

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PARMA

Dottorato di Ricerca in Tecnologie dell'Informazione

CicloXXIII

DISPOSITIVI E CIRCUITI ELETTRONICI DI POTENZA:  
MODELLI E CARATTERIZZAZIONE SPERIMENTALE

Borsa di studio parzialmente finanziata dal Fondo Sostegno Giovani,  
ambito di Indagine 11  
(ICT e componentistica elettronica)

Coordinatore:

Prof. Marco Locatelli

Tutor:

Prof. Paolo Cova

Dottorando: Fulvio Bertoluzza

GENNAIO2012



# SOMMARIO

1.	Introduzione.....	1
2.	Simulazioni di dispositivi HEMT .....	3
2.1.	I dispositivi HEMT: generalità .....	3
2.2.	La struttura dei dispositivi in esame .....	7
2.3.	Simulazioni termiche ad elementi finiti .....	8
2.4.	Simulazioni termiche ad elementi concentrati .....	12
2.5.	Simulazioni elettrotermiche.....	14
3.	Simulazioni e misure di diodi PiN.....	19
3.1.	I diodi PiN .....	19
3.2.	Simulazioni di processo di fabbricazione .....	20
3.3.	Simulazioni e misure elettriche in regime quasi-stazionario .....	23
3.4.	Implementazione di un <i>software</i> di progettazione.....	25
3.5.	Simulazioni e misure elettriche in regime dinamico.....	28
3.6.	Realizzazione di un banco di misura per commutazione in condizioni realistiche.....	31
3.7.	Simulazioni e misure in condizioni reali di commutazione.....	42
4.	Progettazione di convertitori di alta potenza .....	47
4.1.	Convertitori di frequenza.....	47
4.2.	Sistemi di conversione da corrente alternata a continua .....	48
4.3.	Sistemi di conversione da corrente continua ad alternata.....	50

4.4.	Dispositivi di commutazione a semiconduttore.....	55
4.5.	Caratteristiche tecniche del convertitore di frequenza .....	58
4.6.	Sistemi di dimensionamento dei dispositivi.....	60
4.7.	Possibili soluzioni circuitali per la conversione AC/DC.....	64
4.8.	Soluzione circuitale adottata per la conversione DC/AC .....	65
4.9.	Soluzione circuitale adottata per la conversione AC/DC .....	69
4.10.	Verifica finale del sistema di conversione AC/AC .....	71
4.11.	Dimensionamento dei trasformatori .....	73
4.12.	Prototipo: misure di commutazione .....	75
5.	Conclusioni.....	81
	BIBLIOGRAFIA .....	85
	PUBBLICAZIONI.....	87





# 1. Introduzione

Nel percorso di studi del dottorato ho seguito un filone di ricerca riguardante i dispositivi di potenza.

In questo studio si sono affrontati i principali fenomeni che portano alle limitazioni dei dispositivi stessi.

- Fenomeno del riscaldamento: causato dalle potenze dissipate, che siano perdite in conduzione o in commutazione, impone limitazioni che si presentano sotto diverse forme fra le quali le più frequenti sono le temperature che raggiungono i materiali.

Il riscaldamento del materiale che compone nel suo complesso il dispositivo può innescare molti fenomeni quali il deterioramento fisico dello stesso, va infatti ricordato che la temperatura è uno dei metodi per accelerare molti dei meccanismi di guasto più comuni, nonché la variazione delle caratteristiche. Quest'ultima può portare a innescare in alcuni casi fenomeni detti di "fuga termica" (di cui esempio lampante è la difficoltà di mettere in parallelo dispositivi BJT) o il *breakdown* di un diodo o di un IGBT in caso di forti correnti di perdita in condizione di blocco.

- Fenomeni fisici connessi alla velocità intrinseca del dispositivo nel rispondere alle variazioni di polarizzazione.

In questo caso i tempi di risposta del dispositivo influenzano notevolmente le energie cui è soggetto in fase di commutazione: basti pensare che quando si parla di "*very high power*" in fase di transizione dallo stato di conduzione a quello di blocco, o viceversa, si parla di potenze istantanee dell'ordine dei mega-Joule.

Ne deriva la necessità di controllare attentamente queste fasi della vita reale dei dispositivi, in particolar modo quelli inseriti in circuiti "*switching*", al fine di poterne garantire l'affidabilità di funzionamento per periodi lunghi. Bisogna inoltre ricordare come i tempi di risposta di un dispositivo influenzino anche il comportamento dei componenti del circuito ad esso connessi.

- *Layout* dei circuiti: la non idealità dei componenti e delle connessioni può essere causa di guasti al circuito sotto forma di sovratensioni o sovracorrenti.

Se in altri rami dell'elettronica il *layout* assume un ruolo fondamentale per diversi motivi è facile immaginare che qualora vi siano in gioco elevate tensioni e correnti gli stessi fenomeni "parassiti" siano causa di problematiche analoghe

in proporzione: se in un circuito a 15 V si possono avere picchi di tensione di 5 o 10 V in un circuito polarizzato con tensioni di 1,5 kV non è irragionevole pensare di poter vedere sovratensioni di commutazione dell'ordine di 500 o 1000 V.

Analogamente dove un componente per circuito elettronico ha la capacità di interrompere correnti dell'ordine di 1 A in pochi nanosecondi, quando si lavora con correnti superiori alle migliaia di Ampere il tempo di commutazione risulta addirittura di pochi nanosecondi.

Ne è derivato un percorso che ha portato da una fase iniziale di studio ed analisi dei dispositivi per mezzo di simulazioni ad una ricerca sul campo.

Nel primo periodo del dottorato è stato anche affrontato lo studio di dispositivi HEMT mediante simulazioni numeriche, in un primo tempo di tipo termico, per poi svilupparsi nella ricerca di un modello elettrotermico auto consistente.

Successivamente si è spostata l'attenzione sullo studio fisico di dispositivi di potenza semplici quali i diodi PiN per elevate tensioni e correnti: in questa fase, dopo aver analizzato il problema tramite simulazioni a livello fisico del componente, si è sviluppato un circuito di test che simulasse le reali condizioni di funzionamento del componente inserito in un circuito in cui fossero presenti componenti controllati ad alte prestazioni. Da questo sviluppo si è proposto anche un sistema di progettazione di dispositivi basato su un sistema di calcolo, misura e verifica atto a limitare i prototipi necessari per soddisfare l'obiettivo.

Infine si è concentrata l'attenzione sullo sviluppo, di un circuito per la conversione di frequenza in grado di erogare alte potenze con elevati rendimenti. Per quanto riguarda questa macchina si sono effettuate scelte circuitali in grado di poter soddisfare le necessità con componenti commerciali, cercando di propendere per soluzioni ad elevata affidabilità. In questa macchina si riassume tutto il percorso svolto durante il dottorato, essendo presente uno studio termico teorico dei dispositivi utilizzati, con annesso anche lo studio del sistema di raffreddamento e la progettazione del *layout* della parte *switching* del convertitore.

Verranno inoltre presentate alcune misure effettuate su un banco creato *ad hoc* per verificare le caratteristiche di commutazione del dispositivo.

## 2. Simulazioni di dispositivi HEMT

### 2.1. I dispositivi HEMT: generalità

Gli HEMT (*High Electron Mobilities Transistor*) negli ultimi anni stanno soddisfacendo molte delle promesse di funzionamento per elevate potenze ad alte frequenze: la loro applicazione riguarda sistemi a microonde (300 MHz – 300 GHz).

Questi transistori sfruttano il fenomeno della curvatura delle bande in prossimità della giunzione fra due strati di materiale diverso, nel caso in esame si tratta di nitrato di Gallio e un suo composto ternario con Alluminio (AlGaN-GaN HEMT).

Come mostrato in Fig. 2.1-1 questo fenomeno crea una regione estesa dal *drain* al *source* del dispositivo in cui si concentrano i portatori occupando il fondo della banda di conduzione; il potenziale di *gate* influisce sul fenomeno della curvatura aumentando o riducendo la quantità di portatori e modificando il “canale” conduttivo.

Data l'esigua profondità di sviluppo della zona in cui si forma, il canale si può approssimare ad una regione bi-dimensionale da cui il nome: 2-DEG (*2 Dimension Electron Gas*).

Al fine di poter gestire le elevate densità di potenza associate a questi dispositivi risulta di fondamentale importanza la caratterizzazione termica del transistor, che è stata argomento di questo studio.

La possibilità di fabbricare per crescita epitassiale questi dispositivi su diversi materiali impone di studiare le caratteristiche termiche dei principali tipi di substrato: Silicio (Si), carburo di Silicio (SiC) e Zaffiro ( $Al_2O_3$ ).

Il substrato risulta di notevole importanza in questo studio a causa delle dimensioni delle varie regioni: lo spessore della regione di nitrato di gallio è dell'ordine di grandezza del  $\mu m$ , il substrato risulta generalmente molto maggiore anche per necessità di supporto meccanico, si parla di due ordini di grandezza di differenza, mentre le altre regioni risultano anche inferiori.

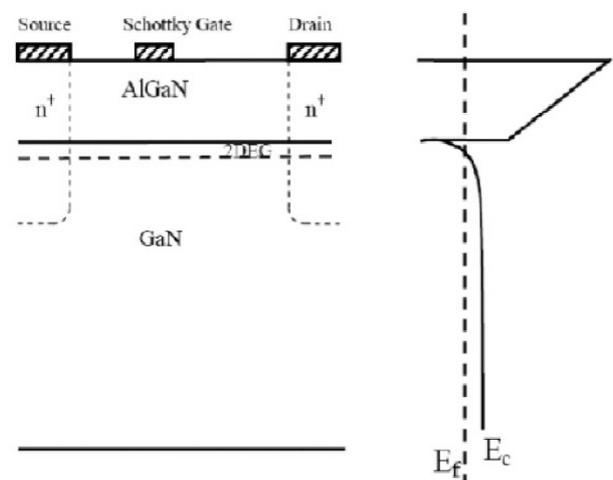


Fig. 2.1-1 Struttura a di un HEMT e caratteristica della banda di conduzione; è stato messo in evidenza il livello dell'energia di Fermi.

Data la rilevanza termica del substrato è necessario considerare le differenti conducibilità termiche: queste risultano infatti funzione della temperatura stessa come riportato in Eq. 2.1-1, [1] e [2].

$$k (Si) = 148 \left( \frac{300}{T} \right)^{1.3} \left[ \frac{W}{m K} \right]$$

$$k (SiC) = 400 \frac{300}{T} \left[ \frac{W}{m K} \right]$$

$$k (Al_2O_3) = 35 \frac{300}{T} \left[ \frac{W}{m K} \right]$$

Eq. 2.1-1 Equazioni utilizzate per il calcolo della conducibilità termica per i tre differenti substrati considerati.

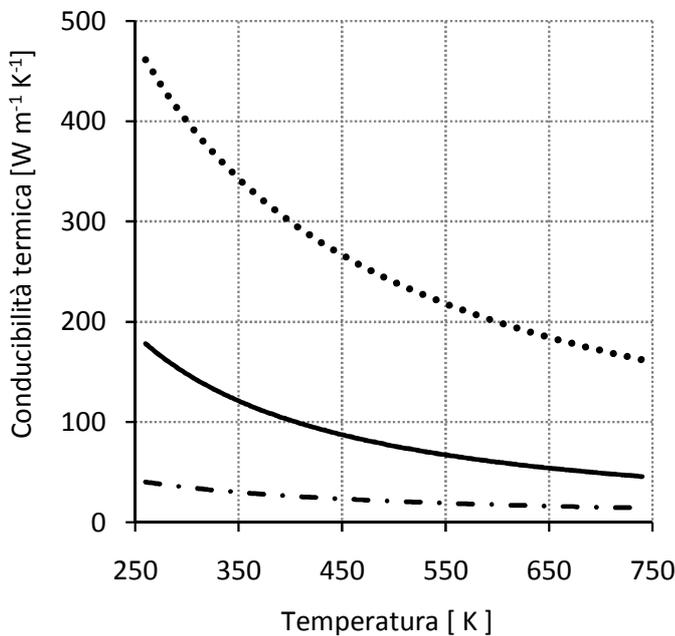


Fig. 2.1-2 Andamento della conducibilità termica dei tre materiali di substrato considerati: Si (linea), SiC (punti) e Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (tratteggio) in funzione della temperatura.

Il loro andamento decrescente con la temperatura, mostrato nel grafico di **Errore**. **L'origine riferimento non è stata trovata.**, permette di intuire la fondamentale importanza della corretta stima della temperatura di canale e del gradiente termico da essa derivante: è possibile quindi pensare ad una retroazione termica in cui più si scalda il materiale minore risulta la sua conducibilità e di conseguenza si ha minor dissipazione di potenza chiudendo l'anello di retroazione.

Confrontando questi valori con il valore di conducibilità termica del semiconduttore (Eq. 2.1-2 [1]), si

ottiene che a seconda del tipo di substrato lo spessore di semiconduttore può risultare più o meno influente: nel caso del carburo di silicio, essendo un materiale ad alta conducibilità termica, il semiconduttore risulta avere un ruolo significativo nel computo dell'incremento di temperatura mentre per quanto riguarda lo zaffiro si ha il caso opposto in quanto la parte principale del salto termico si concentra nel substrato.

$$k (GaN) = 160 \left( \frac{300}{T} \right)^{1.4} \left[ \frac{W}{m K} \right]$$

Eq. 2.1-2 Equazione utilizzata per il calcolo della conducibilità termica del semiconduttore GaN.

Analogamente a quanto si è considerato per le conducibilità termiche è necessario analizzare il comportamento dei materiali anche per quanto riguarda le capacità termiche che influenzano il comportamento in condizioni transienti.

Come mostrato dal grafico di Fig. 2.1-3, che riporta i valori calcolati tramite le Eq. 2.1-3 per un intervallo significativo di temperature, si può notare che, a differenza del caso delle conducibilità termiche, si ha un incrocio delle curve.

$$C(Si) = 711 + \left[ 255 \frac{\left( \frac{T}{300} \right)^{1.85} - 1}{\left( \frac{T}{300} \right)^{1.85} - \left( \frac{255}{711} \right)} \right] \left[ \frac{J}{K} \right]$$

$$C(SiC) = 1026 + 0.201 T - \frac{3.66 \cdot 10^{-7}}{T^2} \left[ \frac{J}{K} \right]$$

$$C(Al_2O_3) = 796 \left[ \frac{J}{K} \right]$$

$$C(GaN) = 491 + \left[ 70 \frac{\frac{T}{300} - 1}{\frac{T}{300} + \frac{70}{491}} \right] \left[ \frac{J}{K} \right]$$

Eq. 2.1-3 Equazioni utilizzate per il calcolo della capacità termiche dei differenti materiali di substrato e del semiconduttore.

La non linearità introdotta da questi fenomeni nelle equazioni di trasporto del calore può risultare non trascurabile, anche se normalmente viene trascurato o linearizzato sfruttando la trasformata di Kirkhhoff [2]: in realtà si possono commettere errori che arrivano a raggiungere il 20% del salto termico totale.

Per analizzare il comportamento del dispositivo è necessario fare

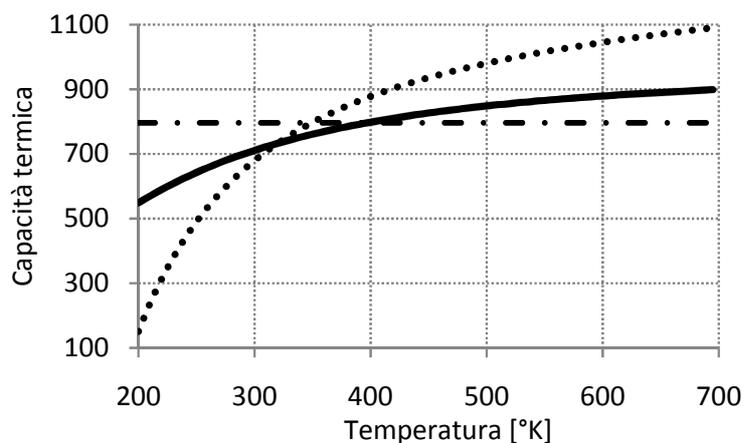


Fig. 2.1-3 Andamento delle capacità termiche dei tre materiali, Si (linea), SiC (punti) e Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> (tratteggiato), in funzione della temperatura.

riferimento ad un modello elettrico equivalente: quest'ultimo non può essere il classico modello a piccoli segnali in quanto le ampie escursioni dei segnali sono caratteristiche delle applicazioni di questi HEMT.

Lee e Webb [4] hanno proposto un modello, il cui schema equivalente viene riportato in Fig. 2.1-4, che comprende sia fenomeni elettrici che termici: questi ultimi sono rappresentati da un circuito elettrico equivalente ma non saranno da noi considerati in quanto argomento di questo studio è stata la ricerca di un metodo di calcolare le temperature di canale in modo più accurato.

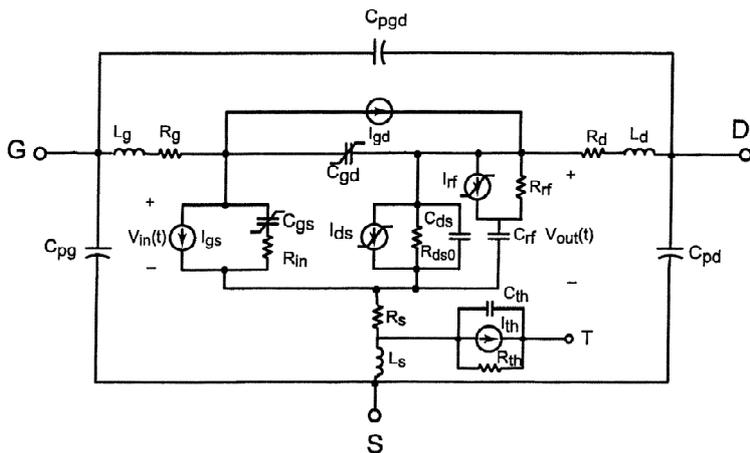


Fig. 2.1-4 Circuito equivalente proposto da Lee e Webb [4]

Per quanto riguarda la rete elettrica sono presenti tutti gli elementi necessari per poter simulare il comportamento del dispositivo sia in regime quasi-stazionario che dinamico.

Non avendo interesse a studiare i fenomeni transitori ad elevata frequenza in quanto le dinamiche termiche hanno costanti di tempo generalmente di qualche

ordine di grandezza superiore, si sono trascurate quelle parti del circuito necessarie al calcolo delle transcaratteristiche ad alte frequenze.

Di fondamentale importanza risulta essere il generatore equivalente  $I_{DS}$  le cui relazioni sono riportate in Eq. 2.1-4 dove si può notare la dipendenza del terzo ordine dalla tensione  $V_1$ , combinazione delle tensioni di ingresso e uscita.

$$I_{DS} = (A_0(T) + A_1(T) V_1 + A_2(T) V_1^2 + A_3(T) V_1^3) * \tanh(\gamma V_{out}(t)) (1 + \lambda V_{out}(t))$$

$$V_1 = V_{in}(t - \tau) [1 + \beta(V_{DS0} - V_{out}(t))]$$

Eq. 2.1-4 Relazione della corrente *drain-source* funzione di tensioni e temperatura di canale.  $V_{IN}$  e  $V_{OUT}$  sono le tensioni di ingresso e uscita del dispositivo,  $V_{DS0}$  è la tensione di polarizzazione a cui vengono calcolati i coefficienti  $A_i$ ,  $\beta$  rappresenta la dipendenza dal fenomeno di *pinch-off* della tensione di uscita,  $\gamma$  è il parametro per la saturazione del *drain*,  $\tau$  il ritardo interno caratteristico del FET e  $\lambda$  controlla il valore di corrente in regione di saturazione.

Per quanto riguarda i coefficienti gli autori propongono la seguente relazione con dipendenza lineare dalla temperatura:

$$A_i(T) = A_i(T_0) + [A_i(T_1) - A_i(T_0)] \left( \frac{T - T_0}{T_1 - T_0} \right)$$

Eq. 2.1-5 Dipendenza lineare dalla temperatura di canale dei coefficienti  $A_i$  della precedente relazione.

## 2.2. La struttura dei dispositivi in esame

Nel corso di questa analisi del comportamento termico si è fatto riferimento ad una struttura multi-*gate* interdigitata con sei *finger*; la caratteristica geometrica principale del *chip* considerato è la distanza costante del bordo dalle regioni attive, pari a  $256 \mu\text{m}$ , da cui derivano le seguenti relazioni per la geometria di simulazione riportata in Fig. 2.2-1:

$$\begin{aligned} X &= \frac{5}{2}d + 256 \mu\text{m} \\ Y &= W + 256 \mu\text{m} \\ Z &= 256 \mu\text{m} \end{aligned}$$

Eq. 2.2-1 Relazioni delle tre direzioni geometriche in funzione di alcuni parametri caratteristici del FET: “*d*” indica la spaziatura fra i *gate*, mentre “*W*” rappresenta la metà della larghezza di canale.

In Fig. 2.2-1 sono stati messi in evidenza i due piani di simmetria che sono stati sfruttati per ridurre le dimensioni geometriche da simulare: attraversano entrambi il FET in profondità ma uno risulta parallelo alla direzione di sviluppo della larghezza di *gate* mentre l’altro ne è perpendicolare.

Al fine di studiare l’influenza delle dimensioni caratteristiche dei FET sul fenomeno del riscaldamento sono stati

considerati tre differenti valori per la larghezza di canale, “*W*” = 50 – 100 – 150  $\mu\text{m}$ , e per la spaziatura, “*d*” = 10 – 30 – 50  $\mu\text{m}$ ; per quanto riguarda la lunghezza di canale si

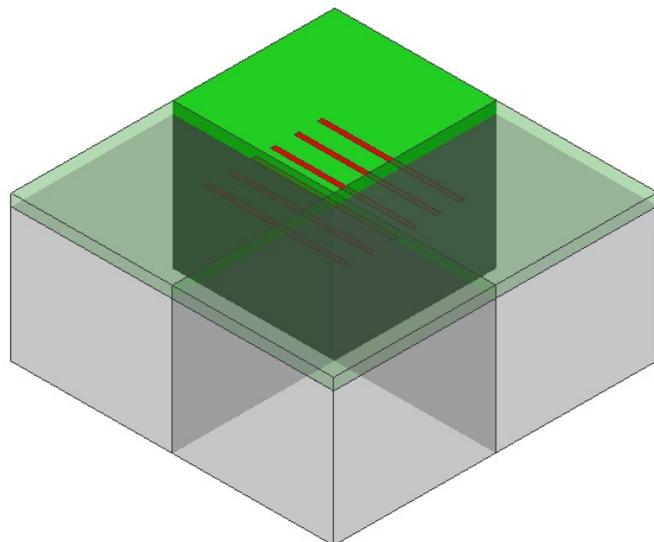


Fig. 2.2-1 Struttura del dispositivo, non in scala, con piani di simmetria considerati per ridurre l’onere di calcolo.

è fissato un valore nominale di 1  $\mu\text{m}$  ma nel corso dell'analisi si è studiata anche la sua influenza.

Per entrambi le superfici generate dai piani di simmetria si può considerare una condizione termica adiabatica in quanto è ragionevolmente presumibile che la parte simmetrica del dispositivo generi calore in modo uguale.

Per quanto riguarda la "base" del dispositivo essa viene considerata un "pozzo" ideale di calore impostando la condizione di superficie isoterma; per le superfici laterali non generate da un piano di simmetria sono possibili due ipotesi semplificative: quella di isoterma e il caso peggiorativo di adiabaticità; nelle nostre simulazioni si è considerato il secondo caso in quanto risulta essere più prossimo ad una condizione reale di un circuito integrato in un unico *chip* o anche alla condizione di raffreddamento delle pareti per irraggiamento e convezione, date le dimensioni ridotte del dispositivo questi fenomeni risultano essere quasi trascurabili.

Le regioni superficiali corrispondenti ai *gate* sono state considerate delle sorgenti di calore con densità superficiale di potenza imposta mentre la restante parte della faccia superiore è stata impostata ad una condizione ideale di adiabaticità.

### 2.3. Simulazioni termiche ad elementi finiti

Per la simulazione è stato utilizzato il programma di simulazione COMSOL®; che tramite la suddivisione della geometria in elementi tetraedrici genera una griglia tridimensionale di punti il cui numero si aggira intorno al valore di 150'000 per le strutture più semplici: ai bordi degli elementi vengono risolte le equazioni del fenomeno fisico di cui si vogliono studiare gli effetti.

Fra i diversi modelli proposti dal simulatore per quanto riguarda il fenomeno della trasmissione del calore si è sfruttato il modello denominato "General Heat Transfer" che sfrutta l'equazione generale di trasferimento del calore di seguito riportata:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot (k \nabla T) = Q$$

Eq. 2.3-1 Equazione di trasporto del calore utilizzata dal programma di simulazione; " $\rho$ " rappresenta la densità del materiale, " $C_p$ " la capacità termica che è stata impostata secondo le Eq. 2.1-3 , " $k$ " la conducibilità termica riportata in Eq. 2.1-1 ed Eq. 2.1-2 e " $Q$ " il calore scambiato.

Le simulazioni bidimensionali hanno avuto lo scopo di poter confrontare i risultati derivanti da modelli semplificati, in cui si tiene conto della struttura nel suo complesso e di conseguenza non viene considerata la tridimensionalità del dispositivo, con un modello più complesso: il modello bidimensionale può essere

considerato come la semplificazione matematica di un dispositivo con larghezza di canale infinita.

Le simulazioni tridimensionali hanno il principale scopo di stimare con miglior approssimazione le temperature che possono raggiungere le regioni di canale; in questo caso sono considerate le differenti geometrie e l'influenza dei parametri che le caratterizzano nonché la presenza di differenti materiali di substrato.

Nel grafico di **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.** viene riportato il confronto fra i massimi valori di incremento di temperatura ottenuti nelle simulazioni tridimensionali normalizzando il valore rispetto a quello del caso bidimensionale.

Risulta evidente come gli errori commessi da uno studio di un caso bidimensionale possano essere rilevanti: fino ad un errore relativo superiore al 70% nel caso di substrato meno conduttivo nel caso di transistori con larghezza di canale ridotta, 50  $\mu\text{m}$ ; ovviamente maggiore risulta essere la larghezza di canale più ci si avvicina al caso ideale di bidimensionalità di conseguenza il salto termico ottenuto nei due casi risulta comparabile con un andamento asintotico.

Ne consegue l'importanza di uno studio che consideri la tridimensionalità della geometria. Dalle simulazioni tridimensionali si possono effettuare diversi confronti fra i risultati ottenibili con i diversi substrati; nel caso mostrato nel grafico di Fig. 2.3-2 si è imposto un massimo salto termico di canale di  $300^\circ$  rispetto alla base, la cui temperatura è stata fissata a 300 K.

In questo grafico si trova conferma dell'influenza delle dimensioni del dispositivo sulle sue prestazioni:

influenza derivante dal riscaldamento del HEMT; nel caso della larghezza di canale la

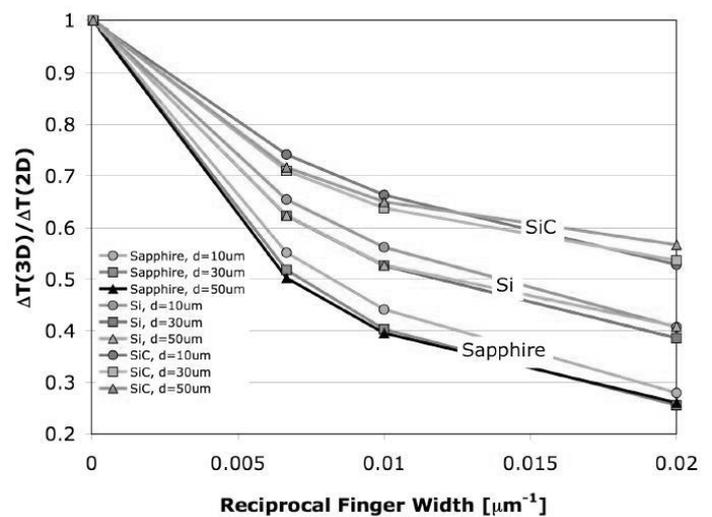


Fig. 2.3-1 Confronto fra gli incrementi di temperatura, normalizzati rispetto al caso 2D, per le diverse strutture.

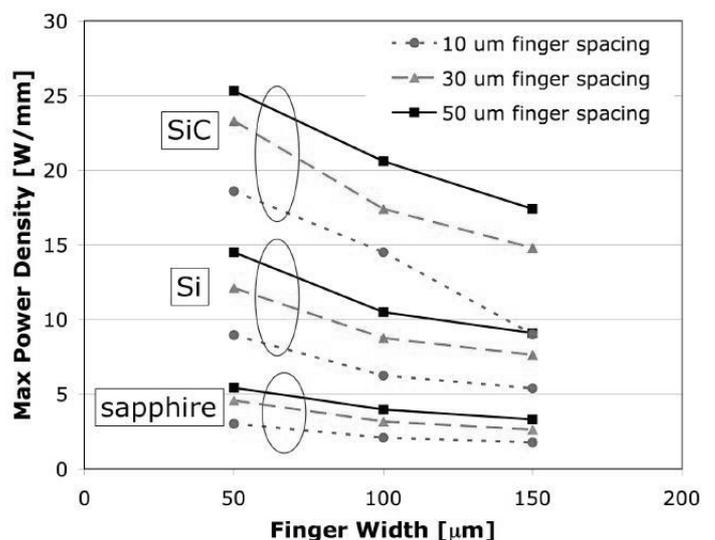


Fig. 2.3-2 Stima della massima potenza applicabile alle differenti geometrie con i diversi substrati per ottenere un salto termico di 300 K.

proporzionalità inversa mostrata nel grafico è facilmente spiegabile in quanto al aumento delle ascissa corrisponderebbe, a parità di densità di potenza, un aumento della potenza. Nel caso della spaziatura fra i canali la spiegazione della pendenza crescente risiede nel incremento della regione che possiamo, in prima approssimazione, ipotizzare “dedicata” al raffreddamento del singolo canale.

Come ci si aspettava la conducibilità termica del substrato influenza notevolmente la capacità del dispositivo di dissipare potenza; tale fenomeno viene messo in evidenza anche nel grafico di Fig. 2.3-3 dove viene mostrata la risposta ad un gradino di densità di potenza.

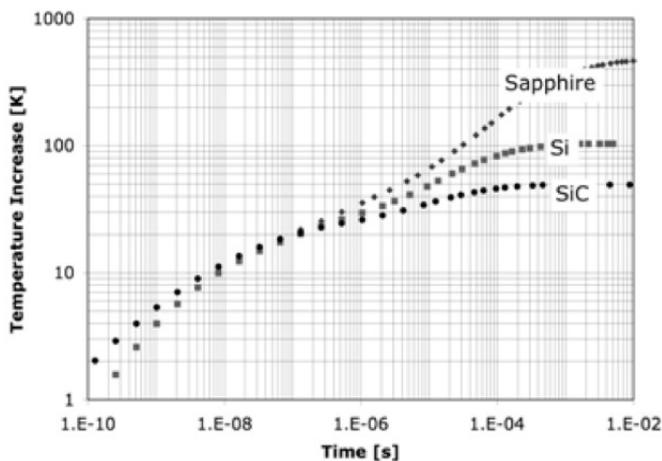


Fig. 2.3-3 Confronto fra il comportamento in regime dinamico dei differenti materiali di substrato per una struttura con  $W = 150 \mu\text{m}$  e  $d = 30 \mu\text{m}$ .

Da questo grafico si può notare come il transiente termico sia assolutamente paragonabile fino a tempi dell'ordine dei microsecondi: la spiegazione risiede nella presenza dello strato di Nitruro di Gallio.

Questo strato influenza le caratteristiche per i primi istanti in quanto il suo spessore ridotto viene attraversato in un breve tempo potendo quasi considerare adiabatica l'interfaccia fra questo semiconduttore e il substrato;

umentando i tempi l'influenza delle caratteristiche termiche del substrato prende il sopravvento dando origine a una curva in cui sono ben visibili i due transienti termici. Come detto nel precedente paragrafo sono state effettuate anche ulteriori analisi per verificare l'influenza della lunghezza di canale ma come facilmente prevedibile, impostando lo stesso calore entrante nel dispositivo, si ha solo una differenza nel picco di temperatura ma l'area sottesa dalla curva temperatura – distanza rimane uguale.

Impostare la stessa potenza termica significa modificare la densità superficiale di potenza, fenomeno che interessa solo i primissimi strati prossimi alla sorgente di calore, come messo in evidenza in Fig. 2.3-6.

Ulteriori analisi fatte riguardano l'influenza di differenti strati presenti sul dispositivo: in particolare viene riportato un grafico mostrante come la presenza di uno strato di passivazione realizzato in nitruro di silicio (SiN) tende a ridurre la temperatura stimata di una decina di gradi come mostrato in Fig. 2.3-5.

Sono state anche analizzate differenti metodologie di prelievo del calore: ad esempio in Fig. 2.3-4 viene riportato l'immagine termica tridimensionale di una simulazione in caso di raffreddamento del dispositivo tramite le connessioni elettriche di *drain* e *source*. In questo caso la superficie di base è stata impostata come adiabatica ai fini della simulazione, inoltre è stato inserito uno strato a conducibilità termica controllata il cui scopo è quello di simulare la resistenza termica dei vari strati fino al case, ritenuto a temperatura costante.

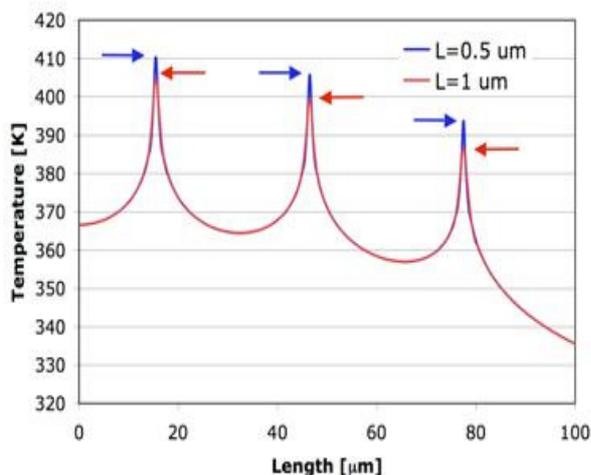


Fig. 2.3-6 Andamento della temperatura sulla superficie della struttura di simulazione in caso di lunghezza di *gate* di 1 e 0,5  $\mu\text{m}$  con " $W$ " = 150  $\mu\text{m}$  e " $d$ " = 30  $\mu\text{m}$ . La densità di potenza in entrambi i casi è di  $3,5 \cdot 10^9 \text{ W/m}^2$ .

case, ritenuto a temperatura costante.

