronic system by a modified shooting method*”, IEEE transactions on power electronics, Vol.13, No3, May 1998

## Pubblicazioni e presentazioni a congressi

- 1 A.Santarelli, P.Rinaldi, G.Vannini, F.Filicori, V.A.Monaco, '*Caratterizzazione e modellistica di dispositivi BJT veloci*', Convezione Co.Ri.M.Me - DEIS, Rapporto Tecnico, Gen 1996.
- 2 D.Torcolacci, P.Rinaldi, A.Santarelli, G.Vannini, V.A.Monaco, '*Nonlinear Integral Modelling of Microwave Silicon Bipolar Transistors*', MELECON'96, Bari, Italy, May 1996.
- 3 P.Rinaldi, G.Vannini, A.Santarelli, F.Filicori, '*Measurement-based nonlinear integral modeling of microwave diodes*', Atti del convegno GAAS97, Bologna,Italy, September 1997.
- 4 Alberto Santarelli, Fabio Filicori, Giorgio Vannini, Paola Rinaldi A "*backgating*" model including self-heating for low-frequency dispersive effects in III-V FETs', Electronics Letters Vol.34, No.20, October 1998, 1974-75.
- 5 F.Filicori,P.Rinaldi,G.Vannini,A.Santarelli '*A new technique for thermal resistance measurements in power electron devicers*', lavoro inviato a Electronics Letters.