

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTA' DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE



INGEGNERIA ELETTRONICA

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea

**Modellizzazione di tiristori per applicazioni ad alta
corrente mediante rilievi sperimentali**

Laureando: Federico Giacomello

Relatore: Prof. Andrea Tortella

Correlatore: Ing. Lovisotto Valerio

Anno Accademico: 2010-2011

The seal of the University of Padua is a circular emblem. It features a central shield with two figures: on the left, a seated woman (likely the personification of Justice or Liberty) holding a scale; on the right, a standing man (likely the personification of Reason or Philosophy) holding a book. The shield is surrounded by a decorative border containing the Latin text "UNIVERSITAS STUDII PADUENSIS" and the year "MCCXXII" at the bottom.

**MODELLIZZAZIONE DI TIRISTORI PER
APPLICAZIONI AD ALTA CORRENTE MEDIANTE
RILIEVI SPERIMENTALI**

Tesi di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

Università degli Studi di Padova

7 Dicembre 2010

Prefazione

Il lavoro di tesi descrive l'attività di stage svolta presso la ditta Ansaldo Sistemi Industriali S.p.A. riguardante lo studio e la caratterizzazione sperimentale di tiristori per alte correnti. Dopo una panoramica, contenuta nel primo e secondo capitolo, sulle applicazioni industriali di potenza e sui settori in cui opera la ditta, viene approfondito in particolare il comportamento statico e dinamico, sia elettrico che termico, dell'SCR, riportando le principali grandezze che lo caratterizzano (capitolo terzo). In questo ambito, nel capitolo quarto sono stati descritti ed analizzati i principali modelli proposti in letteratura, evidenziandone pregi e difetti; questo tipo di analisi ha permesso di individuare quelli più convenienti per rappresentare la caratteristica tensione/corrente al variare della temperatura di giunzione, la cui conoscenza risulta di fondamentale importanza per la selezione dei componenti nella fase di realizzazione di raddrizzatori per alte correnti. Nel capitolo quinto si descrivono le modalità ed le apparecchiature adottate per eseguire le prove su alcuni componenti commerciali, mentre nel sesto vengono presentati e commentati i risultati delle elaborazioni dei dati sperimentali.

Indice

Introduzione	4
1 Applicazioni industriali dell’elettronica di potenza	7
1.1 Introduzione	7
1.2 Sistemi di conversione	8
1.3 Esperienza di Ansaldo Sistemi Industriali (ASI)	10
1.3.1 Tipiche applicazioni	11
1.4 Nuovi trend	13
1.4.1 Esigenze progettuali	14
1.4.2 Scopo del lavoro	14
1.4.3 Le specifiche	15
1.5 Struttura del lavoro	15
1.5.1 Aspetti preliminari	15
1.5.2 Impostazione	16
2 Generalità sugli interruttori di potenza a semiconduttore	19
2.1 Introduzione	19
2.2 L’interruttore ideale	19
2.3 Caratteristiche reali	20
2.3.1 Caratteristiche statiche dei dispositivi reali	22
2.4 Snubber	22
2.5 Classificazione dei dispositivi di potenza	23
2.6 Confronto tra dispositivi	24
2.7 Aspetti termici	26
2.7.1 Resistenze ed impedenze termiche	27
3 Tiristori per applicazioni di alta potenza	33
3.1 I tiristori	33
3.2 Aspetti costruttivi	35
3.3 Caratteristica statica	37
3.4 Fase di accensione (Turn-on)	43
3.5 Fase di spegnimento (Turn-off)	47

4	Caratterizzazione dei tiristori di potenza	49
4.1	Effetti della disuniformità delle caratteristiche dei tiristori . . .	49
4.2	Modelli per la caratterizzazione dei tiristori	50
4.2.1	Caratterizzazione classica	51
4.2.2	Modellazione di un tiristore	54
4.3	Approccio al problema	59
4.4	Uso e verifica del modello	60
5	Il sistema di misura	63
5.1	Prime considerazioni	63
5.2	Scelta del set up di misura	67
5.2.1	L'SPDM	68
5.3	Realizzazione	73
5.4	Collaudo e rilievi sperimentali	77
6	Risultati sperimentali	81
6.1	Prime considerazioni ed analisi degli andamenti rilevati . . .	81
6.2	Elaborazione dei dati sperimentali	91
	Conclusioni	99
A	Datasheet	109

Introduzione

Negli ultimi decenni i dispositivi a semiconduttore hanno rivoluzionato le aree degli azionamenti elettrici e della conversione dell'energia; il rapido sviluppo tecnologico ha permesso di realizzare prodotti in grado di soddisfare le crescenti esigenze applicative. Se da un lato questi dispositivi hanno permesso di raggiungere traguardi tecnologici notevoli, dall'altro hanno complicato non poco i sistemi da studiare: un elemento critico della progettazione di questi componenti è la dipendenza del loro comportamento elettrico con la temperatura, circostanza che ha accentuato il bisogno di descrivere il comportamento termico del sistema per poter prevedere in modo accurato quello elettrico. Esiste anche un'esigenza meno accademica che motiva questo tipo di studi (e questo lavoro): la temperatura del dispositivo non ha solo il potere di alterare il comportamento, ma anche quello di distruggerlo.

La temperatura e le sollecitazioni termiche giocano quindi un ruolo importante nel comportamento di un dispositivo a semiconduttore tanto da diventare oggetto di studio e di particolare interesse anche in campo aziendale, nel momento in cui ci trova a dover fare delle scelte economiche oltre che progettuali, miranti alle sole prestazioni di una determinata apparecchiatura. Questa è la finalità principale ovvero la caratterizzazione di tiristori per applicazioni ad alta corrente, motivo di studio e del lavoro svolto in collaborazione con l'azienda Ansaldo Sistemi Industriali di Montebello Vicentino.

Capitolo 1

Applicazioni industriali dell'elettronica di potenza

1.1 Introduzione

Il compito dell'elettronica di potenza è quello di gestire e controllare il flusso di energia elettrica fornendo tensioni e correnti in una forma che si addice in modo ottimale ai carichi utilizzatori. L'obiettivo è quello di modificare uno o più parametri caratteristici della sorgente (per esempio la forma d'onda, il valore della tensione o di corrente, la frequenza etc.) per soddisfare le esigenze del carico in termini di energia elettrica. La sorgente di energia maggiormente utilizzata è la linea di distribuzione elettrica sia monofase che trifase, ma, in dipendenza delle applicazioni, può essere una batteria, una cella solare, etc. Alcune delle più importanti applicazioni dell'elettronica di potenza sono:

- *nell'ambito dell'elettronica industriale:*
 - riscaldamento ad induzione
 - saldatura
 - gruppi di continuità assoluta (Uninterruptible Power Supply-UPS)
 - amplificatori di potenza
- *nell'ambito della generazione e controllo della qualità di energia elettrica:*
 - trasmissione di energia in continua ad elevata tensione (High Voltage DC transmission_HVDC)
 - compensatori statici (Static Var Compensator_SVC)
 - filtri attivi

- *nell'ambito dell'elettronica di consumo (consumer electronics) e residenziale:*
 - alimentatori elettronici per personal computer, televisori, video-registratori, impianti stereofonici etc
 - illuminazione (alimentatori per lampade fluorescenti a basso consumo)
 - riscaldamento e condizionamento
 - cottura (piastre riscaldanti, forni a microonde)

- *nell'ambito dei sistemi di trasporto:*
 - treni elettrici e metropolitane
 - filobus
 - funivie e sistemi analogici di trasporto in salita
 - ascensori

1.2 Sistemi di conversione

Un aspetto fondamentale del processo di conversione o di processamento dell'energia elettrica è costituito dal *rendimento*, inteso come rapporto tra potenza utile fornita al carico P_{out} e la potenza assorbita dalla sorgente di energia P_{in} :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_D}$$

dove P_D rappresenta la potenza persa (e quindi dissipata in calore) nel processo di conversione.

Quest'ultimo fattore può assumere importanza rilevante soprattutto nelle applicazioni di elevata potenza. Per questo motivo, gli elementi utilizzati all'interno di un sistema elettronico di potenza sono essenzialmente componenti non dissipativi quali condensatori, induttori, trasformatori e mutuo induttori e semiconduttori elettronici di potenza, utilizzati come interruttori, totalmente o parzialmente controllati. In questo caso i sistemi di conversione dell'energia prendono il nome di *convertitori statici a commutazione (Switching Converters)*, ovvero sistemi privi di organi in movimento e impieganti interruttori in commutazione periodica tra lo stato di chiusura e quello di apertura. Le caratteristiche del processo di conversione sono determinate dalla cosiddetta *legge di modulazione* degli interruttori. Essendo la commutazione il cuore del sistema di conversione, una possibile classificazione dei convertitori a commutazione è la seguente:

- *Convertitori a commutazione naturale o a frequenza di rete (line frequency converter)* nei quali l'accensione è sincronizzata con la frequenza di rete e lo spegnimento è generalmente assistito dalla tensione di rete.
- *Convertitori a commutazione forzata* nei quali gli interruttori comandabili vengono aperti e chiusi con frequenze che sono molto più alte della frequenza di rete.
- *Convertitori risonanti o quasi risonanti* nei quali gli interruttori comandabili si aprono e si chiudono al passaggio per lo zero della tensione o della corrente.

Dal punto di vista delle grandezze elettriche di ingresso e di uscita invece, una classificazione alternativa è la seguente:

- *convertitori ca-cc (corrente alternata-corrente continua) o raddrizzatori*
- *convertitori cc-ca (invertitori)*
- *convertitori cc-cc (Switch Mode Power Supply-SMPS)*
- *convertitori ca-ca*

Un tipico sistema a blocchi rappresentante un sistema elettronico di potenza è mostrato in figura 1.1: come si può vedere sono presenti dei filtri di ingresso e di uscita necessari per eliminare le componenti armoniche indesiderate sulle grandezze prodotte, a causa dell'impiego di interruttori nel sistema di conversione. Alcuni di questi filtri possono far parte integrante del circuito di conversione, mentre altri devono essere aggiunti a posteriori. Un aspetto fondamentale di un sistema elettronico di potenza è costituito dal controllo: come mostrato in figura 1.1, le grandezze di uscita, che possono essere sia elettriche (quelle direttamente all'uscita del convertitore di potenza), sia meccaniche (quelle associate al carico), vengono controllate mediante un sistema a retroazione che provvede a pilotare in modo opportuno gli interruttori al fine di realizzare la legge di conversione desiderata.

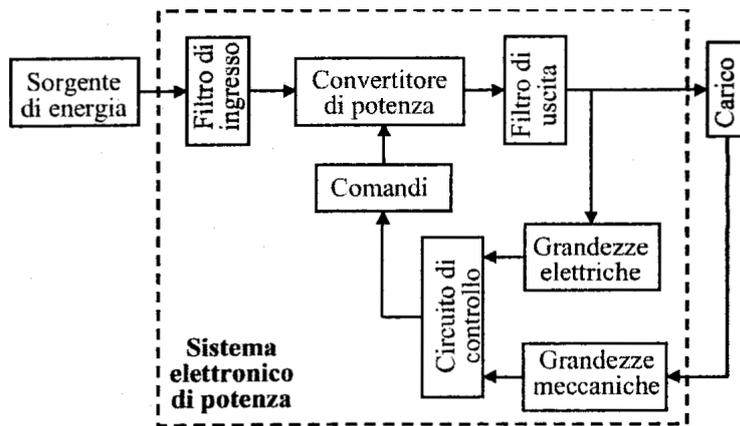


Figura 1.1: Schema a blocchi di un generico sistema elettronico di potenza per l'azionamento di carichi meccanici.

1.3 Esperienza di Ansaldo Sistemi Industriali (ASI)

Il lavoro di tesi è il risultato di un tirocinio formativo svolto presso l'azienda Ansaldo Sistemi Industriali (ASI) di Montebello Vicentino. Presente sul mercato dal 1853, Ansaldo si è affermata nel corso degli anni come una delle aziende innovatrici nell'industria italiana. Nata da un ramo dell'azienda, Ansaldo Sistemi Industriali fornisce sistemi elettrici e di automazione, elettronica di potenza, motori e generatori per numerose applicazioni industriali. Privatizzata nel 2000, dal luglio 2005 è entrata a far parte del gruppo Patriarch Partners, LLC, un fondo di investimento con sede a New York. Diversi sono i mercati di interesse: nelle *applicazioni navali*, ASI è una delle aziende leader mondiali nella fornitura di soluzioni di propulsione e generazione elettrica a bordo nave; nel campo della *siderurgia* fornisce soluzioni di automazione industriale per la produzione di prodotti lunghi, piani e non ferrosi. Fornisce inoltre pacchetti elettrici integrati, motori ed azionamenti a tutto il settore *petrol-chimico* dall'estrazione alla trasformazione. Nella *General Industry*, l'azienda fornisce una vasta gamma di azionamenti elettrici, sistemi di controllo e di automazione, motori, drives, sistemi di distribuzione, strumentazione e supervisione, servizi ausiliari e montaggio, risultando quindi partner ideale per mercati quali: cemento, trattamento delle acque, gomma e plastica, vetro, ceramica, movimentazione dei materiali, carta ed ogni tipo di impianto a fune. Ovviamente anche il mercato dell'*energia*, del *trasporto* e delle *fonti rinnovabili* (eolico, fotovoltaico, celle combustibile) non è stato tralasciato: Ansaldo Sistemi Industriali fornisce convertitori a frequenza variabile, generatori, sistemi statici di eccitazione ed avviatori per ogni tipo di centrali elettriche; controllo, motori, drives, strumentazione per imbarcazioni *all-electric* e per veicoli elettrici. Diversi sono le sedi presenti

nel mondo: solo in Italia sono presenti quattro centri di eccellenza; da Milano (Elettronica di potenza), a Monfalcone (Motori e generatori elettrici), a Genova (Automazione Impianti Siderurgici per prodotti piani, Acciaierie, Tubifici) ed infine Montebello (Automazione Impianti Siderurgici per prodotti lunghi, impianti industriali ed impianti a fune).

1.3.1 Tipiche applicazioni

Il ramo dell'azienda presso il quale si è svolto il lavoro di tesi si occupa dei così detti *Power Supply Systems* ovvero dell'elettronica di potenza per:

- Big rectifiers
- Power Quality
- Power Transmission

Le applicazioni che rientrano in uno di questi settori (Big rectifiers) sono:

- forni ad arco per la produzione di acciaio, ferro ed alluminio (tipici valori 600÷1200 Vdc; 100÷400 kAdc);
- sistemi per l'elettrolisi chimica: cloro, soda caustica PVC, e processi simili (tipici valori: 400÷600 Vdc; 15÷40 kAdc);
- linee di zincatura (tipici valori 50÷100 Vdc; 8÷20 kAdc).

I prodotti per questo tipo di applicazioni sono sistemi di raddrizzamento per correnti molto elevate (fino a 120 kA in una configurazione a due ponti in parallelo), progettati per avere un sbilanciamento massimo del 30% delle correnti tra i tiristori posti in parallelo:

- SMAX Large (figura 1.2):
 - fino a 8 tiristori (o diodi) in parallelo per ramo;
 - 50÷110 kAdc (2 convertitori a sei impulsi connessi in parallelo);
 - Soluzioni in container o in quadro.
- SMAX Light (figura 1.3):
 - fino a 4 tiristori in parallelo per ramo;
 - 10÷50 kAdc (2 convertitori a sei impulsi connessi in parallelo);
 - soluzioni in cabinet (armadi).

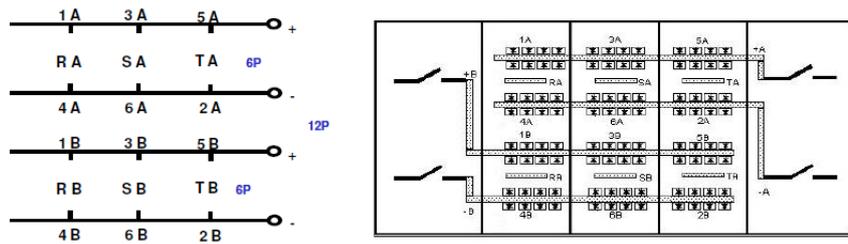


Figura 1.2: Layout di un SMAX Large (in alto) e sua realizzazione (in basso).

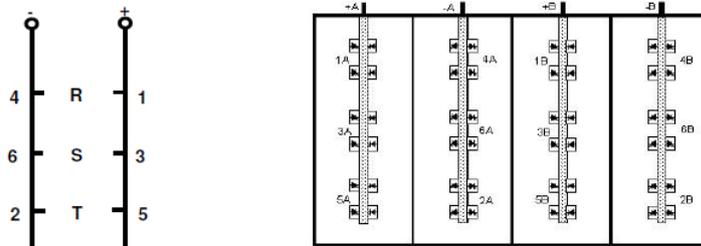


Figura 1.3: Layout di un SMAX Light.

Nella tabella 1.1 sono riportati alcuni dati relativi ad impianti installati che fanno uso della tecnologia SMAX mentre in figura 1.4 è messa in evidenza una tipica configurazione di un sistema di raddrizzamento che utilizza strutture del tipo precedentemente illustrato. Su ciascun ramo sono presenti oltre ai filtri di rete regolabili, due trasformatori in configurazione stella che vanno ad alimentare a loro volta, rispettivamente, un convertitore di tipo SMAX. Mediante l’inserimento degli interruttori a monte, si va ad attivare

uno o più rami, andando a realizzare così' una struttura di raddrizzamento più o meno complessa.

Laboratory applications					
Consorzio RFX	Padua, Italy	Research - Fusion	IGCT	200,000kW,3000Vdc,12x6kAdc	2001
Consorzio RFX	Padua, Italy	Research - Fusion	DC SCR	70,000kW,1350Vdc,12x12,5kAdc	2001
University of Princeton / GA	US / CA	DC Supply - Magnet - Fusion	DC IGBT	(3)1500 kW,300 Vdc,5 kAdc	1999
Aluminium					
Magnola	Quebec	E-Chem - Magnesium	DC SCR (D)	179,400kW, 690Vdc,260kAdc	1998
Safronics	So. Africa	DC Arc - Aluminum Dross Process	DC Harmony	1333kW, 400 Vdc,4.2 kAdc	1998
Alcan	Quebec	E-Chem - Aluminum	DC Diode (U)	68,250 kW,650Vdc,105 kAdc	1997
Arc-Furnaces					
American Cast Iron Pipe Co.	US / AL	DC Arc Furnace	DC Harmony	65,000 kW, 650Vdc,130kAdc	2000
Titania	Italy	DC Arc Furnace	DC SCR	5,700kW,95vdc,2x30kAdc	1999
Electrochemical applications					
Umicore	Belgium	E-Chem - Zinc	DC SCR	66,000kW,800Vdc,110kAdc	2002
West Coast PaperIndia	India	E-Chem - Chlorine	DC-SCR	1,800kW, 80Vdc, 22,5kAdc	2002
National Jordan Chlorine	Jordan	E-Chem - Chlorine	DC-SCR	2,940kW, 210dc,14,0kAdc	2002
Grupo Mexico	Mexico	DC Supply - EW-SX	DC Harmony	8,400 kW, 280Vdc,30kAdc	2000

Tabella 1.1: Alcuni impianti installati (fonte:ASI).

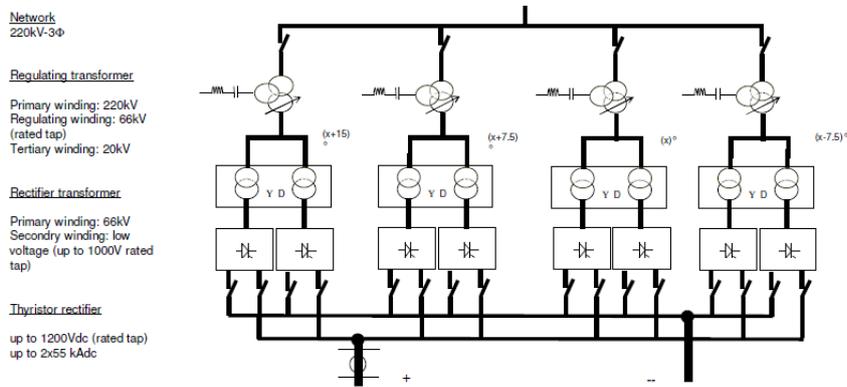


Figura 1.4: Tipica configurazione di un sistema SMAX.

1.4 Nuovi trend

Oggi giorno un'azienda operante nel campo dell'elettronica industriale e non, per poter essere presente sul mercato e sopravvivere, deve saper competere con la concorrenza presentando prodotti innovativi, soluzioni all'avanguardia in termini di prestazioni ed efficienza energetica, facendo fronte allo stesso tempo ai costi di produzione. Si tratta quindi di un giusto compromesso tra affidabilità, prestazioni, costi e non solo, in quanto così come accade per la microelettronica, la nuova tendenza nell'elettronica di potenza è quella di avere grandi capacità di conversione in dimensioni sempre più piccole e componenti sempre più complessi, a volte costituiti da più dispositivi integrati nello stesso modulo. Questo aumento della densità di potenza ha portato alla crescita della temperatura di esercizio influenzando negativamente la

probabilità di guasti: per non compromettere l'affidabilità dei prodotti, i margini di progettazione termica devono assottigliarsi, rendendo necessario l'uso di modelli più accurati che nel passato. Questa necessità si trasferisce dai produttori di componenti a chi li utilizza nei propri apparecchi, giustificando così un impegno sempre più diffuso per studi e ricerche su questo tema.