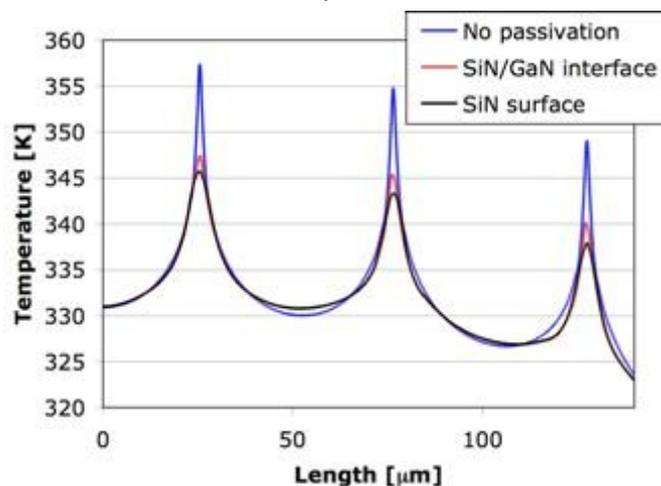


Fig. 2.3-5 Confronto fra il caso senza e con strato passivante di SiN per una struttura con " $W$ " = 150  $\mu\text{m}$ , " $d$ " = 50  $\mu\text{m}$ , substrato di silicio e con una densità di potenza iniettata pari a  $2,5 \cdot 10^9 \text{ W/m}^2$ . Viene riportato anche l'andamento termico all'interfaccia fra lo strato di passivante e il semiconduttore.

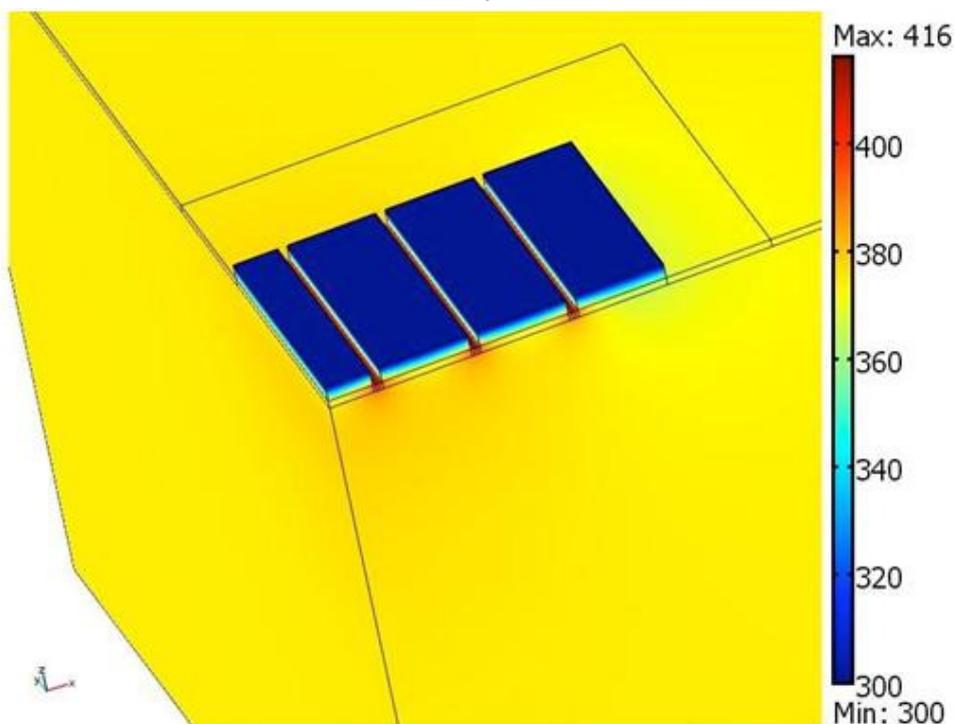


Fig. 2.3-4 Immagine termica di una struttura con substrato di silicio, " $W$ " = 150  $\mu\text{m}$  e " $d$ " = 30  $\mu\text{m}$  in cui viene iniettata una densità di potenza pari a  $3,5 \cdot 10^9 \text{ W/m}^2$  con resistenza termica dei contatti impostata al valore di 165 K/W.

## 2.4. Simulazioni termiche ad elementi concentrati

Per poter utilizzare simulatori circuitali al fine di predire il comportamento degli HEMT in casi reali di funzionamento è necessario tenere in considerazione il fenomeno di auto-riscaldamento; di conseguenza risulta utile poter integrare la stima delle temperature di canale nei modelli elettrici.

Al posto delle solite reti termiche di tipo "RC" con due o più costanti termiche si è cercato di scomporre, in modo fedele alla geometria del dispositivo, la sua struttura fisica: si è cercato di trovare una modalità di scomposizione che limiti il numero di blocchi da considerare al fine di non appesantire il modello di calcolo.

Scomporre la struttura con una suddivisione a passo costante lungo le tre dimensioni porterebbe ad avere una simulazione con complessità di calcolo pari a quella agli elementi finiti precedentemente effettuata: basta pensare che la minima dimensione risulta essere dell'ordine del  $\mu\text{m}$  per cui solo considerando lo sviluppo lungo la direzione verticale si otterrebbero centinaia di celle elementari.

La soluzione al problema risiede in una progressione di tipo esponenziale: in questo modo il numero di parti in cui viene suddivisa la direzione in questione risulta ridotto; considerando le due direzioni presenti nel modello bidimensionale, date dalle due rette generanti il piano mediano dei *gate*, e utilizzando due come base di progressione esponenziale si ottengono un centinaio di regioni elementari.

Questa suddivisione trova conferma della sua validità anche verificando il gradiente termico cui sono sottoposti i singoli elementi in quanto più ci si distanzia dalle regioni attive minore è il gradiente termico cui è sottoposto il materiale.

Effettuando una scomposizione con progressione esponenziale pura vi sono comunque diverse criticità: nel caso di un transistor a singolo *gate* si può impostare la progressione esponenziale in modo che lo stesso *gate* non venga suddiviso in più parti ma nel caso si tratti di un componente *multi-finger* questo tipo di scomposizione non permetterebbe di trovare una soluzione semplice; la soluzione a questo problema risiede nelle Eq. 2.2-1: in esse si può notare che la costante geometrica di  $256 \mu\text{m}$  è successiva a tutte le regioni di *Gate*

In Fig. 2.4-1 viene riportato lo schema di principio del criterio di suddivisione; in essa è presente anche il criterio con cui si è deciso di associare ad un nodo della rete equivalente la capacità termica del materiale.

Per ottenere i relativi valori di resistenza e capacità basta moltiplicare i valori specifici per il volume relativo, in questo caso è stata considerata una costante dimensionale secondo la direzione di sviluppo della larghezza di canale pari ad un millimetro.

Effettuando una campagna di simulazione ad elementi concentrati di strutture 2D, che siano rappresentative delle geometrie precedentemente descritte nel paragrafo 2.2, si possono confrontare i risultati con quelli delle precedenti simulazioni ad elementi finiti.

È necessario ricordare che mentre nel caso di elementi concentrati il numero di elementi supera di poco le migliaia nel precedente caso si di simulazione ad elementi finiti si otteneva quasi un ordine di grandezza in più di elementi triangolari.

Il confronto fra risultati mostra un buon accordo come mostrato in **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.** per due differenti strutture:

- a) spaziatura di  $10\ \mu\text{m}$  con differenti substrati, in ordine del più alto al più basso zaffiro, silicio e carburo di silicio, e rispettive densità di potenza di  $10^{-3}\ \text{W}/\mu\text{m}$ ,  $3 \cdot 10^{-3}\ \text{W}/\mu\text{m}$  e  $5 \cdot 10^{-3}\ \text{W}/\mu\text{m}$ ;
- b) spaziatura di  $50\ \mu\text{m}$  con differenti substrati, in ordine come nel precedente caso, con relative densità di potenza di  $10^{-3}\ \text{W}/\mu\text{m}$ ,  $2,5 \cdot 10^{-3}\ \text{W}/\mu\text{m}$  e  $5 \cdot 10^{-3}\ \text{W}/\mu\text{m}$ .

Risultati analoghi si hanno nel caso di simulazioni di risposte transienti come riportato nei tre grafici di

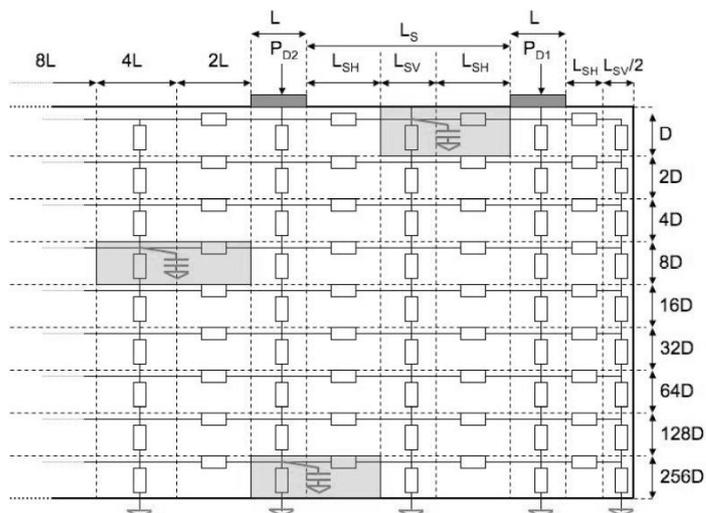


Fig. 2.4-1 Schema del principio di suddivisione in blocchi della struttura geometrica del HEMT; in figura sono riportati solo due regioni di gate per comodità. "L<sub>s</sub>" è equivalente a "d", spaziatura fra i gate mentre "L" è la lunghezza del canale.

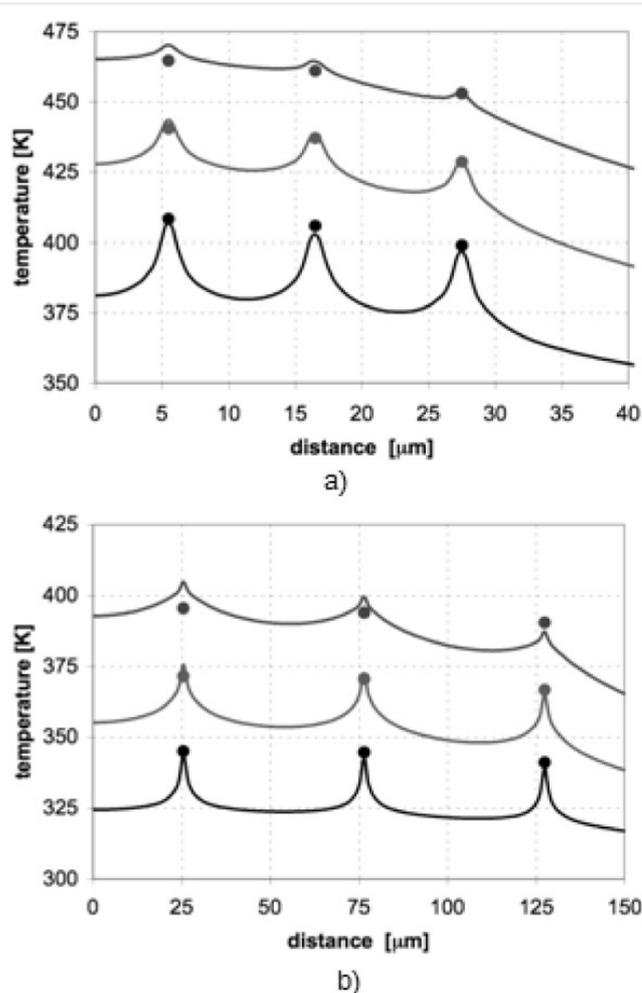


Fig. 2.4-2 Confronto fra simulazioni ad elementi finiti, linea continua, e ad elementi concentrati, punti, per due differenti strutture: a) spaziatura di  $10\ \mu\text{m}$  e b) di  $50\ \mu\text{m}$  per i tre differenti tipi di substrato e differenti densità di potenza.

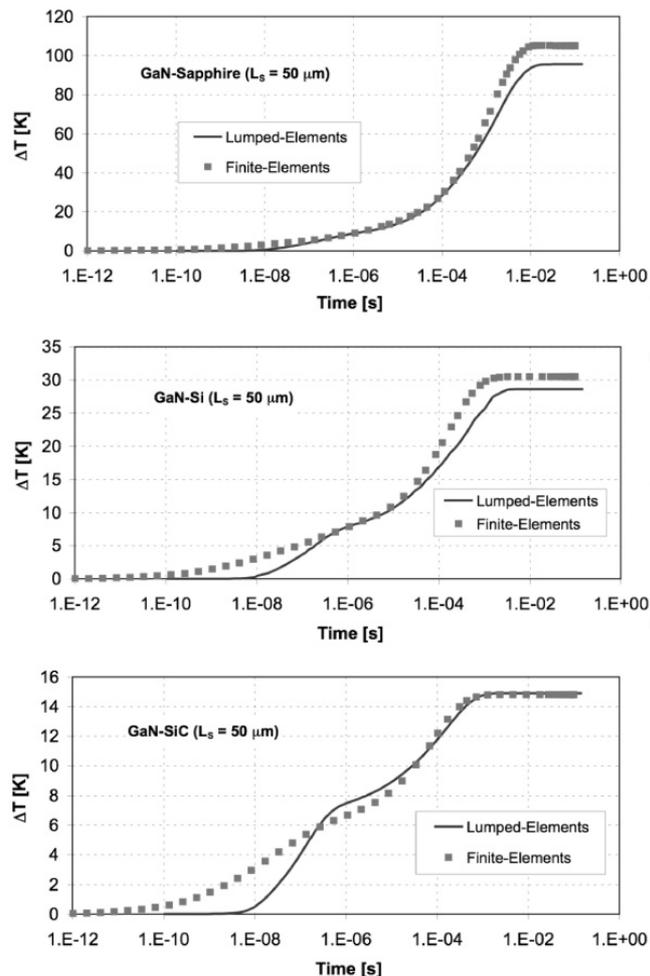


Fig. 2.4-3 Confronto fra simulazioni agli elementi finiti e agli elementi concentrati dell'andamento transitorio del salto termico per i tre tipi di substrato, dall'alto in basso zaffiro, silicio carburo di silicio; spaziatura dei *gate* di  $50 \mu\text{m}$  e densità di potenza iniettata pari a  $10^{-3} \text{ W}/\mu\text{m}$ .

permetta di avere una certa accuratezza di risultato, senza la necessaria potenza di calcolo caratteristica di una simulazione ad elementi finiti, e sia integrabile in un sistema di simulazione elettrica si sono ottenuti risultati promettenti.

Nota conclusiva di questa parte dello studio effettuato è l'assenza di parametri di *fitting* per le simulazioni termiche.

## 2.5. Simulazioni elettrotermiche

Sfruttando la rete termica equivalente mostrata a grandi linee in Fig. 2.4-1 si sono sviluppate delle simulazioni elettro-termiche con lo scopo di poter tenere in

figura 2.4-3 per una struttura e i tre differenti tipi di substrato.

Si possono notare forti scostamenti per tempi molto piccoli, dell'ordine delle decine o centinaia di nanosecondi ma il comportamento della seconda parte del transitorio risulta abbastanza fedele.

Se ne deduce che la rete termica equivalente del substrato è abbastanza accurata mentre alcuni fenomeni legati alle regioni più prossime al canale potrebbero essere implementate con maggior accuratezza a scapito della semplicità di calcolo.

Dato che lo scopo non è quello di ottenere la massima precisione, considerando anche lo scostamento significativo che si ha fra i risultati di simulazioni 2D rispetto a quelli del caso 3D, ma di dare un sistema di simulazione termica che

considerazione fenomeni di auto riscaldamento che possono avere notevole influenza sulle caratteristiche elettriche del dispositivo.

Si è quindi implementato un circuito in SIMULINK, applicazione di MATLAB®, per poter realizzare questa analisi; il circuito complessivo risulta essere come quello mostrato in Fig. 2.5-1 dove sono presenti tre sottocircuiti di HEMT atti a calcolare il contributo di corrente *drain–source* di ogni canale della struttura in esame, sempre considerando la struttura ridotta ad un quarto dell’originale.

Si può notare un blocco denominato “THERMAL NETWORK” che racchiude la simulazione circuitale della rete termica equivalente discussa nel precedente paragrafo; i blocchi “POWER CALCULATION” servono per calcolare la potenza dissipata nelle tre differenti regioni di canale in funzione della zona di lavoro imposta e delle condizioni termiche derivanti dalla stessa: condizioni termiche che a loro volta dipendono dalla potenza calcolata, riportata dal valore ideale ad una profondità nominale di un millimetro per essere adattata alla rete termica, creando la retroazione termica.

Partendo dallo schema elettrico equivalente per grandi segnali di un HEMT riportato nel paragrafo 3.1 in Fig. 2.1-4 si è deciso di semplificarlo in quanto in questa analisi sono state considerate simulazioni quasi – stazionarie in cui la presenza di fenomeni induttivi o capacitivi risultava essere solo un onere di calcolo senza contribuire al risultato.

La figura seguente mostra l’implementazione in SIMULINK del circuito, con i possibili effetti di retroazione per il calcolo della  $I_{DS}$ : si possono notare quattro blocchi che hanno la funzione di determinare i coefficienti, variabili in funzione della temperatura, della proporzionalità fra la tensione intrinseca *gate–source* e la corrente in questione.

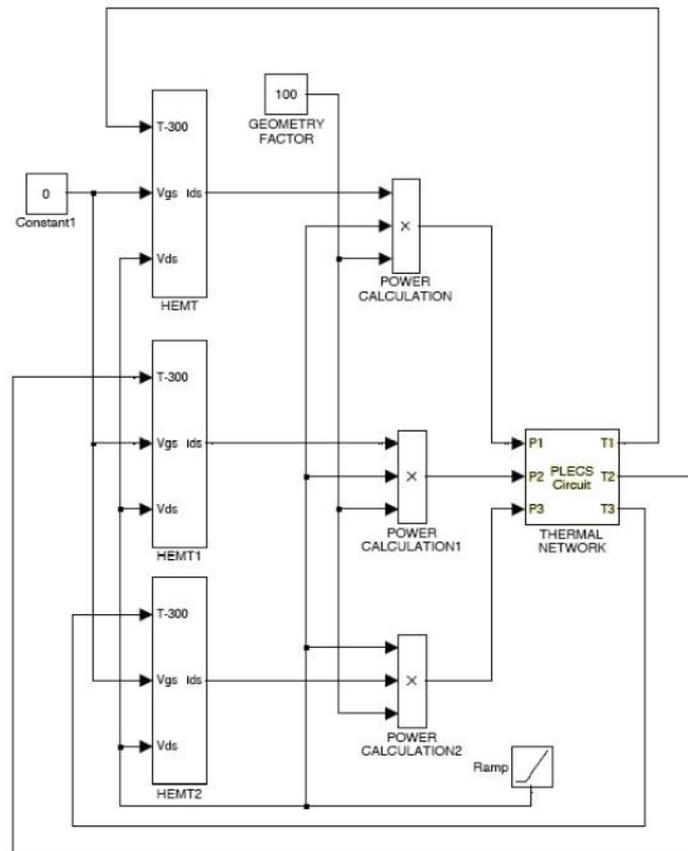


Fig. 2.5-1 Schema a blocchi del circuito implementato in MATLAB per la simulazione di un HEMT; simulazione a  $V_{GS}$  costante.

A differenza di quanto proposto da Lee e Webb, riportato in Eq. 2.1-4 Relazione della corrente *drain-source* funzione di tensioni e temperatura di canale. VIN e VOUT sono le tensioni di ingresso e uscita del dispositivo, VDS0 è la tensione di

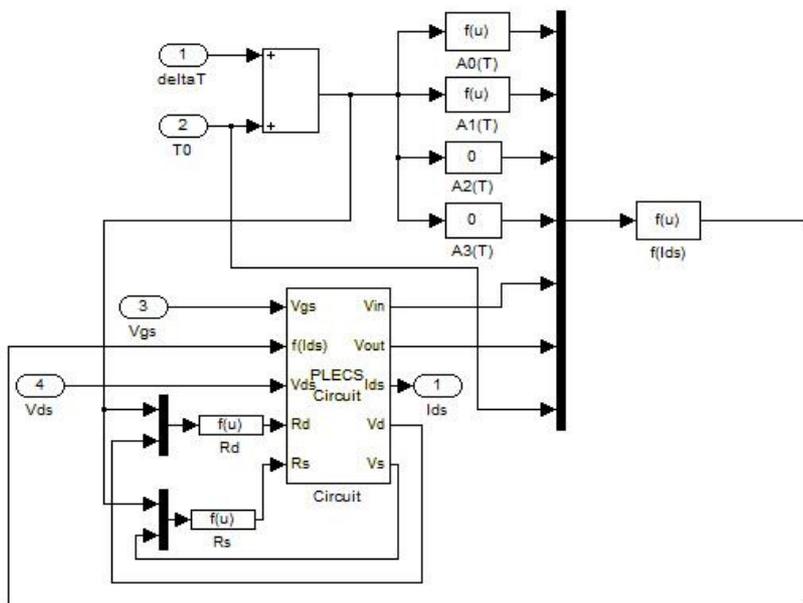


Fig. 2.5-2 Schema a blocchi del circuito elettrico equivalente del HEMT implementato in MATLAB.

polarizzazione a cui vengono calcolati i coefficienti  $A_i$ ,  $\beta$  rappresenta la dipendenza dal fenomeno di *pinch-off* della tensione di uscita,  $\gamma$  è il parametro per la saturazione del *drain*,  $\tau$  il ritardo interno caratteristico del FET e  $\lambda$  controlla il valore di corrente in regione di saturazione., la relazione applicata è data dalla Eq. 2.5-1 in cui si possono notare forti differenze.

È stata fortemente semplificata la dipendenza dalla tensione intrinseca *gate – source* portandola da un quarto ordine ad una semplice dipendenza lineare in cui i due coefficienti sono funzione della temperatura assoluta di canale; per contro sono state inserite diverse dipendenze nel argomento della tangente iperbolica:

$$I_{DS} = (A_0(T) + A_1(T) * v_{GS}) * \tanh\{[B_1 * (1 + B_2(T_{AMB} - 300)) + B_3 v_{GS}] * v_{DS}\}$$

Eq. 2.5-1 Relazione utilizzata nel modello semplificato implementato in MATLAB con le dipendenze modificate rispetto alla relazione proposta da Lee e Webb.

Queste ultime sono frutto di uno studio sulle caratteristiche misurate dei dispositivi: queste infatti mostrano un peculiare ginocchio che sembra modificare la sua posizione in funzione della tensione di *gate*: da qui l’inserimento del termine  $B_3 v_{GS}$ ; dalle curve analizzate si notava anche uno spostamento dello stesso in funzione della temperatura cui veniva posto il sistema di raffreddamento del componente con il conseguente inserimento del termine  $B_2(T_{AMB}-300)$ .

Dallo schema a blocchi di Fig. 2.5-2 Schema a blocchi del circuito elettrico equivalente del HEMT implementato in MATLAB. si può notare che la temperatura influenza anche il valore delle resistenze di *drain* e *source* che vengono simulate

come generatori di corrente pilotati dalla tensione ai loro capi, “I1” controllato da “Vm4” e “I2” da “Vm3”, come mostrato in Fig. 2.5-3.

La relazione è stata determinata in base ai risultati riportati in [5] optando per suddividere il valore di resistenza in parti uguali sotto l’ipotesi che la struttura presenti simmetria rispetto ai *gate*.

In questo schema sono stati mantenuti solo i due condensatori principali che risultano necessari in simulazioni transienti, a frequenze inferiori a quelle di lavoro, al fine di determinare l’andamento delle temperature di canale.

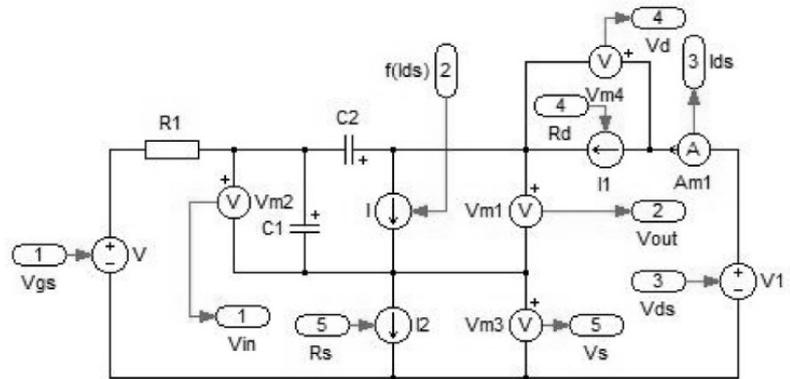


Fig. 2.5-3 Schema circuitale semplificato del HEMT proposto.

Dopo aver analizzato le dipendenze della  $I_{DS}$  si è pervenuto ad un *set* di parametri, riportato in Tab. 2.5-1 *Set* di parametri del modello equivalente utilizzati per il *fitting* delle misure., dove si può notare come si è modificato anche l’ordine della dipendenza dalla temperatura dei coefficienti di  $v_{GS}$ : questo è necessario al fine di poter far seguire la forte curvatura delle curve  $I_{DS}(v_{DS})$  dopo il caratteristico ginocchio.

Questo *set* di parametri ha portato ad avere un buon riscontro con le misure come

mostrato dai grafici di **Errore. L’origine riferimento non è stata trovata.** dove si riporta il confronto fra i valori ottenuti da

Parameter	Unit	Value
$A_{00}$	A	$2.86 \cdot 10^{-1}$
$A_{01}$	$A \cdot K^{-1}$	$-7.00 \cdot 10^{-4}$
$A_{02}$	$A \cdot K^{-2}$	$4.97 \cdot 10^{-7}$
$A_{10}$	$\Omega^{-1}$	$8.87 \cdot 10^{-2}$
$A_{11}$	$\Omega^{-1} \cdot K^{-1}$	$-2.27 \cdot 10^{-4}$
$A_{12}$	$\Omega^{-1} \cdot K^{-2}$	$1.99 \cdot 10^{-7}$
$B_1$	$V^{-1}$	$7.00 \cdot 10^{-1}$
$B_2$	$K^{-1}$	$-5.00 \cdot 10^{-3}$
$B_3$	$V^{-2}$	$-3.00 \cdot 10^{-1}$

Tab. 2.5-1 *Set* di parametri del modello equivalente utilizzati per il *fitting* delle misure.

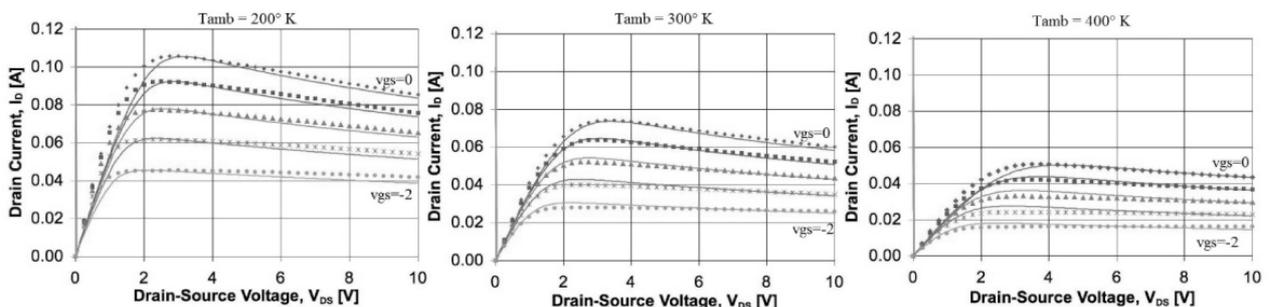


Fig. 2.5-4 Curve caratteristiche  $I_{DS}(V_{DS})$  del HEMT considerato per tre differenti temperature ambiente e per valori di  $v_{GS}$  da -2 V fino a 0 V con incrementi di 0,5 V; valori di simulazione (linea) e misure (punti).

simulazioni elettro-termiche e le misure effettuate imponendo la base del chip alla temperatura ambiente in camera climatica. Nei grafici si può notare come la regione in cui si presenta il ginocchio e valori di polarizzazione  $v_{DS}$  inferiori siano quelli sottoposti a maggior errore con scarti relativi anche significativi per valori di  $I_D$  ridotti. Bisogna tenere comunque in considerazione che la relazione della conducibilità

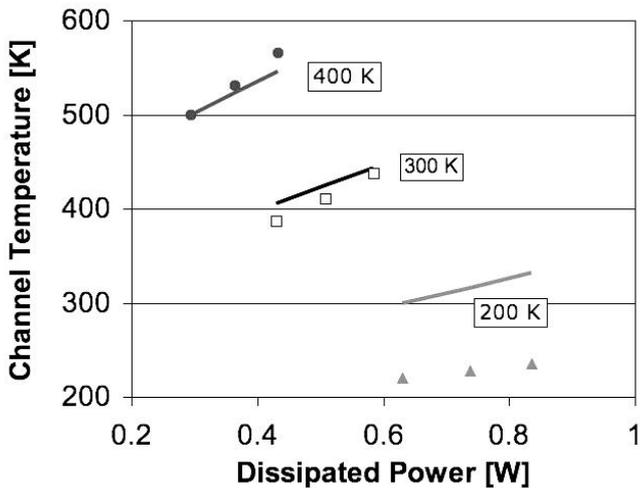


Fig. 2.5-5 Confronto fra la temperatura di canale stimata dal modello (linee) e quella misurata (punti) per un dispositivo con substrato di zaffiro.

adottata, riportata in Eq. 2.1-1, è valida fino al limite inferiore di 200 K per cui è possibile aspettarsi errori maggiori dalle simulazioni effettuate a tale temperatura ambiente; questo viene accuratamente riportato in Fig. 2.5-5 dove si nota come lo scostamento delle temperature di canale stimate dal modello proposto sia piccolo, tranne nel caso limite di 200 K.

Risulta quindi evidente come la corretta stima della temperatura di canale possa essere di fondamentale importanza anche per determinare le effettive perdite nel semiconduttore come mostrato in Fig. 2.5-5.

Il modello permette di stimare il comportamento anche in condizioni dinamiche, purché si tratti di condizioni elettricamente quasi-stazionarie: cioè le frequenze devono essere tali da influire sul comportamento termico dell'HEMT senza richiedere l'intervento nel modello stesso di fenomeni propri delle alte frequenze, potendo considerare a livello elettrico la condizione come una successione di condizioni di equilibrio; il risultato di alcune simulazioni viene mostrato nei grafici di Fig. 2.5-6.

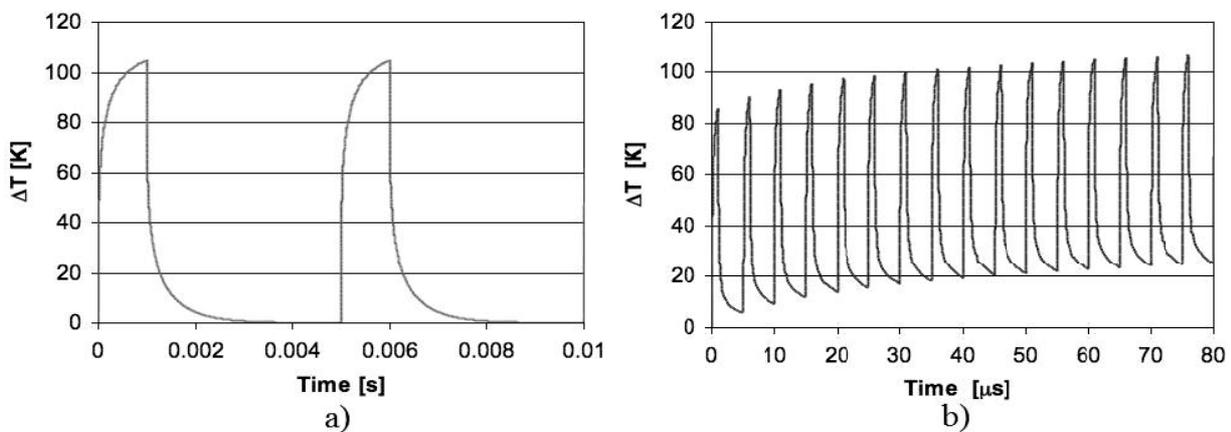


Fig. 2.5-6 Incremento di temperatura di canale stimata per un dispositivo con "W" = 50  $\mu\text{m}$ , "d" = 30  $\mu\text{m}$  per un treno di impulsi con: a) frequenza 200 Hz, *duty cycle* = 20%,  $V_{GS} = 0\text{ V}$  e  $V_{DS} = 15\text{ V}$ ; b) frequenza 200 kHz, *duty cycle* = 20%,  $V_{GS} = 0\text{ V}$  e  $V_{DS} = 40\text{ V}$ .

## 3. Simulazioni e misure di diodi PiN

### 3.1. I diodi PiN

Nelle applicazioni di elevatissima potenza è necessario lavorare con tensioni elevate per ridurre significativamente le correnti.

Come ben noto il diodo è il dispositivo a semiconduttore con la struttura fisica più semplice: una giunzione fra due semiconduttori differentemente drogati.

Questa struttura ha la capacità di impedire il passaggio di corrente in caso la giunzione venga polarizzata in inversa: ciò porta alla formazione di un regione svuotata dai portatori maggioritari in prossimità della giunzione, per mantenere l'equilibrio del campo interno secondo le classiche equazioni di *drift-diffusion*.

In prima approssimazione si può stimare l'andamento della densità di carica in modo lineare, da cui la regione svuotata assume una forma triangolare, ma nel caso dei diodi PiN è presente una regione detta "intrinseca" in cui la pendenza del profilo di carica risulta essere molto inferiore rispetto alle regioni *p* ed *n*.

Di conseguenza si possono avere due casi: la regione di svuotamento attraversa la regione "intrinseca" (caso di diodo *punch-through*), o meno: in entrambi i casi è la profondità della regione "intrinseca" a evitare che la tensione di polarizzazione inversa inneschi il fenomeno della scarica per effetto valanga.

Il principale vantaggio di diodi *punch-through* risiede nella tensione di *breakdown* più elevata a parità di spessore del dispositivo, rispetto al caso più semplice: questo deriva dall'andamento che assume il campo elettrico e la regione di svuotamento in essi rispetto a quella dei componenti "normali" come mostrato in Fig. 3.1-1.

Risulta quindi evidente che a parità di tensione di valanga lo spessore del dispositivo *punch-through* risulta inferiore con conseguenti vantaggi anche in conduzione: i portatori devono attraversare uno spessore di silicio inferiore con conseguente minor probabilità di ricombinare da cui deriva un minor valore di resistenza di conduzione del dispositivo.

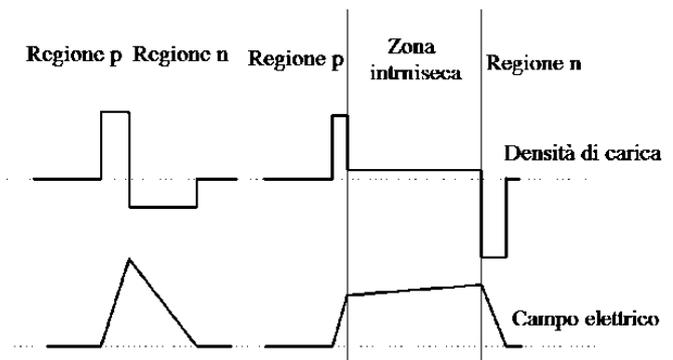


Fig. 3.1-1 Confronto distribuzione di carica e campo elettrico per le due principali strutture per i diodi PiN. Si può notare come il massimo valore del campo elettrico nel caso "normale" sia superiore a quello del caso *punch-through* nelle stesse condizioni di polarizzazione.

Per contro questi dispositivi hanno lo svantaggio di avere una regione “quasi intrinseca” con tutte le problematiche connesse: è necessario avere un materiale di partenza con un elevatissimo grado di purezza, la ricombinazione di portatori minoritari in regione “intrinseca” ha bassa probabilità di avvenire con conseguente incremento dei tempi di commutazione del dispositivo,

I fenomeni che governano il funzionamento di questi dispositivi sono esprimibili con le classiche equazioni *drift-diffusion* con l’influenza dei vari contributi: effetto valanga, fenomeni di ricombinazione, tempi di vita dei portatori ed equazioni di mobilità [6]-[18].

In questo studio ci si è occupati di diodi PiN per elevate correnti e tensioni: in particolare in collaborazione con POSEICO S.p.A. sono stati studiati dispositivi a tecnologia *press-pack*, in cui sono assenti le saldature dei contatti per garantire una maggior affidabilità del dispositivo.

Il contatto viene fatto imponendo una pressione fra le superfici del semiconduttore, o eventuali strati di metallizzazione, e i poli metallici: questa struttura riduce gli stress termo-meccanici che possono risultare critici, date le dimensioni dei semiconduttori.

Per garantire la necessaria capacità di conduzione di corrente servono superfici di contatto notevoli, anche superiori a 3000 mm<sup>2</sup>, mentre per sopportare tensioni di polarizzazione inversa anche di 6000 V è necessario avere spessori di semiconduttore di poco inferiori al millimetro.

Questa combinazione porta ad uno sviluppo trasversale del dispositivo, a differenza dei componenti per elettronica a bassa tensione dove si preferisce per altri motivi uno sviluppo superficiale.

### **3.2. Simulazioni di processo di fabbricazione**

Utilizzando un simulatore di processo (DIOS) del pacchetto commerciale ISE-TCAD è stato possibile verificare la validità dei modelli del simulatore confrontando i dati a disposizione di misure di drogaggio con i valori ottenibili da simulazione.

Nel simulatore sono presenti vari modelli di diffusione di materiali droganti [19] e [20] fra i quali si è scelto di utilizzare il modello denominato “*Pair-Diffusion*” in cui viene tenuta in considerazione la condizione di equilibrio permanente di carica e la teoria di Dunham [21] riguardante l’equilibrio delle reazioni delle coppie difetti-impurità.

Da questi modelli l’Eq. 3.2-1 differenziale è alla base della simulazione di processi produttivi per diffusione di materiale drogante.

$$J_{j,\alpha,z} = -D_{j,\alpha,z} k_{j,\alpha,z} \left(\frac{n}{n_i}\right)^{-q_j-z} \nabla \cdot \left( A_j^{[q_j]} \alpha^{[0]} \left(\frac{n}{n_i}\right)^{q_j} \right)$$

Eq. 3.2-1 Equazione del calcolo del flusso di diffusione del materiale drogante funzione del tipo di difetto.

In Eq. 3.2-1 sono riportate le dipendenze del flusso di diffusione del materiale drogante “j” dal relativo coefficiente “D” di diffusione, dal coefficiente “k” del tipo di reazione e dalle concentrazioni di drogante in posizione sostituzionale “A<sub>j</sub>” e di difetti neutri “α<sup>[0]</sup>”. Sempre in essa si deve leggere al posto di “α” il tipo di difetto, interstiziale o vacanza, al posto di “z” il relativo stato di carica, intero compreso fra -2 e 2, lo stato di carica del tipo di drogante in posizione costituzionale considerato, “q<sub>j</sub>”. I coefficienti “D” di Eq. 3.2-1 sono espressi in forma di relazione esponenziale come riportato in Eq. 3.2-2 dove oltre ai coefficienti esponenziale, “D<sub>I,z,W</sub>” e “D<sub>V,z,W</sub>”, e preesponenziale, “D<sub>I,z,0</sub>” e “D<sub>V,z,0</sub>”, è presente anche un coefficiente, “EFF<sub>z</sub>”, o il suo complemento, che servono per fare una sorta di “pesatura” dei due differenti meccanismi di diffusione.

$$D_{j,I,z} = D_{I,z,0} e^{\frac{D_{I,z,W}}{kT}} EFF_z$$

$$D_{j,V,z} = D_{V,z,0} e^{\frac{D_{V,z,W}}{kT}} (1 - EFF_z)$$

Eq. 3.2-2 Relazione esponenziale per il calcolo dei coefficienti di diffusione del materiale.

Il processo di produzione di cui si hanno misure di concentrazione di drogante è composto da tre principali fasi: predeposizione di fosforo, attacco chimico per la rimozione del materiale predeposto su una delle due facce del semiconduttore e infine deposizione di gallio con fase di *drive-in*.

Per quanto riguarda la deposizione di gallio per come è stata realizzata si può simulare come una fase di diffusione da sorgente solida infinita: i parametri di processo sono una temperatura di forno di 1250 °C per un tempo di 36 ore.

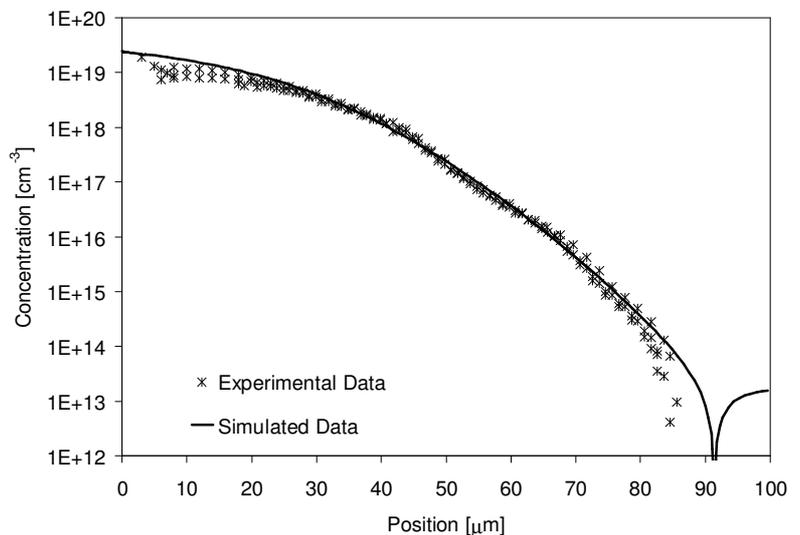


Fig. 3.2-1 Confronto fra risultati di simulazione e misure per il profilo didrogaggio del gallio della regione di anodo.

Dopo il processo di *fitting* si sono ottenuti i risultati mostrati in Fig. 3.2-1 Confronto fra risultati di simulazione e misure per il profilo di drogaggio del gallio della regione di anodo. con buona approssimazione del andamento del profilo di drogaggio e un errore relativo sulla profondità di giunzione di poco superiore al 5%.

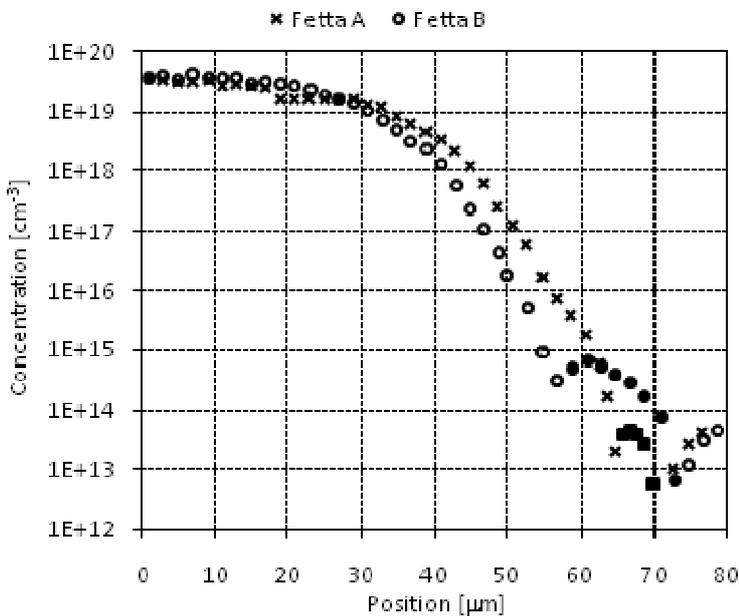


Fig. 3.2-2 Profilo di drogaggio misurato per la regione di catodo drogata con fosforo.

Nel caso del processo di predeposizione e diffusione del fosforo della regione di catodo si sono riscontrati problemi sulle misure a disposizione in quanto, come mostrato in Fig. 3.2-2, sono presenti regioni in profondità dove si verifica un fenomeno di incremento della concentrazione di materiale drogante.

La supposizione è che il processo di *drive-in* che avviene durante la fase di deposizione del gallio abbia "sporcato" il silicio diffondendo il materiale

(gallio) in profondità e creando una doppia giunzione a basse concentrazioni.

Sempre in Fig. 3.2-2 si nota una zona che si estende in profondità per 20  $\mu\text{m}$  o più con concentrazione costante: questo fenomeno può essere dovuto alla presenza di uno strato di vetro fortemente drogato con fosforo sulla superficie durante la fase di *drive-in*; in pratica risulta come se fosse presente una sorgente solida di drogante.

Non potendo effettuare una taratura su misure si è deciso di utilizzare i coefficienti presenti nel simulatore in quanto il fosforo è un elemento drogante ampiamente studiato.

I dispositivi in analisi sono realizzati con un processo che, nonostante utilizzi materiali identici (silicio ad elevata purezza, fosforo e gallio come materiali droganti), si discosta da quello appena citato; non essendo disponibili dati di misura di profili di drogaggio sono stati sfruttati i valori presenti in letteratura per il fosforo e quelli ottenuti dal precedente *fitting* per il gallio.

### 3.3. Simulazioni e misure elettriche in regime quasi-stazionario

Continuando il lavoro di tesi si sono realizzate simulazioni di caratteristica I-V in polarizzazione inversa dei dispositivi in questione.

La simulazione al livello fisico del diodo è stata semplificata con lo stesso criterio applicato alle simulazioni termiche degli HEMT: si sono cercati elementi di simmetria. I diodi *press-pack* sono generalmente di forma circolare, per cui la simmetria sfruttata è di tipo cilindrico: mentre il disco di silicio utilizzato inizialmente ha una semi-sezione di forma rettangolare il dispositivo finito non mantiene più tale forma in quanto sono presenti ulteriori passi di processo non precedentemente menzionati.

Come in tutti i casi è necessario dare solidità meccanica al semiconduttore: lo spessore del semiconduttore, che varia da circa 200  $\mu\text{m}$  a poco meno di 800  $\mu\text{m}$ , non garantisce una sufficiente robustezza per cui si effettua una “brasatura” su un supporto metallico di molibdeno che ha buona conduzione elettrica e termica, coefficiente di dilatazione termica simile a quello del materiale considerato al fine di evitare stress termo-meccanici.

Come riportato in letteratura alla geometria base vengono apportate modifiche al fine di prevenire e/o limitare il fenomeno del *breakdown* di bordo: questo fenomeno può essere innescato dalla presenza di difetti superficiali o dal forte gradiente di campo.

Per limitare l’influenza dei difetti di bordo il materiale viene “pulito” e protetto con gomme isolanti che hanno anche lo scopo di incrementare il cammino superficiale di scarica altrimenti ridotto per le tensioni di lavoro.

Per evitare il forte gradiente di campo elettrico che si viene a creare in prossimità delle giunzioni sul bordo del dispositivo si modifica la geometria del dispositivo: fra le varie tecniche quella adottata in questi dispositivi è quella denominata “*positive double bevel angle*” ottenendo una forma doppio trapezoidale come mostrato in Fig. 3.3-1 Linee di campo in prossimità del bordo di un diodo PiN con doppio angolo di lappatura..

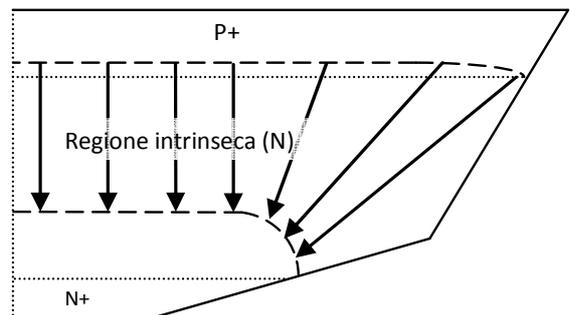


Fig. 3.3-1 Linee di campo in prossimità del bordo di un diodo PiN con doppio angolo di lappatura.

Come primo obiettivo si è voluto riprodurre il comportamento del diodo in condizioni di polarizzazione inversa fino a ricrearne il *breakdown*:. questo fenomeno

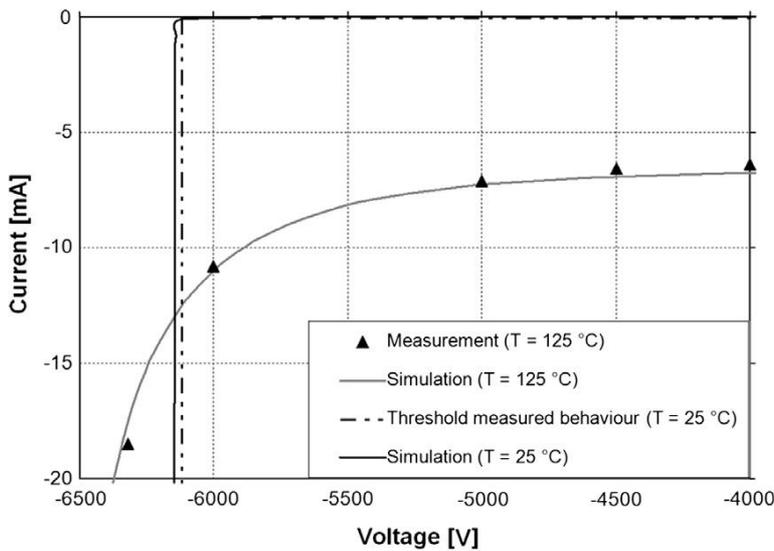


Fig. 3.3-2 Confronto fra risultati di simulazione e misure per un diodo PiN da 6000 V a due differenti temperature, 25 e 125 °C.

avviene quando il campo supera il valore limite oltre il quale l'energia che un portatore di carica accumula fra due urti è sufficiente a creare una nuova coppia di portatori elettrone-lacuna ionizzando l'atomo con cui si scontra.

Il *fitting* delle misure a disposizione riportato in Fig. 3.3-2 è basato sulla modifica dei coefficienti presenti nelle relazioni del calcolo della generazione di coppie elettrone-lacuna di Eq. 3.3-1.

$$G = \alpha_n n v_n + \alpha_p p v_p$$

$$\alpha_i = \gamma a_i e^{\left(-\frac{\gamma b_i}{F}\right)} \text{ con } i = n, p$$

$$\gamma = \frac{\tanh\left(\frac{\hbar \omega_{op}}{2 k T_0}\right)}{\tanh\left(\frac{\hbar \omega_{op}}{2 k T}\right)}$$

Eq. 3.3-1 Relazioni del modello matematico di generazione di coppie elettrone-lacuna per ionizzazione da impatto: effetto valanga.

In essa sono presenti i coefficienti esponenziale "b<sub>i</sub>" e pre-esponenziale "a<sub>i</sub>" per lacune ed elettroni, che influenzano il fenomeno con la loro concentrazione, mentre la dipendenza dalla temperatura viene impostata tramite il valore teorico "ω<sub>op</sub>" dell'energia dei fononi che intervengono durante la collisione; il termine "F" presente nella seconda relazione indica il campo che genera il fenomeno.

Per quanto riguarda le simulazioni in polarizzazione diretta del dispositivo il programma di simulazione permette di tenere in considerazione diversi modelli la cui influenza varia a seconda di vari parametri: concentrazioni degli elementi droganti, polarizzazione, ecc.

Per quanto riguarda la mobilità si tengono in considerazione i modelli proposti da Arora [6], da Brooks-Herring [7][8], tenendo in considerazione la saturazione della

velocità per alti campi elettrici [9][10] e sommandoli secondo la regola di Matthiessen, il reciproco del totale è la somma dei reciproci dei singoli contributi. Per i fenomeni di generazione o ricombinazione, in condizioni di polarizzazione in cui non interviene il precedentemente citato effetto valanga, sono stati considerati le regole proposte da Shockley-Read-Hall in caso di interazione con livelli profondi della *band-gap*, con le relative dipendenze dalla temperatura e dal livello di drogaggio [11]-[13] e da Auger in caso di urto fra elettroni eccitati e portatori liberi [16]-[18].

È stata eseguita un'analisi del contributo dei singoli modelli matematici per individuare quale fosse il modello correlato alle differenti zone di conduzione.

Effettuando una campagna di misure su alcuni dispositivi a disposizione si è cercata una corrispondenza fra i dati e i valori dei parametri dei modelli; il banco di misura aveva una forte limitazione in quanto il massimo valore di corrente era di 100 A, che risultano pochi per garantire la piena polarizzazione dei dispositivi.

Una forte limitazione nel corso delle misure effettuate è stata il tipo di connessione necessaria; essendo dispositivi di tipo *press-pack* è necessario imporre determinati

valori di pressione il più uniformemente possibile sui poli di contatto, pressione che moltiplicata per la superficie di contatto dei dispositivi in questione si traduce in forze dell'ordine delle migliaia (o decine di migliaia nel caso dei dispositivi più grandi) di Newton.

Queste due limitazioni hanno impedito la possibilità di riuscire a effettuare una taratura dei modelli data la quantità di parametri da impostare, come mostrato in Fig. 3.3-3.

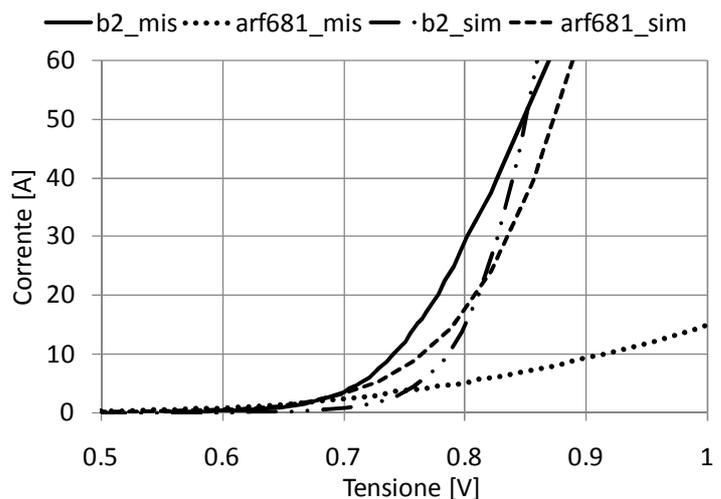


Fig. 3.3-3 Confronto fra simulazioni e misure su due campioni di diodi a disposizione.

### 3.4. Implementazione di un *software* di progettazione

Nel corso di questi studi è stato implementato un *software* per la progettazione di dispositivi di alta potenza: questo programma ha lo scopo di predire le caratteristiche elettriche di un componente in funzione dei processi produttivi e delle caratteristiche del materiale.

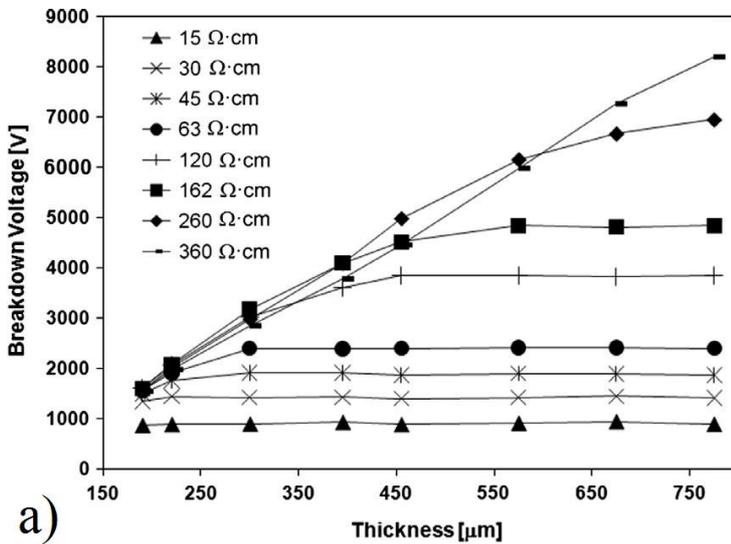
Il metodo prevede di non utilizzare relazioni matematiche approssimate per la determinazione delle caratteristiche elettriche del dispositivo ma di interpolare dati sia di misure che di simulazioni delle caratteristiche di interesse di dispositivi con caratteristiche fisiche e di processo differenti.

Nel caso in esame il programma è stato sviluppato per l'ottimizzazione della tensione di *breakdown* di diodi PiN modificando sia parametri elettrici (la resistività del materiale di partenza), che geometrici (lo spessore del silicio di partenza), che di processo (il tempo della fase di *drive-in*).

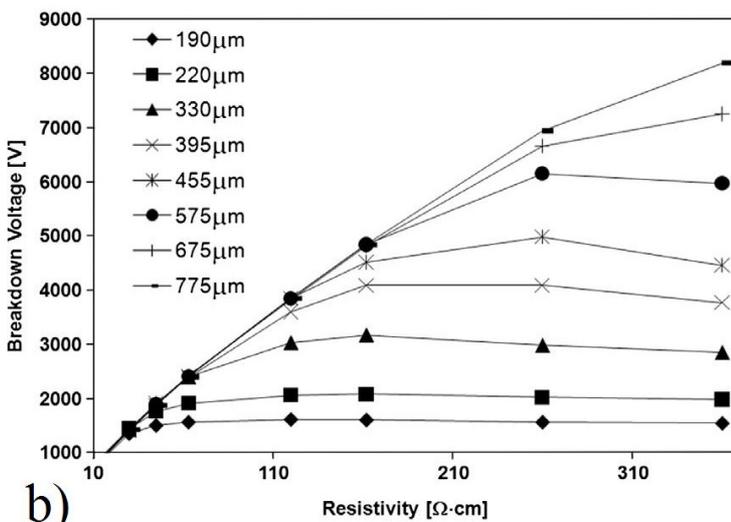
Utilizzando il precedente *fitting* è stata svolta una campagna di simulazione al fine di riempire una griglia di punti con valori massimi e minimi per i parametri precedentemente citati che coprissero un ampio intervallo:  $15 \div 360 \Omega \text{ cm}$ ,  $190 \div 775 \mu\text{m}$  e  $8 \div 24$  ore rispettivamente.

Tranne che per il tempo di *drive-in* la spaziatura non è stata uniforme in quanto la dipendenza della tensione di *breakdown* dai primi due parametri non è semplicemente lineare come mostrano i grafici di Fig. 3.4-1.

Dai grafici si riesce ad intuire che vi sono due andamenti asintotici per ogni curva: il primo in cui nella stima della tensione di valanga predomina l'effetto del valore di resistività, in caso di spessori elevati; il secondo si ha quando predomina il contributo dello spessore, in caso di resistività elevate.



a)



b)

Fig. 3.4-1 Andamento della tensione di *breakdown* in funzione di a) spessore del materiale (fissato il valore di resistività); b) resistività del materiale (fissato lo spessore). In entrambi i casi il tempo di *drive-in* è di 16 h.

nella stima della tensione di valanga predomina l'effetto del valore di resistività, in caso di spessori elevati; il secondo si ha quando predomina il contributo dello spessore, in caso di resistività elevate.

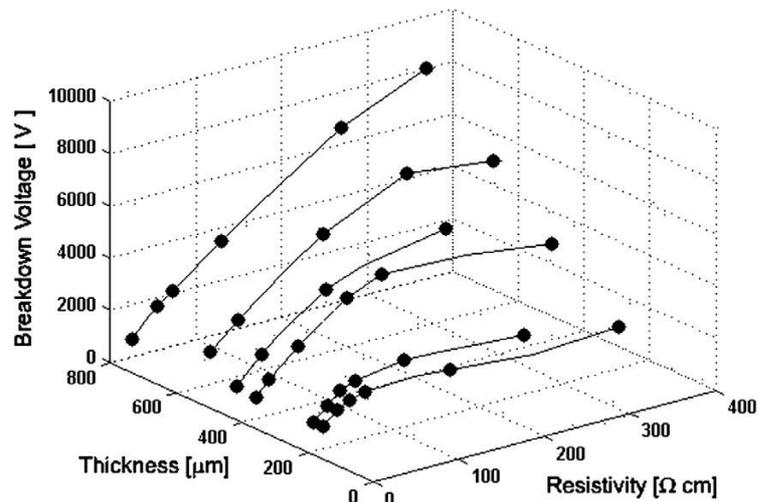
Essendo una funzione  $R^4$  non è possibile farne il grafico per cui nell'immagine di Fig. 3.4-2 viene riportato il caso in cui sono stati fissati differenti valori di tempo di *drive-in*.

Per interpolare i dati (nel caso in esame sono risultati di simulazione) è stato sviluppato un algoritmo di interpolazione che si basa sulla linearizzazione tramite la formula di Newton [22]-[24].

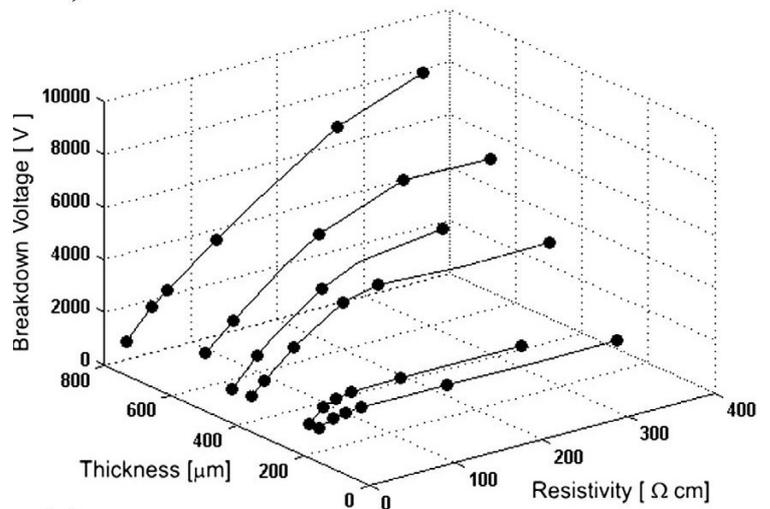
Molti programmi matematici presentano funzioni di interpolazione che però richiedono una griglia di dati completa: cioè una volta fissati i valori delle variabili devono essere presenti tutti i valori della funzione in corrispondenza di ogni combinazione possibile di tali valori.

Questa limitazione ridurrebbe la flessibilità del programma che ha lo scopo di accettare dati senza la necessità di realizzare volta per volta una campagna di simulazione o misura al fine di riempire la griglia con i valori necessari.

Di conseguenza è stato implementato anche un algoritmo di ricerca dei primi vicini indipendenti che garantiscono che il determinante della matrice associata al sistema sia non



a)



b)

Fig. 3.4-2 Andamento della tensione di *breakdown* in funzione di spessore del materiale e resistività del materiale . In entrambi i casi il tempo di *drive-in* è di 16 h.

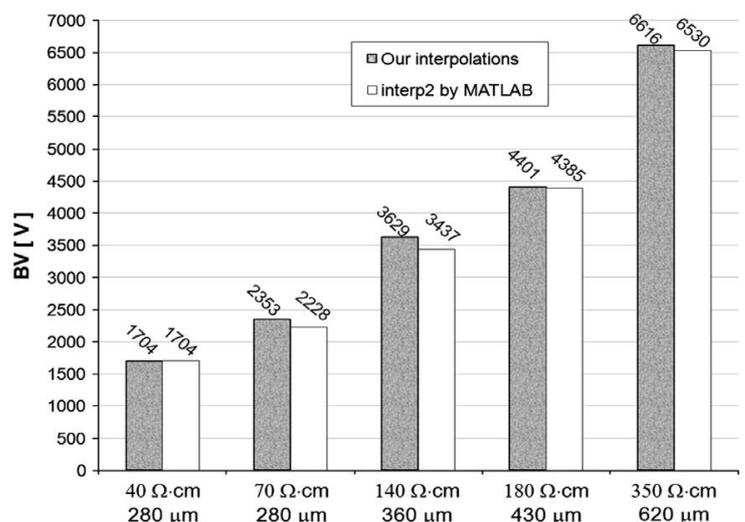


Fig. 3.4-3 Confronto fra l'interpolazione da noi proposta e quella data dalla funzione INTERP2 di MATLAB con la stessa griglia di dati a disposizione.

nullo e di conseguenza il sistema sia risolvibile con soluzione unica.

Il confronto fra la funzione INTERP2 di MATLAB e la nostra funzione mostra un buon accordo con uno scostamento inferiore al 5% come mostrato in Fig. 3.4-3.

Il fondamentale vantaggio del nostro sistema di interpolazione mediante approssimazione lineare risiede nella sua flessibilità.

Inoltre modificando l'algoritmo di soluzione del sistema è possibile espandere il numero di variabili in modo semplice dato l'approccio geometrico che si è tenuto con il problema matematico; anche questa possibilità permette al programma sviluppato di poter essere utilizzato per lo studio di dispositivi diversi non essendo legato a relazioni matematiche fisse ma solo a valori inseribili manualmente, da simulazione o da misura.

### 3.5. Simulazioni e misure elettriche in regime dinamico

I campioni a nostra disposizione sono di diodi "veloci": cioè dispositivi la cui risposta dinamica viene modificata al fine di poter avere migliori caratteristiche a scapito delle caratteristiche elettriche statiche, quali la potenza dissipata in conduzione.

Partendo dai principali fenomeni fisici cui sono legati i tempi di risposta del diodo PiN si è cercato di migliorare la conoscenza del set di parametri che prima non era stato possibile utilizzare per tarare i modelli; di conseguenza si sono analizzati i principali modelli per il calcolo dei fenomeni di generazione e ricombinazione.

Fin dai primi studi si è arrivati alla conclusione che la ricombinazione SRH (Shockley-Read-Hall) risulta fondamentale: dalla Eq. 3.5-1 Relazione per il calcolo del tasso di ricombinazione del modello fisico proposto da Shockley-Read-Hall. si può immediatamente notare la presenza dei tempi di vita medi dei portatori, " $\tau_n$ " e " $\tau_p$ ".

$$R_{net}^{SRH} = \frac{np - n_{i,eff}^2}{\tau_p(n + n_1) + \tau_n(p + p_1)}$$
$$p_1 = n_1 = n_{i,eff} e^{\left(\frac{E_{trap}}{kT}\right)}$$

Eq. 3.5-1 Relazione per il calcolo del tasso di ricombinazione del modello fisico proposto da Shockley-Read-Hall.

In questa relazione i termini " $\tau_n$ " e " $\tau_p$ " sono funzione della temperatura e dei livelli di drogante presenti nel materiale come riportato in Eq. 3.5-2 Dipendenze da

temperatura e concentrazione di materiale drogante nel calcolo della Eq. 3.5-1..

$$\tau_x = \tau_{dop} \frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^{T_\alpha}}{1 + g_x(F)} \quad x = n, p$$

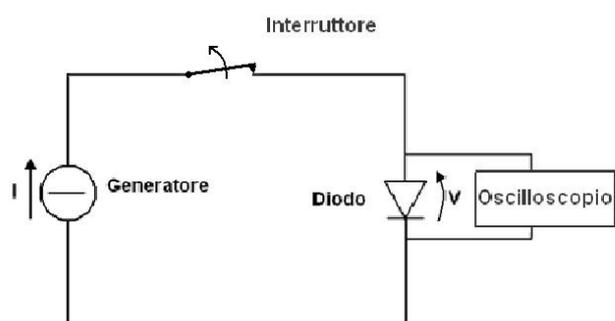
$$\tau_{dop} = \tau_{min} + \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{1 + \left(\frac{N_i}{N_{ref}}\right)^Y}$$

Eq. 3.5-2 Dipendenze da temperatura e concentrazione di materiale drogante nel calcolo della Eq. 3.5-1.