1.4.1 Esigenze progettuali

La temperatura è la grandezza principale che limita le modalità di impiego dei dispositivi elettronici. Questo comporta che nella realizzazione di questi componenti, ma anche nella progettazione degli apparecchi che ne fanno uso, è fondamentale che venga predisposto un adeguato canale di dissipazione termica in modo da limitare il riscaldamento dovuto alla potenza dispersa internamente e che si valuti con maggior precisione come il loro comportamento può cambiare al variare della temperatura. Ecco quindi che nella fase di progetto è divenuto fondamentale, anche per ragioni economiche, fare un'adeguata scelta delle taglie dei dispositivi impiegati per la realizzazione di determinate apparecchiature, cercando di ridurre il più possibile i margini di sicurezza nel loro dimensionamento, garantendo ovviamente le specifiche e l'affidabilità del sistema. Si cerca quindi di ottenere un giusto compromesso tra costi dei componenti e prestazioni dal punto di vista termico. Il tutto è reso difficile molto spesso dalla mancanza di dati che i costruttori di componenti elettronici mettono a disposizione nei datasheet. Quest'ultimi risultano insufficienti per determinare il comportamento di un dispositivo in particolari situazioni termiche che si presentano però spesso nella realtà, ovvero in determinate condizioni di lavoro. Molte volte infatti, in fase di progetto, si è costretti a sovradimensionare i componenti e tenere quindi un certo margine di sicurezza, anche esagerato, tale da orientare la scelta verso un componente di taglia superiore, compromettendo l'aspetto economico. Nasce quindi da parte dell'azienda, la necessità di integrare i dati messi a disposizione dai vari costruttori per trovare un metodo che permetta di conoscere e capire quale sarà il comportamento di un determinato componente dal punto di vista termico ed elettrico in determinate condizioni di esercizio. Tutto questo per poter fare delle comparazioni tra i diversi dispositivi ed orientare la scelta verso un componente piuttosto di un altro, riducendo, per quanto possibile, i margini di sicurezza precedentemente adottati ed allo stesso tempo ottenere dei benefici economici.

1.4.2 Scopo del lavoro

Il tema essenziale di questo lavoro è di mettere a punto una procedura per la caratterizzazione di un tiristori di potenza, che permetta di determinare i parametri elettrici e termici, in modo da verificare il comportamento di

un parallelo di tiristori nominalmente uguali. Si vuole quindi ottimizzare a livello economico la scelta dei componenti ed avere una certa flessibilità nel momento in cui si decide di prendere qualche componente in prova. Il comportamento di un dispositivo in funzione della temperatura di lavoro, è un aspetto importante che interessa in particolare modo le apparecchiature in cui i dispositivi bipolari vengono messi in parallelo: infatti in presenza di dissimmetrie parametriche tra i componenti può generarsi un fenomeno di instabilità che può portare alla distruzione del componente e compromettere quindi il funzionamento dell'intero sistema. Per le applicazioni di tipo "serie", ovvero dove si ha la connessione in serie di più tiristori, nella fase di progetto, si cerca di far rispettare le specifiche richieste per una data apparecchiatura, considerando che un solo tiristore, tra quelli utilizzati, abbia un comportamento leggermente diverso dagli altri. Questo è legato al fatto che spesso il produttore di componenti non è in grado di garantire le caratteristiche elettriche per tutti i componenti di uno stesso lotto di produzione.

1.4.3 Le specifiche

Il modello cercato, perché possa dirsi appropriato nel contesto di utilizzo descritto, deve possedere dei requisiti ben precisi:

1. Utilizzo di sistemi di misura di tipo convenzionale come un normale oscilloscopio dotato di sonde e delle termocoppie, per l'identificazione dei parametri.
2. Validità per una classe di dispositivi piuttosto che per il singolo.
3. Procedura di misura generale che non debba essere cambiata a seconda del caso.
4. Automatizzazione della serie di prove secondo una sequenza ben precisa.

1.5 Struttura del lavoro

1.5.1 Aspetti preliminari

Consideriamo un generico convertitore *switching*: esso è costituito da una certa configurazione di interruttori controllati, tipicamente transistori di potenza integrati in uno o più moduli, comandati secondo un opportuno criterio di funzionamento da una logica di controllo e un circuito di comando (*driving*). Una parte del substrato di silicio che realizza i transistori sarà sede di una densità di corrente che per gli effetti resistivi provocherà un riscaldamento, perturbando il campo di temperatura altrimenti uniforme.

Per ogni componente ciò che interessa è il campo di temperatura all'interno del silicio, ed in particolare un suo valore rappresentativo che viene indicato con T_j , *temperatura di giunzione*. E' questo il valore che in genere fanno riferimento i modelli elettrici che tengono conto della temperatura, ed è importante, per un corretto funzionamento del componente, garantire che T_j rimanga al di sotto di una soglia critica. Il campo di temperatura nel silicio dipenderà da quanto calore viene generato e da come esso si trasferisce al resto del sistema. Il calore generato dipenderà dalle condizioni di utilizzo del dispositivo, che comprendono il sistema elettrico esterno al quale è collegato, la logica di pilotaggio ed il segnale di comando. Esso sarà strettamente legato ai meccanismi di conduzione elettrica nel semiconduttore che sono fortemente influenzati dalla temperatura e che determina condizioni di non linearità nello sviluppo del modello. Il calore generato provocherà un riscaldamento del silicio e fluirà attraverso fenomeni di conduzione verso le zone adiacenti, seguendo prevalentemente il percorso termicamente più favorevole, espandendo il fronte della perturbazione di temperatura verso le zone più lontane del sistema. Le regioni attive del *chip*, dove viene prodotto il calore, saranno caratterizzate dalle dinamiche più veloci della temperatura, anche per la piccola energia termica che sono in grado di assorbire, con costanti di tempo al di sotto del millisecondo; via via allontanandosi il tempo di variazione si dilata, arrivando a costanti di tempo di decine di minuti del dissipatore. E' da osservare che le caratteristiche termiche del silicio, da buon semiconduttore, sono fortemente dipendenti dalla temperatura; sarà quindi opportuno non dimenticare di questa non linearità. Il calore quindi diffonde per conduzione nelle regioni adiacenti il silicio addensandosi per la via conduttiva, costituita dagli strati di rame e dal substrato ceramico, attraverso le resine epossidiche collanti fino alla base metallica (*baseplate*) dell'involucro (*case*) e poi tramite la pasta termica di interfaccia al dissipatore (*heatsink*). Il calore quindi è trasmesso all'ambiente circostante attraverso fenomeni piuttosto complessi e fortemente non lineari.

1.5.2 Impostazione

Dalle precedenti considerazioni emerge che per la determinazione di un modello reale per tiristori di potenza ai fini proposti, il problema lo si può scomporre in tre parti principali. Per quanto riguarda i fenomeni resistivi che portano alla generazione del calore da parte del componente e tutti i fenomeni che caratterizzano la trasmissione del calore fino al raggiungimento dell'ambiente e alla sua trasmissione in esso, non sono stati presi in considerazione. Particolare interesse è stato nutrito invece su come la conduzione elettrica del componente può variare in funzione della temperatura di giunzione, in quanto quest'ultima è responsabile dei diversi comportamenti dello stesso e può portare, nel momento in cui si connettono in parallelo più com-

ponenti a un fenomeno di instabilità del sistema. Il lavoro quindi è stato strutturato nel seguente modo:

- Approccio al problema $\left\{ \begin{array}{l} \bullet \textit{ Indagine bibliografica} \\ \bullet \textit{ Individuazione del modello più accurato} \end{array} \right.$
- Implementazione del modello
- Test e validazione per via sperimentale
- Conclusioni

Capitolo 2

Generalità sugli interruttori di potenza a semiconduttore

2.1 Introduzione

Gli interruttori e le leggi di modulazione rappresentano il nucleo fondamentale di qualunque processo di conversione. Di fatto, l'enorme sviluppo che l'elettronica di potenza ha avuto negli ultimi vent'anni nei più svariati settori applicativi è dovuto, in larga parte, allo sviluppo tecnologico nel campo dei dispositivi di potenza. Le migliorate prestazioni, la facilità di controllo e la riduzione dei costi dei moderni dispositivi di potenza a semiconduttore rispetto a quelli di pochi anni fa, hanno permesso di introdurre i convertitori in un vasto numero di applicazioni. Per capire meglio la realizzabilità di queste nuove configurazioni è essenziale fare una panoramica dei dispositivi di potenza attualmente disponibili.

2.2 L'interruttore ideale

Come già detto, l'aspetto caratteristico dell'elettronica di potenza è quello della ricerca del massimo rendimento e quindi della riduzione delle perdite. Per far ciò, il regime caratteristico dei componenti impiegati nell'elettronica di potenza è quello della *commutazione*. Si operano cioè i componenti in modo da essere o nello stato di *piena conduzione* o in quello di *completa interdizione*. Tale modo di funzionare approssima il comportamento di un *interruttore ideale*. Quest'ultimo si può definire come un dispositivo che dà *caduta di tensione nulla* quando conduce corrente (on) e *non lascia passare corrente*, quando è aperto, cioè *interdetto* (off). Il suo schema e le sue caratteristiche nel piano v-i, sono rappresentate in figura 2.1. Secondo il concetto *originale*, l'interruttore si considera *comandabile*; si ammette cioè di poter stabilire, con un comando *esterno*, lo stato *chiuso* (acceso) o *aperto*

(spento), in base al quale per esso vale l'una o l'altra delle due caratteristiche mostrate in figura 2.1. Da quest'ultima si nota anche che l'interruttore si intende *bidirezionale*, cioè capace di condurre corrente in entrambe le direzioni, quando è chiuso e di sopportare tensioni di qualsiasi polarità, quando è aperto.

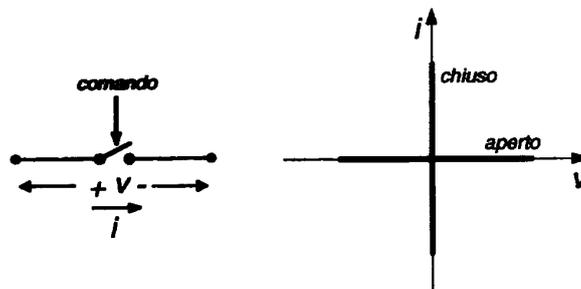


Figura 2.1: Simbolo e caratteristica statica.

2.3 Caratteristiche reali

I *dispositivi attivi di commutazione a semiconduttore*, usati come *interruttori*, si discostano dal comportamento dell'interruttore ideale per molti aspetti diversi. In primo luogo, quando conducono corrente, la caduta di tensione ai loro capi, per quanto piccola, non è nulla. Si ha quindi una dissipazione di potenza che riscalda il componente e riduce il rendimento (*perdite di conduzione*). Negli interruttori reali, l'interdizione non è mai perfetta, cioè vi è sempre una pur piccola *corrente di fuga* che li percorre. Anche questo provoca una dissipazione di potenza, anche se di solito di entità molto minore delle perdite di conduzione e si può trascurare (*perdite di interdizione*).

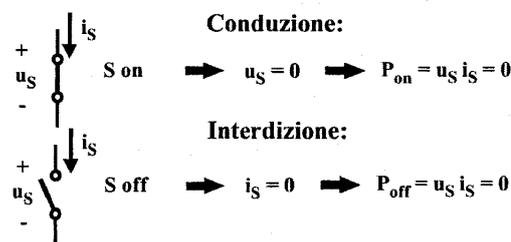


Figura 2.2: Condizioni statiche ideali di un generico interruttore elettronico di potenza.

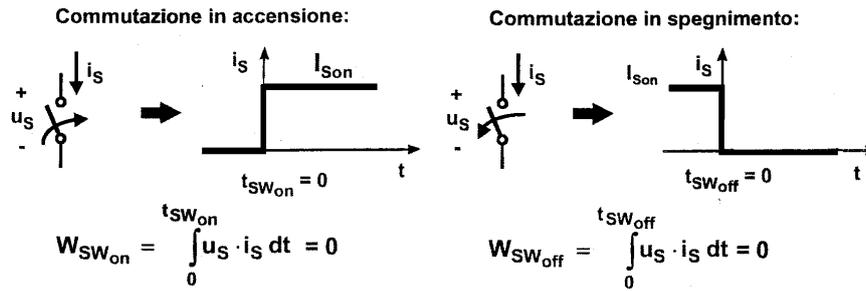


Figura 2.3: Caratteristiche dinamiche ideali di un generico interruttore elettronico di potenza.

Gli interruttori reali, quando commutano, cioè quando passano dalla condizione di interdizione a quella di conduzione o viceversa, oltre a rispondere con un certo ritardo al comando, passano gradualmente da uno stato all'altro. Si ha cioè che la tensione e la corrente non passano istantaneamente da zero al massimo o viceversa, ma impiegano tempi finiti (*tempi di commutazione*), cioè quest'ultime salgono e scendono in tempi finiti (figura 2.4).

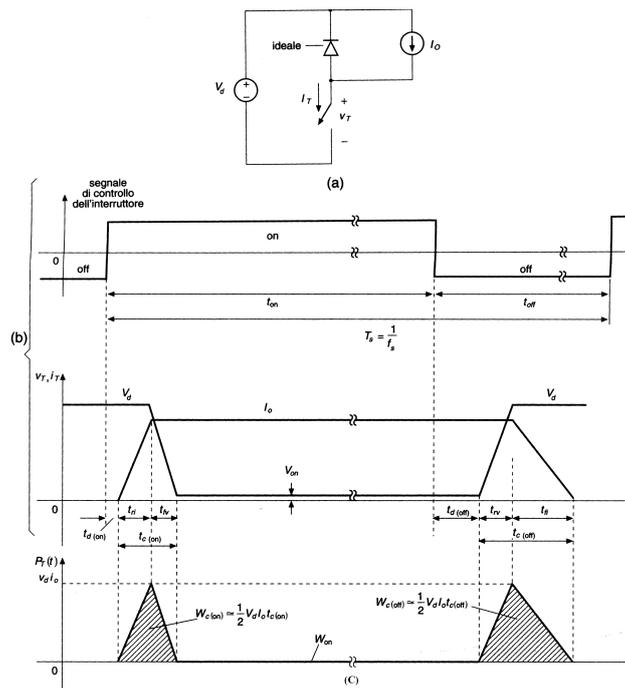


Figura 2.4: Caratteristiche (linearizzate) di commutazione di un generico interruttore: (a) circuito semplificato di commutazione con carico induttivo, (b) forme d'onda, (c) perdite istantanee di potenza dell'interruttore.

Per questo motivo, vi sono degli intervalli di tempo in cui la tensione e la corrente hanno entrambe valori considerevoli e quindi anche la potenza dissipata diviene notevole. Pur essendo i tempi di commutazione normalmente piccoli rispetto a quelli di conduzione e di interdizione, la *potenza media* dissipata nelle commutazioni non è di solito trascurabile e può anzi diventare preponderante. Essa costituisce il principale fattore che limita la frequenza di operazione degli interruttori reali.

2.3.1 Caratteristiche statiche dei dispositivi reali

Per quanto detto finora, le caratteristiche dei dispositivi reali si discostano da quelle dell'interruttore ideale. In particolare le *caratteristiche statiche*, cioè a regime, non hanno gli andamenti rettilinei coincidenti con parte degli assi mostrate per gli interruttori ideali, ma si presentano sul piano v-i con *caratteristiche curvilinee*. Gli interruttori reali sono costruiti in modo da avvicinarsi il più possibile al comportamento reale. Alcuni (Diodi, Transistori bipolari, MOSFET, FET) sono derivati da componenti usati nell'elettronica di segnale. Tuttavia la loro struttura è modificata ed ottimizzata per ottenere le migliori prestazioni come interruttori. Altri, derivati dai primi (IGBT, SIT) o di concezione diversa (Tiristori, SCR, GTO, MCT), sono sviluppati espressamente per l'elettronica di potenza.

2.4 Snubber

Per ridurre le sollecitazioni a cui sono sottoposti i dispositivi di potenza durante le commutazioni si può modificare il carico con l'aggiunta di circuiti detti *Snubber*, che ne modificano opportunamente il comportamento. Scopo di quest'ultimi non è solo quello di ridurre le *perdite* nel dispositivo ed evitare che in commutazione si attraversino stati a potenze troppo grandi. Inoltre essi vengono impiegati anche per limitare le *velocità di variazione* di tensioni e/o correnti, soprattutto in dispositivi di grande potenza dove variazioni troppo rapide possono determinare malfunzionamenti, o anche per diminuire l'entità dei *disturbi* generati da fronti d'onda ripidi. Abbiamo due tipi di snubber: quello di *spegnimento* e quello di *accensione* (figura 2.5).

Lo snubber *RC-Diodo* limita la velocità di salita della tensione v del dispositivo allo spegnimento (turn off). Infatti il condensatore dello snubber assorbe attraverso il diodo una parte della corrente di carico in presenza delle variazioni in salita della tensione che avvengono allo spegnimento. Come contropartita però si ha un aumento della corrente in eccesso a quella di carico, per scaricare il condensatore quando il dispositivo si accende e la tensione scende al valore di saturazione. In tale fase la corrente nel dispositivo è limitata dalla resistenza dello snubber, mentre il diodo è interdetto. Lo

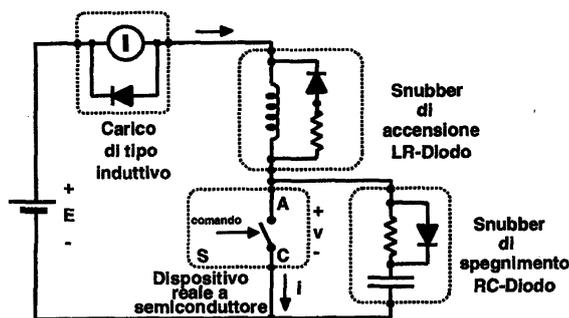


Figura 2.5: Commutazioni con carico di tipo induttivo con snubber di spegnimento RCD e di accensione RLD.

snubber *RL-Diodo* invece limita la velocità di crescita della corrente all'accensione. In questa fase la crescita della corrente nell'induttanza di snubber produce una caduta che riduce la tensione sul dispositivo in quanto il diodo di snubber è contropolarizzato e non fluisce corrente nella resistenza. Allo spegnimento, la corrente che circola nell'induttanza di snubber si richiude, in parte, attraverso il diodo nella resistenza. Si ha così un modesto aumento della tensione v al di sopra della tensione di alimentazione. Le potenze dissipate nel dispositivo risultano quindi ridotte in entrambe le commutazioni. Anche le totali energie dissipate sia nel dispositivo sia nelle resistenze dei due snubber risultano ridotte, così che nel complesso, le *perdite del sistema* vengono diminuite.

2.5 Classificazione dei dispositivi di potenza

Attualmente sono disponibili interruttori elettronici a semiconduttore in grado di condurre migliaia di ampere, durante la fase di chiusura e di sostenere migliaia di volt durante la fase di apertura, il tutto a frequenze di commutazione che partono da qualche centinaio di Hz per le potenze maggiori e fino ai MHz per le potenze minori. Possiamo classificare i dispositivi di potenza a semiconduttore, disponibili oggi, in funzione della modalità di controllo:

1. Diodi (*diodes*). Lo stato di conduzione (on) e di blocco (off) è determinato dal circuito di potenza.
2. Tiristori (*thyristors*). Un segnale di controllo li innesca (on), ma li disinnesca (off) il circuito di potenza.
3. Interruttori controllati (*controllable switches*). Un segnale di controllo li apre (off) e li chiude (on).

La categoria degli interruttori controllabili comprende parecchi tipi di dispositivi tra i quali si trovano: i transistori a giunzione bipolare BJT (*Bipolar Junction Transistor*), i transistori a semiconduttore MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect*), i tiristori con morsetto di spegnimento GTO (*Gate Turn Off Thyristors*), i transistori bipolari con gate isolato IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistors*). Il tiristore SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) è l'unico dispositivo ad essere controllato solo all'accensione mediante una corrente di gate applicata in un istante in cui la tensione anodo-catodo u_{ak} è positiva, mentre lo spegnimento avviene quando la corrente anodica i_A scende sotto ad un determinato valore di soglia. Il diodo, il BJT ed l'IGBT sono dispositivi unidirezionali in tensione e in corrente, mentre il MOSFET di potenza per com'è costruito, contiene un diodo interno connesso tra source e drain che lo rende complessivamente unidirezionale in tensione ma bidirezionale in corrente. L'SCR invece è un dispositivo unidirezionale in corrente, ma bidirezionale in tensione. Questa caratteristica viene normalmente indicata con il numero di quadranti nel piano corrente-tensione, nel quale il dispositivo è in grado di operare, per cui i diodi, i BJT e gli IGBT sono dispositivi che operano in un solo quadrante, mentre i MOSFET e gli SCR operano in due quadranti.

2.6 Confronto tra dispositivi

I dispositivi si possono differenziare oltre che per la natura dei segnali di comando (*tensione e/o correnti*), per il tipo (*impulso o segnale mantenuto*), per la *velocità di commutazione*, anche per le *tensioni, correnti sopportabili e potenze dissipabili*. Alcuni sono intrinsecamente più veloci (ad esempio i MOSFET) ed altri più lenti (ad esempio gli SCR). In linea di massima i dispositivi diventano più lenti quando sono costruiti per sopportare tensioni e correnti maggiori; alcuni sono più adatti a *piccole potenze ed elevate frequenze* (ad esempio i MOSFET), mentre altri sono in grado di raggiungere *limiti in potenza assai più elevati* a scapito però di frequenze di lavoro ben più basse (tabella 2.1).

Componente	Livello di potenza	Frequenza di commutazione
TIRISTORI	alto	bassa (<1 kHz)
BJT	medio	media
MOSFET	basso	alta (>100 kHz)
GTO	alto	bassa (<5 kHz)
IGBT	medio/alto	medio/alta (valore tipico 20-50 kHz)

Tabella 2.1: Potenze e frequenze di impiego dei principali dispositivi di potenza.