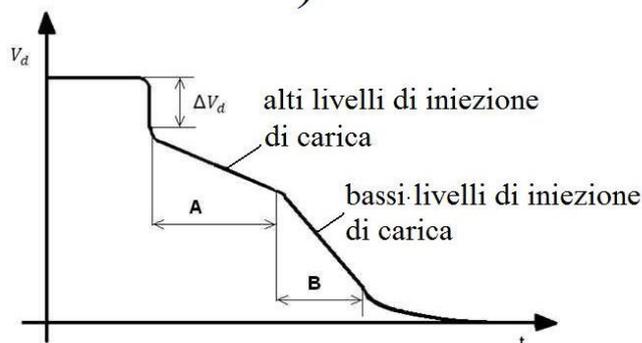
Modificando il banco di misura precedentemente citato nel paragrafo 3.3 è stato possibile effettuare un set di misure secondo la tecnica OCVD (*Open Circuit Voltage Decay*) che permette di misurare il tempo di vita medio dei portatori.

In Fig. 3.5-1 Misure OCVD: a) schema di principio del circuito, b) andamento ideale della tensione nel tempo. viene riportato sopra lo schema circuitale di principio e sotto l'andamento qualitativo della forma di tensione nel tempo: sono ben visibili tre fasi diverse. La prima è legata alla caduta ohmica ai capi del diodo in fase di conduzione che cessa nel momento in cui viene scollegato il dispositivo dalla sorgente di corrente; la seconda e la terza sono il vero e proprio decadimento della tensione per ricombinazione dei portatori residui presenti nel dispositivo: la differenza di pendenza è associabile allo stato di iniezione di carica e da esse è possibile calcolare due valori di tempo di vita medio nelle due condizioni indicate in figura.

Queste relazioni sono ottenibili dall'equazione di continuità della carica, imponendo nulla la densità di corrente dopo l'interruzione del circuito e trascurabili le cadute di potenziale dovute alla presenza di portatori nelle due regioni non "intrinseche"; in



a)



b)

Fig. 3.5-1 Misure OCVD: a) schema di principio del circuito, b) andamento ideale della tensione nel tempo.

Eq. 3.5-3 sono riportate le equazioni ottenibili imponendo la condizione di neutralità della carica nei due tratti

$$\tau_{HL} \cong -2 \frac{kT}{q} \left( \frac{dV}{dt} \right)^{-1} \quad a)$$

$$\tau_{LL} \cong - \frac{kT}{q} \left( \frac{dV}{dt} \right)^{-1} \quad b)$$

Eq. 3.5-3 Relazione per il calcolo dei tempi di vita medi nei due tratti rettilinei della caratteristica OCVD: a) per alti livelli di iniezione di carica, b) per bassi livelli di iniezione di carica.

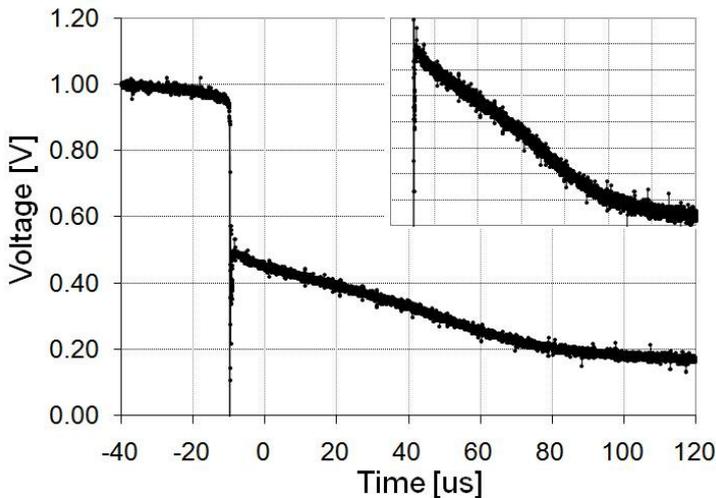


Fig. 3.5-2 Esempio di misura OCVD effettuata, nel riquadro un ingrandimento del tratto con andamento lineare della stessa.

Dalle misure da noi fatte si ottiene una caratteristica tempo-tensione differente come mostrato in Fig. 3.5-2 dove nel riquadro viene riportato l'ingrandimento del tratto lineare; in questo caso l'assenza dei due tratti a pendenza costante risulta indicativo delle condizioni in cui si sono svolte le misure: il livello di corrente di polarizzazione risulta essere insufficiente a portare il dispositivo in condizioni di alta

iniezione.

Dalla campagna di misure effettuata si nota come, applicando la relazione del caso di basso livello di iniezione, si ottengono valori di  $\tau$  che con buona approssimazione

possono dare un andamento lineare del reciproco in funzione della dose di irraggiamento come mostrato in Fig. 3.5-3.

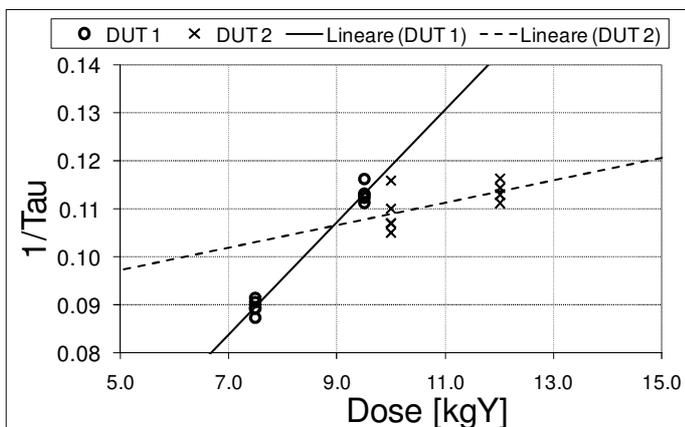


Fig. 3.5-3 Andamento lineare del reciproco di  $\tau$  con la dose di irraggiamento per due dispositivi con differenti caratteristiche.

Anche in questo caso i dati di misura non sono stati sufficienti ad effettuare una taratura dei modelli a disposizione ma si è riusciti a collegare la dose di irraggiamento a cui vengono sottoposti i diodi ai parametri " $\tau_{MIN}$ " e " $\tau_{MAX}$ " del modello SRH.

### 3.6. Realizzazione di un banco di misura per commutazione in condizioni realistiche

Date le forti limitazioni incontrate con i tradizionali banchi di misura si è deciso di realizzare un banco in grado di poter simulare condizioni reali di commutazione; in collaborazione con POSEICO S.p.A. è stato progettato questo circuito di misura per cercare di verificare il comportamento in condizioni reali di funzionamento.

I dispositivi in questione sono in grado di condurre correnti dell'ordine di migliaia di Ampere e resistere a tensioni di polarizzazione inversa di diverse migliaia di Volt; le energie in commutazione in caso di spegnimento veloce del diodo risultano essere superiori al Joule.

Questi tipi di diodi vengono realizzati appositamente per rispondere alle esigenze dei dispositivi controllati di ultima generazione: per poter sfruttare i vantaggi connessi alle alte frequenze di commutazione in circuiti *switching* sono stati sviluppati i GTO (*Gate Turn Off Thyristor*) e le loro evoluzioni.

Grandi case produttrici di semiconduttori hanno sviluppato nuove tecnologie proprio con lo scopo precedentemente detto con risultati che si sono rivelati di notevole successo: gli IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) sono i dispositivi attualmente di maggior spicco per sistemi *switching* per elevatissime potenze; questi dispositivi vengono realizzati per "bloccare" in diretta fino a 4500 V con la capacità di condurre correnti fino a 1000 A continui.

Come evidenza il circuito equivalente, di Fig. 3.6-1 IGBT:

a) sezione rappresentativa della struttura fisica,

b) circuito equivalente del dispositivo., si sono cercati i vantaggi sia dei MOSFET che dei BJT: si ha il notevole vantaggio di un pilotaggio in tensione, rispetto a quello in corrente dei GTO e dei BJT, con anche parte dei vantaggi nelle fasi di transitorio derivanti; inoltre si riescono ad avere cadute

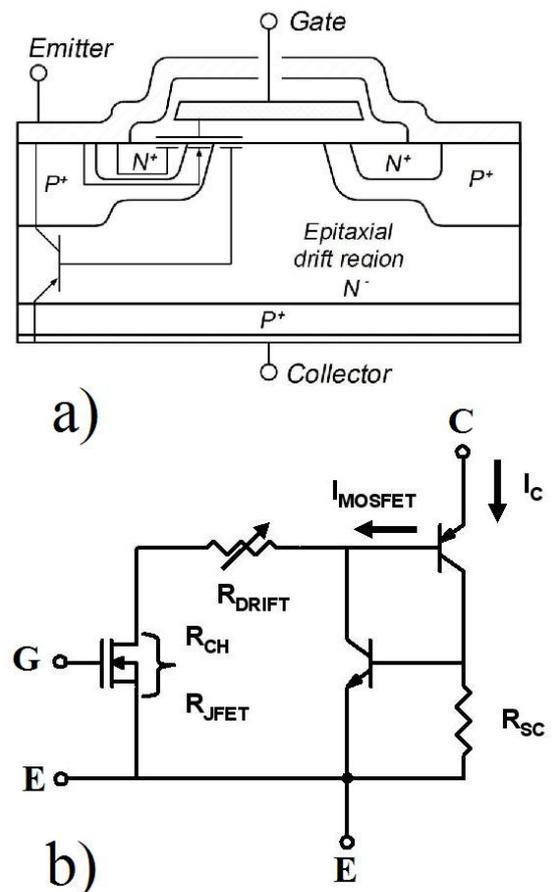


Fig. 3.6-1 IGBT:  
a) sezione rappresentativa della struttura fisica,  
b) circuito equivalente del dispositivo.

di tensione in condizioni di conduzione inferiori a quelle dei MOS, come nel caso di BJT e tiristori, sfruttando la modulazione di conducibilità.

Ovviamente la presenza di ampie zone da attraversare inserisce alcune resistenze parassite mostrate nella parte b) di Fig. 3.6-1: la resistenza variabile " $R_{DRIFT}$ " è associata all'ampia zona che si trova fra la regione sotto il *gate* del MOS e la base del BJT *pn*p disegnato nella parte a). La sua variabilità è dovuta alla modulazione di conducibilità dei portatori in regione di *drift* in funzione della polarizzazione del dispositivo.

La " $R_{SC}$ " è dovuta allo spessore della regione  $P^+$  di emettitore che i portatori devono attraversare, da cui ne deriva il forte drogaggio della regione per limitare le perdite ad essa dovute; conseguenza di questa situazione è la bassa tensione in inversa sopportabile dal dispositivo cui viene sempre messo un diodo in antiparallelo per proteggere il dispositivo.

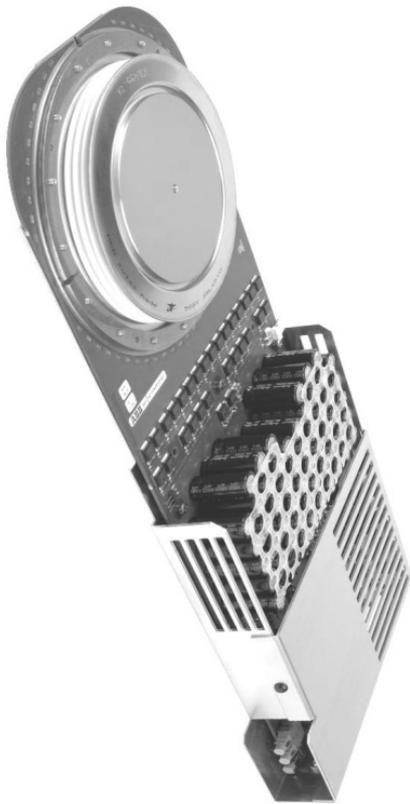


Fig. 3.6-2 Press pack IGCT.

L'unica alternativa a questi dispositivi sono gli IGCT (*Integrated Gate Commutated Thyristor*) prodotti esclusivamente da ABB; questo tipo di dispositivo risulta essere un GTO in cui il *gate* ramificato è contattato in più punti con la scheda *driver* fisicamente connessa al dispositivo come mostrato in Fig. 3.6-2.

La riduzione del percorso fra scheda e *gate* permette di limitare i fenomeni indesiderati dovuti alla tipologia induttiva della connessione, solitamente in cavo intrecciato: in merito a questa questione è opportuno ricordare che GTO per elevatissime potenze raggiungono richiesta di picchi di corrente che superano tranquillamente il centinaio di Ampere.

La contattatura lungo il perimetro circolare del dispositivo permette inoltre di ridurre rischi di accensioni o spegnimenti localizzati, fenomeno molto critico per i GTO, da cui la grande velocità

in fase di accensione e spegnimento; in Fig. 3.6-2 si può notare la presenza di una serie numerosa di dispositivi, connessi fra loro in parallelo per fornire l'impulso di corrente necessario per l'accensione e lo spegnimento, e un banco condensatori necessario a stabilizzare la tensione della scheda quando il *gate* richiede elevati valori di corrente.

L'ultimo dispositivo sviluppato per queste applicazioni viene prodotto da TOSHIBA e si tratta di una modifica del IGBT: l'IEGT (*Injection Enhanced Gate Transistor*) risulta essere un IGBT con una struttura modificata.

Le modifiche alla struttura portano ad avere una maggior iniezione di portatori come mostrato in Fig. 3.6-3: la riduzione della regione drogata "n" sotto l'emettitore crea una struttura MOS sbilanciata verso la regione "n" non direttamente contattata sotto il gate in cui si ha la formazione di un accumulo di carica.

Questo accumulo favorisce un flusso di lacune con il conseguente incremento del flusso di elettroni, che porta ad un aumento dei portatori iniettati con modulazione della conducibilità

Il risultato dichiarato è una riduzione della resistenza della regione con conseguente riduzione delle perdite in conduzione.

Questi dispositivi oltre a poter operare con elevate

tensioni e correnti hanno anche tempi di commutazione ridotti con derivate di tensione e corrente molto alte: i valori aggirano per tutti sul migliaio di unità per  $\mu\text{s}$ , che si tratti di corrente o tensione e per i dispositivi più performanti si parla anche di  $5000 \text{ A}/\mu\text{s}$  in spegnimento.

Si deduce facilmente come le apparecchiature elettroniche ad essi connesse nel circuito di potenza debbano poter sopportare commutazioni rapide; di conseguenza la capacità di test in condizioni reali risulta fondamentale.

POSEICO S.p.A. è in possesso di macchine di misura in grado di verificare il comportamento dei diodi, elementi presenti in tutti i principali circuiti *switching*, quando vengono polarizzati con elevati livelli di corrente; il primo circuito, mostrato in Fig. 3.6-4, presenta due sistemi

separati per polarizzare il dispositivo: il generatore di corrente per polarizzarlo in conduzione e il generatore di tensione per polarizzarlo in inversa.

Questa tipologia di circuito presenta notevoli limiti in quanto la derivata di corrente viene impostata dal

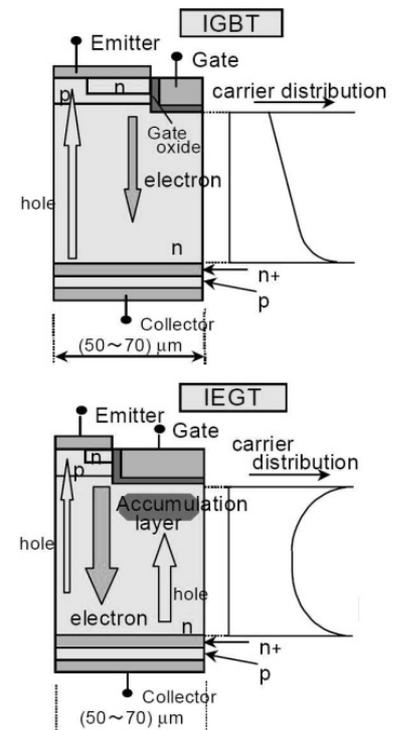


Fig. 3.6-3 Confronto fra la struttura di un IGBT e di un IEGT.

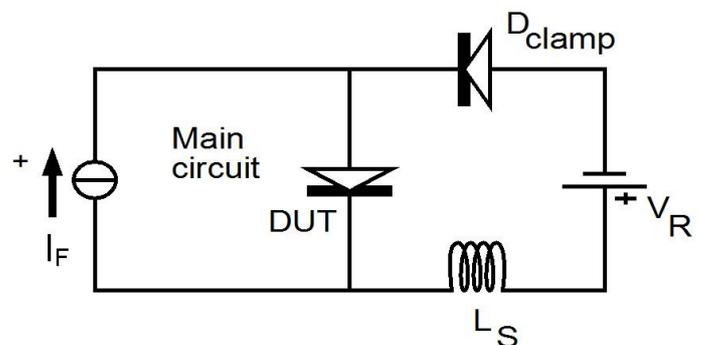


Fig. 3.6-4 Circuito equivalente della macchina di test standard per il *reverse-recovery* dei diodi.

generatore di corrente con conseguenti forti limitazioni; le condizioni massime da essa raggiungibili sono di basse tensioni di polarizzazione inversa, 100 V, e limitata derivata di corrente, 300 A/ $\mu$ s.

Nella caratterizzazione di dispositivi per applicazioni *switching* risultano di fondamentale importanza le energie dissipate allo spegnimento che, come ben noto,

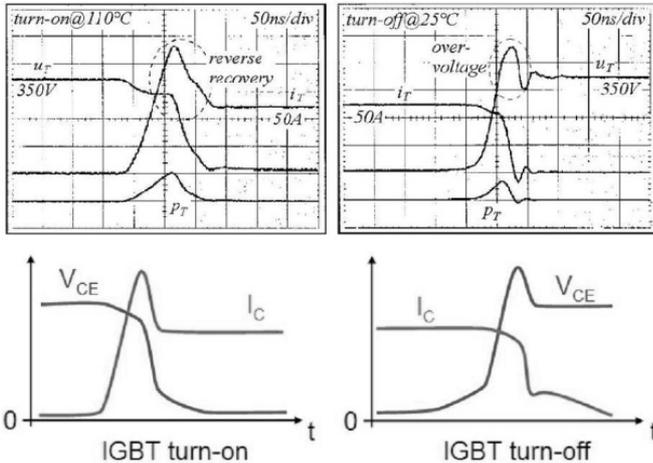


Fig. 3.6-5 Forme d'onda di tensione e corrente di un IGBT; a sinistra in fase di accensione e a destra in fase di spegnimento, sopra misure e sotto andamenti schematizzati.

sono fortemente influenzate dalla derivata della corrente: potendo semplificare le forme d'onda con delle spezzate è facile calcolare l'energia dall'integrale di tensione e corrente, in Fig. 3.6-5 sono riportate le forme d'onda misurate sopra e schematizzate sotto per un IGBT.

Risulta evidente in fase di *turn-on* la presenza di una sovracorrente: essa è dovuta alla non idealità dei diodi presenti nel circuito; analogamente la sovratensione in fase di spegnimento è causata dalla non

idealità delle connessioni.

Risulta quindi evidente come sia di fondamentale importanza la caratterizzazione di semplici elementi circuitali come i diodi in condizioni che permettano di stimare correttamente il loro comportamento in condizioni reali.

Bassi livelli di tensione inversa riapplicata o derivate di corrente limitate non riescono a fornire sufficienti informazioni di conseguenza nasce la necessità di aumentare tali valori a livelli prossimi a quelli imposti dai circuiti.

POSEICO S.p.A. ha messo a disposizione un'ulteriore macchina di test il cui circuito

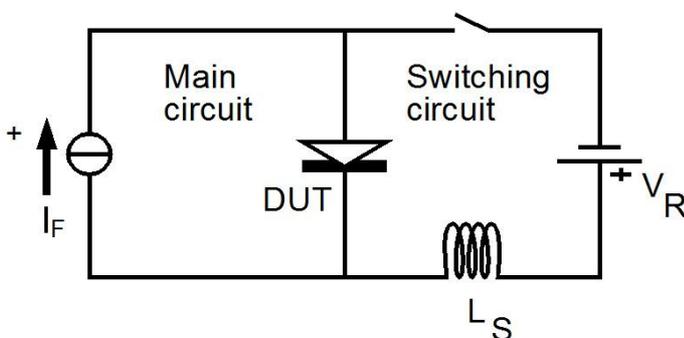


Fig. 3.6-6 Circuito equivalente della macchina di test tipo L-OTC (*inductive Oscillating Testing Circuit*) per il *reverse-recovery* dei diodi.

equivalente, in Fig. 3.6-6, mostra una leggera differenza dal primo: in esso risulta presente un elemento di commutazione che permette di modificare istantaneamente la condizione del circuito.

In esso inoltre i due circuiti di polarizzazione del DUT sono separati da cui la possibilità di imporre alte correnti di conduzione e contemporaneamente una

derivata di corrente nettamente superiore al caso precedente: in questa tipologia di circuito la derivata di corrente viene impostata modificando la tensione inversa riapplicata sfruttando la legge di Ohm per le induttanze ( $di/dt=V_R/L_S$ ) con un valore massimo ottenibile di  $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$  con  $750 \text{ V}$ .

Con questo circuito di test è stato possibile stimare con maggior accortezza la corrente di *Reverse-recovery* del diodo fino a condizioni reali di derivata di corrente; rimane dubbia la validità delle misure dell'energia di commutazione in quanto quest'ultima dipende fortemente dal valore di tensione.

In Fig. 3.6-7 sono riportate le misure effettuate con i due circuiti appena descritti: in a) si può notare come il picco di corrente inversa risulti notevolmente ridotto a causa della bassa derivata di corrente ( $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ ) impostata.

Come prevedibile questo non accade in b) dove la derivata assume valori simili a quelli di un caso reale ( $900 \text{ A}/\mu\text{s}$ ) con un picco di corrente inversa di ben  $1500 \text{ A}$ .

In entrambe le misure si possono notare picchi di tensione in corrispondenza del *recovery* del diodo; mentre in a) la lentezza della discesa di corrente fa sì che la carica immagazzinata dal dispositivo si riduca notevolmente questo non può avvenire in b) e conseguentemente il *recovery* risulta più accentuato.

Sempre in b) si può notare come la tensione raggiunga valori significativamente maggiori del valore di regime: il picco raggiunge quasi i  $2900 \text{ V}$  contro un valore di regime di circa  $700 \text{ V}$ .

Nel calcolo dell'energia questo valore risulta notevolmente influente, di conseguenza per poter caratterizzare il dispositivo è necessario porsi in condizioni più simili a quelle reali, per poter stimare con maggior correttezza l'energia allo spegnimento.

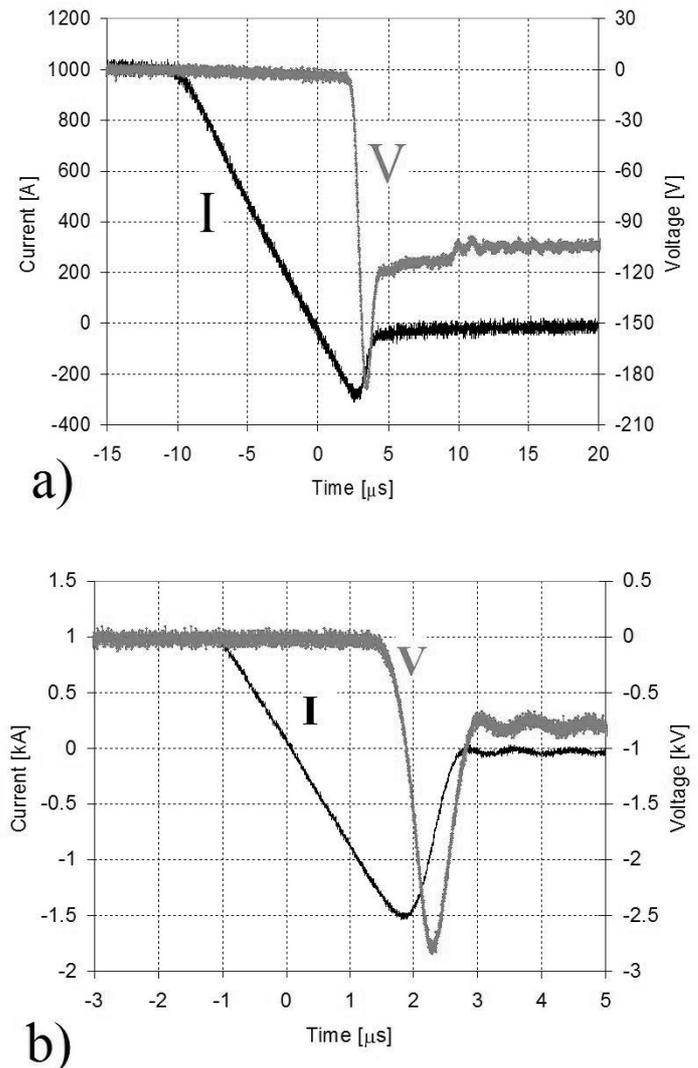


Fig. 3.6-7 Misure di *reverse recovery* del diodo sotto test realizzate con a) il circuito standard di misura e b) il circuito L-OTC.

È inoltre importante poter stimare con maggior accuratezza l'andamento della tensione in quanto se la stessa sovratensione si verificasse in circuiti con una tensione di lavoro maggiori si rischierebbe la rottura per tensione del diodo.

Il principale svantaggio del circuito di misura risulta essere quindi la stessa induttanza necessaria per impostare la derivata di corrente, con conseguenti errori significativi nella stima dell'energia di commutazione dei diodi sotto test.

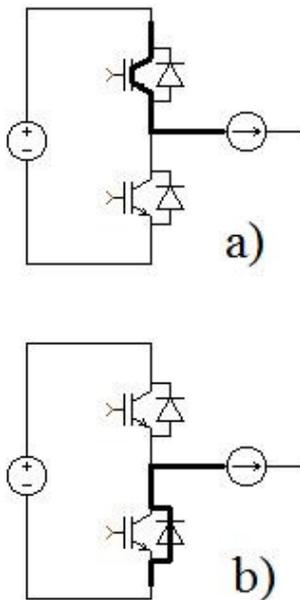


Fig. 3.6-8 Topologia base del circuito: a) fase di conduzione dell'interruttore controllato, b) fase di ricircolo della corrente quando viene spento l'interruttore controllato. Il generatore di corrente serve a simulare un carico puramente induttivo.

In collaborazione con POSEICO S.p.A. si è deciso di sviluppare un circuito che potesse soddisfare le necessità fino ad ora esposte: valori di corrente di conduzione e tensione inversa riapplicabili in un ampio intervallo con la possibilità di regolare la derivata di corrente.

Queste condizioni sono derivate dalle applicazioni di conseguenza si è deciso di andare a cercare nei circuiti reali una tipologia che possa essere adattata agli scopi: supponendo di analizzare una gamba di inverter in caso di carico fortemente induttivo risulta evidente come almeno due delle condizioni possono essere

soddisfatte: la tensione applicata e la corrente costante come mostrato dagli schemi circuitali semplificati di Fig. 3.6-8 Topologia base del circuito: a) fase di conduzione dell'interruttore controllato, b) fase di ricircolo della corrente quando viene spento l'interruttore controllato. Il generatore di corrente serve a simulare un carico puramente induttivo., dove si è schematizzata l'induttanza di carico con un generatore di corrente continua.

Il funzionamento impone di portare il carico ai livelli di corrente per far sì che questo imponga lo stesso livello di corrente sul diodo che entra in conduzione nel momento in cui viene spento l'interruttore del ramo superiore; alla successiva riaccensione dello stesso interruttore il diodo verrà bruscamente portato in condizione di polarizzazione inversa con valore di tensione pari a quella del generatore di tensione.

Rimane da soddisfare la condizione sulla derivata di corrente ma inserendo un circuito di snubber di turn on

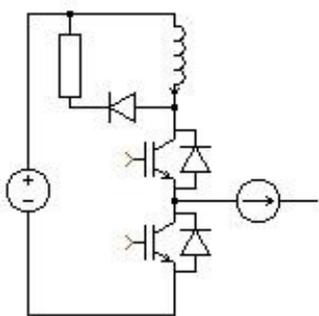


Fig. 3.6-9 Inserimento dello snubber di turn on al fine di imporre la derivata di corrente all'accensione dell'interruttore e corrispondentemente allo spegnimento del diodo.

nel circuito si può facilmente ottenere il risultato voluto.

Il circuito in linea di principio risulta quindi una gamba di inverter in cui viene inserito un circuito di controllo dell'accensione dei dispositivi come mostrato in Fig. 3.6-9.

La principale differenza fra un vero e proprio *snubber* di *turn on* e il circuito di figura risiede nella variabilità dell'induttanza inserita nel circuito di misura: come in precedenza la derivata di corrente è data dalla combinazione dell'induttanza e della tensione. Nel caso in esame si sono utilizzate due induttori con la possibilità di ottenere tre differenti valori a seconda del tipo di collegamento.

Data la criticità delle tensioni cui viene sottoposto il circuito è stato inserito un condensatore per limitare la sovratensione sull'interruttore in fase di spegnimento dello stesso come mostrato in Fig. 3.6-10; questo condensatore aiuta a assorbire il picco di corrente che altrimenti dovrebbe scaricarsi sulla resistenza prima della riaccensione dell'interruttore con conseguente criticità per il tipo di resistenza da utilizzare.

L'inserimento del condensatore di *clamp* permette di ridurre anche il tempo minimo di spegnimento necessario affinché il circuito di *snubber* sia completamente scarico.

Non avendo a disposizione un generatore di tensione in grado di fornire sia elevate tensioni che elevate correnti si è utilizzato un banco condensatori: questi permettono di erogare un elevato livello di corrente per brevi intervalli di tempo senza subire eccessive modifiche della tensione ai loro capi; è necessario solo un corretto dimensionamento dei valori del banco condensatori e dell'induttanza di carico per contenere la riduzione della tensione inversa riapplicata.

Conoscendo quindi i valori di tensione cui si vuole fare la misura, il livello di corrente di conduzione, il valore di induttanza di carico e il valore di capacità principale risulta facile calcolare il valore iniziale di tensione cui bisogna portare il banco di condensatori e la durata dell'impulso necessario a portare l'induttanza al livello di corrente voluto; mentre per il primo valore basta fare un bilancio energetico per il secondo bisogna risolvere l'equazione differenziale associata al circuito oscillante LC.

Date le notevoli velocità di commutazione dell'interruttore presente nel circuito risulta di notevole importanza prevenire eventuali danneggiamenti causati da elementi parassiti presenti nei rami del circuito messi

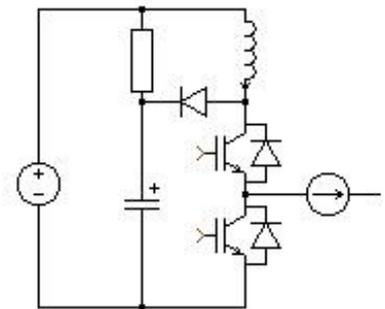


Fig. 3.6-10 Circuito di test con inserimento del condensatore di *clamp* della tensione.

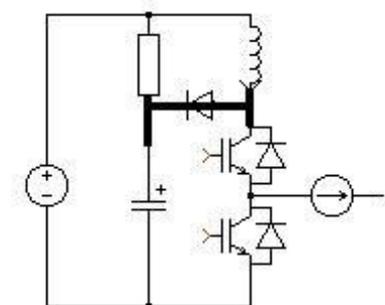


Fig. 3.6-11 Connessioni del circuito che risultano critiche in fase di spegnimento dell'interruttore.

in evidenza in Fig. 3.6-11.

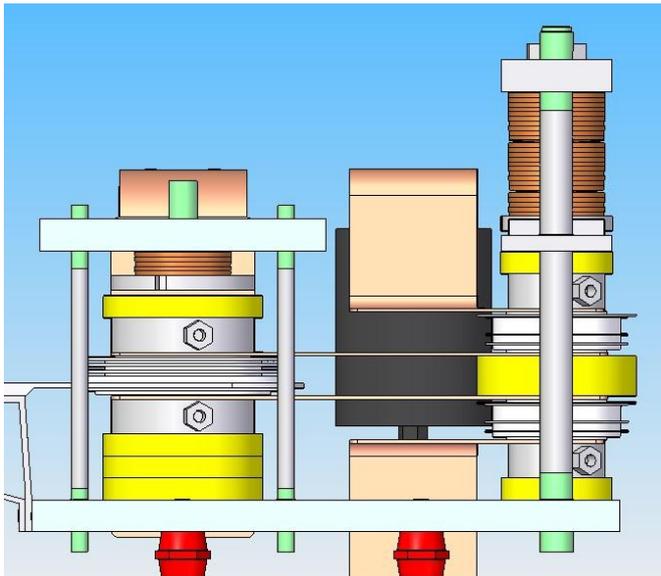


Fig. 3.6-12 Immagine 3D del *layout* della parte a semiconduttori del circuito di misura da realizzare.



Fig. 3.6-13 Fotografia della parte a semiconduttori del circuito di test realizzato.

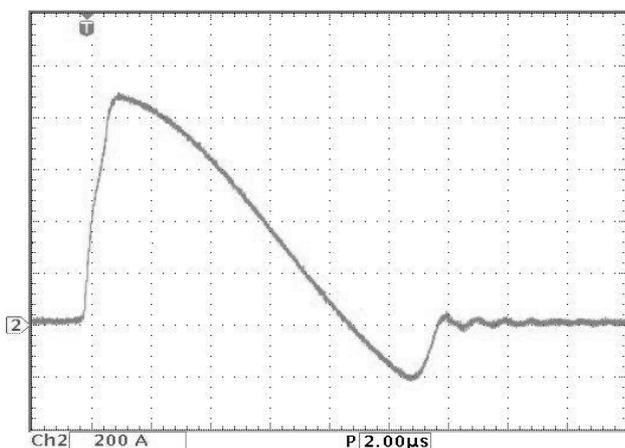


Fig. 3.6-14 Andamento della corrente in fase di scarica del condensatore di *clamp*.

Al tal fine si è cercato di mantenere il più compatto possibile il layout: considerando che i dispositivi sono di tipo *press-pack* risulta impossibile realizzare un sistema con un *bus-bar* a fogli di rame sovrapposti, per cui con l'aiuto di un CAD 3D è stato possibile studiare una configurazione in grado di mantenere compatta la struttura come mostrato in Fig. 3.6-12.

In essa a sinistra è presente il *clamp* del dispositivo a semiconduttore controllato mentre a destra il sistema per i due diodi presenti nel circuito.