Sono sempre meno presenti i transistori bipolari, singoli o in connessione Darlington, i cui limiti di tensione, corrente e potenza sono aumentati notevolmente, fino a consentire nello stesso componente tensioni di 1200 V e correnti di 300 A, o di 600 V con 500 A. Per i MOSFET di potenza si è verificato un sensibile incremento di corrente sopportabile dalla singola unità, mentre i limiti di tensione non sono migliorati apprezzabilmente (600 ÷ 1000 V, 50 ÷ 60 A); l'incremento dei limiti di corrente è stato ottenuto con l'unione di un elevato numero di celle elementari sullo stesso chip e soprattutto riunendo più chip nello stesso contenitore. Per quanto riguarda i GTO, la loro diffusione è ancora rallentata dai limiti caratteristici del gradiente di tensione (dV/dt) durante il *turn off* e del gradiente di corrente (di/dt) durante il *turn on* e dalla conseguente necessità dei circuiti di snubber. Gli IGBT sono componenti molto veloci nella fase di commutazione (15 ÷ 20 kHz), in grado di interrompere correnti dell'ordine di un centinaio di ampere a livelli di tensione del kV, che forniscono tra l'altro, a costi contenuti, un elevato grado di integrazione. Tutti i dispositivi, escluso l'MTC, hanno una tecnologia relativamente matura e per i prossimi anni sono previsti solo miglioramenti evolutivi. La tecnologia MTC è comunque in fase di rapido sviluppo e sono possibili miglioramenti significativi nelle prestazioni del dispositivo, come indica la freccia del diagramma (figura 2.6).

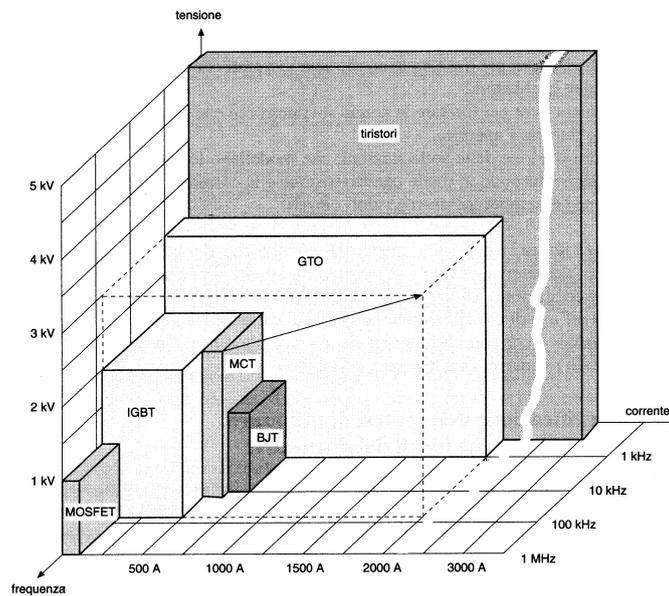


Figura 2.6: Rappresentazione sintetica delle prestazioni dei dispositivi di potenza a semiconduttore.

2.7 Aspetti termici

Nei dispositivi reali che agiscono come interruttori si verificano, come si è detto, dissipazioni di potenza sia durante le commutazioni, sia durante la conduzione e in misura spesso trascurabile anche nello stato di interdizione. Le dissipazioni sviluppano calore all'interno del corpo del semiconduttore e più precisamente nella ristretta zona (*giunzione*), dove si verificano contemporaneamente caduta di tensione e passaggio di corrente. Il calore generato causa un aumento di temperatura della giunzione e dev'essere efficacemente portato all'esterno, al fine di limitare l'aumento entro limiti ammissibili. A tale scopo il dispositivo viene fissato ad un *dissipatore* o ad altro sistema di raffreddamento che facilita lo smaltimento del calore.

Il riscaldamento di un dispositivo elettronico è causato principalmente dall'energia elettrica che il dispositivo stesso utilizza o gestisce. La temperatura raggiunta dal silicio viene indicata normalmente come T_j (*temperatura di giunzione*) ed è sempre maggiore di quella del contenitore o dell'ambiente, almeno nelle condizioni ambientali tipiche. Il problema in genere consiste nel mantenere questa temperatura sufficientemente bassa affinché il dispositivo possa svolgere per un tempo adeguatamente lungo la funzione per cui è stato progettato. Il silicio potrebbe (in teoria) sopportare una T_j ben maggiore di quella specificata nei fogli tecnici dei dispositivi elettronici: per esempio anche a 200-300°C o più non vi sono modificazioni strutturali o chimiche tali da causare la distruzione fisica di un semiconduttore. Nella pratica è in assolutamente sconsigliabile raggiungere tali temperature per diversi motivi:

- A temperature elevate cambiano in modo sostanziale alcune caratteristiche elettriche del silicio e, quindi, il dispositivo si comporta in modo diverso da quanto specificato dal costruttore. Per esempio in alcuni dispositivi è critico l'incremento del "rumore termico", associato alla temperatura assoluta oppure nei transistor cambia in maniera sostanziale il guadagno o ancora cambia la resistenza elettrica.
- Il silicio ha la proprietà di aumentare la propria conducibilità elettrica quando la temperatura sale e quindi se si scalda eccessivamente aumenta la corrente che passa e, quindi, la temperatura aumenta e quindi la corrente aumenta, innescando un fenomeno a catena detto "*fuga termica*" che potrebbe essere distruttivo. Il fenomeno a volte si innesca solo in aree ristrette della superficie del semiconduttore (i cosiddetti *hot spot*), causando danni anche quando la temperatura media non è elevatissima.

- Aumentando la temperatura aumenta in modo vertiginoso la probabilità di guasti. Indicativamente a partire da una certa soglia, ogni 10° C di aumento della temperatura raddoppia la possibilità di guasto. In genere il parametro usato è il MTBF (tempo medio tra due guasti) e la scelta strategica di questo parametro porta il costruttore alla indicazione di quella che, per lui, è la massima T_j .
- Riscaldamenti eccessivi e prolungati possono, attraverso *dilatazioni e contrazioni*, causare *fratture* o allargare quelle esistenti. Riscaldamenti intensi, come quelli che si verificano per sovracorrenti o per scariche dovute a sovratensioni, possono portare a fusioni parziali del semiconduttore. In tutti questi casi si ha un peggioramento del funzionamento del dispositivo e alla fine la sua distruzione.

2.7.1 Resistenze ed impedenze termiche

All'interno del dispositivo il calore attraversa parti e materiali diversi prima di arrivare all'involucro esterno (*case*) e più precisamente alla parte di esso di solito metallica, destinata a trasmettere il calore. Per ciascuno dei passaggi si ha un salto termico che in prima approssimazione si può considerare proporzionale al flusso di calore trasmesso. Il meccanismo di trasmissione attraverso corpi solidi viene chiamato *conduzione*. La prima grandezza da considerare è il *flusso di calore* prodotto nell'unità di tempo, espressa in Watt. La seconda grandezza è la temperatura espressa in gradi centigradi [°C] o, più correttamente, in kelvin [K]. Se si hanno due corpi a diversa temperatura, il calore "scorre" dal corpo caldo a quello freddo. Tale flusso può essere più o meno favorito sfruttando le proprietà termiche dei materiali interposti tra i due corpi. Fisicamente può essere introdotto il concetto di *resistenza termica* che rappresenta il fattore di proporzionalità *salto di temperatura/flusso di calore*:

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P}$$

dove T_1 e T_2 sono le temperature dei due corpi, P la potenza (cioè il calore prodotto nell'unità di tempo) e R_{th} la *resistenza termica* espressa in °C/W. La resistenza termica tiene conto del calore trasmesso per conduzione, per convezione e per irraggiamento ed è un'astrazione in quanto differenza di temperatura e calore trasmesso non sono direttamente proporzionali (soprattutto a causa dell'irraggiamento, legato alla temperatura assoluta in modo più che quadratico (T^4)) e quindi la R_{th} non è, a rigore, una costante. E' comunque un'utile astrazione, più che adeguata per descrivere il fenomeno nelle normali condizioni di utilizzo dei dispositivi elettronici, con temperature superficiali che difficilmente escono dall'intervallo compreso tra i 50 ed i 150°C. La risoluzione rigorosa delle equazioni che regolano il

legame tra potenza dissipata e temperatura sono, per loro natura, alquanto complesse, anche considerando la sola componente lineare espressa dalla R_{th} . Vengono quindi effettuate alcune semplificazioni:

- La temperatura è considerata omogenea all'interno di un corpo costituito da un solo materiale: la cosa è abbastanza vera a condizione che ciascun oggetto sia costituito da un materiale omogeneo che, in relazione alle dimensioni e all'ambiente circostante, sia un buon conduttore di calore, quali per esempio i metalli ed il silicio.
- La potenza dissipata e la temperatura non cambia nel tempo: viene cioè fatta un'analisi in regime stazionario a bilancio termico raggiunto.
- La R_{th} sia una costante: in pratica si trascura l'energia dissipata per irraggiamento, in genere effettivamente minore di quella trasmessa per conduzione.

Sotto queste condizioni la risoluzione del problema è semplificata dalla cosiddetta "*equivalenza elettrica*" delle grandezze termiche: ogni grandezza termica viene trasformata nella sua equivalente elettrica e, quindi, si applicano le usuali leggi dell'elettrotecnica in cui la potenza generata internamente al semiconduttore è "trasformata" in un generatore di corrente; la temperatura in una tensione e la resistenza termica in una resistenza elettrica. Una volta impostata la rete termica la soluzione in termini di temperatura si trova imponendo un generatore di corrente pari alla potenza media P_D dissipata nella giunzione.

Nel caso più semplice, rappresentato in figura 2.7, si possono individuare sulla sinistra, quattro oggetti:

- il *silicio* alla temperatura T_j
- il contenitore (*case*), alla temperatura T_c
- il *dissipatore* alla temperatura T_h
- *l'ambiente* alla temperatura T_a

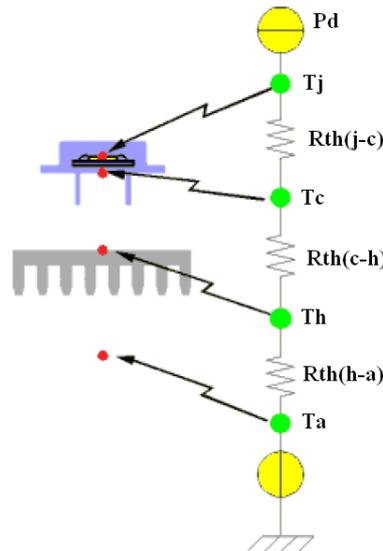


Figura 2.7: Rete elettrica equivalente della trasmissione del calore.

Le superfici che separano i vari materiali e che quindi offrono una certa resistenza al passaggio di calore sono indicate come resistenze, rappresentate in figura 2.7 :

- $R_{th(j-c)}$ è la *resistenza termica tra il silicio ed il case*. Questa resistenza è scelta dal produttore del circuito integrato o del componente e dipende sostanzialmente dal tipo di contenitore, dalla superficie del chip e dall'eventuale strato isolante interposto. Valori normali possono variare tra 0.01 a 5 °C/W, lasciando ovviamente i primi ai dispositivi che generano le potenze maggiori.
- $R_{th(c-h)}$. Questo parametro dipende essenzialmente da quanto è buono il collegamento termico tra il componente o il circuito integrato e l'eventuale dissipatore. Si tratta quindi di un parametro, almeno in parte, controllabile da chi effettua il montaggio del circuito. Valori ragionevoli vanno da poco più di 1 a qualche centesimo di °C/W.
- $R_{th(h-a)}$. Indica quanto un dissipatore riesce ad emettere calore verso l'ambiente circostante e dipende dal tipo di dissipatore, dalle dimensioni, da come è montato (p.e. verticale oppure orizzontale) e dall'eventuale presenza di ventole o di raffreddamento a liquido. La tendenza attuale in elettronica di potenza, è quella di usare l'aria dell'ambiente come *refrigerante* sfruttando la convezione naturale o forzata da un sistema di ventilazione. Il sistema di scambio è costituito da un *dissipatore* formato da una piastra di materiale ad alta *conducibilità termica* (rame o alluminio) che reca spesso diverse alette

per favorire lo scambio termico. La trasmissione tra il dissipatore e l'aria avviene secondo il principio della *convezione*. In alcuni casi, soprattutto con potenze elevate, il sistema di raffreddamento cede calore ad un fluido che a sua volta lo trasporta ad altri sistemi di raffreddamento più efficienti. Il fluido può essere un *gas* (elio, idrogeno o aria) o un *liquido* (acqua, olio o fluido per macchine frigorifere) circolante in un circuito chiuso, la cui temperatura normalmente viene mantenuta costante. Valori ragionevoli variano da poche decine a pochi decimi di °C/W o anche meno, nel caso di raffreddamento ad aria forzata o a liquido.

A volte viene indicata la somma delle tre resistenze termiche (essendo "in serie") con il termine $R_{th(j-a)}$, caso comune per esempio quando non viene usato un dissipatore. La risoluzione del sistema termico viene fatta considerando l'equivalente elettrico ed applicando le formule note dell'elettrotecnica; se siamo per esempio interessati alla temperatura del silicio possiamo quindi calcolare:

$$T_j = T_a + P * (R_{th(j-c)} + R_{th(c-h)} + R_{th(h-a)})$$

Alcune di queste grandezze termiche sono fornite dal costruttore mentre altre sono determinate dall'applicazione:

- $T_{j(max)}$ è determinata dal produttore del componente in modo da garantire una vita operativa ragionevole al dispositivo.
- $R_{th(j-c)}$ è una "costante" per ogni particolare dispositivo.
- T_a (massima, cioè ci si pone sempre nel caso più sfavorevole) e dipende dall'applicazione.
- P_d è data o dal costruttore (per esempio nel caso di processori) o dall'applicazione (nel caso di singoli componenti o circuiti integrati di potenza).

Si deve comunque tener presente che la potenza dissipata nel dispositivo varia nel tempo, sia per l'alternarsi degli stati di interdizione e di conduzione con interposte le commutazioni, sia perché può variare il regime a cui il dispositivo viene sottoposto. Quando si produce una variazione a gradino della potenza dissipata (figura 2.8), la temperatura T_j non raggiunge istantaneamente il valore di regime $T_{j(lim)}$, cioè quello che si avrebbe se tale potenza durasse per un tempo molto lungo.

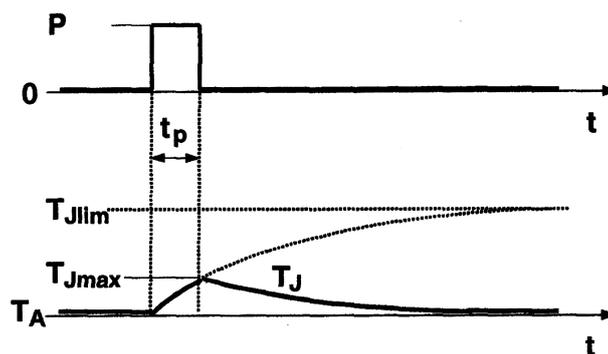


Figura 2.8: Risposta termica transitoria ad un gradino di potenza dissipata.

Per descrivere questo fenomeno transitorio si introduce il concetto di "*capacità termica*" che descrive la caratteristica di un oggetto di accumulare calore, cioè di assorbire per un tempo breve un calore elevato senza aumentare di molto la sua temperatura. In pratica, a ciascun oggetto che costituisce il sistema termico precedentemente descritto in figura 2.7 si associa una "*costante di tempo*" (millisecondi per il silicio, secondi per il case, minuti per il dissipatore): solo se l'applicazione della potenza termica supera questo tempo, l'oggetto si riscalda in modo significativo e quindi espelle il calore assorbito. Altrimenti si può ritenere l'aumento di temperatura trascurabile o comunque ridotto secondo opportuni coefficienti. Per esempio, se il dispositivo emette potenza solo per un secondo, il dissipatore è spesso inutile in quanto l'aumento di temperatura del case è trascurabile e quindi il dissipatore si trova tra due corpi praticamente alla stessa temperatura e quindi non è in grado di trasmettere calore. Per descrivere in modo abbastanza rigoroso questo comportamento, pur restando ancora in un ambito a parametri concentrati e mono-dimensionale, si ricorre ancora al modello elettrico precedentemente introdotto aggiungendo una capacità per ciascun elemento presente nel circuito equivalente. Due sono le strade possibili:

1. La prima prevede di introdurre in parallelo a ciascuna resistenza una capacità: in questo modo è corretto parlare di "*impedenza termica*". Questa tecnica è corretta se siamo interessati a conoscere la sola temperatura del silicio ma ha il difetto di non permettere di stimare la temperatura istantanea per esempio del dissipatore (infatti risulterebbe che si ha un riscaldamento immediato anche di esso, cosa ovviamente non vera). Il motivo per cui è utilizzata deriva dal fatto che è relativamente agevole ricavare il valore della capacità equivalente.
2. La seconda prevede l'inserimento di un condensatore tra ciascun nodo e la massa (o un altro potenziale fisso come in figura 2.9). Questo

modello è più aderente al comportamento fisico del sistema termico (è un filtro passa basso). Purtroppo diventa più complesso misurare i valori di queste capacità ed anche l'uso del modello richiede una maggior quantità di calcoli. I valori delle capacità C_{th} dipendono dal volume di materiale e quindi dalla sua massa, a cui il nodo corrisponde, e dal valore del *calore specifico* del materiale stesso.

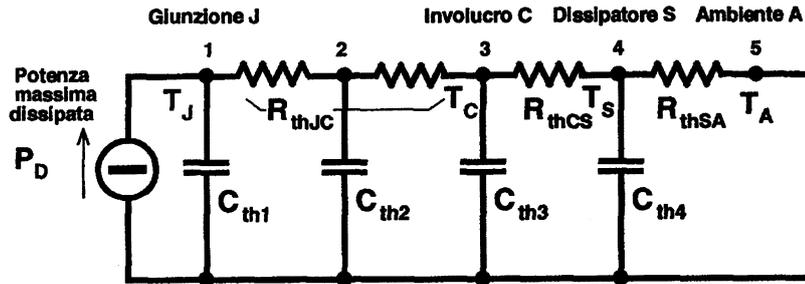


Figura 2.9: Rete elettrica equivalente (transitoria) della trasmissione del calore.

Capitolo 3

Tiristori per applicazioni di alta potenza

3.1 I tiristori

Il termine, composto di *thyr(atron)* e *(trans)istor*, indica in generale una famiglia di dispositivi a semiconduttore che, a seguito di un impulso di corrente inviato a un elettrodo di controllo detto gate, possono passare da uno stato di funzionamento caratterizzato da elevatissima impedenza (detto *stato di interdizione*) a uno stato con impedenza molto piccola (detto *stato di conduzione*). Sono dispositivi a quattro strati di silicio, drogati alternativamente con materiale di tipo *p* ed *n*, che vanno quindi a costituire tre giunzioni *p-n*. Più propriamente, con il termine è indicato un dispositivo costituente un diodo controllato, da cui la sigla SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) con la quale tale componente è anche noto sin dalla sua prima commercializzazione avvenuta alla metà degli anni Cinquanta. Mentre nei diodi lo stato di conduzione o di interdizione dipende esclusivamente dalla tensione applicata tra anodo e catodo, nei tiristori l'inizio della conduzione si ottiene solo quando, con il dispositivo nello stato di polarizzazione diretta (cioè con l'anodo mantenuto a un potenziale maggiore rispetto al catodo), è inviato al gate un impulso di corrente della durata di qualche μs . Ci sono diverse versioni di tiristori con differenti caratteristiche di spegnimento e lo scopo di ogni nuovo dispositivo è di migliorare le prestazioni in termini di tempo di spegnimento. Altri membri della famiglia del tiristore o dei raddrizzatori al silicio controllati (SCR), hanno acquisito dei nomi basati su acronimi. A seconda del tipo di realizzazione fisica e dal comportamento durante l'accensione e lo spegnimento, i tiristori possono essere classificati in 14 categorie:

1. *Phase-Control Thyristors* (o SCR): per applicazioni a frequenze di rete ($V_{\text{ak}}=6000\text{ V}$; $I_{\text{A}}=5000\text{ A}$; $t_{\text{q}}=100\div 200\mu\text{s}$; $R_{\text{ON}}=2\text{m}\Omega$).

2. *Fast-Switching Thyristors* (o SCR): utilizzati per la realizzazione di chopper/inverter ($V_{ak}=1500$ V; $I_A=1500$ A; $t_q=20\mu s$; $f_c=10$ kHz).
3. *Light-Activated SCR* (o LASCR): è una combinazione di un fotodiode ed un SCR.
4. *Reverse-Conducting Thyristors* (o RCT). Possiede al suo interno un diodo di free-wheeling per la conduzione inversa: utile nella realizzazione di chopper.
5. *Bidirectional triode thyristors* (TRIAC). Doppio SCR che pertanto conduce in entrambe le direzioni attraverso un comando di accensione. Può essere visto come due SCR in antiparallelo, con un unico ingresso di controllo, e viene utilizzato per bassi livelli di potenza: le sue prestazioni sono comunque inferiori a due tiristori in antiparallelo.
6. *Bidirectional phase-controlled* (o BCT).
7. *Gate-Assisted Turn-Off Thyristors* (GATT). In un unico semiconduttore sono inclusi un SCR main pilotato da un altro SCR di comando: in questo modo basta una corrente inferiore per il controllo. Il GATT dispone della possibilità di spegnimento, applicando una corrente, ma solo quando la tensione risulta già in parte ridotta.
8. *Gate turn-off* (o GTO): è un SCR con possibilità di spegnimento; a tal fine viene realizzato con una struttura fortemente interdigitata (gate distribuito) affinché la distribuzione della corrente, durante lo spegnimento, sia il più omogenea possibile.
9. *FET-controlled* (o FET-CTH).
10. *MOS turn-off* (o MTO).
11. *Emitter turn-off* (o ETO).
12. *Integrated gate commutated* (o IGCT).
13. *MOS- controlled* (o MCT).
14. *Static induction* (SITH).