I due sistemi per pressare i componenti sono stati tenuti separati per poter permettere di sostituire uno dei due tipi di componenti senza dover intervenire su tutto il circuito.

La realizzazione di questa parte del circuito viene riportata in Fig. 3.6-13.

Sono state fatte misure di scarica del condensatore di *clamp* attraverso l'interruttore e il diodo dello *snubber* al fine di verificare il valore di induttanza parassita di questa maglia del circuito; da esse, una delle quali viene riportata in Fig. 3.6-14, si è potuto stimare un valore approssimativo inferiore a 250 nH, valore discretamente ridotto date le dimensioni fisiche del circuito.

Ulteriore attenzione è stata posta al caso di guasto di uno dei componenti a semiconduttore, in quanto il banco condensatori, per poter garantire di

raggiungere combinazioni di alte correnti e tensioni, accumula un'energia dell'ordine di 10 kJ.

Se ne deduce che in caso di guasto del diodo sotto test al momento di accensione dell'interruttore si formerebbe un circuito oscillante LC, mostrato in Fig. 3.6-15, formato dal banco condensatori e dall'induttanza di *snubber*: fra i due elementi è presente una differenza di tre ordini di grandezza, di conseguenza il picco di corrente risulterebbe essere superiore ai 60 kA con  $I^2t$  attraverso l'interruttore anche superiore ai  $10^7 A^2s$ .

Questi valori non sono sopportati dai dispositivi a semiconduttore per cui è stato necessario prendere provvedimenti per proteggere il circuito in caso di guasto di un componente; due sono state le strade esplorate per mezzo di simulazione: la prima prevede l'inserzione di una resistenza nel circuito principale al fine di smorzare l'oscillazione propria del tipo di circuito, mentre la seconda prevede il posizionamento di un diodo in parallelo al banco condensatori al fine di impedire le oscillazioni quando la tensione tenderebbe ad invertirsi; i circuiti sono riportati in forma schematizzata in Fig. 3.6-16 rispettivamente in a) e b).

Il primo metodo causa una caduta di tensione aggiuntiva in fase di misura, che rende meno agevole il calcolo delle condizioni iniziali e dei tempi necessari al fine di ottenere i valori desiderati, inoltre richiede di poter dissipare elevate energie con basse potenze medie.

Nel secondo caso proposto si riuscirebbe a rientrare nelle caratteristiche di  $I^2t$  dei dispositivi ma risulterebbero critiche le correnti istantanee in quanto il valore di picco rimarrebbe invariato.

Utilizzando Simulink, applicazione di MATLAB, è stato simulato il circuito semplificato di entrambe le soluzioni proposte; tali circuiti semplificati sono mostrati in Fig. 3.6-16 dove sono riportate le condizioni iniziali imposte in simulazione per i due circuiti.

Per mantenere margine di sicurezza si è deciso di realizzare le simulazioni come se il guasto fosse presente fin dal primo istante, per cui i condensatori verranno impostati al massimo valore di tensione, nel caso non superiore a 3300 V.

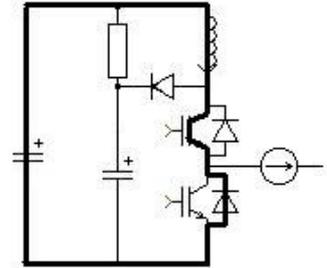


Fig. 3.6-15 Circuito LC risonante in caso di guasto del diodo sotto test.

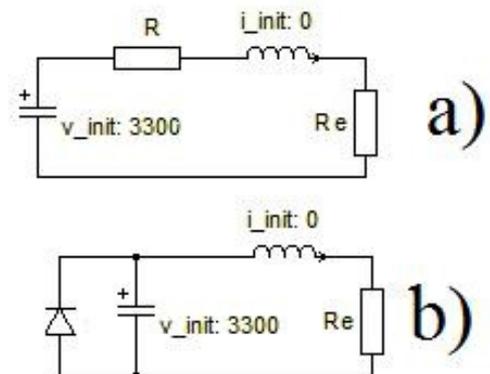


Fig. 3.6-16 Circuiti semplificati per la simulazione del caso di guasto del diodo sotto test: a) soluzione con resistenza di limitazione e smorzamento, b) soluzione con diodo che impedisce le oscillazioni.

In Fig. 3.6-16 è presente una resistenza “ $R_e$ ” che rappresenta il valore resistivo dell’interruttore, che risulta trascurabile nel caso del circuito a) mentre nel caso b) contribuisce allo smorzamento delle oscillazioni essendo paragonabile al diodo di protezione inserito.

Il circuito di test finale è riportato in Fig. 3.6-17 Schema definitivo del circuito di test realizzato dove sono stati inseriti il dispositivo a semiconduttore controllato utilizzato in questa sede (IGCT da 4500 V) e i due punti di controllo della corrente.

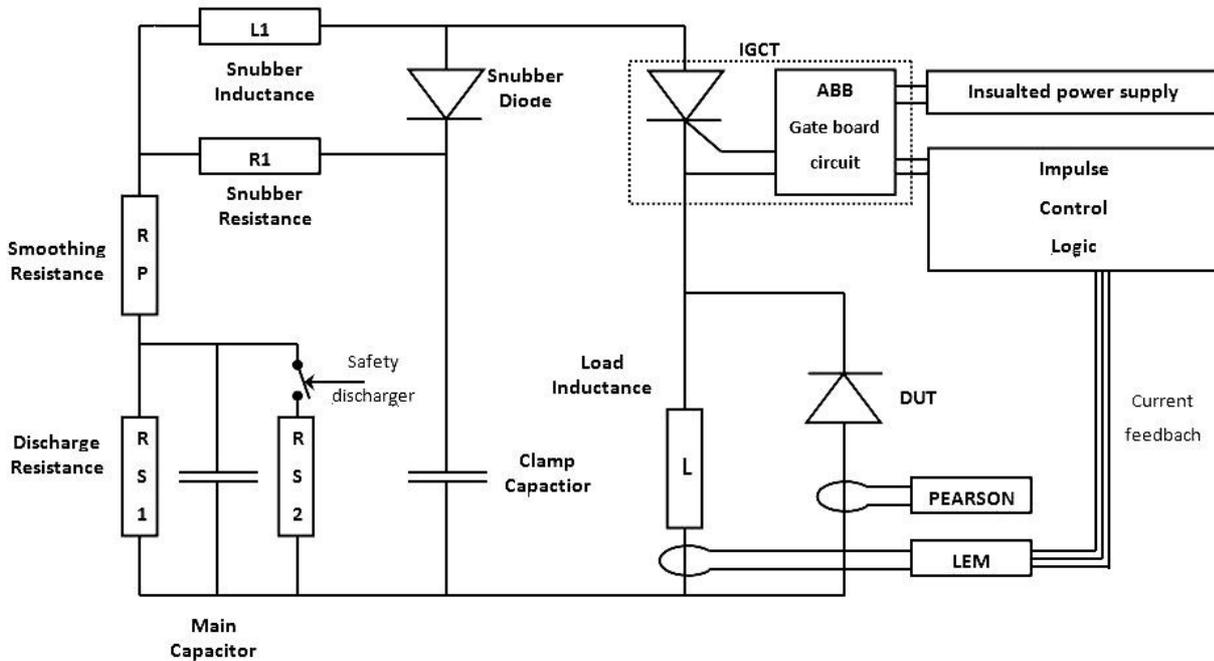


Fig. 3.6-17 Schema definitivo del circuito di test realizzato

L’IGCT richiede alimentazione a 24 V isolata in quanto sulla scheda non è presente un sistema di disaccoppiamento galvanico: è bene ricordare che nonostante si parli di IGCT in realtà si tratta della commutazione di un GTO da cui la forte richiesta di corrente per lo spegnimento e l’accensione; la stessa casa produttrice consiglia di fornire l’alimentazione o in continua o con onda quadra ad alta frequenza con potenza di picco di varie decine di Watt.

In Fig. 3.6-17 è presente anche il blocco “*Impulse Control Logic*” che ha lo scopo di monitorare lo stato dell’interruttore, fornito dal “*Gate Board Circuit*” in fibra ottica, e controllarne lo spegnimento in funzione del livello di corrente impostato tramite un *set-point* a resistenza variabile confrontato con la misura di corrente sull’induttanza di carico; il sensore di corrente utilizzato è della famiglia LEM in quanto deve avere una portata di corrente di 4000 A senza subire saturazioni per effetto di campi troppo intensi o troppo duraturi nel tempo.

Lo svantaggio di questo sensore è la sua risposta in frequenza: sensori di questa taglia difficilmente hanno risposte in frequenza elevate con il rischio che in fase di

misura il valore non corrisponda a quello effettivamente presente nel circuito; questo richiede l'utilizzo di un induttanza di carico di valore sufficientemente alto al fine di mantenere la frequenza del circuito LC principale abbastanza bassa da non creare ritardi significativi nella misura di corrente.

Date le velocità di commutazione, per l'analisi dei transistori è stato utilizzato un sensore Pearson che garantisce la corretta risposta in frequenza: l'unico accorgimento necessario è quello di non far saturare l'integrale di tensione nel tempo del sensore di conseguenza è necessario impostare il tempo di spegnimento del dispositivo a semiconduttore a poche decine di  $\mu\text{s}$ , tempo di conduzione del diodo.

La scheda di controllo degli impulsi è stata progettata e realizzata ad hoc al fine di potersi adattare sia ad interruttori IGCT che IGBT; in essa le principali funzioni implementate sono le seguenti:

- Controllo dello stato del semiconduttore: dispositivi di questa potenza richiedono sempre segnale di controllo in fibra e rimandano un segnale di stato di funzionamento sempre in fibra; l'utilizzo della fibra è conseguenza delle tensioni, dei campi magnetici e dei loro gradienti presenti in prossimità del semiconduttore.  
È stato utilizzato quindi il segnale di ritorno in fibra come logica di controllo principale che inibisce la funzione della scheda se non attivo.
- Controllo in retroazione della corrente sul carico: questo controllo ha due funzioni fondamentali di cui la prima è quella di poter impostare il livello di corrente di misura.  
Secondo scopo è quello di prevenire la rottura per commutazione in condizioni anomale dell'interruttore: questo fenomeno si verifica quando il diodo sotto test si guasta. La parte di circuito preposta a questa funzione ha la stessa capacità di inibire la possibilità di comandare l'IGCT come il precedente controllo dello stato del semiconduttore.
- Controllo di tensione: la massima tensione di SOA dei dispositivi risulta essere inferiore alla massima tensione dichiarata, un IGCT da 4500 V dichiara una SOA fino a 2800 V, di conseguenza si effettua un controllo sul valore di tensione ai capi dell'interruttore per evitare commutazioni in condizioni potenzialmente dannose.  
Come per i due precedenti controlli questo ha la capacità di inibire il controllo dell'interruttore.
- Impostazione dei tempi di commutazione: la scheda, dopo aver acceso l'interruttore, aspetta che si raggiunga il livello di corrente impostato e di conseguenza impone uno spegnimento, necessario per far condurre il diodo

sotto test, e una riaccensione di durata limitata per poter verificare il comportamento del diodo in fase di spegnimento.

Per mezzo di due *trimmer* è possibile regolare la durata della fase di spegnimento e della seconda accensione; in merito a tale questione bisogna ricordare che i dispositivi di potenza necessitano di un certo tempo per assestarsi nello stato voluto, conduzione o interdizione e, inoltre, durante la seconda accensione si verifica un nuovo aumento della corrente che non dovrebbe arrivare a innescare il valore di protezione.

Il banco di misura così realizzato riesce a simulare condizioni reali di funzionamento dei dispositivi per valori di corrente di conduzione fino a 3000 A e tensioni di circuito di 3000 V con derivate di corrente fino a 1000 A/ $\mu$ s; risulta comunque di facile modifica con lo scopo di ampliarne l'intervallo di prestazioni:

- Modifica del banco condensatori per raggiungere differenti valori di tensione o ridurre l'effetto della scarica durante la prima accensione.
- Modifica dell'induttore di *snubber* al fine di variare la derivata di corrente voluta.

Risulta evidente come questo stesso circuito possa essere utilizzato per effettuare test di commutazione in condizioni realistiche anche degli interruttori; questo, come nel nostro caso, può essere fatto ponendo molta attenzione alle caratteristiche dei dispositivi: in questo caso l'elemento di test può essere fortemente influenzato dai componenti elettronici presenti nel circuito.

### 3.7. Simulazioni e misure in condizioni reali di commutazione.

Con i circuiti a disposizione per le misure è stato possibile realizzare una campagna di misure utili al fine di realizzare la taratura dei modelli matematici dei fenomeni fisici. Alcune di queste misure sono già state riportate come esempio in **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.** e da esse è stato possibile modificare alcuni parametri; data la complessità dei modelli e lo studio presente in letteratura si è deciso di modificare solo la parte riguardante la mobilità del modello SRH ed in particolare i coefficienti  $\tau_{\min}$  e  $\tau_{\max}$  di **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.**

Partendo dai valori base impostati nel simulatore DESSIS si è fatta una proporzione secondo la relazione individuata per mezzo di misure OCVD sul tipo di dispositivo come mostrato in **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.**

Per simulare a livello fisico i dispositivi in circuiti di test è stata usata un'applicazione del programma DESSIS che permette di realizzare circuiti tramite blocchi elementari creando una *netlist* simile a quella di spice.

In questo modo si sono potute realizzare simulazioni nelle condizioni

dei differenti circuiti di misura; una di queste viene riportata in Fig. 3.7-1 dove si nota un buon riscontro fra misure e simulazioni.

La principale differenza fra la misura e la simulazione riguarda la derivata di corrente: dato che si fa riferimento al circuito L-OTC è comprensibile come piccoli scostamenti dai valori nominali di induttanza o tensione possano creare questi scostamenti.

La nostra supposizione riguarda la non idealità dell'induttanza dichiarata, 750 nH, e del generatore di tensione, 750 V: applicando la legge di Ohm si dovrebbe ottenere una derivata di corrente di 1000 A/ $\mu$ s mentre la misura denota come essa abbia un valore effettivo leggermente inferiore influenzando il comportamento del diodo sotto test. In Fig. 3.7-2 si riporta la simulazione di un caso di applicazione del circuito di test realizzato *ad-hoc*: in essa si può notare come nella parte terminale del *recovery* il diodo presenti un brusco spegnimento che in condizioni reali potrebbe portare

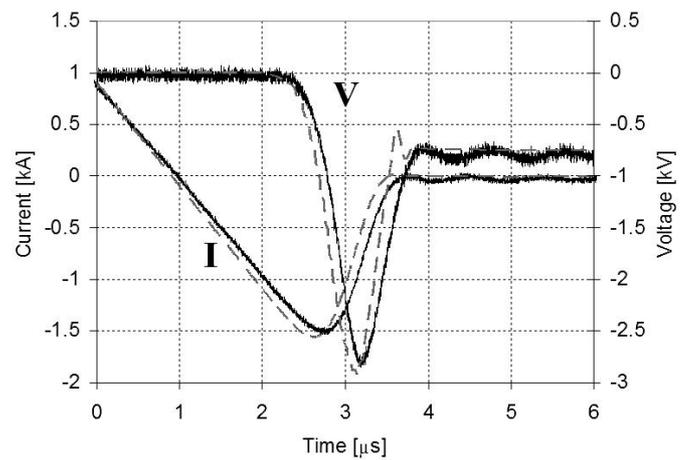


Fig. 3.7-1 Confronto fra misura, linea continua, e simulazione, linea tratteggiata, nel caso di circuito L-OTC:  $I_F = 1000$  A,  $V_R = 750$  V.

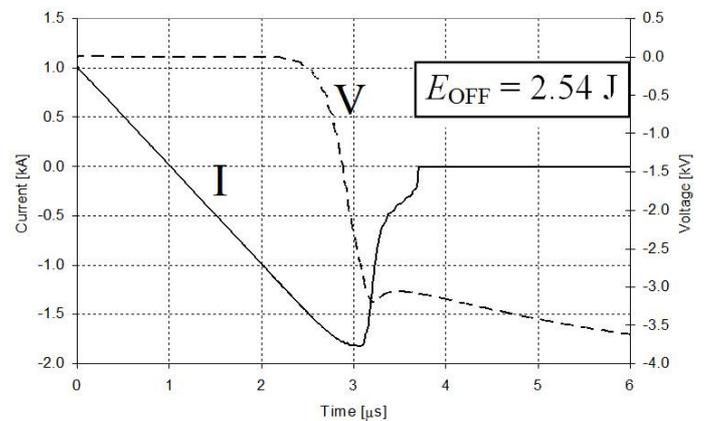


Fig. 3.7-2 Simulazione di *reverse-recovery* induttivo del diodo nel circuito di test realizzato:  $I_F = 1$  kA,  $V_R = 3$  kV e  $di/dt = 1000$  a/ $\mu$ s.

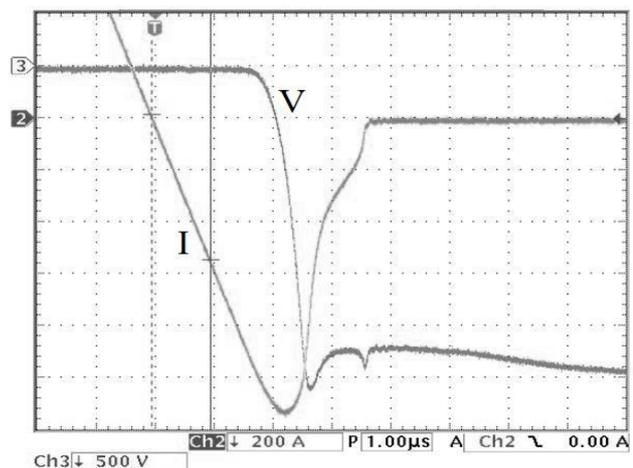


Fig. 3.7-3 Misura con il circuito di test realizzato dello stesso diodo simulato in Fig. 3.7-2:  $I_F = 2.5$  kA,  $V_R = 2.75$  kV e  $di/dt \approx 600$  a/ $\mu$ s.

allo *snap-off* con le conseguenti oscillazioni potenzialmente dannose.

Nella Fig. 3.7-3 viene riportata la misura realizzata: in essa si può notare lo stesso andamento mostrato dalla simulazione, anche se in condizioni differenti; la fondamentale differenza nelle forme d'onda misurate e simulate risiede nel picco di tensione in corrispondenza del brusco azzerarsi della corrente.

Tale fenomeno è da imputare alle induttanze parassite inevitabilmente presenti nei circuiti reali; a parte la difficoltà nella stima del valore di induttanza parassita di ogni singolo ramo del circuito risulta anche di notevole onere di calcolo l'introduzione di induttanze disperse.

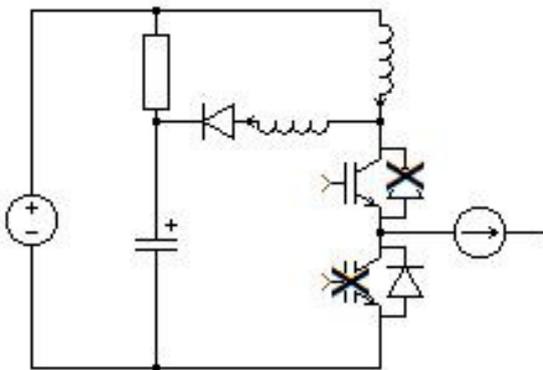


Fig. 3.7-4 Circuito equivalente utilizzato in simulazione: i dispositivi barrati da una X non sono stati inseriti in quanto non influenti, da notare l'induttanza in serie al diodo che rappresenta l'induttanza dispersa misurata in precedenza.

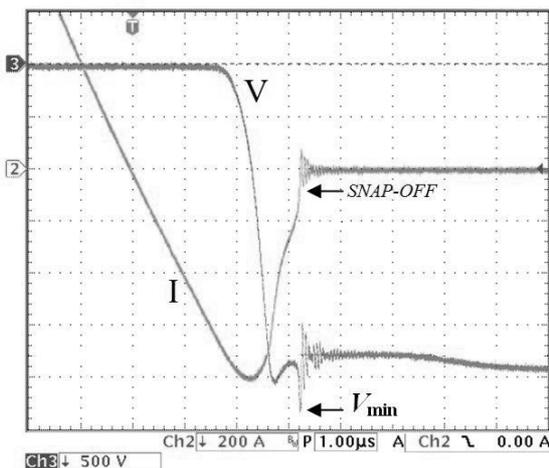


Fig. 3.7-5 Misura realizzata sul circuito costruito in condizioni quanto più simili a quelle della simulazione di Fig. 3.7-2:  $I_F = 1 \text{ kA}$ ,  $V_R = 2.8 \text{ kV}$  e  $di/dt = 400 \text{ a}/\mu\text{s}$ .

Già inserendo l'induttanza parassita della parte del circuito messa in evidenza in Fig. 3.6-11 come un solo elemento concentrato in serie al diodo di *snubber*, come mostrato in Fig. 3.7-4, si hanno problemi di convergenza delle simulazioni transitorie.

Accettando come limite l'idealità del circuito si può comunque affermare che i risultati di simulazione mostrano un comportamento significativo sia a livello qualitativo che quantitativo; permangono comunque problemi in caso la conformazione propria del circuito influenzi in modo significativo il comportamento dello stesso.

Ponendosi in condizioni simili a quelle della misura di Fig. 3.7-2 si ottiene l'andamento mostrato nel grafico di Fig. 3.7-5; come si può notare il fenomeno di *snap-off* del diodo innesca oscillazioni che sono causate dalla risonanza fra il dispositivo e il circuito.

Non è stato comunque possibile ripetere le esatte condizioni di simulazione: già imponendo una derivata di corrente pari a due quinti del valore di simulazione le oscillazioni di tensione raggiungono valori 500 V di picco; nelle condizioni di derivata

di corrente della simulazione ci si può quindi aspettare che tali oscillazioni causino il guasto per sovratensione del dispositivo.

In simili casi è necessario considerare anche la velocità con cui si presentano le sovratensioni potendo innescare il fenomeno del *breakdown* dinamico riducendo ulteriormente la capacità di blocco del componente.



## **4. Progettazione di convertitori di alta potenza**

### **4.1. Convertitori di frequenza**

In Europa e in molte altre regioni la tensione alternata, trifase o monofase, ha una frequenza di 50 Hz mentre in America e nelle rimanenti parti del globo tale valore risulta essere superiore, fissandosi a 60 Hz.; analogamente anche le tensioni sono differenti.

Questa differenza ha creato inizialmente lo sviluppo di apparecchiature elettroniche differenti poi, con il progredire della tecnologia, sistemi in grado di funzionare con entrambe le frequenze.

I problemi di funzionamento permangono in alcuni piccoli settori che si sono sviluppati prevalentemente in una di queste due divisioni o laddove parte del funzionamento dipende dalla frequenza di funzionamento.

Ulteriore criticità si ha in caso di scambio di energia: non si può connettere fisicamente due reti elettriche di distribuzione a frequenze e tensioni differenti, per cui permane la necessità dell'utilizzo di convertitori di frequenza.

Dato che fino ad ora non è stato trovato un modo di effettuare la conversione diretta, la struttura di tutti i convertitori di frequenza è composta da due parti fondamentali, un sistema di conversione da alternata a continua e un sistema con la funzione opposta.

Per la seconda conversione, da continua ad alternata, la soluzione risulta essere unica: è necessario l'utilizzo di un convertitore controllato che generi una o più forme d'onda sinusoidali o quasi con la frequenza necessaria; tale convertitore, se appositamente realizzato, può lavorare sia con lo scopo appena citato che come sistema di conversione da alternata in continua.

Per questo secondo scopo sono possibili anche alternative circuitali: dalla più semplice struttura del ponte diodi alla sua evoluzione: il ponte raddrizzatore controllato o semi-controllato.

Scopo di questa parte del lavoro di tesi è stato quello di progettare un convertitore di frequenza in grado di erogare una potenza di 2 MVA sia in condizioni di carico induttivo che capacitivo, modificando la tensione trifase concatenata al fine di alimentare una piccola rete di distribuzione.

## 4.2. Sistemi di conversione da corrente alternata a continua

Fra le varie soluzioni circuitali disponibili in letteratura per potenze di questa taglia si sono vagliate diverse ipotesi:

- Ponte raddrizzatore a diodi:  
questa soluzione circuitale è la più semplice e garantisce un alto grado di affidamento.
- Ponte raddrizzatore controllato o semi-controllato a tiristori:  
le due soluzioni differiscono solo per il numero di commutazioni imponibili in un periodo. Queste soluzioni si differenziano dalla precedente solo per la capacità di regolare parzialmente la tensione in uscita.
- Ponte raddrizzatore controllato ad alta frequenza di commutazione:  
a differenza della precedente soluzione il numero di commutazioni in un periodo risulta fissato esternamente e possono essere sfruttate diverse tecniche di controllo. Inoltre devono essere utilizzati dispositivi a semiconduttore totalmente controllati.

Nella valutazione delle differenti soluzioni circuitali si sono tenute in considerazione le principali caratteristiche elettriche delle forme d'onda in ingresso.

Per iniziare bisogna tenere in considerazione l'intervallo di variabilità del valore reale di tensione trifase concatenata rispetto al valore nominale: questo potrebbe far propendere la scelta sulla seconda o terza soluzione vagliata in quanto nel caso della prima soluzione tutta la variabilità dell'ingresso verrebbe riportata sul *bus* in continua.

Ulteriore criterio di scelta è l'introduzione di disturbi sulla rete di alimentazione: volendo mantenere basso il contributo armonico introdotto si preferirebbe utilizzare la prima o la terza configurazione in quanto il ponte a tiristori introduce un forte contributo armonico a frequenze multiple della principale, sesta o dodicesima.

Al fine di ridurre il contributo armonico introdotto sulla rete si è vagliata anche la possibilità di utilizzare un sistema con più di una terna trifase: la nostra attenzione si è concentrata sulla possibilità di sfruttare quattro terne trifase con sfasamento reciproco di  $15^\circ$  elettrici; in questo modo, teoricamente, i disturbi introdotti dovrebbero aumentare di quattro volte la frequenza minima cui si presentano.

Considerando un semplice ponte trifase a diodi la prima armonica introdotta dovrebbe essere la sesta mentre in caso di quattro ponti lavoranti con quattro terne, sfasate come precedentemente detto, si dovrebbe ottenere come prima armonica la ventiquattresima.

Per esperienze sul campo quanto detto fino ad ora si può verificare solo in caso la stessa rete di alimentazione abbia bassi contributi armonici: nel caso siano presenti armoniche a differenti frequenze il multiplo ponte a diodi tende a riflettere armoniche le cui frequenze risultano essere multiple della somma o differenza delle frequenze presenti all'origine.

Le soluzioni cui si è prestata maggiore attenzione sono:

- Convertitore ad alta frequenza.  
La possibilità di regolare la tensione di uscita lo rende particolarmente appetibile sotto questo punto di vista.  
L'introduzione di armoniche a frequenza di commutazione lo rende competitivo anche sotto questo punto di vista in quanto più alta è la frequenza delle armoniche generate, a parità di contributo, più facile risulta anche il dimensionamento di un eventuale filtro per la riduzione delle stesse.  
La presenza di dispositivi totalmente controllati introduce d'altro canto ulteriori elementi, sistemi di misura, controllo e azionamenti, che riducono l'affidabilità del sistema.
- Ponte raddrizzatore a diodi.  
In questo caso la non regolazione risulta essere un grande svantaggio, che può essere superato utilizzando sistemi di stabilizzazione della tensione in continua, ovvero convertitori DC/DC *buck* o *boost*.  
Al fine di ridurre l'intensità delle armoniche iniettate e di aumentare la loro frequenza la soluzione migliore risulta quella di utilizzare quattro terne sfasate di 15° elettrici.  
Dal punto di vista dell'affidabilità risulta essere sicuramente il sistema migliore in quanto i diodi sono più robusti e affidabili rispetto ai componenti controllati, di qualsiasi tipo.
- Ponte raddrizzatore controllato o semi-controllato a tiristori.  
Fra le tre soluzioni risulta essere quella meno valida in quanto l'andamento della tensione di uscita risulta essere meno stabile del caso di convertitore ad alta frequenza.  
Il contributo armonico immesso in rete è nettamente superiore a quello di un ponte a diodi e risulta anche avere frequenze inferiori rispetto al convertitore ad alta frequenza.  
La sua affidabilità risulta essere paragonabile a quella di un convertitore ad alta frequenza, avendo elementi di controllo delle commutazioni.

Alla fine la scelta si è orientata sulla seconda soluzione, il ponte a diodi, con l'utilizzo di quattro di essi su quattro terne opportunamente sfasate.



tensione di continua.

- Fase a tre livelli o NPC ( *Neutral Point Clamped* ).  
Mostrato in Fig. 4.3-2 lo schema circuitale si differenzia dal precedente per il numero di dispositivi utilizzati per ogni fase, che vengono raddoppiati, e dalla presenza di un partitore capacitivo di tensione.

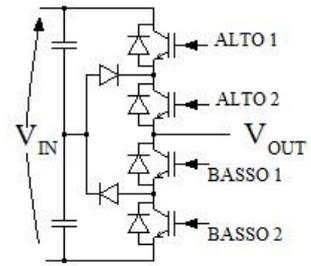


Fig. 4.3-2 Schema di principio di una fase di *inverter* a 3 livelli NPC.

Quest'ultimo può essere utilizzato in comune con le differenti fasi ma ognuna di esse viene connessa come in figura la partitore in due punti per mezzo di altrettanti diodi.

Il principale vantaggio di questo schema risiede nella possibilità di dimezzare le tensioni applicate ai dispositivi principali; lo svantaggio risiede nella necessità di avere un maggior numero di componenti e di dover aggiungere parti ausiliarie al circuito di potenza.

Inoltre il controllo risulta più complesso in quanto le strategie di controllo devono tener in considerazione il maggior numero di livelli di tensione disponibili al carico.

- Fase multilivello.  
La struttura di base è quella utilizzata per la struttura NPC con una suddivisione della tensione di alimentazione in continua in un numero a piacere di parti uguali; in Fig. 4.3-5 viene mostrata una configurazione di un *inverter* a 5 livelli.

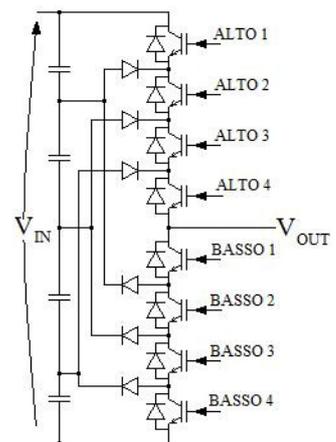


Fig. 4.3-3 Schema di principio di una fase di *inverter* a 5 livelli; lo schema è espandibile ad un numero dispari di livelli a piacere.

Come nel caso precedente si ha un aumento di dispositivi e di componenti elettronici; inoltre all'aumentare del numero di livelli come in precedenza si ha un aumento della complessità del controllo.

Il maggior vantaggio che offre una struttura multilivello è la minor distorsione armonica generata: aumentando all'infinito i livelli si toglie la discretizzazione delle variazioni di tensione riuscendo a generare una sinusoide pura; il numero limitato di livelli introduce distorsione armonica inversamente proporzionale al numero stesso.

Di ulteriore importanza per la scelta del componente risulta essere la soluzione circuitale adottata per ridurre le energie di commutazione; in letteratura sono presenti diverse soluzioni circuitali da circuiti di *snubber* a sistemi di *clamp*.

Facendo riferimento, per semplicità, alla topologia circuitale data dalla fase di *inverter* a due livelli, in quanto in letteratura sono presenti una o più soluzioni per

ognuno dei seguenti schemi e per ognuna delle precedenti configurazioni, si sono vagliate possibilità di seguito illustrate.

- Circuito *Hard Switching*.

Il circuito rimane quello di Fig. 4.3-1 e non presenta alcun componente aggiuntivo per cui in fase di commutazione le energie dissipate sono dovute alle caratteristiche dello stesso, ai valori nominali di funzionamento e alle induttanze parassite presenti nel *layout* definitivo.

Questa soluzione richiede un'attenta valutazione delle caratteristiche del dispositivo e necessita di maggiori margini fra i valori nominali del circuito e quelli del componente; una volta ottenuto un giusto dimensionamento risulta essere la soluzione più affidabile e più semplice dal punto di vista della realizzazione.

- Utilizzo di sistemi di *clamp* della tensione continua.

Nel caso il sistema di "generazione" della tensione continua non sia nelle immediate vicinanze della fase di *inverter* risultano presenti induttanze parassite che potrebbero dar luogo a sovratensioni sufficientemente alte da danneggiare il dispositivo a semiconduttore o da imporre un forte sovradimensionamento del valore di tensione dello stesso.

Come mostrato in Fig. 4.3-4 il metodo più semplice consiste nel porre un condensatore nelle immediate vicinanze dei dispositivi di commutazione al fine di limitare il valore delle induttanze parassite.

- Utilizzo di circuiti di *snubber* per il *turn-off*.

Questi circuiti servono a limitare l'energia dissipata in spegnimento dal dispositivo a semiconduttore; il principio su cui si basano è la limitazione della derivata di tensione che viene imposta da un condensatore che si carica con parte o tutta la corrente che dovrebbe fluire attraverso il dispositivo a semiconduttore principale.

In Fig. 4.3-5 sono riportati i due schemi più utilizzati: in a) lo schema base che prevede l'utilizzo di una resistenza per limitare la sovracorrente in fase di accensione del dispositivo e per dissipare parte dell'energia accumulata dal condensatore durante la precedente fase di carica corrispondente allo spegnimento dello stesso dispositivo; in b) la sua evoluzione più sfruttata con un cammino

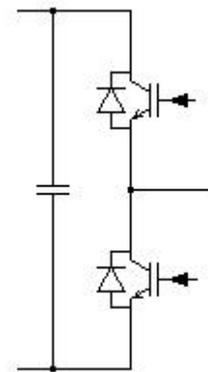


Fig. 4.3-4 Schema circuitale di base del sistema di *clamp* della tensione continua.