L'SCR generalmente viene fatto funzionare alla frequenza di linea e si spegne per commutazione naturale. Un tiristore inizia a condurre in modo diretto quando viene inviato un impulso di corrente dal gate al catodo e rapidamente si porta a conduzione totale con una bassa caduta di tensione diretta. Non è possibile annullare la corrente che vi scorre attraverso un altro impulso di gate; piuttosto si conta sul fatto che la naturale evoluzione

del circuito porti ad avere una corrente nulla (spegnimento per annullamento della corrente). Quando la corrente sull'anodo si annulla, il tiristore recupera le sue capacità di bloccare tensioni inverse in poche decine di microsecondi e mantiene tale blocco anche per tensioni dirette fino a che non viene inviato un nuovo impulso di corrente sul gate. Il tempo di spegnimento è dell'ordine di 50-100 μ s. Per questo è molto adatto per applicazioni con basse frequenze di commutazione ed è noto come tiristore convertitore. La caduta di tensione V_T varia tipicamente da 1.15 V per un dispositivo da 600 V fino a 2.5 V per un dispositivo da 4000 V e per un tiristore da 1200 V, 5500A è tipicamente pari a 1.25 V. Grazie al loro basso costo, alto rendimento, robustezza e capacità di gestire alte tensioni ed elevate correnti, gli SCR sono usati ampiamente nei convertitori ca/cc cioè nei raddrizzatori. In tali circuiti essi sostituiscono in tutto o in parte i diodi di potenza dando luogo a *raddrizzatori controllati*, dove il comando di gate dell'SCR consente di ritardare l'istante in cui entrano in conduzione, controllando quindi la tensione continua e la potenza del raddrizzatore. Un altro impiego degli SCR si ha nei circuiti con carico risonante, dove la corrente per effetto dell'oscillazione del carico si annulla spontaneamente. Con circuiti di questo tipo si costruiscono convertitori cc/ca per frequenze fino a qualche decina di kHz, impiegati ad esempio nel riscaldamento ad induzione per potenze anche rilevanti.



Figura 3.1: Tipici SCR.

3.2 Aspetti costruttivi

La parte attiva del tiristore è costituita da una sottile lastrina di silicio, detta chip, nella quale, attraverso successivi processi di diffusione, sono ricavati quattro strati sovrapposti, drogati alternativamente con impurità di tipo trivalente e pentavalente, in modo da formare una struttura p-n-p-n con tre giunzioni p-n in serie (J_1 , J_2 e J_3 in figura 3.2). Una regione ad alta resistività è presente in tutti i tiristori ed è associata alla giunzione J_2 , la quale deve sostenere la grande tensione diretta che viene applicata allo switch durante la fase di non conduzione (*forward blocking state*). Questa regione è tipicamente drogata con atomi di fosforo (tipiche concentrazioni di

impurità dell'ordine di 10^{-14}cm^{-3}) e presenta uno spessore che va dai $10\div 100\ \mu\text{m}$ per sopportare l'elevata tensione. I tiristori ad alta tensione vengono in genere costruiti diffondendo alluminio e gallio in entrambe le superfici per ottenere profonde regioni assieme alla regione n . Per il collegamento con l'esterno il dispositivo è dotato di tre terminali: *l'anodo*, *il catodo*, e il *gate*, quest'ultimo ricavato mediante un contatto metallico su una piccola parte della superficie dello strato p adiacente il catodo. L'estensione e la forma costruttiva della zona di gate, lo spessore dei singoli strati e la densità di drogaggio di ciascuno di essi, le dimensioni del chip e le modalità di montaggio e di incapsulamento di quest'ultimo in un contenitore ermetico influenzano grandemente le caratteristiche di funzionamento del dispositivo, il cui simbolo grafico è indicato in figura 3.2. Come si può vedere è fondamentalmente il simbolo di un diodo con l'aggiunta di un terzo terminale di controllo, il *gate*.

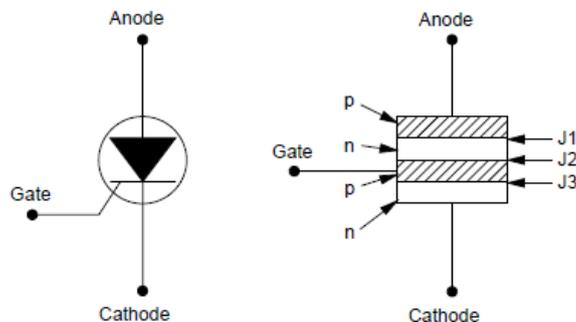


Figura 3.2: Tipica struttura di un tiristore e suo simbolo elettrico.

Ci sono tiristori di diversa dimensione e a volte un wafer di silicio completo largo 10 cm può essere utilizzato per la realizzazione di un singolo tiristore. Una tipica sezione verticale di un tiristore e due differenti layout di gate e di catodo, sono presentate in figura 3.3. La struttura a *gate distribuito* è per un tiristore a diametro largo (10 cm), mentre la struttura ad *elettrodo di gate localizzato* è per tiristori a piccolo diametro. In genere il layout del gate e del catodo dei tiristori varia in funzione del diametro, dalla capacità di variazione di/dt e dal range di velocità di swiching. Come si può vedere, la sezione verticale di un tiristore appare simile a quella di un transistor bipolare. Il catodo è localizzato all'altezza dell'emettitore del BJT mentre il gate si trova in corrispondenza della base del BJT. Lo strato p che è l'anodo del tiristore è una caratteristica della struttura dello stesso che non si trova però in un BJT. Questo strato di anodo fa sì che il tiristore abbia caratteristiche abbastanza differenti da quelle del BJT.

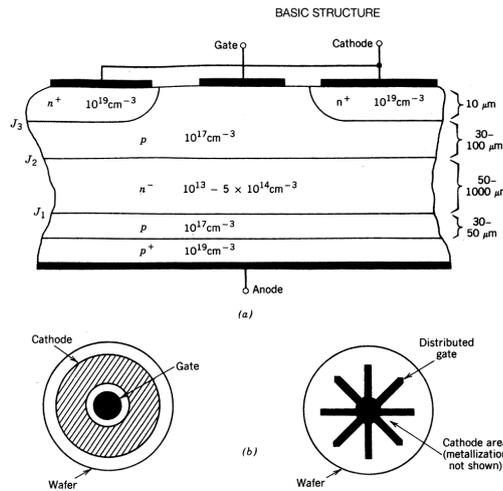


Figura 3.3: Dettagli della struttura di un generico tiristore: a) sezione verticale; b) layout di

3.3 Caratteristica statica

Il funzionamento di un tiristore può essere descritto facendo riferimento alla caratteristica, mostrata in figura 3.4, che lega la corrente anodica, i_a , alla tensione di polarizzazione V_{ak} , applicata ai terminali del dispositivo.

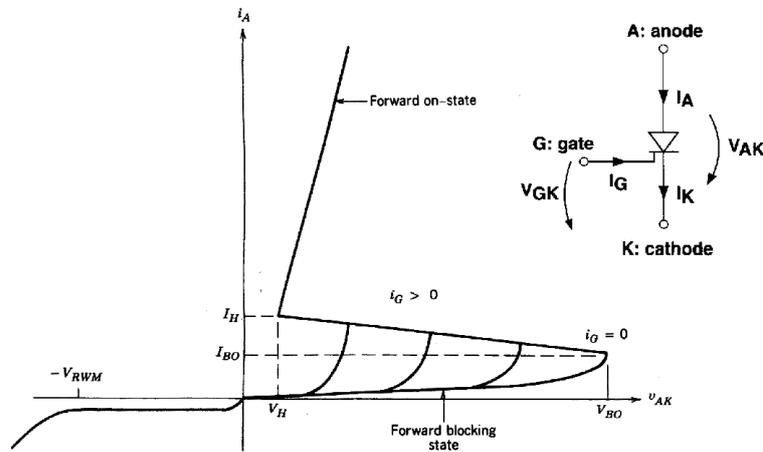


Figura 3.4: Caratteristica $i-v$ tipica di un tiristore (a sinistra); Simbolo elettrico (a destra).

Se il dispositivo è nello *stato di interdizione inversa*, è attraversato da una piccola corrente inversa di dispersione il cui valore è tipicamente del-

l'ordine dei mA. Al crescere della tensione inversa la corrente di dispersione resta praticamente costante per un lungo tratto, crescendo invece sempre più rapidamente per valori maggiori della massima tensione di polarizzazione inversa del componente (*reverse breakdown voltage* (V_{RMW}) come indicato in figura 3.4) il regime di scarica a valanga una volta instauratosi per il superamento della tensione di breakdown della giunzione J_1 (la giunzione J_3 ha, diversamente, una tensione di breakdown molto piccola a causa dell'elevato drogaggio delle zone p e n che la costituiscono), entro breve tempo porta irrimediabilmente al danneggiamento del dispositivo. Applicando una tensione positiva tra anodo e catodo, e in assenza di corrente nel circuito di gate (cioè $i_g=0$), la giunzione centrale del dispositivo è inversamente polarizzata e quindi il tiristore si trova nello stato di interdizione diretta, a meno di non superare la tensione di breakdown della giunzione J_3 . Si ha perciò il passaggio dallo stato di interdizione a quello di conduzione anche in assenza della corrente di gate. Tale evento non è pericoloso per l'integrità del componente se la corrente è mantenuta dal circuito esterno entro valori normali di funzionamento, esso tuttavia corrisponde ad un impiego anomalo del dispositivo in quanto risulta vanificata la possibilità di controllare opportunamente l'istante di accensione (figura 3.4: caratteristica corrispondente ad $I_G=0$).

Per meglio capire la caratteristica statica del dispositivo, si consideri il corrispondente modello a due BJT in cascata costituito da un P-N-P (T_2) ed un N-P-N (T_1)(figura 3.5).

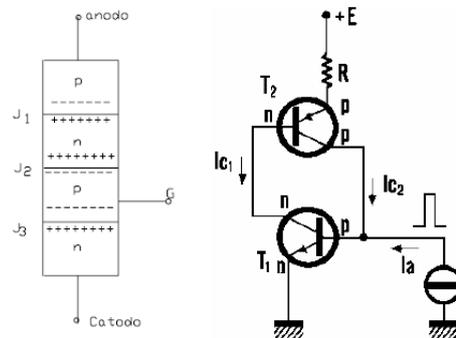


Figura 3.5: Modello equivalente del tiristore.

Si supponga di inviare sulla base di T_1 un impulso brevissimo di corrente I_0 . Tale corrente provoca una variazione dell'equilibrio delle cariche sulla giunzione base-emettitore di T_1 che ha per conseguenza, dopo un certo tempo di ritardo legato alla mobilità delle cariche stesse, il fluire di una corrente I_{c1} sul collettore di T_1 . Quest' ultima corrente penetra nella base di T_2 e genera in modo analogo la corrente I_{c2} che ritorna sulla base di T_1 dando luogo alla ripetizione del ciclo descritto. Si ha così il manifestarsi di

una serie di impulsi di corrente, uno ritardato rispetto all'altro, che si susseguono. Se l'ampiezza dell'impulso iniziale I_0 è abbastanza piccola, le cariche libere che raggiungono la giunzione sono poche o addirittura nulle, dato che alcune ricombinano nella regione di base e sono quindi incapaci di dar luogo a correnti di collettore di ampiezza sufficiente. In tal caso l'ampiezza degli impulsi successivi va via via decrescendo e dopo poco tempo ritorna nello stato di correnti nulle iniziale. Se invece l'impulso di I_{c2} che ritorna in base di T_1 è di ampiezza maggiore della corrente I_0 che lo ha provocato, si ha un fenomeno rigenerativo che dopo breve tempo (dell'ordine di qualche microsecondo) porta in saturazione entrambi i transistori. Il fatto che l'ampiezza degli impulsi vada via via crescendo è legato al fenomeno amplificatore del transistor: la corrente di base perturbando l'equilibrio della giunzione base-emettitore fa fluire una corrente di collettore β volte più grande (β è il guadagno di corrente di base del transistor ed è normalmente maggiore di uno). Questo fatto si può prevedere anche analiticamente ricavando dalla figura 3.5 l'espressione della corrente anodica che risulta essere pari a:

$$i_A = \frac{I_{ct0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

dove α_1 ed α_2 sono i guadagni di corrente di emettitore di T_1 e T_2 rispettivamente. Dalla relazione precedentemente ottenuta appare evidente che se $(\alpha_1 + \alpha_2)$ risulta $\ll 1$, la corrente i_A sarà circa uguale a I_{ct0} ed è quindi molto piccola: questa è la condizione di *interdizione* del dispositivo. Se invece $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$ la corrente i_A diventa molto elevata ed è limitata solo dalla resistenza del circuito esterno: in questa condizione il dispositivo è nello stato di conduzione (on). Si comprende quindi che per realizzare la *condizione di innesco* si deve operare su α_1 e α_2 ; tali parametri dipendono dalla tensione e dalla corrente e quindi per effetto di essi possono verificarsi condizioni in cui $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, con la conseguente accensione del dispositivo.

Allo scopo di caratterizzare il funzionamento dell'SCR nelle varie condizioni di alimentazione cui è normalmente sottoposto in una applicazione pratica, si supponga di alimentare l'elettrodo di comando (Gate) con una corrente costante di modesta entità e contemporaneamente applicare tra anodo e catodo una tensione crescente come è indicato in figura 3.6.

Supposto che la tensione V_{AK} sia positiva, delle tre giunzioni che costituiscono l'SCR due sono polarizzate direttamente mentre quella centrale è bloccata: pertanto il dispositivo si comporta come un diodo polarizzato inversamente attraverso il quale fluisce la sola corrente di fuga di origine termica. Tale corrente si somma a quella nel gate ma la corrente risultante è ancora piccola (tratto 1 di figura 3.6) e non è in grado di provocare il fenomeno rigenerativo (innesco) descritto precedentemente. All'aumentare della tensione applicata il campo elettrico assume valori sufficientemente elevati da ionizzare gli atomi di semiconduttore, provocando così un piccolo

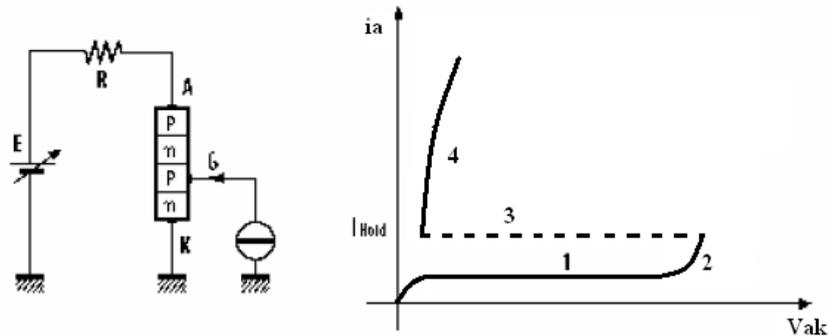


Figura 3.6: Rilevamento della caratteristica statica.

aumento di corrente anodica (tratto 2 di figura 3.6). Le cariche elettriche così liberate (elettroni), muovendosi in un campo elettrico di notevole intensità, acquistano una elevata energia cinetica liberando altre cariche per urto e provocando quindi una moltiplicazione a valanga che ha come conseguenza la formazione di una miscela di elettroni e lacune denominata *plasma*. Quest'ultimo fenomeno (tratto 3 della caratteristica) è molto veloce e porta a lavorare il dispositivo nel tratto 4 della figura 3.6 in cui la corrente è limitata solo dal valore R della resistenza di carico. La densità del plasma che si forma dipende dall'intensità della corrente, per cui se si diminuisce il valore della tensione V_{AK} applicata, la corrente diminuisce fino al valore I_{hold} (*corrente di mantenimento*) al di sotto del quale il plasma scompare, l'SCR si disinnesca e il punto di funzionamento si riporta nel tratto 1 della figura 3.6. L'SCR si può allora paragonare ad un interruttore la cui chiusura si può indurre applicando alla base di T_1 un impulso di corrente di ampiezza opportuna (figura 3.6). Quando il dispositivo si trova nello stato on c'è una piccola iniezione di portatori minoritari in tutte e quattro le regioni della struttura dell'SCR. La distribuzione della carica immagazzinata nelle quattro regioni è illustrata in figura 3.7.

La giunzione J_2 è polarizzata direttamente e i BJT del modello equivalente sono entrambi saturati. In questa situazione può fluire una grande corrente diretta e ai capi del dispositivo si presenta solamente una piccola caduta di tensione a causa della grande modulazione di conducibilità, rappresentata mediante distribuzione di carica immagazzinata (figura 3.7). La caduta di tensione durante la fase di conduzione del dispositivo è data approssimativamente dalla seguente relazione:

$$V_{AK(on)} = V_{J1} - V_{J2} + V_{J3} - V_n -$$

dove le tensioni V_J sono le cadute di tensione dirette delle giunzioni (da 0.7 a 0.9 V) e V_n - che è dell'ordine di poche decine di volt e indipendente dalla corrente che attraversa il dispositivo, è la caduta di tensione ai

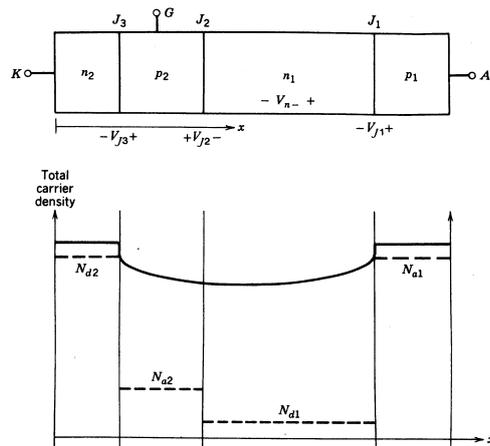


Figura 3.7: Distribuzione dei portatori in un tiristore durante la fase di turn-on.

capi della regione di diffusione. Per grandi densità di corrente, la caduta di tensione $V_{AK(on)}$ incrementa con l'aumento della corrente a causa della ricombinazione Auger e della riduzione della mobilità dei portatori che introducono una resistenza ohmica parassita. L'effetto netto di questi fattori è una resistenza nello stato on del dispositivo. Il passaggio inverso, dalla conduzione all'interdizione non può essere ottenuto quindi con un comando di gate. Si può dare una giustificazione di principio di tale impossibilità mediante lo schema equivalente di figura 3.8.

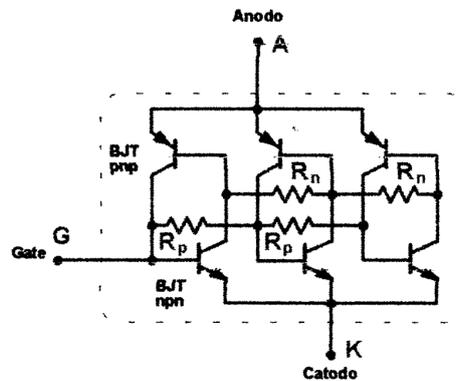


Figura 3.8: Schema interno equivalente di principio corrispondente alla struttura distribuita dell'SCR.

In tale schema è messo in evidenza la struttura dell'SCR, che si estende su tutta la piastra di silicio, può essere rappresentata con diverse *sezioni in parallelo* (anche se la struttura è unica e non è divisa in celle), connesse

tra loro da percorsi che presentano resistenze R_p e R_n . L'elettrodo di gate è di fatto connesso direttamente solo ad una di tali sezioni. Se si cerca di interdire l'SCR portando il gate a tensione V_{GK} negativa con corrente $I_G < 0$, a causa delle resistenze R_p si riesce ad interdire solo l'unità connessa al gate (o al massimo quelle immediatamente vicine) ma non le altre. L'SCR rimane quindi complessivamente conduttore.

Da quanto detto finora si intuisce che al variare della corrente di gate (I_G crescente) il tratto della caratteristica che precede l'innescò, si sposta verso sinistra (tratto 2, figura 3.9), dove è riportata anche la retta di carico relativa al circuito di figura 3.6, allo scopo di far vedere come sia possibile identificare la minima corrente di gate necessaria per l'innescò.

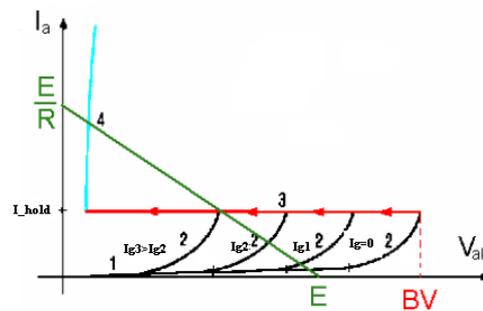


Figura 3.9: Caratteristica statica di un SCR con retta di carico.

Si può osservare dalla figura 3.9, che l'innescò dell'SCR avviene anche a tensioni anodiche molto basse, in corrispondenza delle quali il fenomeno descritto di ionizzazione può non risultare non sufficientemente efficace. E' chiaro allora che nella struttura dell'SCR debbono aver luogo anche altri fenomeni che ne favoriscono l'innescò anche in caso di basse tensioni. In pratica si tratta del fenomeno rigenerativo già descritto in precedenza che però può essere spiegato da un punto di vista leggermente diverso, senza necessità di utilizzare la struttura equivalente a due transistori complementari. Si supponga infatti di far scorrere attraverso la giunzione Gate-Catodo una corrente di lacuna per mezzo di una sorgente esterna. Per ragioni di neutralità di carica a tale flusso si deve accompagnare un flusso di cariche di segno opposto (elettroni) che però, invece di terminare sul Gate viene deviato verso l'Anodo, come mostrato in figura 3.10(a).

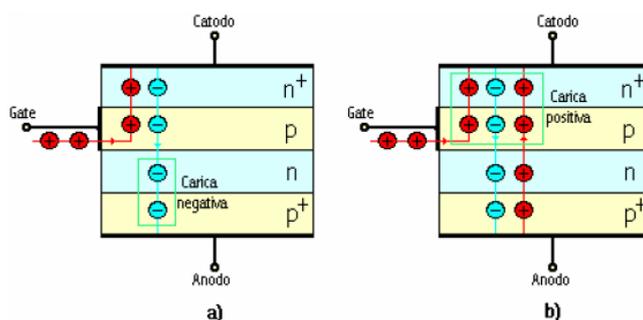


Figura 3.10: Formazione del plasma per ricerca di neutralità di carica.

Quest'ultimo flusso di elettroni, sempre per ragioni di neutralità di carica, dev'essere a sua volta accompagnato da un flusso di lacune nella zona di Anodo il quale a sua volta richiederà un flusso di elettroni nella zona di Catodo, non più elettricamente neutra (figura 3.10 (b)). Si innesca perciò un fenomeno di creazione di regimi paralleli di corrente di lacune ed elettroni che ricercando la neutralità di carica si spostano velocemente verso destra saturando di plasma il corpo dell'SCR.

3.4 Fase di accensione (Turn-on)

Un' importante limitazione è legata al modo in cui l'innesco si propaga attraverso la struttura geometrica del componente. Anche nel caso di passaggio allo stato di conduzione dell'SCR dovuto al superamento della tensione di break down diretta (*turn on by exceeding the breakover voltage*) e non a seguito di un impulso di corrente di gate, l'accensione normalmente non si estende all'intera superficie del componente. La corrente provoca in tal caso riscaldamenti localizzati eccessivi che possono portare alla distruzione del componente. L'innesco per eccessiva tensione diretta è quindi spesso distruttivo e viene evitato. Supponendo quindi di provocare l'accensione del dispositivo a mezzo di un opportuno comando sul Gate, la corrente anodica raggiunge pressoché istantaneamente il suo valore di regime. Tuttavia nei primi istanti di conduzione il fenomeno non interessa l'intera area delle giunzioni ma solo parte di essa; in una prima fase, la regione di catodo interessata alla conduzione è limitata a una piccola porzione attorno alla periferia della zona di gate e tutta la corrente anodica deve pertanto passare in questa piccola area accesa; ciò provoca un'elevata dissipazione locale di potenza che può determinare un surriscaldamento localizzato del catodo e la distruzione del dispositivo (figura 3.11).

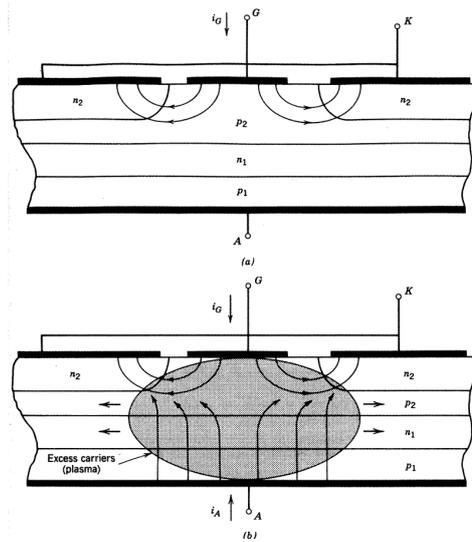


Figura 3.11: Crescita iniziale ed espansione laterale dei portatori in eccesso in un tiristore al turn on: a) iniezione di minoritari nella regione di base p_2 mediante corrente di gate, che da inizio all'azione rigenerativa per lo switching; b) area iniziale del turn-on e sua espansione laterale nelle vicinanze dell'elettrodo di gate subito dopo il tempo di ritardo $t_{d(on)}$.

Occorre quindi impedire che la corrente anodica aumenti troppo velocemente in modo da dare sempre alla giunzione il tempo per portarsi a regime. In altre parole la di/dt all'innescio va limitata (di solito con una piccola induttanza posta in serie all'anodo) e deve essere in ogni caso inferiore al valore massimo indicato dal costruttore. Le forme d'onda risultanti della corrente anodica e della tensione anodo-catodo all'accensione del dispositivo sono illustrate in figura 3.12.

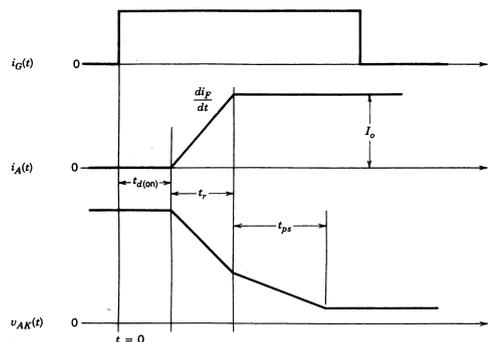


Figura 3.12: Forme d'onda della tensione e della corrente nel tiristore durante il turn-on.

Possono essere definiti tre distinti intervalli di tempo: $t_{d(\text{on})}$ (*tempo di ritardo del turn-on*), *il tempo di salita* t_r e *il tempo di diffusione (spreading time)* t_{ps} . Durante il tempo $t_{d(\text{on})}$ il tiristore è nello stato di blocco mentre la corrente di gate inietta l'eccesso di portatori nella regione p_2 (la base del transistor *npn* del circuito equivalente) nelle vicinanze del contatto di gate come illustrato in figura 3.11a. Questo eccesso di portatori aumenta il fattore di trasporto ($\alpha_1 + \alpha_2$) al di sopra dell'unità. A questo punto il tiristore è nello stato di *breakover* e cominciano ad essere iniettati elettroni in p_2 dalla regione di catodo n_2 e iniettate lacune dallo strato p_1 nello strato n_1 , nelle regioni vicine al gate, come illustrato in figura 3.11(b). Durante l'intervallo di tempo t_r una grande quantità di portatori in eccesso (plasma), si forma nelle regioni vicine al gate e si diffonde lateralmente attraverso la sezione del catodo prima che l'intera area di attraversamento del tiristore sia riempita con un eccesso di densità di portatori. Simultaneamente inizia ed aumenta l'iniezione di portatori dalla regione di anodo p_1 nella regione n_1 che forma la base del transistor *pnp*. Il tempo di salita della corrente è grande quanto basta alla corrente di anodo per raggiungere il suo valore costante dello stato on, in piccoli tempi significativi, che sono richiesti ai portatori in eccesso iniettati, di diffondersi lateralmente attraverso l'intera sezione della regione di catodo. Il raggiungimento del valore allo stato on della corrente di anodo segna la fine dell'intervallo di tempo di salita. Il tempo richiesto al plasma per diffondersi dalle regioni iniziali attorno ai terminali di gate all'intera sezione del dispositivo è chiamato tempo di diffusione del plasma t_{ps} . Spesso i valori di t_{ps} vengono dati in termini di velocità di diffusione del plasma e sono compresi tra i 20 e i 200 $\mu\text{m}/\mu\text{s}$. Per dispositivi aventi diametro di una decina di centimetri, t_{ps} può diventare di diverse centinaia di microsecondi per completare il turn on se il plasma deve diffondersi da un singolo elettrodo di gate. Grandi valori di corrente di gate durante gli intervalli $t_{d(\text{on})}$ e t_r vanno ad incrementare la sezione di area riservata la turn-on fornendo un gran numero di portatori in eccesso. Una grande area riservata al turn-on può ridurre il picco istantaneo di potenza dissipata. Per questa ragione vengono applicate grandi correnti al gate all'inizio dell'intervallo di turn-on e vengono gradualmente ridotte con il trascorrere del tempo.

Per migliorare la capacità del tiristore a sopportare elevate derivate temporali di corrente all'accensione, è necessario aumentare il perimetro del catodo a contatto con la zona di gate, e a tale scopo vengono costruiti tiristori con *gate distribuiti o interdigitati* (figura 3.13). È facile vedere come si possa ottenere una struttura di questo tipo integrando un tiristore ausiliario tra il gate principale G' e l'anodo. Il catodo K' del tiristore ausiliario è internamente connesso al gate G' e non è accessibile dall'esterno del dispositivo.

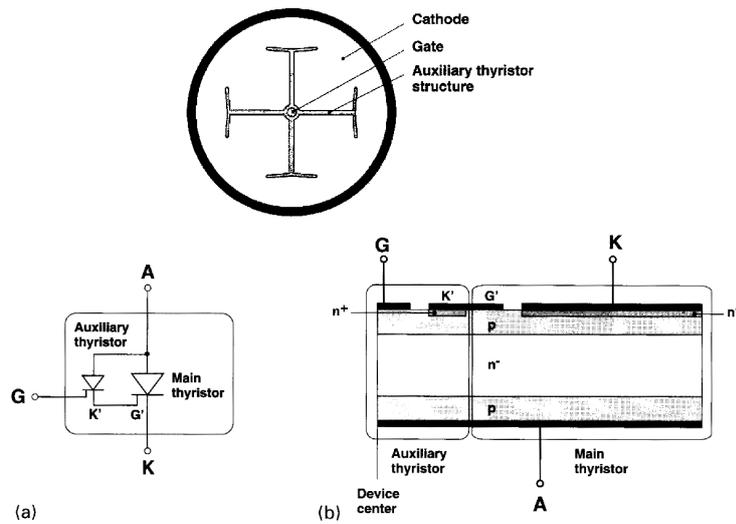


Figura 3.13: Tiristore con struttura a gate amplificato: a) circuito equivalente, b) layout.

Scopo di questa struttura è quella di estendere quanto più la regione periferica gate-catodo in modo da renderla confrontabile con l'area della regione di catodo. Più grande è la zona periferica gate-catodo e più grande è l'area iniziale di conduzione e quindi una grande capacità di variazione di/dt . Il tiristore ausiliario viene attivato tramite il normale segnale di gate e l'uscita amplificata di quest'ultimo, viene usata per comandare il tiristore principale come mostrato in figura 3.13. La struttura con gate amplificato consente di ottenere elevate caratteristiche dinamiche con valori tipici di dV/dt di $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ e di/dt di $500 \text{ A}/\mu\text{s}$ e consente di semplificare il progetto del circuito riducendo o minimizzando l'induttore limitatore di di/dt e i circuiti di protezione da dV/dt .

Un'altra limitazione all'uso dell'SCR deriva dalla presenza delle capacità parassite poste tra le giunzioni. Applicando infatti tra anodo e catodo una tensione a gradino, come ad esempio avviene all'accensione di una apparecchiatura elettronica contenente SCR, il ripido fronte di salita dV_{AK}/dt che ne consegue, transita attraverso tali capacità giungendo fino alla regione di Gate nella quale una iniezione di corrente può essere sufficiente a determinare l'innesco. Siccome una corrente di Gate costante può innescare l'SCR solo se la tensione anodica è sufficientemente elevata è ovvio che al crescere di V_{AK} decresce la dV_{AK}/dt massima applicabile. In pratica si ha una curva limite di non innesco che non deve essere mai superata durante l'inserzione della f.e.m. di alimentazione; pena l'innesco spontaneo dell'SCR.

3.5 Fase di spegnimento (Turn-off)

Come si è visto lo spegnimento dell'SCR avviene abbassando la tensione di alimentazione al di sotto del valore cui corrisponde I_{hold} . In realtà nei casi pratici si preferisce spegnere l'SCR invertendo addirittura la tensione anodica in modo da ottenere un passaggio più rapido e sicuro dalla fase di conduzione a quella di interdizione. In questo caso si ha un fenomeno transitorio la cui conoscenza è molto importante e rappresenta uno dei principali limiti dell'SCR. Invertendo infatti la tensione V_{AK} la corrente cambia verso di percorrenza e penetrando nelle giunzioni contribuisce all'annullamento delle cariche (plasma) che si erano accumulate durante la fase di conduzione. Tuttavia finché tale processo di annullamento delle cariche immagazzinate, che dura un tempo non trascurabile, non si è completato, l'SCR rimane ancora in conduzione. In altre parole per spegnere completamente l'SCR occorre attendere che sia trascorso un intervallo di tempo denominato *turn-off time*, solo al termine del quale, si può riapplicare una tensione di alimentazione positiva senza che l'SCR si ri-inneschi spontaneamente. Ciò ha lo scopo di consentire alle cariche residue immagazzinate nelle giunzioni dell'SCR di ricombinarsi. La commutazione di spegnimento, che avviene per annullamento della corrente ad opera del circuito esterno, presenta gli andamenti di figura 3.14.

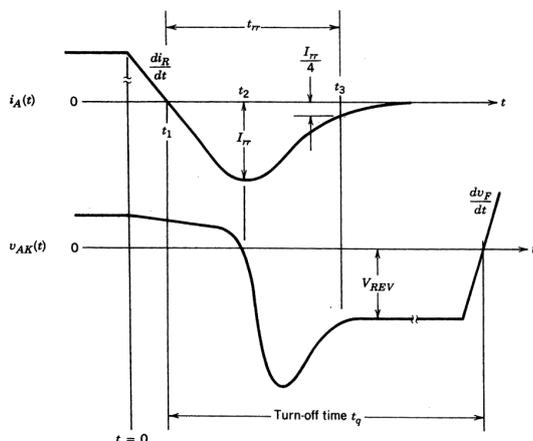


Figura 3.14: Forme d'onda di tensione e corrente di un tiristore durante la fase di tun-off. Non può essere riapplicata una nuova tensione (forward blocking voltage) al tiristore, prima che non sia trascorso un specificato periodo di tempo (recovery time t_q).

La corrente scende con una pendenza $-di_R/dt$ imposta dal circuito esterno; dopo l'annullamento essa si inverte fino a raggiungere in un tempo t_{ps} , un massimo negativo $-I_{RR}$. La corrente poi tende a zero e si riduce a -

$0.25 I_{RR}$ in un tempo t_{rd} . Durante il processo di inversione della corrente (*recovery*) si ha una sovratensione sull'SCR, causata dall'induttanza del circuito in cui esso è inserito. Il tempo di *recovery* è dell'ordine di qualche micro-secondo (intervallo t_1-t_3 di figura 3.14) ed è il tempo necessario per la rimozione di tutta la carica immagazzinata (figura 3.14). L'applicazione di una derivata di tensione positiva maggiore di un valore specificato dal costruttore prima che sia trascorso un intervallo di tempo pari a t_q , genera un impulso positivo di corrente anodica in grado di riaccendere il tiristore. La velocità di salita dV_F/dt deve essere limitata per non provocare accensioni improprie dell'SCR a causa delle correnti che le capacità interne potrebbero iniettare nelle basi dei due BJT che costituiscono il componente. Il tempo di *turn-off* (t_q), è l'intervallo compreso tra l'istante in cui la corrente nel tiristore si inverte e l'istante in cui il tiristore è in grado di ribloccare una tensione diretta. Quest'ultimo aumenta all'aumentare della temperatura di giunzione, del valore della corrente di conduzione diretta (*forward current amplitude*), della variazione di_R/dt (*rate of fall of forward current*), della variazione dV_F/dt (*rate of rise of forward blocking voltage*) e con i valori della tensione V_F (*forward blocking voltage*). E' da evidenziare inoltre, che in un tiristore standard, una corrente di gate negativa non riesce a spegnere il dispositivo perché la regione di catodo, in termini di area è molto più grande di quella del gate. Quando scorre una corrente negativa sul gate, questa determina cadute di tensione laterali (base-emettitore del transistor *npn*) che generano un assemblamento delle linee di corrente nella zona centrale del catodo (figura 3.15).

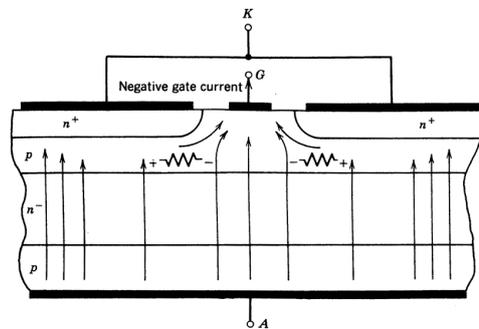


Figura 3.15: Distribuzione della corrente in un tiristore durante la fase di turn-off, con una corrente negativa applicata al gate.

Capitolo 4

Caratterizzazione dei tiristori di potenza

4.1 Effetti della disuniformità delle caratteristiche dei tiristori

La disuniformità delle caratteristiche dei tiristori ha un'importanza rilevante sul comportamento del componente, qualora si adottino collegamenti di più componenti in serie ed in parallelo. Nel caso di collegamento in serie è indispensabile che la tensione totale del ramo serie si ripartisca in modo uniforme tra i vari elementi in modo da poter utilizzare in maniera ottimale ogni singolo componente. Normalmente le caratteristiche dei tiristori, anche dello stesso tipo, non sono uguali, ma presentano una certa dispersione di valori intorno ad un determinato valore medio; inoltre le inevitabili differenze di temperatura che presentano i vari elementi nel normale funzionamento portano a sensibili diversità dei parametri. Nel funzionamento diretto in stato di conduzione di numerosi elementi in serie le cadute dirette possono essere lievemente diverse in relazione ai valori di tensione di soglia e alla resistenza di conduzione. Tale diversità si traduce in una differenza di perdite dirette e quindi in una disparità di perdite tra i vari elementi: è quindi necessario un certo margine nel proporzionamento termico del convertitore. Nel funzionamento in stato di blocco diretto e inverso il ramo è attraversato dalla corrente di blocco che può essere sensibilmente diversa da elemento ad elemento, ma soprattutto è fortemente influenzata dalla temperatura. Poiché la medesima corrente interessa tutti gli elementi della serie, le cadute di tensione possono essere molto diverse e assumere valori tali da sollecitare oltre il limite gli elementi con minore corrente di blocco e lasciare gli elementi ad alta corrente di blocco scarichi. Tale situazione può essere risolta attraverso degli opportuni partitori di tensione.

Il collegamento di più tiristori in parallelo si rende necessario quando

la corrente da comandare supera la capacità di manovra di una singola valvola. Nel funzionamento di questo tipo nascono problemi duali rispetto al funzionamento in serie. Il funzionamento in stato di blocco diretto o inverso non pone problemi in quanto ogni elemento è ugualmente sollecitato in tensione e le correnti di blocco fluiscono in modo indipendente l'una dall'altra. Nel funzionamento diretto in stato di conduzione le differenze delle cadute dirette a causa dei bassi valori della resistenza di conduzione, si traducono in squilibri inaccettabili non appena il numero degli elementi in parallelo aumenta. Per riportare la situazione entro limiti ragionevoli si possono seguire diverse vie:

1. Sovradimensionamento dei semiconduttori. Si accettano gli squilibri e si dimensionano tutti gli elementi nella misura del più sollecitato. Questa soluzione è adottata nel caso in cui il numero dei semiconduttori è basso.
2. Selezione dei semiconduttori. In fase di costruzione si selezionano i semiconduttori e si mettono in parallelo elementi con caratteristiche dirette simili, ovvero si fa una selezione per classi dei tiristori (in genere tra una classe e l'altra c'è una differenza di 0.1 V alla massima corrente), ammettendo uno squilibrio del 20-30% delle correnti tra i rami della struttura in cui essi vengono inseriti. E' una procedura semplice, economica e fornisce buoni risultati anche con un numero elevato di elementi in parallelo.
3. Inserzione di elementi di equilibramento. E' una soluzione costosa che richiede l'inserzione di elementi atti ad equilibrare la tensione sul singolo elemento semiconduttore.

Ecco quindi la necessità di dover analizzare il comportamento dei tiristori in funzione della temperatura, nel momento in cui essi vengono impiegati per la realizzazione di convertitori ovvero per applicazioni di "tipo parallelo". Come accade per tutti i dispositivi a semiconduttore, la temperatura influenza molto il loro funzionamento ovvero la caratteristica V-I relativa allo stato di conduzione.

4.2 Modelli per la caratterizzazione dei tiristori

Le grandezze elettriche e i valori di quest'ultime che caratterizzano tutti i dispositivi a semiconduttore sono intrinsecamente dipendenti dalla temperatura di giunzione dei componenti stessi. Normalmente i valori che vengono forniti, per esempio nei datasheets degli SCR, sono riferiti a due diverse temperature di giunzione, ovvero alla temperatura ambiente (25 C°) e al caso limite di alte temperature di esercizio (125 C°). Risulta sempre più difficile quindi per i progettisti massimizzare e determinare con un certo

grado di accuratezza, la corrente che attraversa un dispositivo quando la temperatura di giunzione devia verso valori differenti da quelli riportati nei datasheets. Oggigiorno la modellizzazione dei circuiti risulta essere un mezzo importante anche nella progettazione di applicazioni per l'elettronica di potenza. Applicazioni per la distribuzione e la trasmissione di energia richiedono analisi esplicite per l'ottimizzazione di prototipi e la produzione di unità. I modelli che vengono quindi scelti devono essere accurati e strettamente in linea con le specifiche del produttore. In particolare modo per i circuiti che fanno uso di SCR e diodi di potenza, dove sia la caduta di tensione diretta nello stato di conduzione (*On-State forward voltage drop*) che l'impedenza termica (*transient thermal impedance*) sono descritte da funzioni elaborate, sono stati sviluppati nel corso degli anni adeguati modelli matematici ([6, 7, 8, 9, 10, 11, 12]), per descrivere non solo le loro dipendenze dalla temperatura nelle normali condizioni di utilizzo del componente ma anche in particolari condizioni di sovraccarico o di surge.