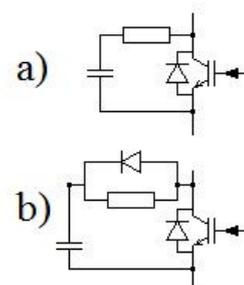


Fig. 4.3-5 Schemi circuitali di base del sistema di *snubber* di *turn-off*: in a) configurazione base, in b) la sua evoluzione più sfruttata.

differente fra la fase di carica, attraverso il diodo quando la resistenza è causa di limitazione dell'efficacia del condensatore, e quella di scarica, attraverso la resistenza per il motivo precedentemente citato per cui viene utilizzata.

Vi sono anche altre evoluzioni più complesse con sistemi di recupero dell'energia, che non vengono qui riportate in quanto non garantiscono un significativo aumento del rendimento a scapito di una maggior complessità di calcolo e dimensionamento.

L'utilizzo di questo sistema comporta la necessità di eliminazione degli impulsi di accensione che hanno durata inferiore alla costante di tempo del circuito RC presente, a meno di non voler creare condizioni di funzionamento ridotto del sistema di *snubber*; inoltre bisogna considerare che la scarica del condensatore interessa anche gli altri dispositivi a semiconduttore presenti nella fase, in quanto la corrente difficilmente si richiude sul carico.

- Utilizzo di circuiti di *snubber* per il *turn-on*.

A differenza del caso precedente questi circuiti servono per limitare l'energia dissipata dal dispositivo controllato durante la sua fase di accensione; il principio su cui si basano è la limitazione di derivata di corrente imposta da un'induttanza che viene sottoposta a tutta o parte della tensione che altrimenti sarebbe ai capi del dispositivo a semiconduttore.

Lo schema di principio mostrato in Fig. 4.3-6 mostra la presenza di una serie diodo-resistenza che serve per la scarica dell'energia accumulata nell'induttanza durante la fase di accensione e conduzione del dispositivo a semiconduttore.

Come nel caso precedente ci sono evoluzioni dello stesso che hanno generalmente lo scopo di recuperare l'energia accumulata nell'induttanza e risulta necessario eliminare gli impulsi di spegnimento con durata inferiore a quella della costante di tempo del circuito LR; a differenza del caso precedente la scarica dell'energia accumulata nell'elemento principale dello *snubber* influisce sulla fase creando una sovratensione cui generalmente è soggetto lo stesso dispositivo che tende a spegnersi: in questo caso la sovratensione viene limitata dalla serie di diodo e resistenza, che hanno quindi anche una funzione di *clamp*.

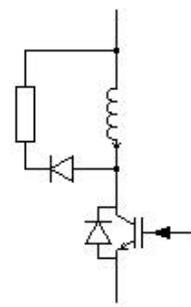


Fig. 4.3-6 Schema base del circuito di *snubber* di *turn-on*.

- Utilizzo di circuiti integrati per lo *snubber* di *turn-on* e *turn-off*.

La principale configurazione viene mostrata in Fig. 4.3-7 a) in cui si uniscono le precedenti due tipologie di *snubber*, inserendo un solo circuito per il *turn-on*, il quale funziona per la coppia di dispositivi controllati presenti nella fase.

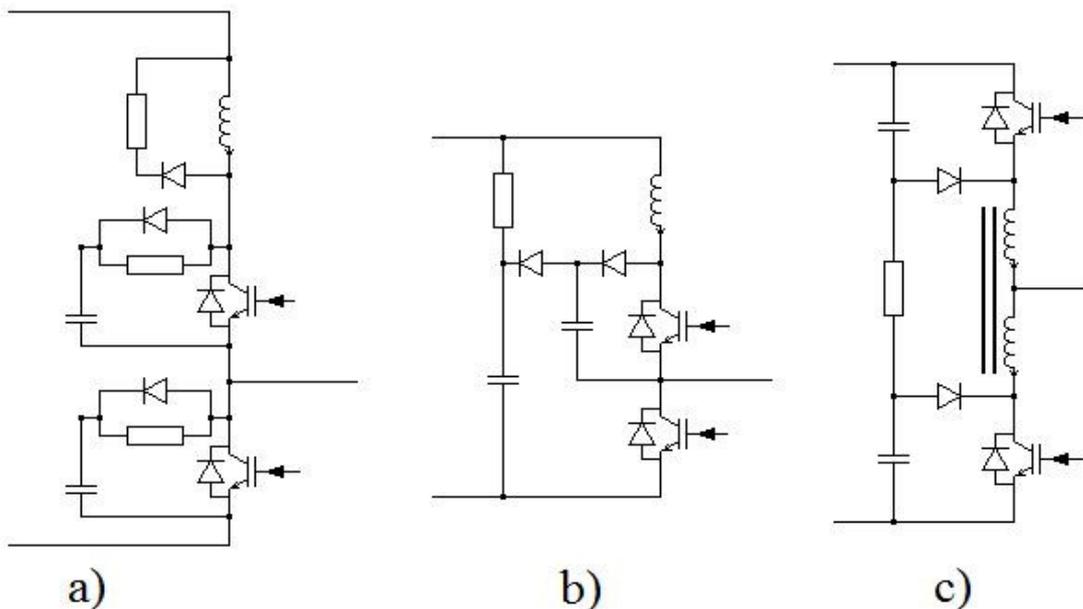


Fig. 4.3-7 Schemi circuitali complete: a) topologia classica derivante dall'unione dei singoli elementi; si noti la presenza di un unico *snubber* di *turn-on*; b) topologia proposta da Undeland a numero ridotto di componenti; c) topologia proposta da McMurray a numero ridotto di componenti.

In Fig. 4.3-7 b) viene mostrato lo schema proposto da Undeland [25] in cui si può notare il numero ridotto di componenti, numero pari a quello dello schema sviluppato da McMurray [26] riportato in Fig. 4.3-7 c); il numero di componenti risulta lo stesso nei casi b) e c) dovendo considerare che l'induttore dell'ultimo caso è un avvolgimento con presa centrale, soluzione che secondo quanto riportato dall'autore dovrebbe ridurre il valore in via teorica di un fattore 2, mentre in pratica il fattore risulta leggermente inferiore in quanto la mutua induttanza è inferiore all'autoinduttanza.

Il vantaggio degli schemi b) e c) del ridotto numero di componenti risulta in una maggior difficoltà di calcolo del valore ottimale degli stessi ed un maggior rischio di oscillazioni causa presenza di circuiti LC non direttamente smorzati da resistenze.

Ulteriore decisione che influenza la scelta del dispositivo riguarda il numero di *inverter* da collegare fra loro in quanto non è detto che la potenza sia gestibile con un singolo convertitore.

L'utilizzo di un singolo circuito normalmente risulta essere la più semplice e quella energeticamente migliore ma non sempre perseguibile: *inverter* di elevatissima potenza richiedono bassa frequenza di commutazione, dell'ordine di alcune centinaia

di Hertz, con conseguenti forti distorsioni armoniche a meno di utilizzare stadi multilivello, per cui la frequenza risultante è data in prima approssimazione dal prodotto fra il numero di livelli e la frequenza di commutazione.

Diversamente in caso di utilizzo di più convertitori si riescono ad utilizzare sistemi che utilizzano frequenze di commutazione maggiori, dell'ordine delle migliaia di Hertz, con conseguente notevole miglioramento per il contributo armonico; il principale svantaggio risiede nella necessità di utilizzare sistemi di interconnessione fra i vari *inverter* che riducono l'efficienza del sistema.

In quest'ultimo caso bisogna anche vagliare la configurazione che si vuole utilizzare: serie, parallelo o mista, quest'ultima solo in caso di un numero pari multiplo di due di *inverter*.

#### 4.4. Dispositivi di commutazione a semiconduttore

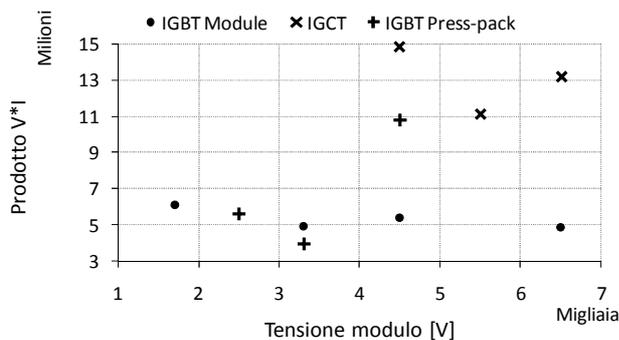
Come già precedentemente accennato nel capitolo 3 sono vari i dispositivi controllati a semiconduttore per cui di seguito verrà fornito un breve riepilogo sulle tipologie principali utilizzabili a seconda della configurazione circuitale che verrà adottata.

In diversi libri viene proposto un intervallo di applicazione dei dispositivi di potenza in funzione di parametri elettrici quali la tensione, la potenza e la frequenza di commutazione; da questi grafici risulta evidente come nel mercato mondiale per potenze dell'ordine dei MVA vengano utilizzati moduli a IGBT o dispositivi *press-pack* sia IGBT che IGCT.

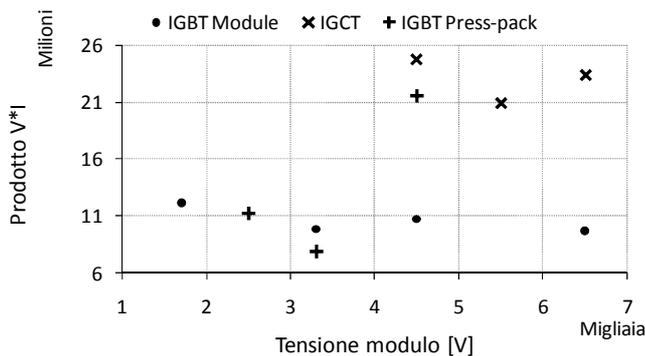
Effettuando un'indagine sulle principali ditte produttrici di questi dispositivi si è potuto ottenere il panorama riassunto in Tab. 4.4-1.

IGBT modulo	Tensioni $V_{CES}$ [V]	1700	3300	4500	6600
	Massime Correnti $I_C$ [A]	3600	1500	1200	750
IGCT	Tensioni $V_{DRM}$ [V]	4500	5500	6500	
	Massime Correnti $I_{TRMS}$ [A]	3300	2030	2030	
IGBT <i>press-pack</i>	Tensioni $V_{CES}$ [V]	2500	3300	4500	
	Massime Correnti $I_C$ [A]	2200	1200	2400	

Tab. 4.4-1 Massimi valori di corrente di conduzione per IGBT e IGCT in funzione della classe di tensione per dispositivi attualmente in commercio.



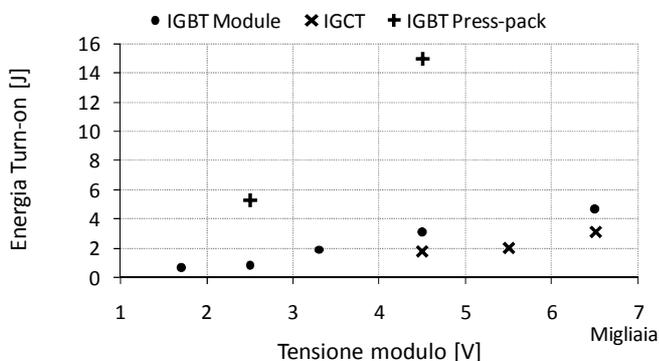
**Fig. 4.4-1 Prodotto tensione corrente per IGBT e IGCT; valori nominali.**



**Fig. 4.4-2 Prodotto tensione corrente per IGBT e IGCT; massima corrente commutabile.**

Da entrambi i grafici risulta evidente come i dispositivi *press-pack* siano più performanti nel caso si considerino i valori nominali: a tal merito conviene ricordare come questi ultimi possano essere raffreddati direttamente attraverso le connessioni di potenza su entrambi i lati del semiconduttore.

Proprio in conseguenza di questo fatto risulta evidente come la differenza di *layout* fra un dispositivo a modulo e uno *press-pack* sia rilevante: senza considerare le induttanze proprie del dispositivo i valori ottenibili per le induttanze parassite



**Fig. 4.4-3 Energia al *turn-on* per IGBT e IGCT; valore tipico a 25 °C.**

Da una prima analisi sembrerebbe evidente come gli IGCT siano più performanti: confrontando i dispositivi in base al prodotto tensione corrente risulta l'andamento mostrato in Fig. 4.4-1.

Analizzando meglio i dati a disposizione si può notare come nel caso degli IGCT il prodotto non sia indicativo, in quanto vi sono forti limitazioni alla corrente commutabile dal dispositivo.

Ripetendo il confronto nel caso di massime correnti dichiarate si ottiene il grafico di Fig. 4.4-2, in cui si può notare dove lo scarto relativo si riduce: per dispositivi da 4500 V il rapporto dei valori presentati fra IGCT e IGBT in modulo passa da 0,36 a 0,44.

presenti nel sistema di connessione risultano notevolmente differenti, poche decine di nH per i moduli e almeno 4 o 5 volte maggiore per i componenti in capsula.

Di conseguenza risulteranno differenti anche i valori di energia dissipata in commutazione, i cui valori minimi per l'accensione del dispositivo vengono riportati nel grafico di Fig. 4.4-3, mentre per lo

spegnimento in quello di Fig. 4.4-4.

In essi si può notare come nel caso di dispositivi in capsula soprattutto le energie allo spegnimento risultino notevolmente superiori rispetto a quelle dei moduli: questo è dovuto prevalentemente a quanto appena detto sulle induttanze parassite dei circuiti di connessione.

Ne consegue che in caso di utilizzo di componenti in capsula il riscaldamento dovuto alle commutazioni risulta essere un forte limite alle frequenze di lavoro a meno di non impiegare circuiti o sistemi in grado di modificare la velocità di commutazione e la relativa energia.

In merito alle velocità di commutazione dei dispositivi è bene ricordare la differenza fra le due tipologie di componenti: gli IGBT possono godere del controllo in tensione sul *gate*, che risulta simile a quello di un MOS, da cui la relativa facilità di impostazione della velocità di accensione e spegnimento modificando le relative resistenze poste in serie allo stadio di guadagno; gli IGCT risultano componenti con scheda integrata per cui, a meno di rivolgersi al produttore, tali velocità risultano imposte dalla coppia circuito-scheda di controllo: nel caso il circuito presenti sistemi di *snubber* allora questi ultimi predomineranno in commutazione altrimenti il dispositivo ha fronti d'onda molto ripidi, vengono dichiarati valori fino a 5000 A/ $\mu$ s e 3000 V/ $\mu$ s.

Nel grafico di Fig. 4.4-5 viene riportato un confronto fra differenti dispositivi sotto l'ipotesi comune di approssimazione lineare delle caratteristiche e perdite di commutazione date dal prodotto della frequenza per la somma delle energie di commutazione in condizioni del valore di corrente RMS, inoltre in tutti i casi si è tenuto un margine di tensione del 40% fra il valore di continua utilizzato per il calcolo e il valore nominale del dispositivo; si è supposto l'utilizzo in un *inverter* trifase.

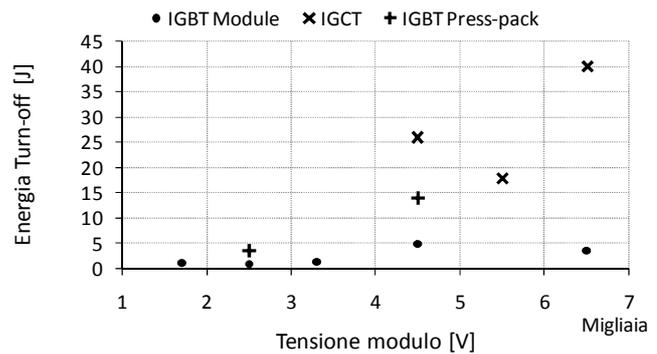


Fig. 4.4-4 Energia al *turn-off* per IGBT e IGCT; valore tipico a 25 °C.

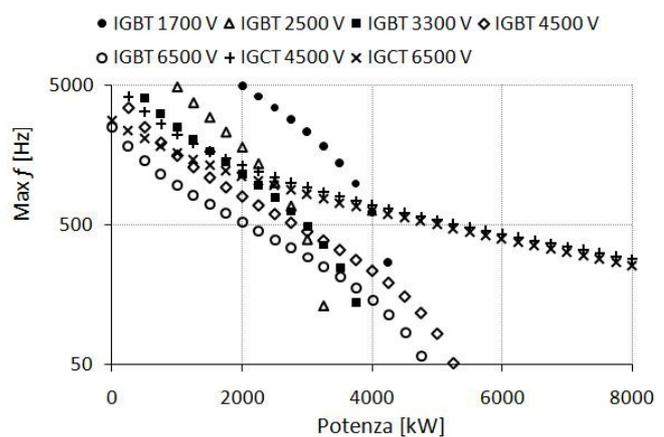


Fig. 4.4-5 Confronto, fra differenti dispositivi, della massima frequenza di commutazione in funzione della potenza; per ricavare i dati si è supposto l'utilizzo in un *inverter* trifase con tensione di continua pari al 60% del valore nominale del dispositivo.

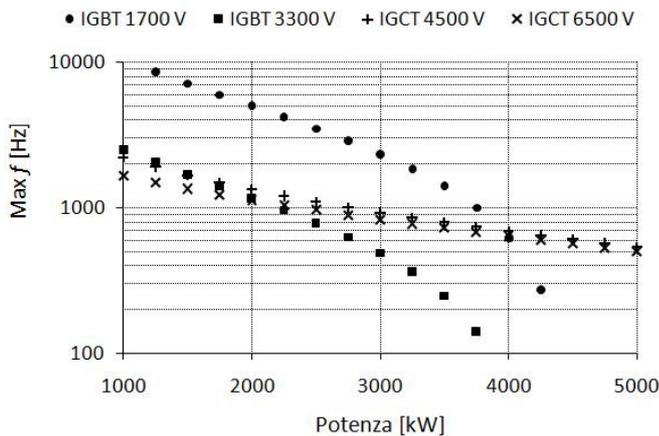


Fig. 4.4-6 Dettaglio di Fig. 4.4-6 solo per i dispositivi più promettenti.

utilizzare; bisogna ricordare che il grafico è stato ottenuto effettuando molte approssimazioni fra le quali quella del computo dell'energia di commutazione largamente peggiorativa.

## 4.5. Caratteristiche tecniche del convertitore di frequenza

Il convertitore in esame deve rispondere a determinati requisiti fra i quali alcuni influenzano più di altri le scelte circuitali e di componenti.

Indipendentemente dalla tensione di ingresso del sistema viene richiesto che la distorsione armonica rimanga limitata entro determinati valori in caso di funzionamento nominale: si richiede che il convertitore immetta contributi armonici per un valore del THD ( *Total Harmonic Distortion* ) inferiore al 4% in caso nominale.

Questo impone di limitare le scelte del *front-end* del convertitore a solo due soluzioni circuitali a meno di non voler inserire filtri per le armoniche generate.

Come per la tensione di ingresso è richiesta una limitata presenza di armoniche in uscita dal convertitore: in questo caso in condizioni nominali il THD deve rimanere inferiore al 5%.

Risulta abbastanza evidente che, a meno di utilizzare frequenze di commutazione molto elevate, sarà necessaria l'introduzione di un filtro in uscita: questo filtro potrebbe essere passivo, un filtro LC con induttanza sulla linea e condensatori fra le fasi, o attivo, un *inverter* di piccola dimensione con elevata frequenza di commutazione per compensare le distorsioni introdotte dal sistema principale.

Ulteriore parametro fondamentale per la scelta della configurazione risulta l'intervallo di variabilità della tensione di ingresso al sistema: nel caso in esame si

tratta di un intervallo simmetrico centrato sul valore nominale con variazione massima ammessa del 15% del valore stesso.

Questo, in caso si utilizzi un ponte non controllato, si riflette direttamente sulla tensione continua influenzando sul dimensionamento dell'*inverter*: è necessario considerare che in corrispondenza del minimo valore di tensione deve essere garantita la funzionalità del sistema e di conseguenza devono essere garantite la tensione e la potenza da erogare al carico.

Ovviamente in caso si utilizzi un convertitore controllato ad alta frequenza in ingresso il problema della variabilità della tensione di ingresso non risulta così influente, potendo impostare il valore della tensione di continua costante: anche in questo caso risulterà comunque necessario tenere in considerazione il minimo valore di tensione stabilizzata realizzabile con il convertitore di ingresso.

Per quanto riguarda il dimensionamento del sistema di conversione in uscita due sono le caratteristiche fondamentali riguardante i carichi: la prima riguarda la non idealità degli stessi motivo per cui viene richiesto la capacità di mantenere attivi anche carichi fortemente squilibrati.

Questa condizione di funzionamento influisce notevolmente sulla topologia del circuito e sul sistema di controllo in quanto non tutte hanno la capacità di adattarsi alle condizioni richieste.

La seconda riguarda la capacità di erogare potenza in sovraccarico: per considerare l'influenza che questa richiesta può avere sul dimensionamento si può in prima approssimazione considerare che le costanti termiche delle reti equivalenti dichiarate dai costruttori sono al massimo dell'ordine di un paio di secondi; confrontando queste ultime con la durata del più breve ma intenso sovraccarico ammissibile, 200% del carico nominale per 30 secondi, si nota come per i dispositivi a semiconduttore si tratti di una condizione di regime termico, l'unica differenza può risiedere nel sistema di raffreddamento.

Una condizione che aggrava questa parte dell'analisi delle caratteristiche è la richiesta di poter funzionare in climi caldi in cui la massima temperatura ambiente viene considerata di 50 °C.

Ulteriore condizione imposta, una delle più vincolanti, riguarda il rendimento reale del sistema che deve essere maggiore o uguale al 94%; si parla di rendimento reale in quanto il sistema viene autoalimentato dalle connessioni di potenza e quindi non sono presenti fonti di alimentazione esterna.

Questa limitazione influisce fortemente sulle scelte circuitali in quanto ogni componente ha delle perdite di potenza che sono tanto maggiori quanto maggiore risulta essere la frequenza di lavoro.

## 4.6. Sistemi di dimensionamento dei dispositivi

Il dimensionamento complessivo della macchina richiede un processo iterativo in quanto i vari sistemi presenti interagiscono fra di loro in molti modi: basti pensare a come la tensione del convertitore AC/DC influisca sul dimensionamento in corrente dell'*inverter*, questo è solo uno degli esempi perché ulteriori casi saranno analizzati in futuro.

Data la presenza di due possibili tipologie di componenti a semiconduttore si sono adottate due differenti strade per la verifica delle caratteristiche termiche ed elettriche: nel caso di diodi lavoranti a frequenza di rete si può approssimare il calcolo con le formule generiche per la conversione da corrente alternata a continua potendo quindi calcolare il valore RMS di corrente, da cui si può ottenere il calcolo delle perdite secondo l'Eq. 4.6-1 Formula approssimata di calcolo per la dissipazione di potenza di un diodo in un ponte trifase, conduzione a 120° elettrici con forma d'onda rettangolare, in funzione della corrente RMS, "ID<sub>RMS</sub>", e delle caratteristiche del diodo, tensione di soglia "V<sub>T0</sub>" e resistenza di conduzione "r<sub>F</sub>".

$$P_D = V_{T0} I_{DRMS} + 3 r_F I_{DRMS}^2$$

Eq. 4.6-1 Formula approssimata di calcolo per la dissipazione di potenza di un diodo in un ponte trifase, conduzione a 120° elettrici con forma d'onda rettangolare, in funzione della corrente RMS, "I<sub>DRMS</sub>", e delle caratteristiche del diodo, tensione di soglia "V<sub>T0</sub>" e resistenza di conduzione "r<sub>F</sub>".

Da questa relazione risulta evidente come sia necessario conoscere il caso di massima corrente per il diodo.

Nel caso di semiconduttori controllati non è facile stimare le perdite in quanto sono la somma di perdite in conduzione e in commutazione: questa seconda componente risulta significativa ed è connessa a molteplici fattori: caratteristiche del sistema di controllo, velocità di commutazione, *layout* del convertitore in cui sono inseriti, temperatura d'esercizio, tensione e corrente di commutazione, ecc.

Per quanto riguarda le perdite di conduzione il metodo di calcolo può facilmente essere derivato dall'integrazione della potenza istantanea dissipata, ovvero il prodotto V·I, dove V viene calcolata in base alla corrente sfruttando i dati e grafici riportati nei *datasheet* dei dispositivi secondo l'Errore. L'origine riferimento non è stata trovata..

$$V_{CE} = (V_{T0} + R_{CE} I_C) \frac{V_{CESAT}(T_j)}{V_{CESAT}(T_{jMAX})}$$

Eq. 4.6-2 Relazione per il calcolo di  $V_{CE}$  in funzione della corrente di collettore  $I_C$ , dell'influenza della temperatura sulla tensione di saturazione  $V_{CESAT}$  e di parametri  $V_{T0}$  e  $R_{CE}$  estrapolati dai grafici di  $I_C(V_{CE})$  dei *datasheet*.

Per semplificare si può considerare unitario l'ultimo termine della **Errore. L'origine riferimento non è stata trovata.**

ponendosi in condizioni sicuramente peggiorative, come si può notare dal grafico riportato in Fig. 4.6-1 Andamento tipico della corrente di collettore in funzione della tensione fra emettitore e collettore di un IGBT al variare della temperatura del dispositivo., in cui si nota come, a parità di corrente, all'aumentare della temperatura di giunzione aumenti anche la caduta di tensione sul dispositivo, se non per bassissimi valori di corrente.

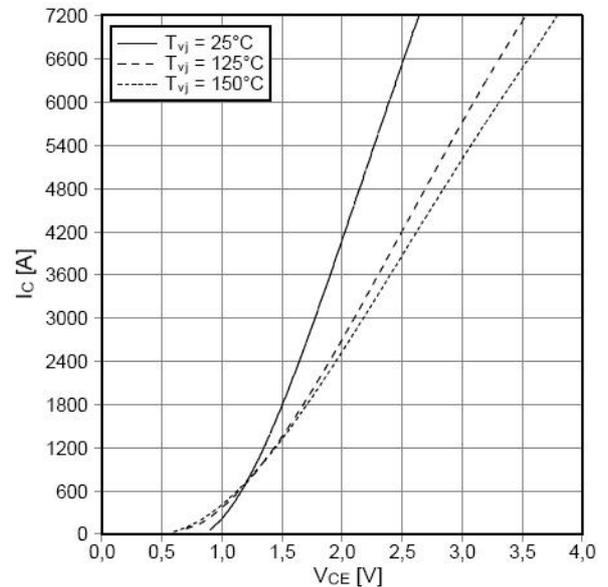


Fig. 4.6-1 Andamento tipico della corrente di collettore in funzione della tensione fra emettitore e collettore di un IGBT al variare della temperatura del dispositivo.

Effettuando un'approssimazione lineare dell'andamento della corrente nel periodo di conduzione, approssimazione tanto più valida quanto è alto il rapporto fra la frequenza di commutazione e quella dell'onda sinusoidale che si vuole riprodurre, si può ottenere la seguente formula generica di Eq. 4.6-3 che esprime l'energia dissipata in funzione del tempo di accensione, " $t_p$ ", e dei valori di corrente iniziali e finali  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$ .

$$E_{COND} = t_p \left\{ \left[ \frac{B}{2} (I_{C1} + I_{C2}) \right] + \left[ \frac{A}{3} (I_{C1}^2 + I_{C1} I_{C2} + I_{C2}^2) \right] \right\}$$

$$B = V_{T0} \frac{V_{CESAT}(T_j)}{V_{CESAT}(T_{jMAX})} \quad \text{e} \quad A = R_{CE} \frac{V_{CESAT}(T_j)}{V_{CESAT}(T_{jMAX})}$$

Eq. 4.6-3 Relazione per il calcolo dell'energia dissipata in fase di conduzione ottenuta mediante approssimazione lineare della corrente.

Anche in questo caso per semplicità conviene imporre la condizione di massima temperatura di giunzione riducendo "A" e "B" ai semplici valori interpolati dal *datasheet* di  $V_{T0}$  e  $R_{CE}$ .

Nel caso di commutazione ovviamente bisogna distinguere fra fase di accensione e spegnimento: l'approssimazione generica viene riportata in Eq. 4.6-4.

$$E_i = (C_i I_C + D_i) \frac{E_i (R_{G,user})}{E_i (R_{G,datasheet})} \frac{V_{DC,i,user}}{V_{DC,datasheet}} \frac{E_i (T_j)}{E_i (T_{jMAX})}; \quad i = ON, OFF$$

Eq. 4.6-4 Relazione per il calcolo delle energie di commutazione in funzione della corrente  $I_C$ , della resistenza del circuito di pilotaggio  $R_{G,user}$ , della tensione alla commutazione  $V_{DC,i,user}$  e della temperatura di giunzione  $T_j$ .

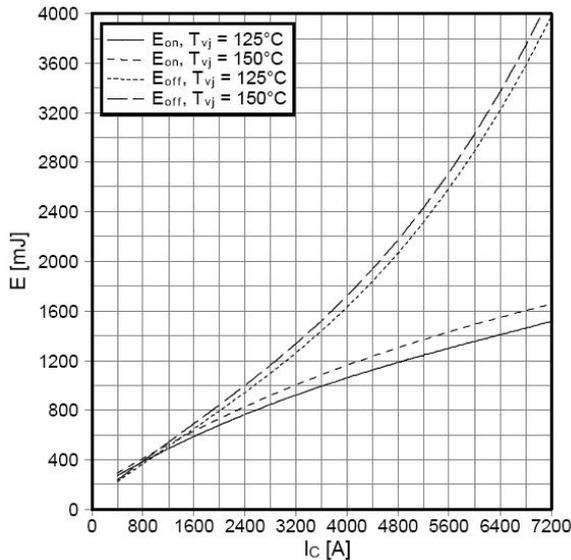


Fig. 4.6-2 Andamento tipico delle energie di commutazione di un IGBT al variare della corrente  $I_C$  per due differenti valori di temperatura di giunzione  $T_j$ .

Si noti come in questo caso le dipendenze da tenere in considerazione siano molto più numerose che nel caso del calcolo delle perdite in conduzione; i coefficienti  $C_i$  e  $D_i$  servono per fare un'approssimazione lineare delle energie di commutazione in funzione della corrente di collettore: con essa si ha infatti la maggior dipendenza del valore di energia come mostrato in Fig. 4.6-2

Anche in questo caso sono possibili alcune semplificazioni per poter avere una stima del caso peggiore considerando la massima temperatura di giunzione  $T_{jMAX}$  e un alto valore della resistenza del circuito di

pilotaggio  $R_G$ ; in questo modo la formula può essere semplificata con riportato in Eq. 4.6-5.

$$E_i = (C_i I_C + D_i) \frac{V_{DC,i,user}}{V_{DC,datasheet}}; \quad i = ON, OFF$$

Eq. 4.6-5 Relazione semplificata per il calcolo delle energie di commutazione in funzione della corrente  $I_C$  e della tensione di lavoro  $V_{DC}$ .

Inserendo queste equazioni in un qualsiasi sistema di calcolo è possibile stimare le perdite in funzione delle condizioni cui è sottoposto il dispositivo con discreta approssimazione.

Nel caso il dispositivo non sia provvisto di diodo in antiparallelo o siano previsti sistemi di limitazione dei fronti d'onda la situazione diventa più complessa dovendo tener in considerazione l'influenza che questi possono avere; in Eq. 4.6-6 viene riportato un caso di calcolo in presenza di un diodo esterno che influisce sulla fase di accensione del dispositivo.

$$E_{ON} = \frac{1}{2} \frac{\left(I_{C1} + \frac{2 Q_{RR}}{t_{RR}}\right)^2}{\frac{dI_C}{dt}} V_{DC,user} + \frac{1}{6} \left[ t_{RR} - \frac{2 Q_{RR}}{t_{RR} \frac{dI_C}{dt}} \right] \left( \frac{4 Q_{RR}}{t_{RR}} + 3 I_{C1} \right) V_{DC,user}$$

Eq. 4.6-6 Relazione per il calcolo dell'energia in fase di accensione di un dispositivo controllato in un circuito in cui è presente un diodo esterno;  $Q_{RR}$ ,  $t_{RR}$  e  $dI_C/dt$  sono specificati dal diodo e/o dal circuito.

La stima delle potenze perse permette di verificare la temperatura di giunzione del dispositivo considerando una situazione di regime termico durante il funzionamento, ipotesi avallata dalle costanti di tempo termiche dei dispositivi in questione in confronto ai tempi durante il quale gli stessi dispositivi sono sottoposti al regime di funzionamento adottato per i calcoli.

Questi dati inoltre permettono di verificare se l'utilizzo o meno dei dispositivi inseriti nella relativa topologia circuitale permettono di soddisfare le richieste di rendimento del convertitore: ad essi andranno sommate anche le altre perdite di potenza dovute ad altri elementi circuitali.

Per quanto concerne la classe di tensione dei dispositivi vi sono due passi successivi: il primo è in fase di scelta del dispositivo e della topologia circuitale in quanto la tensione dovrà essere superiore al valore nominale, o a una sua frazione nel caso si utilizzino topologie multilivello; rimangono valide le considerazioni precedentemente fatte per cui conviene utilizzare dispositivi con il minor valore di tensione possibile al fine di ridurre le perdite sugli stessi.

Il secondo passo riguarda la verifica delle sovratensioni che si possono presentare ai capi dei dispositivi: anche in questo caso la scelta della topologia circuitale richiede margini differenti in quanto l'utilizzo dei sistemi di *clamp* e *snubber* può risultare determinante; supponendo di conoscere la topologia circuitale si possono stimare le derivate di corrente e imponendo un valore limite alle induttanze disperse si può utilizzare la legge di Ohm in forma differenziale per stimare le sovratensioni.

Queste ultime sommate al massimo valore di tensione che si può presentare nel circuito danno un'idea della tensione cui può venir sottoposto il dispositivo.

Bisogna ricordare che nel caso in cui un *inverter* sia sottoposto ad una brusca riduzione del carico il sistema di alimentazione del *bus* in continua può non riuscire a rispondere con la stessa dinamica: questo può causare sovratensioni che devono essere tenute in considerazione in fase di verifica delle tensioni di lavoro dei dispositivi. Inoltre è utile verificare anche che la massima corrente che il dispositivo deve commutare sia inferiore al valore dichiarato dal costruttore: mentre questo negli IGBT e nei diodi non risulta essere critico per gli IGCT può essere un parametro importante in quanto non tutti i dispositivi possono commutare una corrente  $\sqrt{2}$  volte superiore al valore RMS calcolato.