4.2.1 Caratterizzazione classica

La caratteristica di conduzione (*On-State characteristic*) può essere modellata mediante i classici parametri ABCD. Una prima relazione matematica, basata su termini fisici, è la seguente [16] :

$$V_t = \left(\frac{nkT}{q} \right) \left\{ \ln \left(\frac{I_T}{I_S} \right) + \ln \left(\frac{A_1 A_3}{A_2} \right) \right\} + K_r \sqrt{I_T} I_T R_0 \quad (4.1)$$

dove

- n assume valori compresi tra 1 e 2 a seconda del livello di iniezione dei portatori minoritari;
- k costante di Boltzman
- T temperatura in gradi Kelvin
- I corrente istantanea
- I_s corrente di saturazione equivalente
- A_1, A_2, A_3 costanti fisiche del componente
- k_r costante di proporzionalità
- R_0 resistenza ohmica

Successivamente è stata sviluppata una versione più semplice ed utile nel campo dell'ingegneria [13, 17]:

$$V = V_0 (1 + \alpha T + \varepsilon T^2) + R_0 (1 + \beta T + \delta T^2) I_T + E_0 \left(\frac{2k}{q} \right) (273 + T) \ln(I_T) +$$

$$+F_0 (1 + \gamma T + \theta T^2) \sqrt{I_T} \quad (4.2)$$

dove $V_0, R_0, E_0, F_0, \alpha, \beta, \gamma, \theta, \varepsilon$ e δ sono parametri derivati da un particolare tiristore mediante regressione multipla dei punti sperimentali di tensione-corrente-temperatura. Nelle applicazioni di routine viene spesso utilizzata una forma più conveniente che è la seguente:

$$V_{TM} = A + B \ln(I_{TM}) + C I_{TM} + D \sqrt{I_{TM}} \quad (4.3)$$

Le costanti A, B, C, D derivano da funzioni matematiche che confrontano andamenti teorici ed osservati, delle curve di conduzione diretta del dispositivo a partire da bassi ad alti valori di corrente. Il primo termine è legato alla tensione di soglia di un diodo che è circa di 0.5 V (per il silicio); il secondo termine rappresenta la classica relazione logaritmica per una giunzione PN a bassi livelli di iniezione; il terzo termine invece rappresenta la caduta ohmica in un diodo o SCR; infine il quarto termine è legato alla caratteristica di emissione proposta in [18], secondo il quale, la regione intrinseca, superati determinati livelli di alta iniezione, è interessata da una caduta di tensione che è proporzionale alla radice quadrata della corrente. Molte volte viene utilizzata un'espressione lineare della V_{TM} che è valida solo in un particolare range di tensioni e correnti in cui si trova ad operare il dispositivo. L'espressione quindi diviene:

$$V_{TM} = V_{T0} + \frac{dV}{dI} I_{TM} = V_{t0} + r_T I_{TM} \quad (4.4)$$

dove $dV/dI=r_T$ è la pendenza della caratteristica (On-State), mentre V_{T0} è il punto di intersezione con l'asse delle ascisse (figura 4.1).

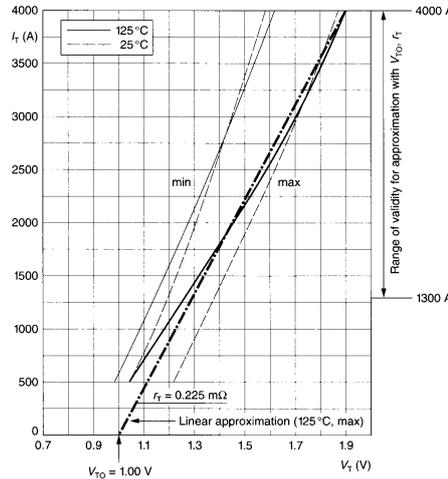


Figura 4.1: Tipica caratteristica On-State e sua approssimazione lineare mediante V_{T0} ed r_T [5].

In figura 4.2 sono riportate delle tipiche caratteristiche On-State; in questo caso si riferiscono ad esempio al tiristore 5STP 27H1800 prodotte da ABB.

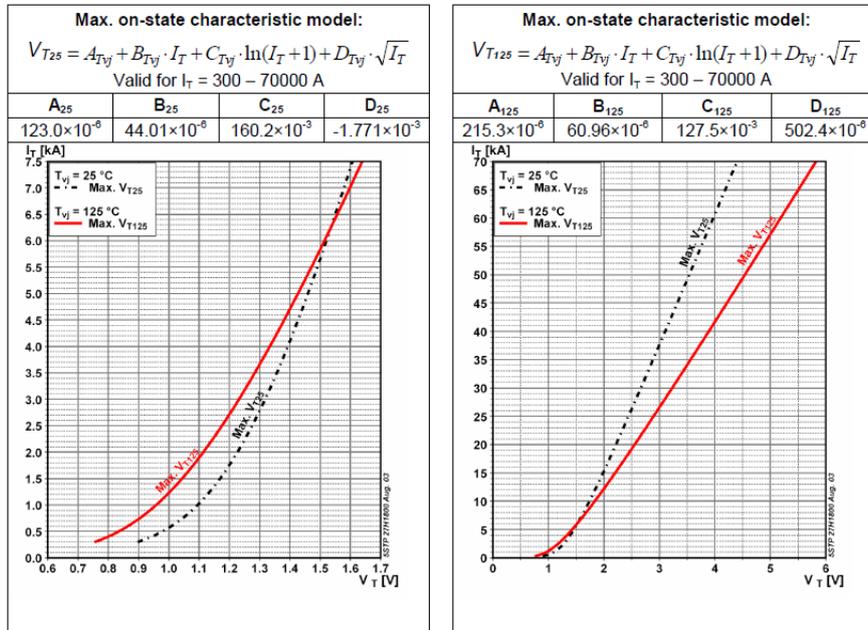


Figura 4.2: Tipiche caratteristiche On-State [5]: a) Caratteristica V-I per basse V_T ; b) Caratteristica V-I per alte V_T .

Non sono molti i costruttori che riportano nei loro datasheets le caratteristiche a diverse temperature di giunzione T_j , limitandosi quindi al comportamento del componente alle sole temperature di giunzione di 25 $^{\circ}\text{C}$ e 125 $^{\circ}\text{C}$, ovvero a temperature di esercizio abbastanza inusuali per le applicazioni in esame. Il modello a parametri ABCD, adottato anche nei datasheets, presenta una limitazione, legata al fatto che le curve da esso descritte non sono isotermitiche. Questo fa sì che non si possa determinare le variazioni della caduta di tensione durante lo stato on del dispositivo in funzione della temperatura. Per quanto riguarda l'impedenza termica del dispositivo, essa può essere rappresentata mediante quattro o cinque termini esponenziali che rappresentano le costanti di tempo più significative del transitorio termico del dispositivo. Con l'ausilio di programmi di simulazione come PSPICE e le equazioni che modellano il comportamento elettrico e termico del componente è possibile ottenere un modello elettro-termico per le applicazioni di elettronica di potenza che usano SCR o diodi; tale modello include gli effetti dinamici della temperatura di giunzione sulla caduta di tensione durante lo stato di conduzione.

4.2.2 Modellizzazione di un tiristore

Come proposto negli articoli [7, 8, 9, 10] diverse sono le strade che si possono adottare per modellare il transitorio termico di un tiristore oppure il suo comportamento elettrico. Per quanto riguarda il comportamento termico, la determinazione delle curve relative al transitorio prodotto dall'impedenza termica, si effettua con un'analogia elettro-termica; tale analogia descrive la diffusione del calore attraverso i vari strati costituenti il dispositivo a partire dalla zona attiva del semiconduttore fino al case, mediante delle resistenze e capacità termiche. Si può passare attraverso la soluzione delle equazioni che descrivono la diffusione del calore nei vari strati con l'ausilio di ipotesi semplificative [15], oppure attraverso la determinazione di un'espressione analitica che rappresenta il transitorio dell'impedenza termica [14]. Un'alternativa consiste nel seguire un approccio sperimentale interpolando i dati delle misurazioni con una serie finita di termini esponenziali come di seguito riportata:

$$Z_{thjc}(t) = R_{th1}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + R_{th2}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) + \dots + R_{th_n}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}}) \quad (4.5)$$

dove $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_n$ sono le costanti di tempo relative a ciascuna cella RC del circuito elettro-termico. Vi sono implementazioni in PSPICE dell'espressione 4.5 più o meno complesse a seconda che si vada a considerare la resistenza termica e la capacità termica relative a ciascuno strato dell'SCR o del diodo ([7]). Alcune tools sulla base di alcuni algoritmi di regressione permettono a partire dalla curva relativa al transitorio termico, di calcolare automaticamente le costanti di tempo relative alla rete RC per andare quindi ad implementare in un secondo momento il circuito PSPICE per ricostruire in modo adeguato il transitorio termico (figura 4.3 [7]). Con l'ausilio di altri software invece si riesce a modellare il transitorio termico servendosi dei parametri fisici del dispositivo, ovvero a partire dal diametro, dal materiale e dai vari spessori degli elementi costituenti ([10]).

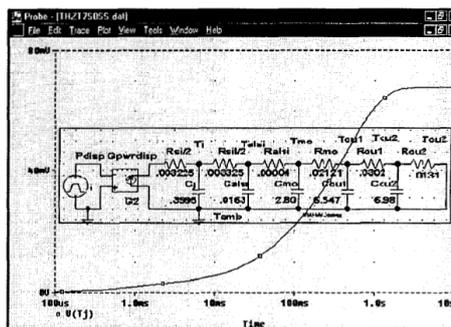


Figura 4.3: Circuito equivalente del comportamento termico di un tiristore e rappresentazione dell'andamento istantaneo di T_j mediante PSPICE ([7]).

Sono stati realizzati e testati anche dei modelli completi, ovvero che legano il comportamento elettrico e termico del dispositivo, servendosi sia della rete RC equivalente per descrivere il comportamento termico, che dell'equazione a parametri ABCD per rappresentare il comportamento elettrico [7, 9]. Il modello però non tiene conto della dipendenza di V_{TM} dalla temperatura (figura 4.4).

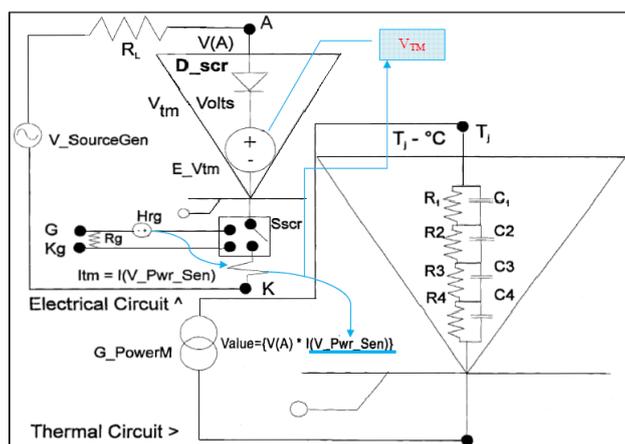


Figura 4.4: Rappresentazione di un modello accoppiato elettrico e termico in PSPICE [8].

Come si può vedere il circuito è costituito da una sorgente sinusoidale, da una resistenza di carico R_L e dal modello V_{TM} relativo ad un SCR, connesso tra i nodi A e K. Il modello relativo all'SCR consiste di un diodo (D_scr) e da un generatore di tensione controllato in tensione (E_V_{TM}) e un sensore di corrente (V_Pwr_Sen). La corrente nell'SCR è pari a: $I_{TM}=I(V_Pwr_Sen)$. Il modello elettrico dell'SCR fornisce la caduta di tensione diretta istantanea (On-State forward voltage drop) per ciascun valore della corrente di anodo. Questo è ottenuto mediante la misura della corrente $I(V_Pwr_Sen)$ e usando il modello ABCD per la V_{TM} (valore dichiarato in E_V_{TM}). Nella label V_{TM} è presente la seguente equazione in codice PSPICE:

$$V_{TM} = \{A\} + \{B\} * \ln(\text{abs}(I(V_Pwr_Sen))) + \{C\} * I(V_Pwr_Sen) + \{D\} * PWR(I(V_Pwr_Sen), 0.5) \quad (4.6)$$

(si veda la corrispondenza dei termini con l'equazione 4.3).

Per quanto riguarda il circuito termico, esso consiste di un generatore di corrente controllato in tensione (G_PowerM). Il valore di questa corrente (che rappresenta la potenza dissipata), viene controllata calcolando la

potenza istantanea dissipata nell'SCR ($V(A) \cdot I(V_Pwr_Sen)$). La corrente generata va quindi a pilotare una cascata di quattro o cinque celle RC parallelo, che rappresentano l'equivalente elettrico del circuito termico.

Sono stati compiuti degli ulteriori sviluppi su quest'ultimo modello, in modo da poter includere la dipendenza della tensione V_{TM} dalla temperatura [9], ovvero trovare un'equazione di V_{TM} come funzione della corrente di anodo (I) e della temperatura di giunzione (T_j). Questo metodo è definito V_{FIT} , acronimo che sta per V_{TM} Funzione di I e T (V_{TM} Function of I and T). Come descritto in [9], l'equazione V_{FIT} è del tutto empirica, ed è relativa a diodi di potenza ed SCR che lavorano ad alte correnti, dove può essere fatta un'approssimazione lineare della caratteristica V-I. Per l'equazione sperimentale si assume che: 1) la caduta di tensione varia linearmente con la temperatura di giunzione alle basse correnti, 2) la pendenza della caratteristica varia linearmente con la temperatura da basse a moderate densità di corrente ed aumenta con esponente positivo (tipicamente 1.1) alle alte correnti, 3) per la modellizzazione alle correnti di surge è richiesto un aumento dell'esponente, relativo alla temperatura di giunzione, da 1.1 a 1.25. L'equazione ottenuta quindi è la seguente:

$$V_{TM} = V_{c1} + M_{v1} * (T_j - T_c) + \\ + \{M_c + [(M_h - M_c)/(T_h - T_c)] * (T_j - T_c)^n\} * (I_{TM} - 1) \quad (4.7)$$

con:

- $T_c = T_{cold}$ (Temperatura del punto freddo), $T_h = T_{hot}$ (Temperatura del punto caldo)
- V_{c1} (valore di V_{TM} in corrispondenza di I_1 , relativo alla curva T_c)
- $M_{v1} = (V_{h1} - V_{c1}) / (T_h - T_c)$
- $M_c = (V_{c2} - V_{c1}) / (I_2 - I_1)$: pendenza della retta T_c
- $M_v = (V_{h2} - V_{h1}) / (I_2 - I_1)$: pendenza della retta T_h
- $I_1 = I_{low} = I_{TM}(AVG)$ (corrente media nel dispositivo)
- $I_2 = I_{high} = 20 * I_{TM}(AVG)$
- n : esponente che indica una variazione più che lineare con la temperatura di T_j (tipico valore pari a 1.1)

dove il significato dei vari termini è dedotto dalla figura 4.5.

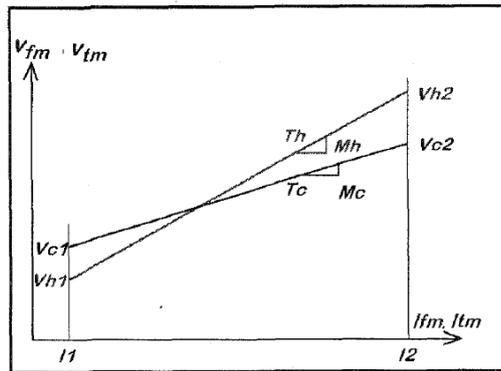


Figura 4.5: Diagramma relativo all'equazione V_{FIT} [9].

Come si può vedere l'equazione 4.7 rappresenta in qualche modo un fascio proprio di rette, ovvero si presenta nella forma $y = m(k)x + q(k)$, dove sia il coefficiente angolare che il termine noto dipendono dal parametro k . Mettendo a confronto le due equazioni, il termine k risulta essere pari alla temperatura di giunzione T_j o meglio alla quantità $(T_j - T_c)$ in quanto, una volta fissata la temperatura T_c , al variare di T_j cambia il coefficiente angolare della retta e quindi si ottengono i diversi andamenti di $V_{TM} = f(T_j, I_{TM})$ (figure 4.6 e 4.7).

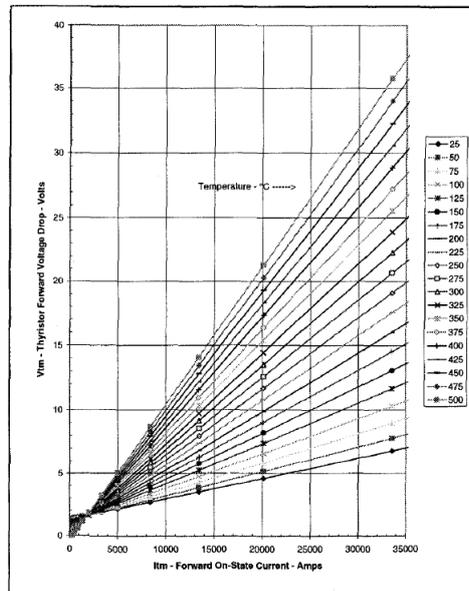


Figure 4.6: Andamenti di V_{TM} (Forward Voltage Drop) ottenuti con l'ausilio dell'equazione 4.7 ([7]) e del modello di figura 4.7.

Per poter utilizzare l'espressione V_{FIT} ad una determinata temperatura

T_j , devono essere fissati i punti (caldo e freddo) ovvero le temperature T_c e T_h . Non solo, devono essere fatte delle misure per poter determinare i parametri M_c , M_h , M_{v1} e V_{c1} in quanto si devono conoscere le coppie (V_{c1}, I_1) , (V_{h1}, I_1) e (V_{c2}, I_2) , (V_{h2}, I_2) , come precedentemente illustrato. Ulteriori sviluppi della 4.7 consistono nel modificare il termine $(T_j - T_c)$ con esponenti di diversa natura che includono una dipendenza lineare dalla temperatura di giunzione T_j ([9]) come di seguito riportato:

$$\begin{aligned}
 V_{TM} = & V_{c1} + M_{v1} * (T_j - T_c) + \\
 & + \left\{ M_c + [(M_h - M_c)/(T_h - T_c)] * (T_s + (T_j - T_s))^{(1.15 + (0.11/135)*(T_s - 25))} - 25 \right\} * \\
 & *(I_{TM} - 1)
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

$$\begin{aligned}
 V_{TM} = & V_{c1} + M_{v1} * (T_j - T_c) + \\
 & + \left\{ M_c + [(M_h - M_c)/(T_h - T_c)] * (T_s + (T_j - T_s))^{(1.15 + (0.11/191)*(T_j - 117))} - 25 \right\} * \\
 & *(I_{TM} - 1)
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Come si può notare dalla figura 4.5, l'equazione 4.9 può essere utilizzata per implementare in PSPICE il modello che integra il comportamento elettrico e termico di un tiristore (figura 4.7).

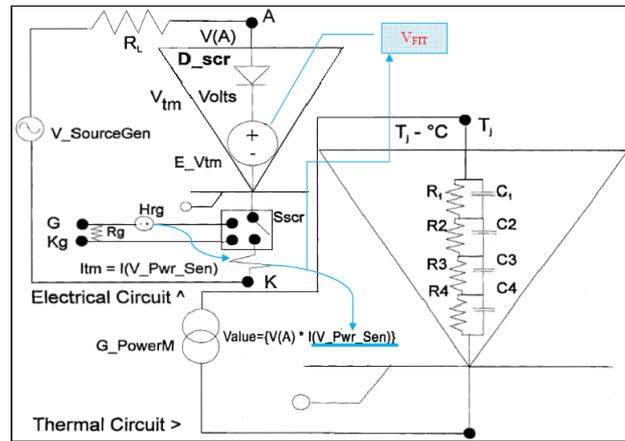


Figure 4.7: Circuito PSPICE relativo al modello V_{FIT} ([7]).

La struttura è identica a quella già vista in figura 4.4, ma diversamente dalla figura 4.4, l'etichetta V_{FIT} si riferisce alla seguente espressione in codice PSPICE:

$$V_{FIT} = 1.25 + (0.000113 + \{PS\} * (T_{-}Amb) + (V(T_j, 0) - \{T_{-}Amb\}^{\wedge} (1.2 + \{PE\} * \\ * (V(T_j, 0) - 117 - \{T_{-}Amb\})) - 25) * (I(V_{-}Pwr_{-}Sem) - 1500)$$

dov'è presente una certa correlazione con i termini dell'equazione 4.9 ($T_{-}Amb = T_j$; $I(V_{-}Pwr_{-}Sem)$: value statement che indica la corrente I_{TM} ; $I_1 = 1500$ A; $\{PE\} = (0.11/191)$; $V_{c1} + M_{v1}(T_j - T_c) = 1.25V$; $M_{v1} = 0.000113$ V/A). In questo modello è quindi presente la dipendenza di V_{TM} dalla temperatura T_j .

4.3 Approccio al problema

Dopo una prima analisi dei modelli proposti in letteratura appare evidente che per cercare di descrivere il comportamento elettrico e termico di un tiristore per diverse T_j , è necessario un approccio di tipo empirico, questo perché la mancata conoscenza dei parametri A, B, C, D, non permette poi di riutilizzare i modelli PSPICE precedentemente illustrati. Anche la soluzione adottata per la determinazione dell'equazione 4.7 (come descritto precedentemente e in [9]), non si rende utile al nostro caso in quanto anche se si cerca di replicare la sequenza delle misure previste, a correnti ben più basse (range di valori in cui si vuole studiare il comportamento del componente), si riesce a descrivere in qualche modo la dipendenza di V_{TM} dalla temperatura in termini di variazione di V_{T0} ed r_T dalla stessa, ovvero si lavora con le caratteristiche idealizzate, perdendo ogni informazione sull'andamento reale. Pensare di estendere quindi alle basse correnti un procedimento valido in particolari condizioni di utilizzo del tiristore (condizioni di sovraccarico o di surge), ipotesi sotto le quali la caratteristica è approssimabile con un andamento rettilineo [9], porta a compiere un grave errore in quanto la dipendenza V-I è del tutto non lineare nel campo di variazione della corrente compreso tra i $0.5 \div 2.5$ kA. È stato pensato quindi un approccio di tipo sperimentale per caratterizzare dal punto di vista elettrico e termico un tiristore e per studiare poi il comportamento di più componenti dello stesso tipo una volta connessi in parallelo. Per poter fare questo è però necessario identificare i parametri che si possono determinare mediante delle semplici misure. Viste le già citate problematiche relative alla connessione in parallelo di più tiristori, prima delle quali, la diversa ripartizione delle correnti nei vari rami, appare in evidenza l'importanza che gioca la resistenza offerta dal componente, in relazione alla corrente che lo attraversa durante la fase di conduzione. I tiristori infatti sono componenti del tipo NCT (*Negative Coefficient of Temperature*), ovvero diminuiscono

la loro resistenza all'aumentare della temperatura di giunzione. Di conseguenza la corrente durante la fase di conduzione aumenta incrementando nuovamente la temperatura e innescando una reazione a catena che può portare alla distruzione del componente stesso. Il modello PSPICE visto precedentemente (figura 4.4) che fa uso dell'equazione 4.3, risulta essere troppo approssimato e non si presta bene ad essere utilizzato per valutare l'adoneità alla connessione in parallelo, di componenti. Quindi pur basandosi su un approccio consolidato come quello definito dalla relazione 4.3, si è cercato di introdurre la dipendenza dalla temperatura mediante un set-up sperimentale, per sfruttare i rilievi di tensione e corrente a diverse temperature di giunzione, in modo da poter determinare successivamente, mediante operazioni di fitting dei dati sperimentali così ottenuti, la dispersione con la temperatura dei parametri A, B, C, D, usati per descrivere la caratteristica V-I di un tiristore. Questo approccio inoltre potrebbe risultare utile anche per avere informazioni più dettagliate sulle perdite di conduzione e di commutazione del componente, con una più ampia variabilità della temperatura di esercizio e anche nelle diverse modalità di raffreddamento dello stesso, nel momento in cui fossero previste. Accanto a questi aspetti si potrebbe definire anche il comportamento termico del componente, ovvero delineare con un approccio diverso dall'uso dei datasheets, una possibile rete elettrica equivalente, in termini di resistenza e capacità termica (R_{th} , C_{th}) per caratterizzare l'impedenza termica Z_{th} del componente. La realizzazione del set up sperimentale che permette di valutare il comportamento della V_{tm} in funzione della temperatura e della corrente che interessa il componente, è oggetto del prossimo capitolo.