## 4.7. Possibili soluzioni circuitali per la conversione AC/DC

Date le considerazioni fatte nel paragrafo 4.2 e quanto riportato in 4.5 risulta evidente che le soluzioni possibili sono l'utilizzo di un ponte diodi o di un convertitore controllato ad alta frequenza.

La prima soluzione richiede un'analisi più approfondita: la richiesta di bassa distorsione armonica impone di non utilizzare un semplice ponte raddrizzatore trifase a diodi ma una struttura più complessa, quale una ponte a 12 impulsi o a 24; la necessità di utilizzare un sistema a 24 impulsi è data dal basso contributo armonico che si può rigettare in rete ma anche dalla possibilità di avere una tensione continua con minori oscillazioni, queste ultime si riducono dal 13,4% del valore di picco della sinusoide per un ponte diodi a 6 impulsi a un valore inferiore al punto percentuale per il sistema a 24 impulsi.

Analogamente accade per la distorsione armonica: nel caso di un ponte trifase la distorsione armonica di corrente reiettata in rete risulta approssimativamente del 30% mentre per un ponte a 24 impulsi questo valore dovrebbe ridursi fino al 6,6%, valori ottenuti in un caso teorico considerando fino alla 49<sup>a</sup> armonica; risulta evidente come l'unica soluzione a diodi possibile sia il ponte a 24 impulsi.

Per calcolare il contributo armonico non teorico si deve considerare la non idealità del sistema calcolando lo sfasamento dell'angolo di commutazione del diodo tramite la formula approssimata in Eq. 4.7-1.

$$\alpha_5 = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\sqrt{3} I V}{S_p} \right)$$

Eq. 4.7-1 Relazione per calcolare l'angolo di commutazione, riferito alla quinta armonica, necessario al calcolo dei coefficienti di correzione per le armoniche di corrente;  $S_p$  è la potenza di corto ai morsetti del raddrizzatore,  $I$  la corrente nominale in alternata e  $V$  la tensione di alimentazione del raddrizzatore.

Partendo da questo angolo è possibile determinare i coefficienti di correzione utilizzando l'Eq. 4.7-2.

$$c_i = \cos \left( \alpha_5 \frac{i}{5} \right)$$

Eq. 4.7-2 Relazione per il calcolo dei coefficienti correttivi delle armoniche di corrente; la lettera "i" rappresenta il numero di armonica.

Per quanto riguarda la distorsione armonica in tensione, una volta noti i valori realistici delle armoniche di corrente, dati dal prodotto del valore teorico di armonica e del relativo coefficiente, si possono calcolare i rapporti  $U_i/U_1$  con l'Eq. 4.7-3.

$$\frac{U_i}{U_1} = \frac{\sqrt{3} I_i U_1 i}{S_p}$$

Eq. 4.7-3 Relazione per il calcolo del rapporto delle armoniche di tensione  $U_i/U_1$  in funzione del valore realistico delle correnti di armonica  $I_i$ , della tensione ideale di prima armonica all'ingresso del convertitore  $U_1$  e del numero di armonica "i";  $S_p$  è la potenza di cortocircuito della linea di alimentazione del convertitore.

Nel caso di convertitore controllato ad alta frequenza la distorsione armonica risulta generalmente inferiore e inoltre, potendo utilizzare frequenze di commutazione elevate, tali armoniche risultano più facili da filtrare in quanto la loro ampiezza risulta molto inferiore.

Questo in quanto la forma d'onda della corrente non risulta più avere forma rettangolare, come nel caso del ponte raddrizzatore a sei impulsi, ma risulta essere una sinusoide cui viene sovrainpressa una componente ad alta frequenza di aspetto triangolare la cui ampiezza è proporzionale alla durata del periodo di commutazione. Per stabilire se sia più opportuno utilizzare ponte diodi o convertitore controllato ad alta frequenza è necessario conoscere le tensioni cui si vuol far lavorare l'*inverter* per stimare le perdite e verificare che il rendimento complessivo sia rispettato.

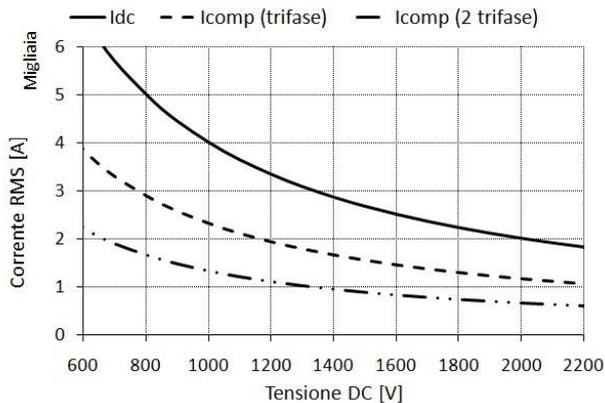
#### **4.8. Soluzione circuitale adottata per la conversione DC/AC**

Date le precedenti considerazioni risulta evidente che è necessario dimensionare l'*inverter* per una potenza di 4 MVA al fine di garantirne il funzionamento; per tali livelli di potenza si possono trovare molte soluzioni che lavorano in media tensione per ridurre le correnti circolanti.

Questa scelta influisce anche sulle dimensioni dei componenti accessori in quanto eventuali induttanze risultano di dimensioni più compatte e i condensatori devono avere valori di capacità inferiori.

Per contro l'utilizzo di medie tensioni impone isolamenti maggiori con distanze, sia superficiali che in aria, maggiori aumentando i fenomeni connessi con le induttanze parassite; si è quindi deciso di concentrare l'attenzione su taglie di tensione di 3,3 e 1,7 kV.

Supponendo di utilizzare una configurazione circuitale a singolo *inverter* trifase a due livelli si ottiene la corrente RMS sul singolo dispositivo ha un valore di  $\sqrt{3}$  volte inferiore al valore della corrente continua di conseguenza si può rappresentare la sua



**Fig. 4.8-1** Confronto fra i valori di corrente del *bus* in continua e sui componenti in caso di utilizzo di uno o due *inverter* trifase a due livelli al variare della tensione continua.

dipendenza dalla tensione di continua come mostrato nel grafico di Fig. 4.8-1.

Supponendo di utilizzare una tensione continua di 1800 V, la cui scelta deriva dalle indicazioni di utilizzo dei dispositivi di classe 3,3 kV, si ha un valore teorico di 1300 A<sub>RMS</sub> contro i 1500 nominali del componente.

Questo porta subito a scartare la soluzione in quanto le sole perdite di conduzione sono di poco meno di 5 kW da cui, considerando i 18,5 K/kW di resistenza termica del modulo sommati

ai 5,5 K/kW di un dissipatore ad acqua, si ottiene un salto termico di 117 °C cui andrebbe sommata la temperatura ambiente di 50 °C: solo conducendo la corrente necessaria il dispositivo supererebbe il valore massimo di temperatura di giunzione.

Nel grafico di Fig. 4.8-1 viene riportato anche il caso dell'utilizzo di due *inverter* in parallelo con un valore di circa 750 A<sub>RMS</sub>: con questi dati si ottiene una dissipazione di potenza di circa 2,1 kW.

Considerando la temperatura ambiente di 50° il massimo salto termico accettabile risulta essere di 100 °C da cui, con gli stessi dati di prima, si ottiene che la massima potenza dissipabile risulta essere di 4,2 kW; sottratti i 2,1 kW di perdite in conduzione risulta una possibile dissipazione di circa 2,1 kW con frequenze di commutazione possibili inferiori al kHz, secondo i conti approssimati eseguiti nel paragrafo 4.4 risulta un valore teorico di poco superiore ai 600 Hz.

Proseguendo su questa strada si otterrebbe una notevole distorsione armonica in uscita, dovendo inserire un filtro LC di notevoli dimensioni: considerando l'utilizzo di

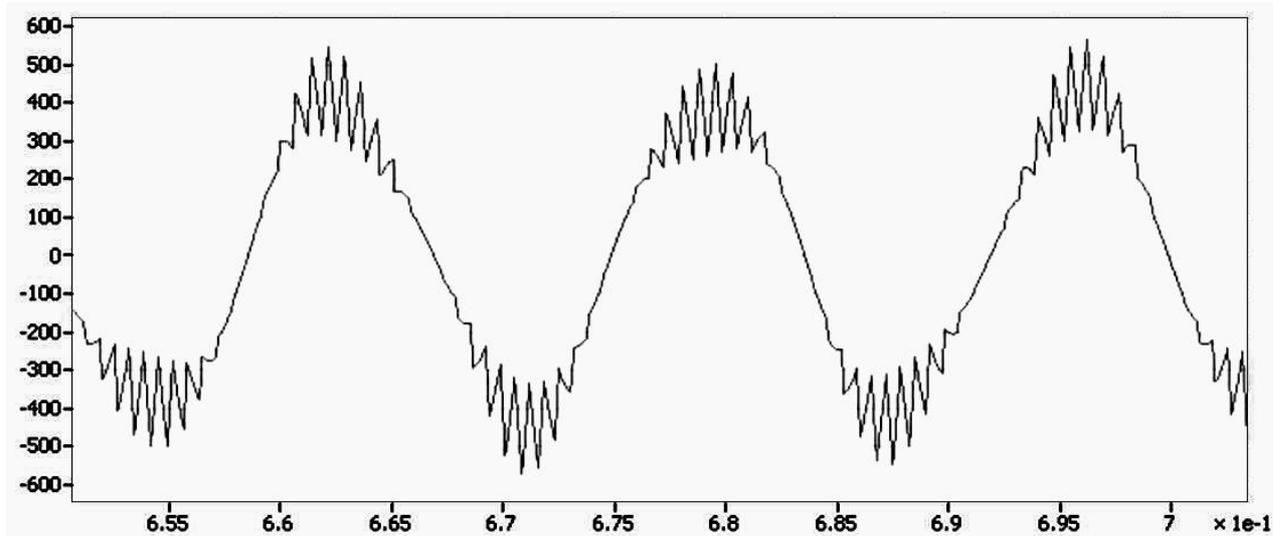


Fig. 4.8-2 Andamento simulato della corrente sui condensatori di filtro in caso di due *inverter* trifase a due livelli realizzati con dispositivi da 3,3 kV; induttori di filtro sulla linea da 1 mH e condensatori collegati a stella da 1 mF.

un filtro con induttore da 1 mH e capacità del valore di 1 mF si ottiene che la corrente sui condensatori raggiunge il valore di 280 A<sub>RMS</sub> con andamento mostrato in Fig. 4.8-2; tale corrente in realtà tende ad aumentare il valore della corrente sui dispositivi, anche se risulta in quadratura con la precedente, causando un incremento relativo superiore al 5%.

Non sono stati inoltre considerati due fattori importanti: in caso di conversione in continua non controllata si ha una possibile riduzione del valore di tensione del 15% con conseguente incremento della corrente superiore al 17%, l'*inverter* deve erogare anche le potenze assorbite dagli elementi circuitali a valle, per cui si ha un ulteriore aumento di corrente di qualche punto percentuale.

Tutto questo contribuisce a propendere per dispositivi con taglia diversa o utilizzare topologie circuitali diverse.

Analizzando la possibilità di cambiare la classe di tensione secondo quanto detto nel paragrafo 4.4 conviene passare alla teglia inferiore da cui la scelta di utilizzare dispositivi da 1,7 kV.

Mantenendo la configurazione scelta si ottengono valori molto più rassicuranti: imponendo che la tensione nominale continua sia di 1000 V si ottiene una corrente di componente inferiore a 1350 A con perdite in conduzione di circa 2,3 kW: questo dato non preoccupa in quanto la resistenza termica è inferiore, 13,5 K/kW contro i 18,5 del dispositivo a 3,3 kV; considerando le stesse approssimazioni fatte nel paragrafo 4.4 si ottiene una massima frequenza di commutazione teorica di quasi 2,8 kHz con perdite di circa 3 kW e notevole riduzione del contributo armonico.

Al fine di ridurre ulteriormente il contributo armonico si è cercata un'ulteriore configurazione: analizzando il funzionamento dell'*inverter* trifase si può affermare che le singole tensioni di fase hanno come prima armonica la frequenza di commutazione, ma questo non è più valido nel caso si considerino le tensioni concatenate, che hanno il vantaggio di raddoppiarne il valore.

Dato che il filtro viene collegato su una singola fase esso è soggetto ad una condizione di lavoro da essa derivante mentre per limitarne il valore converrebbe poter aumentare le frequenze in gioco.

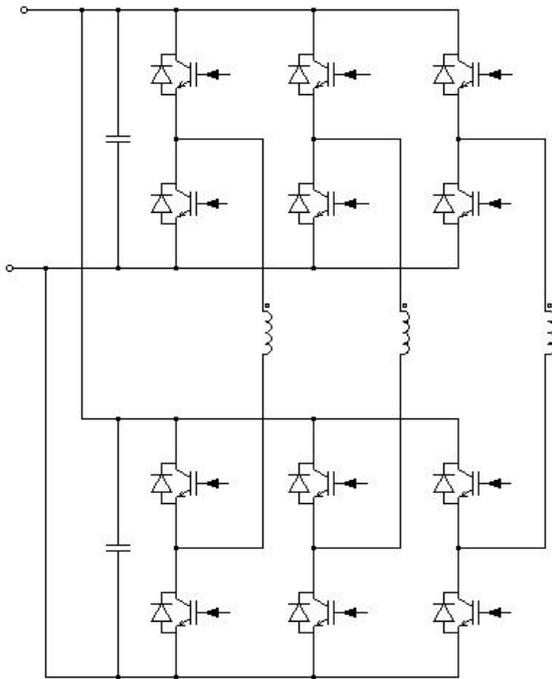


Fig. 4.8-3 Schema circuitale utilizzato con due *inverter* connessi in serie attraverso il carico schematizzato in questo caso dalle tre induttanze presenti.

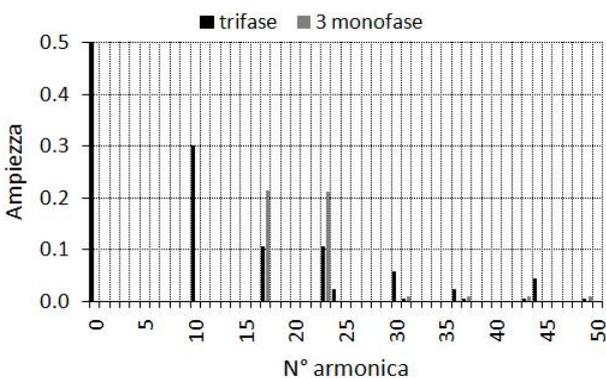


Fig. 4.8-4 Confronto delle analisi armoniche della tensione di modo comune nel caso di *inverter* trifase e nello schema adottato, 3 *inverter* monofase.

In letteratura vengono proposti molti schemi circuitali multilivello e alcuni di essi vengono anche collegati in cascata attraverso il carico; in questa configurazione l'*inverter* posto a valle del carico viene utilizzato per compensare le differenze fra la tensione generata e la sinusoide di riferimento.

In questo modo si possono ottenere ottimi risultati per quanto riguarda la distorsione armonica riducendola di un fattore proporzionale alla precisione con cui si genera la differenza fra sinusoide di riferimento e la forma d'onda creata con il primo *inverter*: questa differenza può essere calcolata sia con metodi previsionali che utilizzando una retroazione di tensione basata sulla misura della tensione generata.

In questo studio si è deciso di adottare la topologia appena citata sfruttandola nel caso di *inverter* trifase a due livelli come mostrato in Fig. 4.8-3; in essa si possono notare tre *inverter* monofase a ponte ad H dei quali una gamba si trova nell'*inverter* trifase superiore e la duale in quello inferiore.

In questo modo si può applicare una tensione a tre livelli ad ogni fase del carico riducendo la distorsione armonica

e raddoppiando la frequenza di commutazione da esso vista.

Ulteriore analisi può essere fatta verificando le tensioni di modo comune presenti: in caso di *inverter* trifase la tensione del nodo comune risulta avere valore medio pari alla metà del valore di continua con oscillazioni di ampiezza di pari entità, nel caso in esame si ha un'oscillazione inferiore con frequenza molto superiore.

In Fig. 4.8-4 viene riportato il confronto delle analisi armoniche delle tensioni di modo comune generate dai due sistemi a confronto: *inverter* trifase e serie di due *inverter* trifase, quest'ultimo definito "3 monofase"; in essa si può notare come il valore delle armoniche generate risulti inferiore e le frequenze molto più alte.

Nel caso in esame si è fissato un indice di modulazione di frequenza pari a 10: questa risulta essere l'armonica fondamentale nel caso di sistema trifase mentre nel sistema "3 monofase" le prime armoniche significative sono la 17<sup>a</sup> e la 23<sup>a</sup>, convoluzione della terza armonica con il doppio della frequenza di commutazione.

#### **4.9. Soluzione circuitale adottata per la conversione AC/DC**

Avendo imposto una tensione nominale di funzionamento a 1000 V per l'*inverter* e da quanto precedentemente analizzato nel paragrafo 4.7 risulterebbe conveniente utilizzare un sistema di conversione controllato che permetta di regolare la tensione continua.

Da semplici calcoli sulle potenze si può stimare la dissipazione di potenza del singolo IGBT a valori prossimi ai 5 kW; conseguentemente l'*inverter* dovrebbe avere una dissipazione di 60 kW.

Utilizzando uno schema simile in ingresso si avrebbero 120 kW di potenza dissipata; bisogna ricordare che il rendimento del convertitore viene dichiarato a potenza nominale mentre quelle fino ad ora definite sono in caso di massimo sovraccarico: in caso nominale la dissipazione si riduce ma solo di un terzo del valore arrivando in totale a circa 80 kW.

Questo dato, sommato alle potenze dei trasformatori in ingresso ed in uscita al convertitore (per essi sono stimabili rendimenti prossimi al 99%), porta ad avere una dissipazione di 120 kW con rendimento del 94,33% con un margine di soli 7 kW; è necessario ricordare che il rendimento del convertitore è reale in quanto autoalimentato e che non sono state considerati i consumi di potenza dei sistemi ausiliari e del sistema di raffreddamento, supposto a liquido, nonché le perdite presenti in ulteriori elementi circuitali, quali per esempio possibili filtri LC e interruttori generali.

Ne consegue che la soluzione con un sistema di conversione attivo risulta difficilmente realizzabile per cui si è deciso di utilizzare uno schema con quattro ponti raddrizzatori a diodi.

Considerando la variabilità della tensione in ingresso si ha che il valore minimo di tensione continua si riduce proporzionalmente, potendo arrivare a 850 V: conseguenza di questo fenomeno risulta essere l'aumento del 17% della corrente dell'inverter.

L'unica scelta possibile sembrerebbe essere quella di ridurre la frequenza di commutazione con conseguente aumento della componente armonica da filtrare: per evitare il fenomeno si deve trovare un modo di limitare la variazione della tensione.

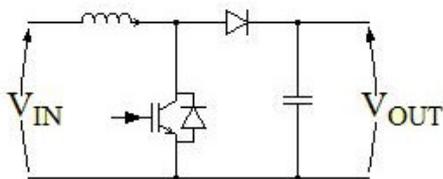


Fig. 4.9-1 Schema di principio del convertitore DC/DC *boost*.

Non potendo ricorrere ad un sistema controllato per i motivi suddetti si è deciso di utilizzare un sistema con ponti cui viene posto in serie un convertitore DC/DC tipo *boost*, il cui schema di principio viene riportato in Fig. 4.9-1.

Date le elevate potenze si è optato per utilizzarne uno in serie ad ogni ponte diodi trifase: in realtà la configurazione utilizzata non corrisponde perfettamente allo schema originario in quanto si sono sfruttati elementi circuitali già presenti, al fine di non dover inserire elementi ulteriori: per realizzare l'induttanza si è sfruttata quella intrinsecamente presente nel trasformatore di ingresso mentre il condensatore è direttamente il condensatore del *bus* in continua, come mostrato in Fig. 4.9-2.

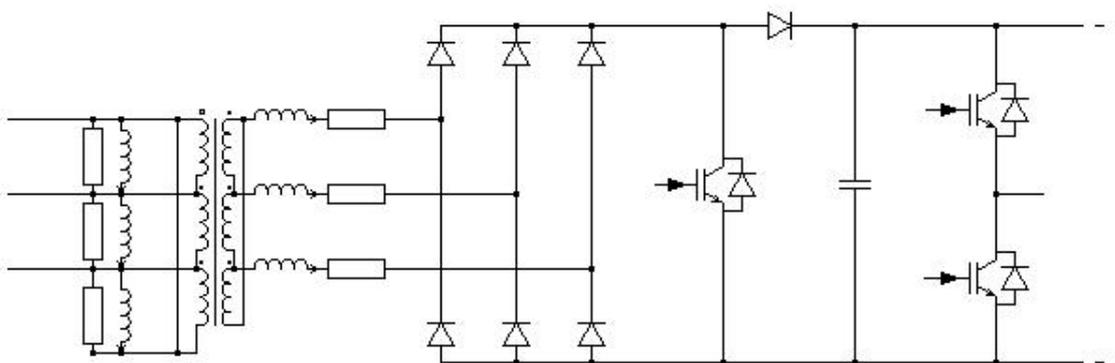


Fig. 4.9-2 Schema circuitale utilizzato per la conversione AC/DC per una terna trifase: sono stati inseriti i circuiti equivalenti delle singole fasi del trasformatore di ingresso e la parte iniziale del sistema di conversione DC/AC che con i loro elementi, L e C rispettivamente, rispettivamente contribuiscono alla realizzazione del convertitore DC/DC *boost*.

Inserendo quattro di questi schemi si riesce a tenere bassa la corrente circolante attraverso l'IGBT con valore RMS, in caso di sovraccarico, di circa 550 A e valori di picco del valore superiore ai 1500 A; confrontando questi valori con il caso analizzato di conversione DC/AC del paragrafo 4.8 risulta evidente come non ci siano problemi dal punto di vista dei dispositivi a semiconduttore.

Per quanto riguarda le potenze dissipate si potrebbe a prima vista pensare che le potenze in gioco si riducano notevolmente, in quanto i dispositivi attivi passano da 12 a 4, ma bisogna ricordare la presenza di un ulteriore componente in grado di lavorare ad alta frequenza: il diodo; è lecito supporre che esso abbia perdite inferiori rispetto all'IGBT ma è bene ricordare come la metà o più della potenza dispersa è dovuta alle commutazioni che causano notevole dissipazione di potenza anche nel diodo, si parla di un'energia media di circa 1 J per il diodo contro 1,5 per l'IGBT.

In conseguenza a queste scelte, si è deciso di dimensionare il sistema in modo che il circuito *boost* entri in azione solo nel momento in cui la tensione inizia a scendere sotto un livello talmente basso da mettere in crisi la frequenza di commutazione del sistema *inverter*.

#### **4.10. Verifica finale del sistema di conversione AC/AC**

Avendo effettuato le scelte circuitali si è potuto quindi procedere con la definizione dei differenti parametri e della verifica dei dispositivi a semiconduttore.

La soluzione circuitale adottata prevede l'utilizzo di quattro ponti diodi in ingresso, ognuno con in serie in un convertitore *boost* al fine di limitare l'influenza della variabilità della tensione di ingresso.

La tensione nominale della continua è stata impostata a 1000 V, da cui una corrente sul componente inferiore ai 1350 A e si è deciso di utilizzare un IGBT da 3600 A.

Con le formule riportate nel paragrafo 4.6 si è potuto verificare che imponendo una frequenza di commutazione di 2880 Hz, da cui un indice di modulazione in frequenza pari a 48, le perdite del IGBT sono di poco inferiori ai 3,8 kW, ben inferiori a quelle stimate in precedenza nel paragrafo 4.8 con approssimazioni nettamente peggiorative.

Con la configurazione proposta si avrebbe una massima tensione di continua di 1150 V con un margine di solo 550 V sulla tensione nominale del modulo.

Bisogna ricordare che questi dispositivi hanno velocità di commutazione elevatissima: nel *datasheet* viene riportato un valore di derivata di corrente di 12 kA/ $\mu$ s con induttanza parassita di 50 nH; utilizzando la legge di Ohm per le induttanze si può ottenere un valore di sovratensione di 600 V che sommati alla massima

tensione di continua superano la tensione nominale del modulo con il conseguente rischio di guasto del dispositivo.

Anche supponendo di ridurre la velocità di commutazione o di avere induttanze parassite di valore inferiore non è ancora stato considerato il caso di rilascio brusco di un carico: in questa circostanza la dinamica del sistema di controllo unita a quella propria del sistema di conversione AC/DC causa una momentanea sovratensione sulla continua con aumento del rischio di guasto del dispositivo.

Soluzione a questo problema è stata quella di ridurre il valore nominale della continua a 900 V, tensione consigliata per l'utilizzo del modulo, con conseguente aumento della corrente di fase e sul singolo componente; in questo modo la massima tensione di continua si riduce a solo 1040 V.

La corrente massima sul componente ha un valore di poco inferiore a 1500 A<sub>RMS</sub> da cui utilizzando nuovamente le formule di calcolo per le perdite si ottiene una dissipazione totale del IGBT di circa 3,8 kW: la variazione rispetto al caso precedente non risulta significativa in quanto l'effetto dell'aumento di corrente viene parzialmente compensato dall'effetto della variazione di tensione.

Anche utilizzando il software di dimensionamento del fornitore dei moduli si è potuto verificare la bontà dei calcoli svolti in quanto loro dichiarano una dissipazione di potenza di 1,6 kW in conduzione e 2,07 kW in commutazione; il software calcola anche le dissipazioni del diodo associato nei valori di 200 W di conduzione e 870 W in commutazione.

Le temperature di giunzione stimate con i valori di resistenza termica sono inferiori ai 150 °C dichiarati, i calcoli effettuati sono stati fatti considerando il regime termico nel caso di massimo sovraccarico: considerando l'inerzia termica del sistema di raffreddamento ad acqua si può tranquillamente affermare che le temperature di giunzione stimate risulteranno inferiori di almeno 5-10 °C.

Questi dati sono confermati dalla simulazione di comportamento termica data dal produttore del modulo impostando le condizioni dei sovraccarichi: il risultato della simulazione stima la riduzione di temperatura di poco meno di 10 °C.

La condizione più stringente rimane il sistema di raffreddamento ad acqua: per i calcoli termici degli IGBT si è impostato un sistema con temperatura massima dell'acqua di soli 5 gradi maggiore del valore di temperatura ambiente.

Utilizzando un sistema di scambiatori termici acqua/aria con ventilazione forzata e imponendo la giusta velocità al fluido il tutto è fattibile ma risulta evidente che anche per questa parte si avranno delle perdite di potenza che influiranno sul rendimento del sistema.

Rimane in sospeso una condizione che non è possibile verificare in fase progettuale: la sovratensione che si genera in commutazione a causa della presenza delle induttanze parassite.

In merito a questo problema si è deciso di utilizzare un sistema di *clamp* della tensione come mostrato in Fig. 4.3-4: invece di realizzare un banco condensatori concentrato si è deciso di suddividere lo stesso in piccoli gruppi ognuno disposto sul sistema di barre di connessione di una gamba di *inverter*.

Questa soluzione permette di ridurre al minimo le induttanze parassite del sistema beneficiando della presenza di un condensatore parassita generato dalle barre stesse: in realtà non si tratta di barre o cavi di connessione ma di un vero e proprio sistema “*busbar*” isolato.

Questa soluzione permette di contenere le induttanze parassite ma rimane la necessità di progettare con cura e verificare questo dato in sede di realizzazione: come detto in precedenza bastano 50 nH per ottenere una sovratensione di circa 600 V.

#### **4.11. Dimensionamento dei trasformatori**

Dei due trasformatori necessari il più critico risulta essere quello di ingresso in quanto il buon funzionamento del sistema di conversione a diodi a 24 impulsi è fortemente connesso alle terne in ingresso ad essi.

La prima necessità risulta essere il disaccoppiamento magnetico delle terne in uscita dal gruppo di trasformazione: in caso di accoppiamento risulterebbero presenti delle correnti di circolazione fra i vari avvolgimenti che ridurrebbero l'efficienza del trasformatore, sovraccaricandolo di correnti reattive.

Per evitare una soluzione a quattro trasformatori, che risulta poco conveniente sotto molti aspetti, si sono valutate le possibilità di utilizzare un singolo trasformatore a quattro secondari o due trasformatori ognuno con due secondari.

Nonostante la prima soluzione sia quella energeticamente migliore (si devono sostenere le perdite di un solo nucleo magnetico), essa risulta la più difficile da attuare: oltre al disaccoppiamento risulta di fondamentale importanza che il rapporto spire fra primario e secondari sia praticamente uguale per tutti e quattro i secondari, sono accettabili margini di tolleranza ridottissimi e bisogna garantire uno sfasamento corretto delle terne.

In questo caso bisogna realizzare gli sfasamenti fra i secondari con i secondari stessi con il rischio di avere differenze sensibili nel rapporto di trasformazione o negli sfasamenti; conviene ricordare che si tratta di un trasformatore con la funzione prevalente di disaccoppiamento delle terne generate in cui i rapporti di

trasformazione risultano prossimi all'unità da cui non si hanno molte differenze nel numero di avvolgimenti.

La soluzione di due trasformatori permette di garantire un miglior disaccoppiamento e anche una "uguaglianza" fra i due: in essi lo sfasamento necessario può essere impostato al primario creando un sfasamento di 30° elettrici fra i due secondari con avvolgimenti connessi a stella o a triangolo.

Realizzare lo sfasamento elettrico di  $\pm 7,5^\circ$  elettrici al primario può essere fatto utilizzando un triangolo esteso in cui la componente di "shift" rimane praticamente uguale nei due casi.

Lo svantaggio di questo caso è il maggior dispendio energetico necessario ai fini della trasformazione: se nel caso di un singolo trasformatore le perdite potevano essere approssimativamente poco superiori a 20 kW nel caso dei due esse raggiungono il valore di poco meno di 15 kW a trasformatore.

Le norme di riferimento per questi tipi di trasformatori permettono di stabilire le caratteristiche elettriche degli stessi: unica nota aggiuntiva da fare in questo caso sono i valori di induttanza dispersa di fase.

Questo valore risulta critico nel momento in cui interviene il sistema DC/DC *boost*, per cui è necessario porre un limite inferiore a questo valore e calcolare i parametri equivalenti del trasformatore di conseguenza.

Durante lo studio di questi trasformatori sono state utilizzate le relazioni semplificate riportate in Eq. 4.11-1.

$$R''_{Eq} = \frac{P_0}{3 I_N^2}$$
$$Z''_{Eq} = \frac{V_2^2 V_{CC\%}}{A_N}$$

**Eq. 4.11-1 Relazioni semplificate per il calcolo dei parametri equivalenti riportati al secondario dei trasformatori;  $P_0$  è la potenza dissipata a vuoto,  $I_N$  la corrente nominale al secondario,  $V_2$  la tensione a vuoto al secondario,  $V_{CC\%}$  la tensione di cortocircuito percentuale mentre  $A_N$  la potenza apparente nominale del trasformatore.**

Dovendo imporre una tensione nominale di 900 V in continua in condizioni di carico nominale si devono considerare le cadute di tensione del trasformatore che influenzano il rapporto di trasformazione: per sistemi di queste potenze si possono tranquillamente stimare variazioni di tensione da condizioni di vuoto a carico dell'ordine di un paio di decine di Volt.

Queste variazioni potrebbero sembrare trascurabili ma dati gli scarsi margini di tensione sui componenti risultano di notevole importanza; è quindi necessario operare un procedimento iterativo di calcolo che porti alla determinazione di questi parametri nel modo più accurato possibile.

Procedimento concettualmente analogo è stato adottato nel dimensionamento del trasformatore di uscita: in questo caso è necessario considerare che l'*inverter* ha un minimo di tensione fissato da cui si ricava il valore nominale della tensione generata. A questo valore bisogna sempre sottrarre la variazione di tensione del trasformatore, quando passa da funzionamento a vuoto a regime di sovraccarico, ma anche eventuali ulteriori cadute di tensione quali quelle sul filtro.

La particolarità del trasformatore posto a valle dell'*inverter* risulta essere la configurazione delle fasi: per la configurazione circuitale scelta è necessario che per ogni fase siano presenti due morsetti separati di alimentazione; in caso così non fosse con il pilotaggio del secondo *inverter* si porrebbe perennemente in corto il *bus* di continua per cui è necessario un trasformatore a "triangolo aperto".

## 4.12. Prototipo: misure di commutazione

Al fine di verificare le sovratensioni di cui si è parlato nel paragrafo 4.10 si è progettato e realizzato il *busbar* per realizzare la configurazione circuitale riportata in Fig. 4.3-4 di una sola gamba di *inverter*.

Per realizzare la prova di commutazione è stato anche progettata e costruita la scheda di pilotaggio dell'IGBT, incorporante le seguenti principali caratteristiche:

- isolamento dell'alimentazione per mezzo di un trasformatore ad alta frequenza;
- pilotaggio del *gate* dell'IGBT con sistema *push-pull* e doppia alimentazione (+15 -15);
- controllo di desaturazione dell'IGBT al fine di spegnere il dispositivo gradualmente in presenza di corti potenzialmente dannosi;
- controllo attivo in fase di commutazione delle sovratensioni.

Durante le prove di commutazione sono state anche verificate le funzionalità della scheda provando sia il cortocircuito franco che la protezione dalle sovratensioni.

Per le prove di commutazione si è utilizzato un induttore a piattina avvolta del valore di 400  $\mu$ H e come alimentazione un banco condensatori, come mostrato in Fig. 4.12-1; in essa si può notare la struttura della gamba con la capacità di *clamp* cerchiata in grigio.