4.4 Uso e verifica del modello

La modellizzazione del tiristore prevista vuole essere in qualche modo uno strumento di integrazione e generalizzazione di quanto i datasheets riportano e di ciò è già stato determinato o affrontato in azienda. Ovviamente la procedura prevista deve essere di facile esecuzione, impiegare il minimo numero di risorse e allo stesso tempo essere efficace. Sicuramente è un modo per analizzare le problematiche che con il solo ausilio dei datasheets non si riuscirebbe a fare: per esempio studiare la dispersione delle caratteristiche con la temperatura e capire in qualche modo che relazioni intercorrono tra i vari parametri A, B, C, D in funzione della stessa o dei componenti che vengono presi in considerazione. I risultati che si possono ottenere dalla modellizzazione prevista, permetteranno ad esempio, di determinare o integrare un modello già esistente che rispecchi il comportamento reale di un tiristore; ovvero nel momento in cui mediante delle misure si stabilisce che il componente ha un preciso comportamento, il modello dovrà essere in grado di riprodurre lo stesso. L'operazione di fitting è fondamentale per la

modellizzazione in quanto permette di trovare le curve che più approssimano la caratteristica V-I. Potrei per esempio ottenere due curve descritte da due distinte funzioni in cui i A, B, C, D presentano una dispersione lineare piuttosto che parabolica in funzione della temperatura e vedere quindi se quest'ultime possono essere usate per rappresentare il comportamento di altri componenti, oppure dello stesso componente in cui sono previste però delle modalità di raffreddamento diverse. Dalla dispersione dei parametri che descrivono la caratteristica di conduzione posso quindi stabilire:

- quali componenti possono essere connessi in parallelo e quali no;
- determinare quale deve essere la fascia di attendibilità (intesa come curve limiti) per avere una famiglia di componenti che presentano le stesse caratteristiche di conduzione;
- indagare quali sono i parametri che manifestano maggiori diversità o determinare la banda di variazione degli stessi, mettendo a confronto componenti che vanno in fuga termica e non.

Capitolo 5

Il sistema di misura

5.1 Prime considerazioni

Come detto nel Capitolo 4, dovendo sviluppare un modello statico del componente, ovvero tralasciare in un primo momento il fenomeno delle commutazioni servendosi di rilevamenti sperimentali, il primo passo è stato quello di pensare ad un semplice set up di misura che impiegasse un numero limitato di risorse (strumenti, componenti) reperibili in azienda e che permettesse allo stesso tempo di raggiungere gli obiettivi previsti. Vista la dipendenza della caduta di tensione ai capi del dispositivo dalla temperatura e dalla corrente, è stata studiata una forma d'onda opportuna di quest'ultima che soddisfacesse ai seguenti requisiti:

1. Fronti di variazione lenti per limitare gli effetti dinamici e consentire il mantenimento di un regime termico.
2. Una frequenza adeguata: non troppo elevata perché altrimenti entrano in gioco le perdite di commutazione e né troppo bassa perché diversamente il componente potrebbe raffreddarsi tra una fase di conduzione e la successiva.
3. Possibilità di controllare in modo semplice il valore efficace di corrente agendo sulla forma d'onda originaria.

Con le caratteristiche pensate si sarebbe riusciti quindi, a valutare la caduta di tensione durante la fase di conduzione del componente (V_{ak}) ad una determinata temperatura e corrente ed agendo poi sulla forma d'onda di quest'ultima si avrebbe avuto la possibilità di modificare il suo valore medio e quindi il valore efficace, una volta definite le condizioni del sistema di raffreddamento, portando così il componente a lavorare in diverse condizioni di regime termico.

Un possibile set up di misura potrebbe essere così composto da:

1. Un oscilloscopio per monitorare tensioni e correnti istantanee e con possibilità di salvataggio dei dati.
2. Sonde per misure di temperatura.
3. Generatore di correnti di forma e frequenze impostabili con possibilità di regolazione del valore efficace.
4. Multimetro.
5. Tiristori in prova.

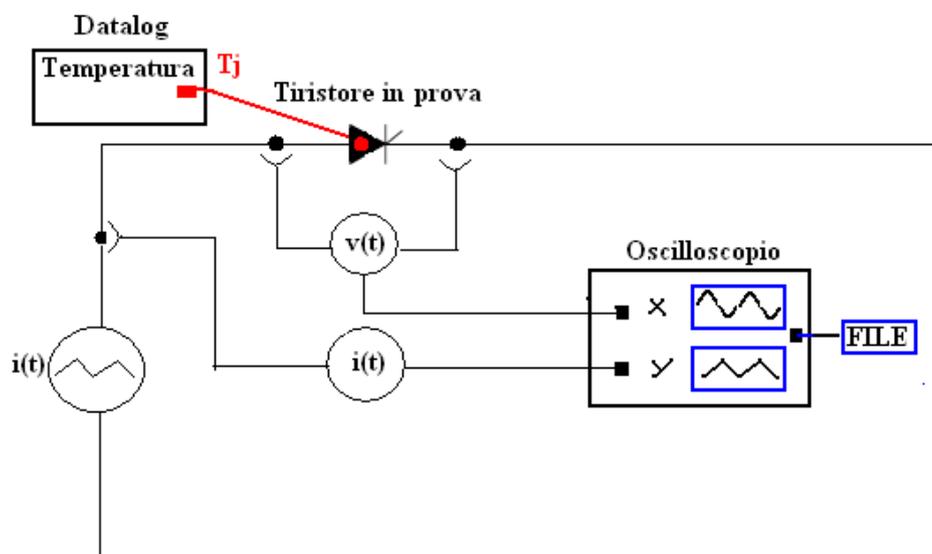


Figura 5.1: Schema di principio di un possibile set up sperimentale.

Una forma d'onda di tipo triangolare poteva prestarsi bene ai requisiti richiesti; con una variazione della pendenza si sarebbe riusciti a cambiare il valore efficace e medio, portando così il componente a funzionare a diverse temperature di giunzione. Questa scelta è stata però da subito abbandonata in quanto nella realtà poi, non esistono strumenti che mi permettono di ottenere forme d'onda di questo tipo quando le correnti in gioco sono elevate.

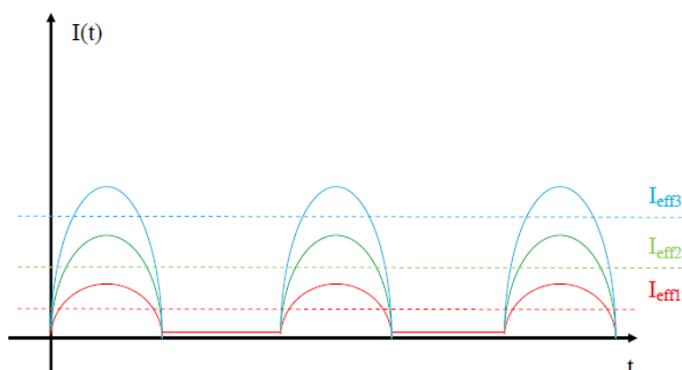


Figura 5.2: Possibili andamenti della corrente di prova.

Tra le varie soluzioni realizzabili, quella che è risultata più conveniente sia per la facilità di realizzazione che per le caratteristiche della prova, è presentata in figura 5.3. Con questa soluzione si avrebbero ottenuto delle forme d'onda di corrente simili a quelle di figura 5.2; tipici andamenti di corrente “raddrizzata” il cui valore efficace potrebbe essere cambiato per esempio agendo su un eventuale carico resistivo posto in serie al componente in prova. Il set up di figura 5.3 poteva essere utilizzato per esempio per testare una coppia di tiristori in antiparallelo (nel caso di sorgente monofase) o addirittura tre coppie di tiristori in antiparallelo, nel caso in cui si disponesse di una alimentazione trifase. C'è ovviamente da tener conto della componente induttiva, legata essenzialmente ai collegamenti tra sorgente e tiristori (come evidenziato nel circuito); il carico resistivo R (variabile) da porre in serie alla coppia di componenti dovrebbe essere dimensionato in base alla corrente massima che essi sono in grado di condurre e in modo tale da ottenere un adeguato fattore di potenza.

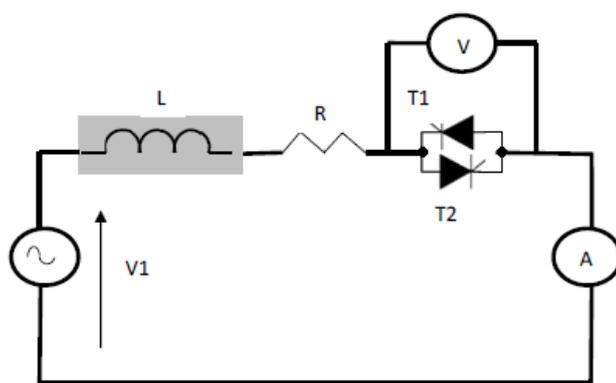


Figura 5.3: Prima ipotesi di set-up sperimentale.

Una seconda possibile soluzione circuitale, nel momento in cui l'eccessiva dissipazione di potenza avrebbe potuto creare dei problemi, è quella riportata in figura 5.4:

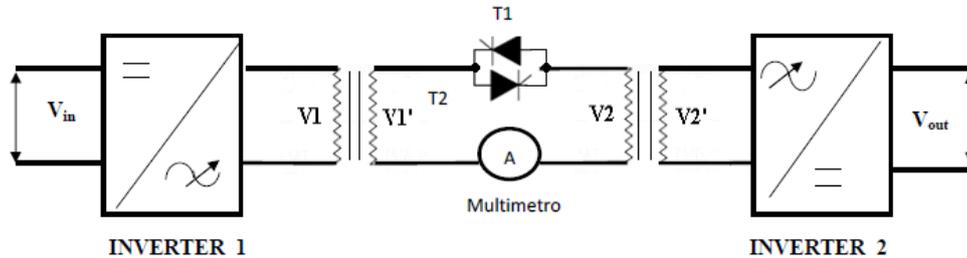


Figura 5.4: Seconda ipotesi di set-up sperimentale.

Tale circuito prevedeva l'utilizzo di due inverter; uno funzionante come "generatore" e l'altro come "carico". L'accoppiamento tra la coppia di tiristori in prova (o il singolo tiristore) e gli inverter si sarebbe realizzata attraverso dei trasformatori; variando la tensione in uno dei due inverter si sarebbe potuto controllare la corrente nei tiristori. Lo svantaggio di questa soluzione poteva essere legata alla reperibilità degli inverter e dei trasformatori, che potevano consentire una flessibile regolazione della corrente nei tiristori. Anche in questo caso la reperibilità di un eventuale inverter trifase avrebbe reso possibile il test di sei componenti alla volta. Un'ultima soluzione idealizzata è rappresentata in figura (5.5).

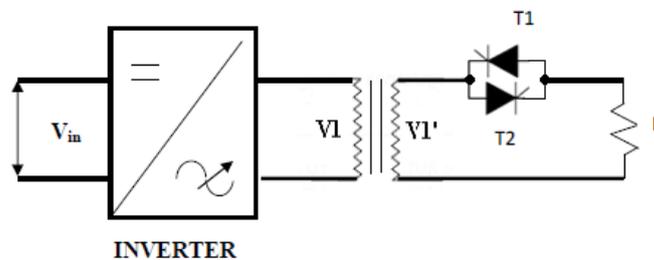


Figura 5.5: Terza ipotesi di set-up sperimentale.

In questo caso si doveva disporre di:

- Un inverter (mono/trifase).
- Un trasformatore abbassatore (mono/trifase) alimentato dal suddetto inverter con corrente nominale maggiore o uguale a quella sostenibile dai tiristori, in modo da poter ottenere elevate correnti senza sovradimensionare quest'ultimo.

- 1 resistenza (caso monofase) o 3 resistenze (caso trifase) (eventualmente variabili), necessaria/e per avere un fattore di potenza elevato e un campo di variazione dell'angolo di accensione α maggiore.
- 1-2 tiristori di prova (caso monofase) o 6 (caso trifase), gestiti da un'opportuna circuiteria di pilotaggio in modo tale che l'angolo di accensione fosse lo stesso (nel caso di coppie di tiristori), in modo tale da non avere componente continua di corrente tale da portare in saturazione il nucleo del trasformatore.

5.2 Scelta del set up di misura

La scelta del set-up di misura è stata alla fine condizionata dal tipo di apparecchiature e tiristori reperibili in azienda, in parallelo alle tempistiche necessarie per l'organizzazione delle misure e per l'assemblaggio dell'intero set-up; un'ulteriore attività quindi da inserire all'interno dell'organizzazione aziendale. Ciò di cui avevo bisogno erano quindi dei tiristori in prova e per la loro caratterizzazione, delle correnti elevate dell'ordine dei 2000 A efficaci e con caratteristiche simili a quanto già descritto nel paragrafo precedente; in qualche modo si voleva adottare un set up simile a quello riportato in figura 5.3. Uno schema di principio di ciò che poi è stato realizzato è riportato in figura 5.6, dove sono stati presi in considerazione per la caratterizzazione, sei dei dodici tiristori costituenti il convertitore trifase SPDM che andavano a realizzare il ponte di Graetz (vedi in seguito sezione 5.2.1) e si è fatto uso di una catena di trasformatori trifase in modo che a partire dalla tensione di 380-400 V (trifase) si arrivasse ad alimentare i tiristori con tensioni e correnti opportune ($10-15 V_{picco}$, 2000 A (RMS)).

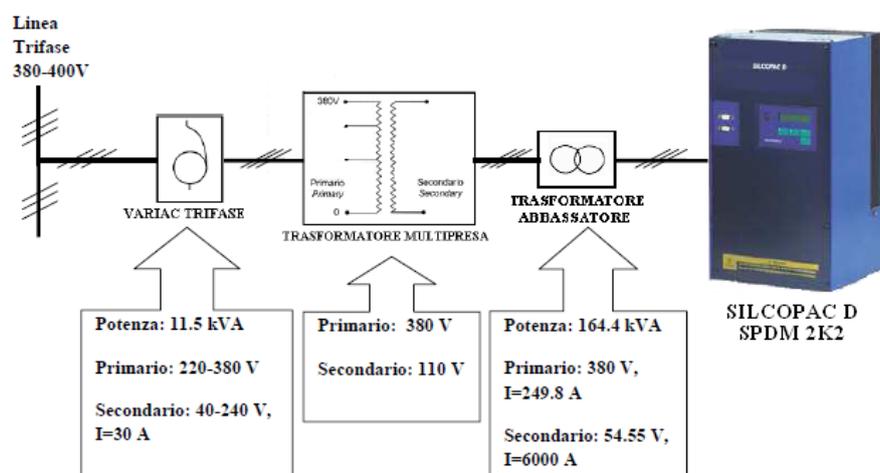


Figura 5.6: Set up di misura adottato:schema di principio.

Sono stati impiegati quindi i seguenti apparati:

- Un convertitore trifase AC/DC SPDM 2K2 (figura 5.6).
- Una catena di trasformazione (figura 5.6 e 5.7), costituita da: un variac trifase, un trasformatore trifase multipresa e un trasformatore trifase abbassatore.



Figura 5.7: Catena di livellamento della tensione: variac (a sinistra), trasf. multipresa (al centro), trasf. abbassatore (a destra).

Sono stati impiegati inoltre i seguenti strumenti di misura:

- Un oscilloscopio digitale SEFRAM DAS 1400 (figura 5.8): campionamento fino a 1 Mega sample/s, larghezza di banda 100 kHz.
- Un datalogger: KEITHLEY 2700 (figura 5.8).



Figura 5.8: Datalogger (a sinistra), Oscilloscopio (a destra).

5.2.1 L'SPDM

L'oggetto in esame sul quale sono stati compiuti i rilievi sperimentali è il convertitore AC/DC SPDM 2K2. Questa applicazione fa parte della famiglia SILCOPAC D, ovvero dei convertitori compatti a ponte di Graetz trifase o monofase, con tensioni di ingresso da 400-950 V ac ed elevate prestazioni di precisione e risposta dinamica, per il comando di motori c.c fino

a 4000 A (figura 5.9). In passato i motori cc erano largamente usati in tutte le applicazioni industriali nei campi della matallurgia, cartiere, cementifici, gru; oggi l'uso dei convertitori ac/cc viene fatto principalmente nei "re-vamping". Tra le nuove applicazioni rimane qualche nicchia: Regenerative Braking, dove l'uso dei ponti a tiristori per l'alimentazione degli inverter di grosse potenze è abbastanza diffuso data l'economicità della soluzione e nella prepulsione navale.



Figura 5.9: Linea SILCOPAC-D [19].

Tutti i convertitori della linea sono completamente digitali: le funzioni di controllo e regolazione, fino al comando di accensione dei tiristori sono eseguite da un μP a 16 bit, inoltre tali applicazioni sono insensibili alla frequenza di rete e al senso ciclico delle fasi; sono previsti per funzionare a 2 o a 4 quadranti. Nel funzionamento a 2 quadranti il ponte di Graetz è composto da 6 tiristori; la coppia del motore è diretta in un solo senso di rotazione, predeterminato. Nel funzionamento a 4 quadranti il ponte è composto da 12 tiristori connessi in antiparallelo; la coppia può essere diretta in entrambi i sensi.

Sono disponibili diverse taglie di convertitori:

- Taglia I: 30, 60, 80, 110 A
- Taglia II: 160, 200, 250, 350 A
- Taglia III: 450, 500, 600 A
 - Taglia IIIIL: 750, 850, 1100 A
 - Taglia IIIILL: 1000, 1100 A
- Taglia IV: 1500, 1650, 1700, 2100 A
- Taglia V: 2200, 2500, 3100, 3600, 4000 A

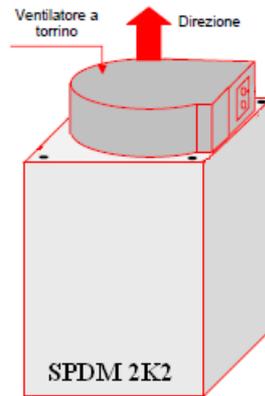


Figura 5.10: Sistema di ventilazione dei convertitori di Taglia V [19].

Il convertitore SPDM 2K2 preso in considerazione per le prove presentava le seguenti caratteristiche:

Silcopac D tipo	Taglia	Corrente nominale	Perdite W	Ventilatore	Rete di alimentazione potenza					
					G	H	K	W	M	N
		A CC			380-500V	600V	690V	750V	850V	950V
Modalità di funzionamento: quattro quadranti (reversibile)										
SPDM2K2Rx	V	2200	7800	400V 3f 50Hz 1,7A			X	X	X	
SPDM2K5Rx		2500	8900		X		X	X	X	
SPDM3K1Rx		3100	11000	440V3f 60Hz 2A	X		X	X	X	
SPDM3K6Rx		3600	12700		X		X	X	X	
SPDM4K0Rx		4000	14100		X		X	X	X	
Note:		V_{in}	V_{out}	Cos ϕ 1: (tipico, max)	$\cos \phi 1 \cong \frac{U_{d.c.}}{1.35 \cdot U_{vo}}$ 0.86 SPDM a 2 quadranti 0.78 SPDM a 4 quadranti Dove U_{dc} =Tensione di uscita, U_{vo} =Tensione di alimentazione a vuoto					
x=G	3x400 V	420 Vcc								
	3x440 V	460 Vcc								
	3x460 V	480 Vcc								
	3x500 V	520 Vcc								
x=H	3x600 V	630 Vcc								
x=K	3x690 V	720 Vcc								
x=W	3x750 V	800 Vcc								
x=M	3x850 V	9000 Vcc								
x=N	3x950 V	1000 Vcc								

Tabella 5.1: Caratteristiche riassuntive dei convertitori della Taglia V [19].

Come si può vedere dalla tabella 5.1, per questa applicazione, come tutte quelle appartenenti alla Taglia V, è previsto un sistema di raffreddamento dei tiristori mediante ventilazione forzata, ovvero viene predisposto un ventilatore per il raffreddamento dei componenti che viene montato sul convertitore (figura 5.10).

La struttura interna del convertitore in esame la si può vedere in figura (5.11, [19]).