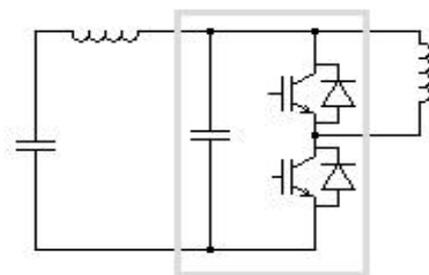


Fig. 4.12-1 schema circuitale della configurazione adottata per le misure di sovratensione; cerchiata in grigio l'assieme della gamba con il sistema di *clamp*, alla sua sinistra il banco condensatori con l'induttanza parassita il cui valore risulta notevole considerando le velocità di commutazione, a destra della parte in riquadro l'induttanza di carico.

L'induttanza è stata connessa all'alimentazione al fine di poter verificare le tensioni sul dispositivo inferiore il cui emettitore è l'unico punto del circuito portato a terra: l'oscilloscopio è stato alimentato tramite un trasformatore d'isolamento.

Questo per due motivi: evitare di mettere a terra il sistema tramite oscilloscopio e sonde e non creare anelli di massa che potrebbero falsare le misure intercettando le forti variazioni di campo in fase di commutazione.

Volendo verificare anche l'andamento della tensione di *gate* si sono dovute utilizzare delle ferriti su una delle due sonde, per interrompere l'anello chiuso che si viene a formare attraverso oscilloscopio e riferimenti di potenziale delle sonde, entrambi fissati all'emettitore intrinseco dell'IGBT, cioè il riferimento di emettitore per la scheda di pilotaggio.

Il controllo ha caratteristiche simili a quello utilizzato per il banco di misure del capitolo 3: esso genera una sequenza di massimo due impulsi di cui il primo per portare l'induttore di carico ai livelli di corrente desiderati e il secondo per verificare l'accensione dell'IGBT sotto carico.

Il banco di misura si presenta come mostrato in Fig. 4.12-2 dove si può notare la struttura del *busbar* con collegati i condensatori di *clamp*; sulla sinistra, in verticale, sono presenti i due IGBT.

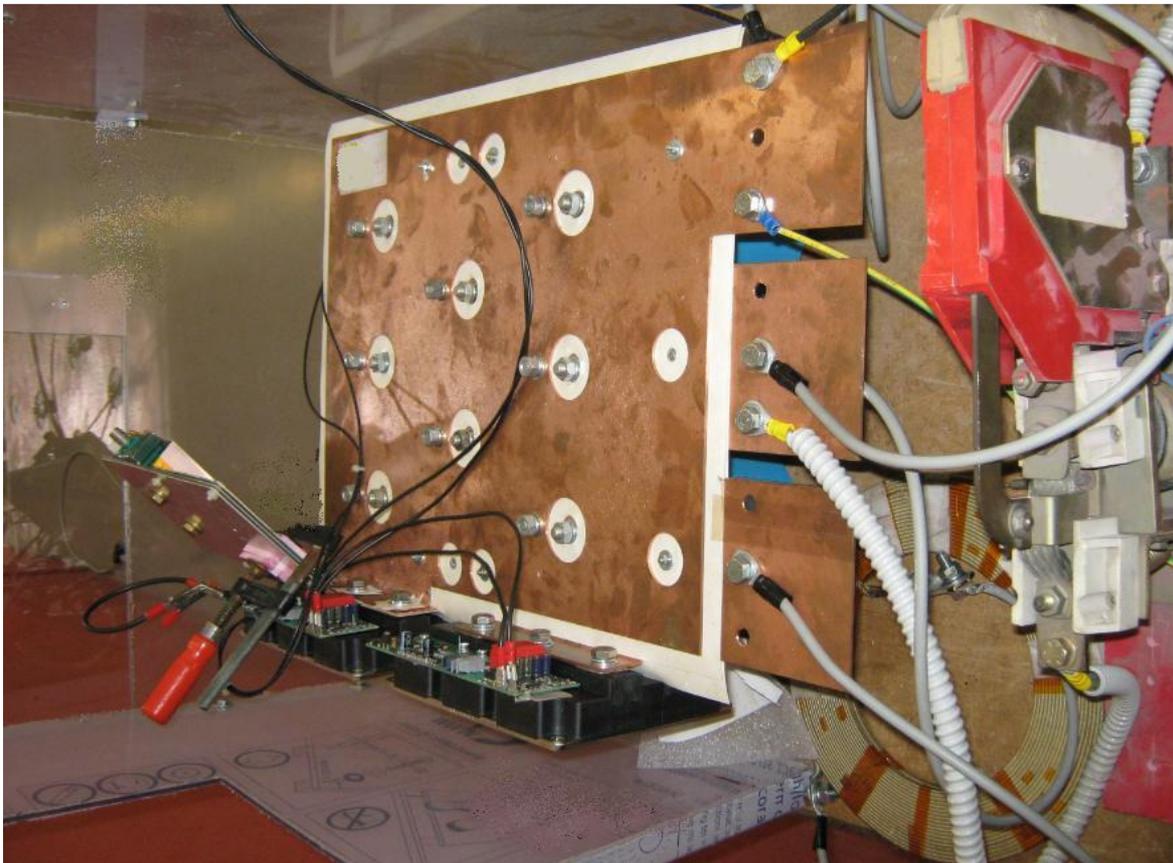


Fig. 4.12-2 Immagine del banco di misura utilizzato: in centro si nota la struttura del *busbar* , in basso i due dispositivi che formano la gamba dell'*inverter*; si possono notare i punti di connessione dei condensatori di *clamp*.

Le misure riportate in Fig. 4.12-3 mostrano chiaramente una forte proporzionalità fra il valore di corrente in fase di commutazione e il picco di sovratensione: questo fenomeno è legato ad una caratteristica dell'IGBT: il tempo di discesa della corrente rimane praticamente costante a seconda dei livelli di corrente.

Esso può essere misurato indirettamente come il tempo che intercorre da quando la tensione intercetta il valore di regime all'istante in cui la retta interpolante la prima fase di ridiscesa della tensione intercetta lo stesso valore, si suppone un andamento triangolare del picco di tensione; è quindi possibile stimare in prima approssimazione un tempo di discesa di circa 300 ns da cui si ottiene un valore di induttanza dispersa di soli 35 nH.

Con questo dato possiamo verificare che in caso di massima tensione di continua, pari a 1040 V, considerando una massima sovratensione di 450 V, si hanno ancora 100 V di margine reale da poter sfruttare nel caso di rilascio brusco del carico; sarà quindi compito del sistema di controllo assicurarsi che la dinamica permetta di non superare tale valore

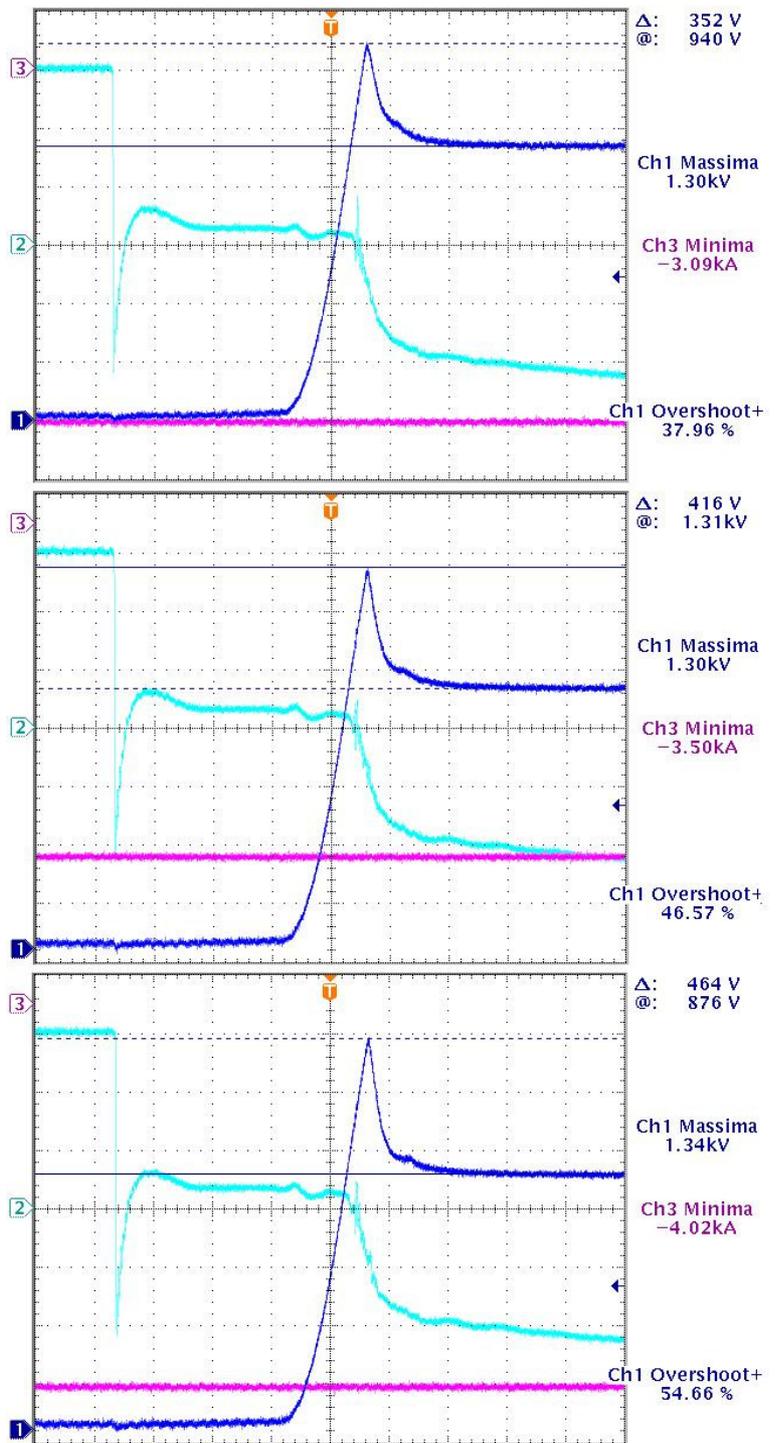


Fig. 4.12-3 Acquisizioni all'oscilloscopio di tre casi di spegnimento del IGBT sotto test: tutte le acquisizioni sono fatte con una scala di tempi di 400 ns/div, la forma d'onda blu è  $V_{CE}$  con scala 200V/div, quella azzurra è  $V_{GE}$  con scala 5V/div. Partendo dall'immagine in alto si hanno i seguenti tre casi: 3 kA @ 950 V, 3.5 kA @ 900 V e 3 kA @ 880 V.

Per misurare la corrente che fluisce effettivamente nel dispositivo è necessario deviarne il cammino introducendo induttanze parassite non trascurabili; il sistema adottato viene mostrato in Fig. 4.12-4 Dettaglio del sistema di deviazione della corrente per poter inserire una sonda di corrente, nel caso un dispositivo Pearson. .

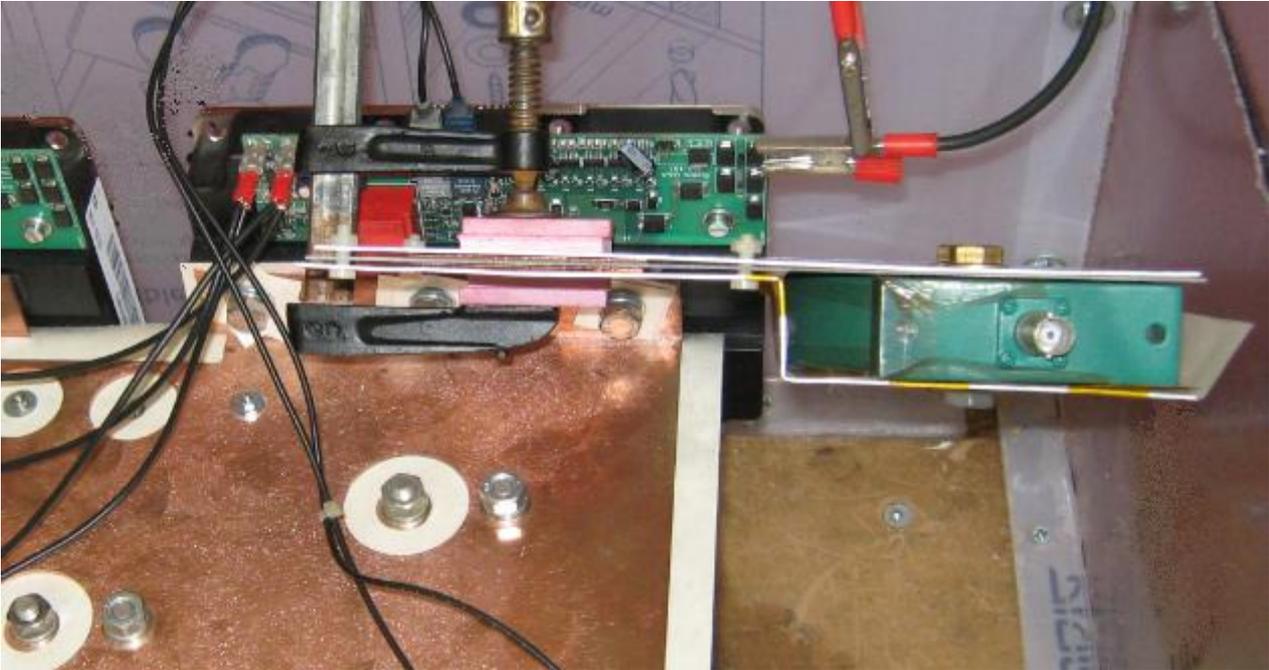


Fig. 4.12-4 Dettaglio del sistema di deviazione della corrente per poter inserire una sonda di corrente, nel caso un dispositivo Pearson.

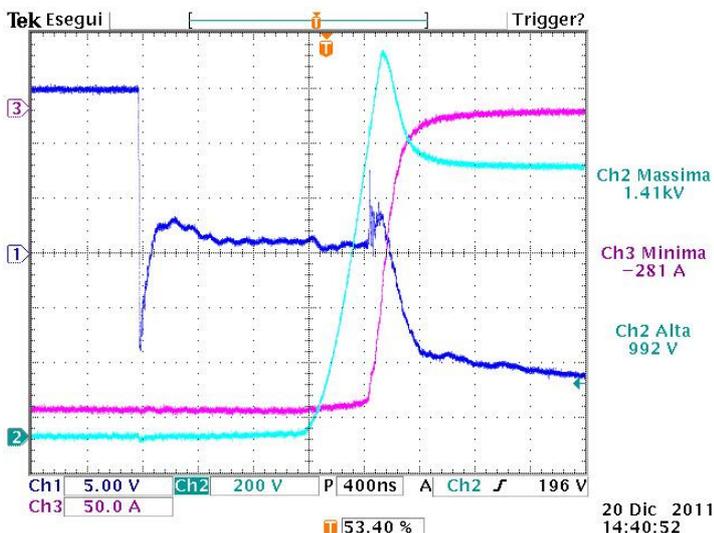


Fig. 4.12-5 Misura di spegnimento con il sistema di Fig. 4.12-4; in blu la  $V_{GE}$ , in azzurro la  $V_{CE}$  e in rosa la  $I_C$ .

4.12-6.

In essa si può notare il *reverse recovery* del diodo in antiparallelo al componente nella parte superiore della gamba sotto test.

Ovviamente in questo modo si introduce una quantità notevole di induttanze parassite, salendo di quasi un ordine di grandezza; in Fig. 4.12-5 viene mostrata un'acquisizione fatta con questo sistema di misura a bassi livelli di corrente, che mostra una sovratensione di più di 400 V in caso di commutazione di meno di 300 A: l'induttanza diventa di circa 450 nH.

In condizioni simili è stata fatta anche un'acquisizione in fase di accensione, riportata in Fig.

Sempre in questa condizione è stato verificato il sistema di *clamp* attivo della scheda, che prevede l'intervento qualora si verificano sovratensioni potenzialmente dannose per il componente.

Tale sistema viene regolato utilizzando una serie di *transzorb* per limitare la tensione fra collettore e *gate*: al fine di effettuare la verifica in sito della funzionalità di questo sistema è stato abbassato il livello di soglia mettendo in corto alcuni di questi dispositivi fino ad abbassare la soglia a valori prossimi a 1400 V. L'esito dell'esperimento ha dato buoni risultati, mettendo in evidenza la riaccensione del comando di *gate* in corrispondenza del picco di sovratensione il cui valore viene ridotto fino a formare una regione piatta a causa della riduzione della derivata di corrente.

Ultima verifica riguarda la capacità di cortocircuito del dispositivo e la funzione di controllo della desaturazione di  $V_{CE}$ : in Fig. 4.12-8 viene mostrato il corretto funzionamento del sistema in caso di accensione in cortocircuito; in questa misura è stato utilizzato un adattatore di impedenza per la sonda di corrente: ne raddoppia il guadagno e ne evita la saturazione.

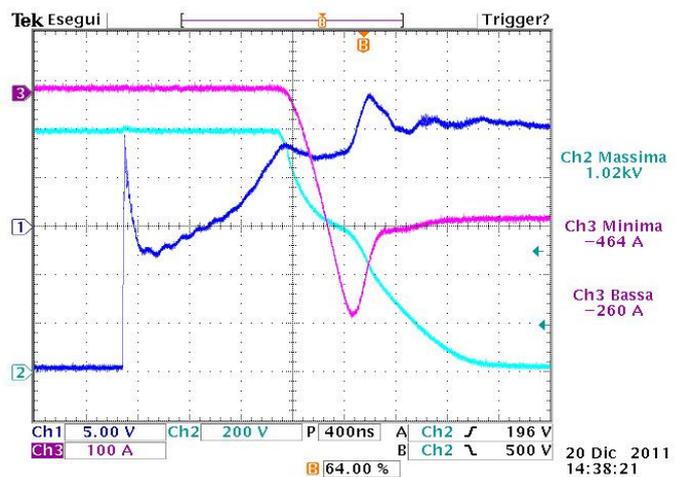


Fig. 4.12-6 Acquisizione di un transitorio di accensione con il sistema di misura di Fig. 4.12-4; in blu la  $V_{GE}$ , in azzurro la  $V_{CE}$  e in rosa la  $I_C$ .

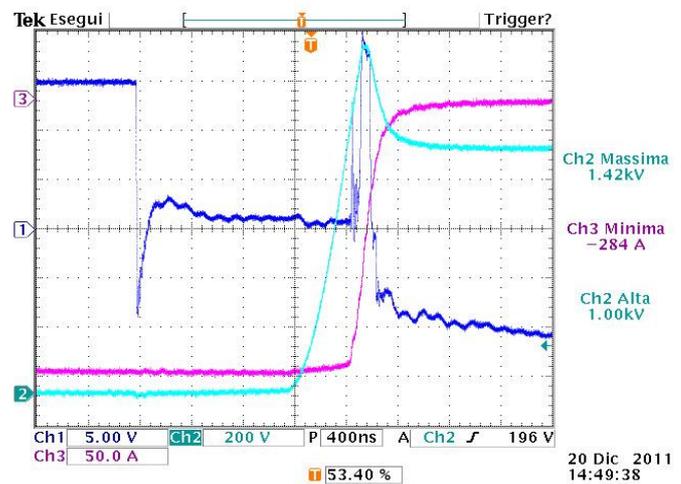


Fig. 4.12-7 Acquisizione di un transitorio di spegnimento con il sistema mostrato in Fig. 4.12-4; in blu la  $V_{GE}$ , in azzurro la  $V_{CE}$  e in rosa la  $I_C$ . Si noti la fase di riaccensione del *gate* in corrispondenza del picco.

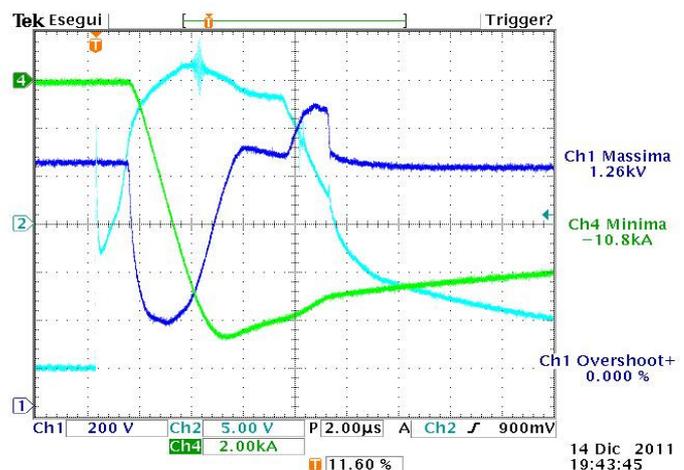


Fig. 4.12-8 Acquisizione di un transitorio di accensione in caso di corto; in blu la  $V_{CE}$ , in azzurro la  $V_{GE}$  e in verde la corrente di corto; il valore misurato è da moltiplicare per 2.



## 5. Conclusioni

Nel corso del dottorato sono stati sviluppati metodi di simulazione e misura per dispositivi di alta potenza.

Durante il primo periodo sono state effettuate simulazioni termiche del comportamento, sia in regime stazionario che dinamico, di HEMT al nitruro di gallio: le simulazioni agli elementi finiti hanno messo in evidenza l'importanza dei materiali di substrato e delle differenti geometrie.

Grazie all'ausilio del simulatore agli elementi finiti COMSOL Multiphysics è stato possibile anche valutare l'influenza dell'idealità di una struttura bidimensionale rispetto ai casi realistici tridimensionali; partendo da queste valutazioni sono state sviluppate simulazioni agli elementi finiti in grado di determinare con buona approssimazione le temperature di canale.

Tali simulazioni sono basate sullo sviluppo di una rete termica equivalente i cui criteri di determinazione sono fortemente influenzati dalla geometria con l'utilizzo di progressioni geometriche, al fine di ridurre il numero di elementi da considerare.

Da un primo confronto fra il numero di nodi di una simulazione bidimensionale agli elementi finiti con quello corrispondente in caso di rete ad elementi concentrati si può affermare che il secondo metodo permette di ridurre la potenza di calcolo necessaria di uno o due ordini di grandezza senza causare una perdita significativa di precisione.

Sfruttando questa rete equivalente è stata poi realizzata una simulazione termoelettrica autoconsistente: in essa si è utilizzato un modello elettrico per grandi segnali, modificando e semplificandone uno presente in letteratura. In tale modello erano presenti elementi necessari alla caratterizzazione in frequenza del dispositivo che sono stati trascurati, in quanto non necessari per lo studio del comportamento termico: i transistori elettrici alle frequenze di funzionamento sono troppo veloci per produrre corrispondenti variazioni termiche significative.

Del modello originale è stato modificato anche la relazione per il calcolo della transconduttanza, in quanto le misure utilizzate mostravano comportamenti difficilmente ottenibili con la precedente equazione.

È stato inoltre sfruttato un ulteriore studio che metteva in evidenza la dipendenza dalla temperatura delle resistenze intrinseche di *drain* e *source*, inserendo anche questo fenomeno nel nuovo modello proposto.

Infine combinando il modello elettrico con la rete termica equivalente è stato possibile realizzare una simulazione autoconsistente del dispositivo simulato.

Successivamente è stato affrontato lo studio di un diverso dispositivo: il diodo PiN per elevate potenze in capsula ceramica *press-pack*: in questo caso lo studio si è sviluppato dal processo di produzione al sistema di misura.

Dato il numero ridotto di dati a disposizione non è stato possibile ottenere una taratura di tutti i modelli di simulazione: per quanto riguarda il processo di produzione i dati della regione di catodo presentavano anomali profili di drogaggio, mentre per quanto riguarda la conduzione in diretta il numero di modelli dei fenomeni fisici rapportato ai dati a disposizione non ha permesso di ottenere significative corrispondenze. È stato comunque possibile tarare i modelli di simulazione dei fenomeni del *breakdown* e del tempo medio di vita dei portatori.

Su richiesta di POSEICO S.p.A. è stato anche scritto e testato un *software* in grado di utilizzare le simulazioni per stimare l'andamento di alcune caratteristiche elettriche in funzione di parametri del processo di produzione e delle caratteristiche fisiche e geometriche.

Questo programma permette di calcolare interpolazioni dei valori elettrici di interesse con buona approssimazione anche in presenza di una griglia di dati incompleta, ovvero quando non sono presenti tutte le combinazioni possibili di tutti i valori di ogni singola caratteristica considerata. Ulteriore caratteristica del programma è quella di poter sfruttare sia dati provenienti da misure che da simulazioni potendo integrare la mancanza dei primi con i secondi o potendo migliorare l'affidabilità della predizione con i primi in confronto ai secondi.

Proseguendo con lo studio dei diodi PiN è stato affrontato il tema delle commutazioni di dispositivi *fast recovery – soft behavior*, che trovano applicazione in convertitori di elevatissima potenza con sistemi di commutazione molto veloci, IGBT o IGCT. Al fine di ottenere una corretta caratterizzazione sono state effettuate diverse campagne di misura: la prima si basa sulla tecnica OCVD per la stima del tempo di vita medio dei portatori ( $\tau$ ); anche se il banco di misura presenta alcune limitazioni è stato possibile stimare una dipendenza inversa fra la dose di irraggiamento elettronico cui sono sottoposti i diodi e  $\tau$ .

Nonostante le macchine di misura messe a disposizione da POSEICO S.p.A. per la valutazione del comportamento dinamico, sono state rilevati problemi nella corretta valutazione delle energie di commutazione, in conseguenza di limitazioni proprie dei circuiti di misura.

Per ovviare a questi problemi è stato progettato e realizzato un circuito in grado di riprodurre condizioni di commutazione corrispondenti a quelle reali: fino a 3000 A di corrente di conduzione con una tensione riapplicata di 3000 V; la peculiarità del circuito progettato è quella di poter modificare le condizioni di commutazione senza influire sul cuore del circuito stesso. In questa fase è stato importante lo studio del

*layout*, in quanto è stato necessario ridurre al minimo le induttanze disperse per minimizzare i possibili problemi di sovratensione.

Confrontando i risultati di misura con simulazioni a livello fisico dei diodi in prova è stato possibile verificare il corretto andamento di valori di tensione e corrente laddove le induttanze parassite non risultano predominanti nel comportamento; in caso contrario è risultato difficile trovare una corretta distribuzione degli elementi parassiti del circuito.

Nell'ultimo periodo di lavoro per POSEICO S.p.A. è stata affrontata la progettazione di un convertitore di frequenza per elevatissime potenze con elevato rendimento; sono stati analizzati differenti soluzioni circuitali sia per quanto riguarda la configurazione dell'*inverter* che i sistemi di *clamp* e *snubber*.

La soluzione adottata per la conversione DC/AC permette al convertitore di gestire una potenza di 4 MW con una frequenza di prima armonica di poco inferiore a 6 kHz. L'utilizzo di due *inverter* trifase connessi in serie attraverso il carico permette di raddoppiare la frequenza di commutazione della tensione generata passando, inoltre, da un sistema a due livelli ad uno a tre, con benefici notevoli per quanto riguarda la generazione di armoniche.

È stato approntato un banco di misura per verificare la corretta commutazione dei dispositivi controllati (IGBT) e dei relativi sistemi di protezione: desaturazione di  $V_{CESAT}$ , sistema attivo di *clamp* in caso di sovratensioni in commutazione.

Durante questo periodo si sono affrontate alcune delle principali criticità dei dispositivi e circuiti di potenza potendo verificare sperimentalmente in modo diretto alcuni di essi.

Inoltre, le conoscenze e le metodologie di *problem solving* acquisite sono state sfruttate anche in campo lavorativo nella progettazione di convertitori di elevatissima potenza permettendo di sviluppare un circuito al limite delle capacità dei dispositivi utilizzati.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Das et al, IEEE Trans. El. Dev., Vol 53, pp. 2696-2702, 2006
- [2] <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/palankovski/node34>.
- [3] F. Bonani, G. Ghione, *Solid-State Electron.*, vol. 38, pp. 1409-1412, 1995
- [4] J. W. Lee and K. J. Webb, "A temperature-dependent nonlinear analytic model for AlGaIn-GaN HEMTs on SiC," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 2-9, Jan. 2004.
- [5] R. Menozzi, G. A. Umana-Membreno, B. D. Nener, G. Parish, G. Sozzi, L. Faraone and U. K. Mishra, "Temperature-dependent characterization of AlGaIn/GaN HEMTs: thermal and source/drain resistances" *IEEE Trans. Device and Materials Reliability*, vol. 8 no. 2, pp 255-264, 2008
- [6] N. D. Arora, J. R. Hauser, D. J. Roulston, "Electron and hole mobilities in Silicon as a function of concentration and temperature", *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-29, pp. 292-295, 1982
- [7] H. Brooks, "Scattering by ionized impurities in semiconductors", *Physical Review*, vol. 83, pag. 879, 1951
- [8] B. K. Ridley, "Reconciliation of the Conwell-Weisskopf and Brooks-Herring formulae for charged-impurity scattering in semiconductors: third-body interference", *Solid State Physics*, vol. 10, 1977
- [9] D. M. Caughey, R. E. Thomas, "Carrier mobilities in Silicon empirically relates to doping and field", *Proc. IEEE*, pp. 2192-2193, Dec. 1967
- [10] C. Canali, G. Majni, R. Minder, G. Ottaviani, "Electron and hole drift velocity measurement in Silicon and their empirical relation to electric field and temperature", *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-22, pp. 1045-1047, 1975
- [11] J. G. Fossum, "Computer-aided numerical analysis of Silicon solar cells", *Solid-State Electronics*, vol. 19, pp. 741-747, 1976
- [12] J. G. Fossum, D. S. Lee, "A physical model for the dependence of carrier lifetime on doping density in non degenerate Silicon", *Solid-State Electronics*, vol. 25, pp. 569-576, 1983
- [13] J. G. Fossum, R. P. Mertens, D. S. Lee, J. F. Nijs, "Carrier recombination and lifetime in highly doped Silicon", *Solid-State Electronics*, vol. 26, pp. 569-576, 1983
- [14] M. S. Thyagi, R. van Overstraeten, "Minority carrier recombination in heavily-doped Silicon", *Solid-State Electronics*, vol. 26, pp. 577-597, 1983
- [15] H. Goebel, K. Hoffmann, "Full dynamic power diode model including temperature behavior for use in circuit simulators", *Proc. ISPSD*, pp. 130-135, 1992

- [16] L. Huldt, N. G. Nilsson, K. G. Svantesson, "The temperature dependence of band-to-band Auger recombination in Silicon", *Applied Physics Letters*, vol. 35, pag. 776, 1979
- [17] W. Lockmann, A. Haug, "Phonon-assisted Auger recombination in Silicon with direction of the overlap integrals", *Solid-State Communcations*, pp. 553-556, 1980
- [18] R. Häcker, A. Hangleiter, "Intrinsic upper limits of the carrier lifetime in Silicon", *Journal of Applied Physics*, vol. 75, pp. 7570-7572, 1994
- [19] A. Höfler, N. Strecker, "On the coupled diffusion of dopants and silicon point defects", *Tech. Report 94/11, Integrated System Laboratory, ETH*, 1994
- [20] A. Höfler, "Development and application of a model hierarchy for silicon process simulation", Ph.D. *thesis*, Hartung-Gorre, Konstanz, 1997
- [21] S. T. Dunham, "Modeling of Phosphorus diffusion in silicon", *Process physics and modeling in semiconductor thecnology, The Electrochemical Society Inc.*, pag. 54, 1993
- [22] R. Rovatti, M. Borgatti, R. Guerrieri, "A geometric approach to maximum-speed n-dimensional continuous linear interpolation in rectangular grids." *IEEE Trans. Comp.*, vol. 47, pp. 894-899, 1998
- [23] B. P. Demidovic, I. A. Maron, "Foundations of numerical mathematics." Praha, SNTL, 1966.
- [24] S. Lang, "Linear algebra." Reading, Mass: Addison-Wesley Publishing Company, 1966
- [25] T. Undeland, F. Jensen, A. Steinbakk, T. Rogne, M. Hernes, "A Snubber Configuration for Both Power Transistor and GTO PWM Inverters", *IEEE PESC Record*, pp. 42-53, 1984
- [26] W. McMurray, "Efficient Snubbers for Voltage-Source GTO Inverters", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. PE-2, No. 3, pp. 264-272, 1987.

## **PUBBLICAZIONI**

### ***RIVISTE***

- [R1] F. Bertoluzza, P. Cova, N. Delmonte, P. Pampili, M. Portesine, "Coupled measurement-simulation procedure for very high power fast recovery – soft behavior diode design and testing", *Microelectronics Reliability*, vol. 50, pp. 1720-1724, 2010.
- [R2] P. Cova, N. Delmonte, F. Bertoluzza, "A software tool for the design of high power PiN diodes based on the numerical study of the reverse characteristics", *Solid-State Electronics*, vol. 63, pp. 60-69, 2011. doi: 10.1016/j.sse.2011.05.009.

### ***CONFERENZE***

- [C1] F. Costi, F. Bertoluzza, N. Delmonte, G. Sozzi, R. Menozzi, "Finite-element thermal modeling of GaN- based HEMT structures", *Proc. 2008 Workshop on Reliability of Compound Semiconductors (ROCS 2008)*, Monterey, CA, pp. 15-24, Oct. 2008, ISBN 0-7908-0120-5.
- [C2] F. Bertoluzza, F. Costi, N. Delmonte, R. Menozzi, G. Sozzi, "Compact thermal modeling of GaN-based structures using SPICE", *17th European Heterostructure Technology Workshop (HETECH 2008)*, Venezia, Italy, Nov. 3-5, 2008, pp. 113-114, ISBN 978-88-6129-296-3.
- [C3] F. Bertoluzza, G. Sozzi, N. Delmonte, R. Menozzi, "Lumped element thermal modeling of GaN-based HEMTs", *2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 973-976, June 2009, ISBN 978-1-4244-2804-5.
- [C4] P. Cova, M. Bernardoni, F. Bertoluzza, "Feedback Control Simulation of Power Electronic Converters for Renewable Energies," *Proc. International Conference on Clean Energy Power (ICCEP)*, June 9-11, 2009, p. 399-406, ISBN/ISSN: 978-1-4244-2544-0, doi: 10.1109/ICCEP.2009.5212024.
- [C5] P. Cova, N. Delmonte, F. Bertoluzza, "Physical simulations of high power PiN diodes for reverse bias characteristic optimization", *Proc. 10th International Seminar on Power Semiconductors (ISPS 2010)*, pp. 141-146, Prague, 1-3 Sep. 2010. ISBN 978-80-01-04602-9.