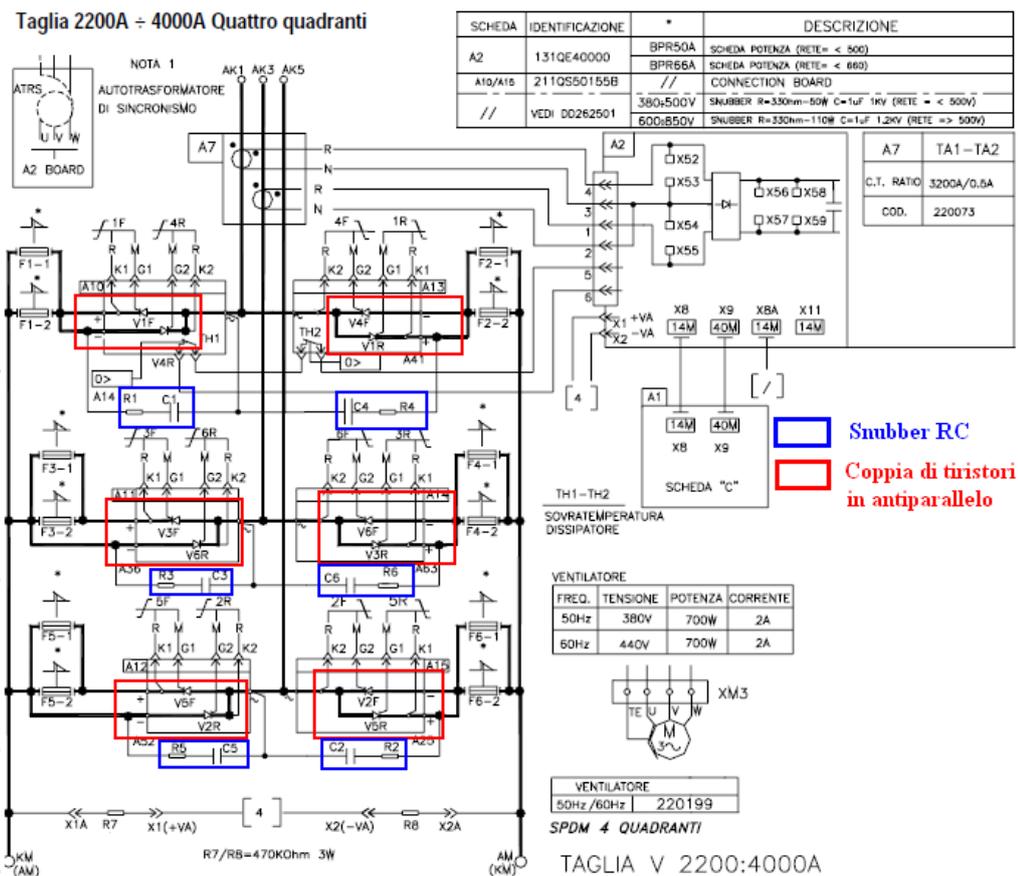


Figura 5.11: Schema elettrico della sezione di potenza relativo all’SPDM 2K2 [19].

Come descritto precedentemente, per quanto riguarda la sezione di potenza dell’ SPDM 2K2R (funzionamento a quattro quadranti), essa consiste di 12 tiristori (AT 665 (Poseico) [20]), connessi in antiparallelo che presentano le seguenti caratteristiche: $I_{AVG}=1545$ A, V_{DRM} (V_{RRM})(Repetitive Voltage)=2800 V, I_{TSM} (Surge Current)=30 kA. Sono presenti ovviamente i fusibili di protezione per la parte di potenza (fusibili interni disposti sui rami del ponte di Graetz) e quelli relativi ai componenti, inoltre per ciascuna coppia di tiristori è previsto un circuito di snubber RC ($R=33$ Ohm (50 W), $C=1\mu F$ (1 kV)) (figura 5.11). Nel vano centrale del convertitore sono disposti complessivamente sei stacks, ciascuno dei quali contiene due o quattro tiristori del tipo precedentemente descritto (a seconda del funzionamento reversibile o meno del convertitore (figura 5.12), ciascuno montato sulle barre di potenza e fissato al proprio dissipatore (radiatore) tramite un opportuno clamp (figura 5.13). Nel vano inferiore invece è presente la scheda relativa al comando accensione dei tiristori (Scheda P, figura 5.12(b))

e quella relativa al controllo di corrente del convertitore (Scheda C, figura 5.12 (b)).

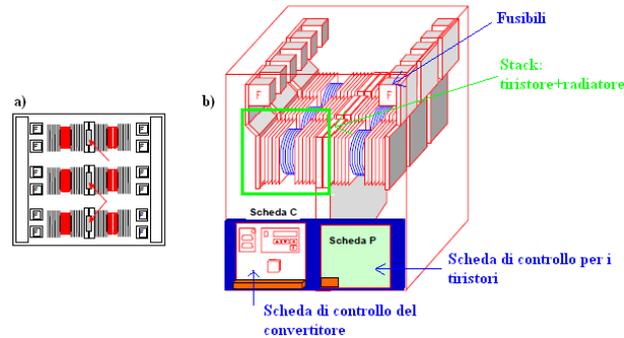


Figura 5.12: Struttura SPDM 2K2: a) Vista dall'alto b) Interno.

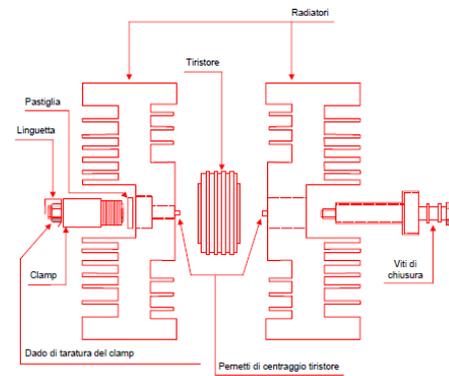


Figura 5.13: Clamp.

Il controllo della corrente in parallelo all'accensione dei tiristori viene eseguito mediante un controllo a retroazione dove i principali blocchi costituenti sono riportati nello schema di figura 5.14 .

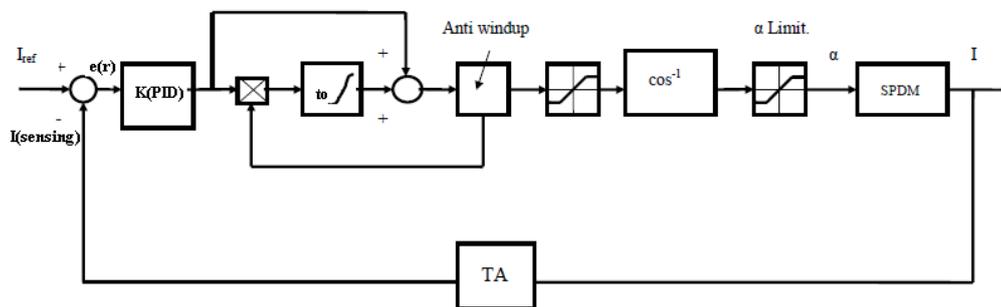


Figura 5.14: Schema a blocchi del regolatore di corrente.

Il sensing della corrente viene fatto attraverso delle opportune sonde (TA) che sono inserite all'interno dell'SPDM; il segnale di errore (e_r) così ottenuto dal confronto tra il valore di riferimento (valore desiderato) e il segnale di retroazione ($I_{sensing}$), viene processato da un regolatore PID (K_{PID}) che provvede, tramite dei blocchi limitatori, di condizionamento e anti windup, a fornire il corretto segnale di accensione (α) ai tiristori del convertitore.

5.3 Realizzazione

Il convertitore SPDM è stato opportunamente adattato in modo tale da poter procedere con la caratterizzazione di sei tiristori AT655.

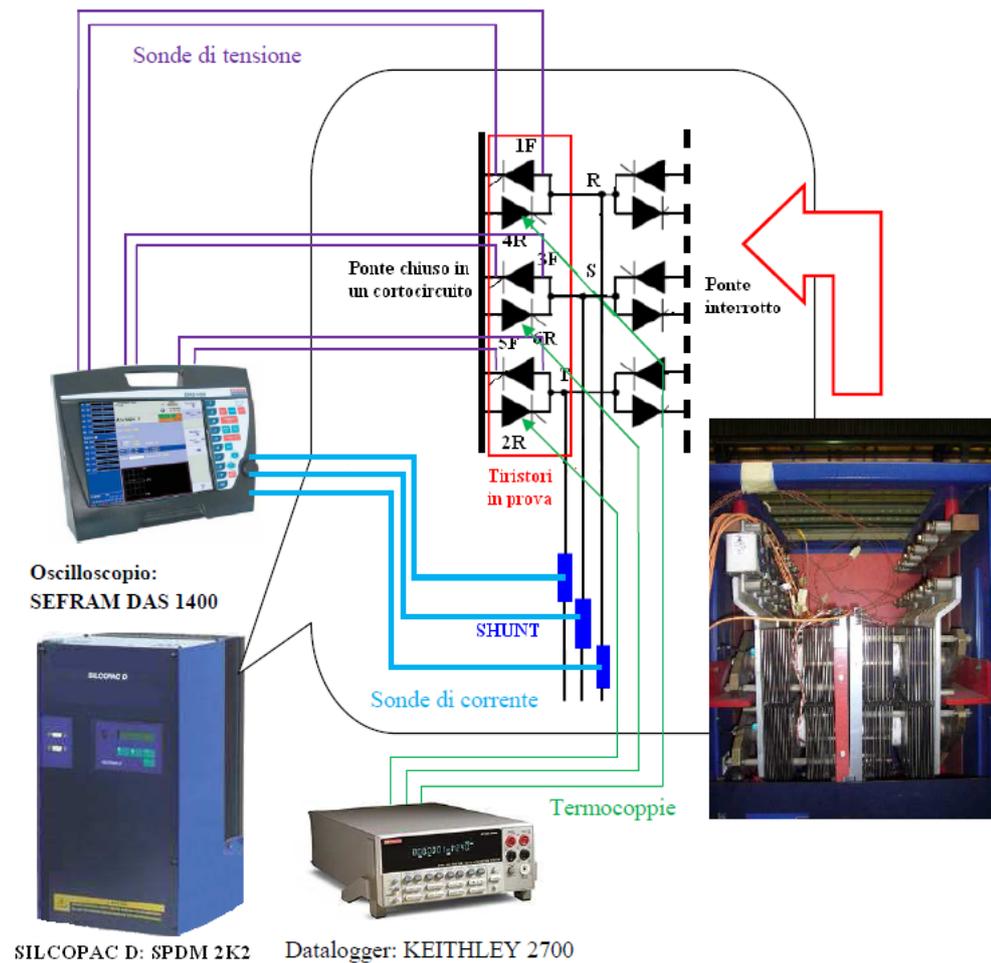


Figura 5.15: Set up di misura: schema di principio.

Come si può vedere dalla figura 5.15, è stato utilizzato solo una parte del ponte di Graetz, quello cioè costituito dalle coppie di tiristori 1F-4R, 3F-6R, 5F-3R chiusi in un cortocircuito; la seconda parte del ponte è stata invece isolata, provvedendo alla rimozione dei relativi fusibili di ramo e della sbarra di connessione dei tiristori. Con le modifiche apportate, l'SPDM si trovava a funzionare non più come raddrizzatore trifase, ma ben si come parzializzatore di fase (figura 5.16), ovvero una struttura costituita da due tiristori in antiparallelo per ciascuna fase, che può essere utilizzata per andare ad esempio ad alimentare un motore. Regolando infatti il ritardo di innesco dei tiristori si può parzializzare più o meno la tensione di alimentazione del motore e quindi variare la relativa caratteristica meccanica in proporzione quadratica rispetto alla variazione del valore efficace della fondamentale della tensione di alimentazione. Nel nostro caso non è stato previsto questo tipo di funzionamento in quanto, come precedentemente descritto, le tre fasi sono state cortocircuitate.

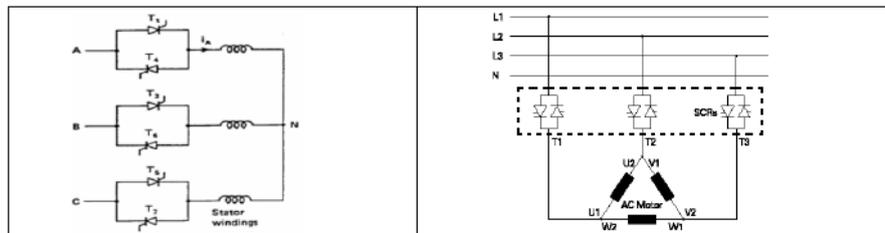


Figura 5.16: Parzializzatore trifase.

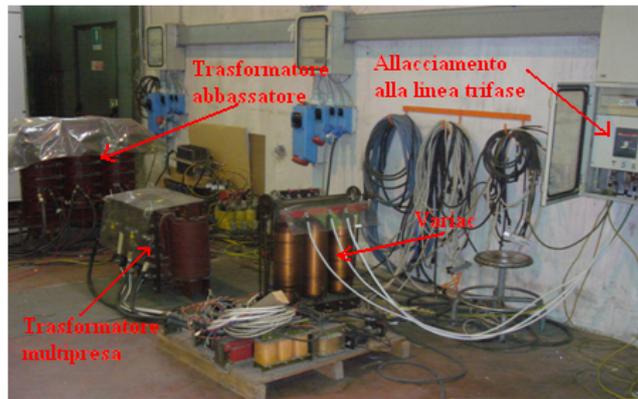


Figura 5.17: Catena di step down.

Sulla base di alcuni calcoli sono stati scelti i trasformatori per realizzare l'opportuna catena di step down (come precedentemente descritto (figura 5.6 e 5.17)), necessaria per alimentare i tiristori in prova con le adeguate

tensioni e correnti, ovvero all'uscita del trasformatore abbassatore e quindi all'ingresso dell'SPMD dovevano essere reperibili correnti dell'ordine dei 2400 A (RMS) e tensioni dell'ordine di 10-15 V_{picco} . Il vincolo sulla tensione non era molto restrittivo, ovvero in uscita dall'ultimo stadio della catena, sarebbe stato sufficiente anche un valore relativamente basso (circa 5 V_{picco}) in quanto gran parte della capacità di accensione del componente non dipende solo dalla tensione diretta applicata ma anche dall'andamento della corrente che viene fornita al gate al momento dell'accensione. Nel nostro caso il circuitio di pilotaggio era in grado di fornire alla corrente di gate una pendenza sufficiente da permettere l'accensione anche nel caso di ridotte tensioni dirette. Per consentire i collegamenti tra i vari apparati e in particolare tra il trasformatore abbassatore e l'SPDM, visti gli ordini di grandezza delle correnti in gioco, sono stati utilizzati cavi aventi una sezione di 220 mm² (tre cavi per ciascuna fase R, S, T). Sono stati utilizzati degli opportuni SHUNT (c.d.t.=150 mV per 1500 A; precisione del 0.5% ([21]))(uno per ciascuna fase) posti lungo i cavi di alimentazione e quindi in serie ai componenti in modo da poter misurare la corrente durante la fase di conduzione degli stessi. Sfruttando la caduta di tensione attraverso gli SHUNT (proporzionale alla resistenza dello stesso e alla corrente di conduzione), una volta scalata in modo opportuno, era possibile, anche mediante un semplice voltmetro, visualizzare il valore della corrente.

Ciascun componente era fornito di un dissipatore (ad alette) e su quest'ultimo sono state prelevate le tensioni ai suoi capi (figura 5.18).

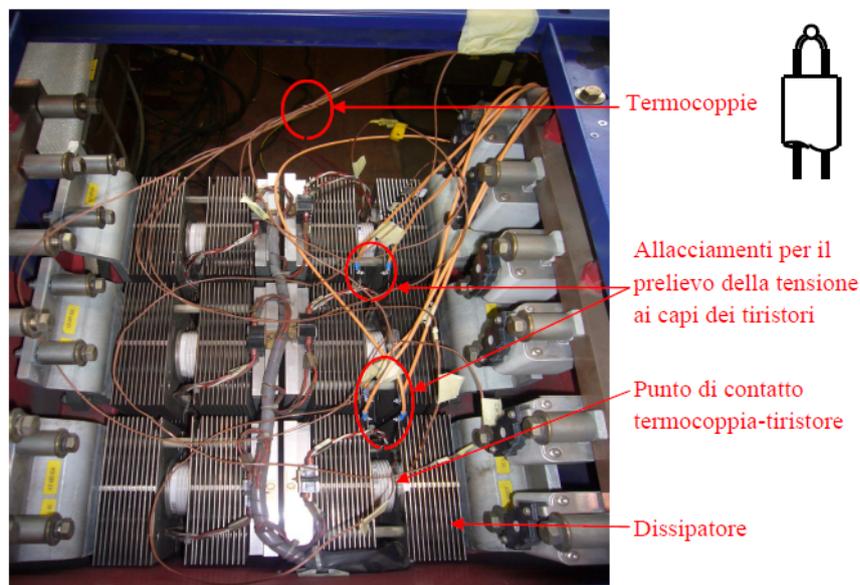


Figura 5.18: Misura di tensione e temperatura.

Per la visualizzazione delle forme d'onda di tensione e corrente si è fatto uso in entrambi i casi dell'oscilloscopio Sefram, il quale metteva a disposizione molteplici canali analogici isolati (fino a 1 kV); per il prelievo delle stesse invece sono stati utilizzati dei normali cavetti elettrici dotati di opportuni terminali per le connessioni elettriche dal sistema allo strumento e viceversa.

Per il prelievo delle temperature dei componenti durante il loro funzionamento sono state utilizzate delle opportune termocoppie, ovvero dei trasduttori di temperatura il cui principio di funzionamento è basato sull'effetto Seebeck-Peltier o effetto termoelettrico. Questo effetto consiste nel fatto che una coppia di materiali differenti, saldati ad una estremità (e questa giunzione si dice *giunto caldo*, ossia essa viene collocata all'interno dell'impianto o del dispositivo di cui si vuole controllare la temperatura), manifesta nell'estremo opposto, detto *giunto freddo*, una differenza di potenziale che dipende non solo dai materiali con cui è realizzata la termocoppia, ma anche dalla temperatura del giunto caldo. Ci sono differenti tipi di termocoppie a seconda dei materiali che vengono utilizzati per realizzare la giunzione. Nel nostro caso sono state posizionate tre termocoppie di tipo T (rame-costantana) a contatto con il case dei tiristori 4R, 6R, 2R (in quanto i componenti 1F, 4F, 5F, non erano facilmente raggiungibili, figura 5.18) e tenute ben salde mediante opportuno nastro termico al corrispondente dissipatore, in modo tale da evitare che il movimento dell'aria provocato dalla ventola installata nel convertitore, per il raffreddamento dei componenti, potesse allentare la termocoppia dal rispettivo tiristore e compromettere la lettura della temperatura. Il monitoraggio di quest'ultima e la sua registrazione è stata ottenuta collegando successivamente i giunti freddi di ciascuna termocoppia ai rispettivi morsetti posti negli slot del datalogger (Keithley 2700) (figura 5.19), a sua volta collegato ad un Pc portatile, grazie al quale attraverso un'interfaccia grafica era possibile il settaggio dello strumento.

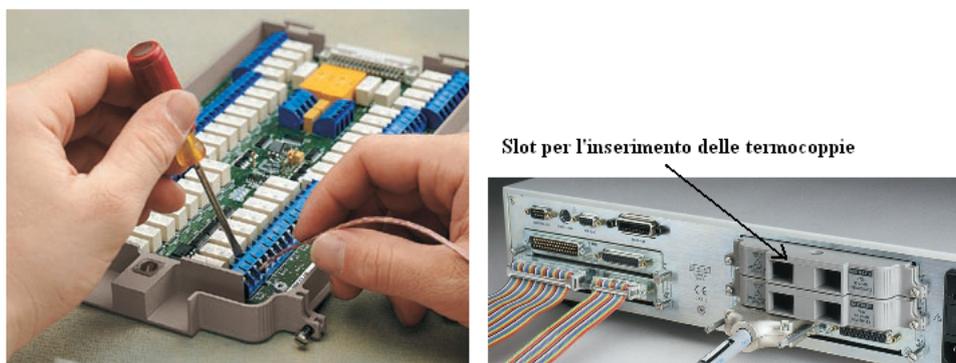


Figura 5.19: Inserimento delle termocoppie negli slot dedicati.

Il set up di misura complessivamente ottenuto è riportato in figura 5.20.



Figura 5.20: Set up di misura realizzato.

5.4 Collaudo e rilievi sperimentali

Una volta realizzato l'intero circuito di prova e verificato che tutti gli apparati fossero stati collegati in modo opportuno, è stata alimentata la catena di step down e misurata, mediante multimetro, la tensione in uscita dalla stessa, in modo da accertarsi che l'SPDM fosse alimentato con una tensione adeguata, al momento della sua accensione. Accertatosi di questo, sono stati configurati gli strumenti di misura: per quanto riguarda l'oscilloscopio è stato impostato un tempo di campionamento di $1 \mu s$ ed attivati i sei canali analogici per la lettura e monitoraggio delle tensioni ($V_{ak_{4R-1F}}$, $V_{ak_{6R-3F}}$, $V_{ak_{2R-5F}}$) e delle correnti (I_r , I_s , I_t), facendo attenzione ad impostare per tutti lo stesso segnale di sincronizzazione (trigger). La lettura delle temperature è stata fatta servendosi di uno strumento di acquisizione (Kethley 2700) adeguatamente interfacciato ad un personal computer che permetteva, tramite un'opportuno software, la gestione e l'acquisizione delle stesse. Servendosi dell'interfaccia grafica messa a disposizione, sono state configurate in un primo momento le termocoppie (specificandone il tipo (T)) e successivamente gli appropriati tempi per la scansione delle temperature tra una termocoppia e l'adiacente (Delay Between Channels: 0.5 sec) e tra una lettura e quella successiva (per una stessa termocoppia).

(Delay Between Scans: 10 sec, figura 5.21). Ovviamente tramite i vari link (Scan Set up, Graph Setup) è stato possibile configurare anche tutto ciò che era legato alla grafica per la monitorizzazione degli andamenti delle temperature.

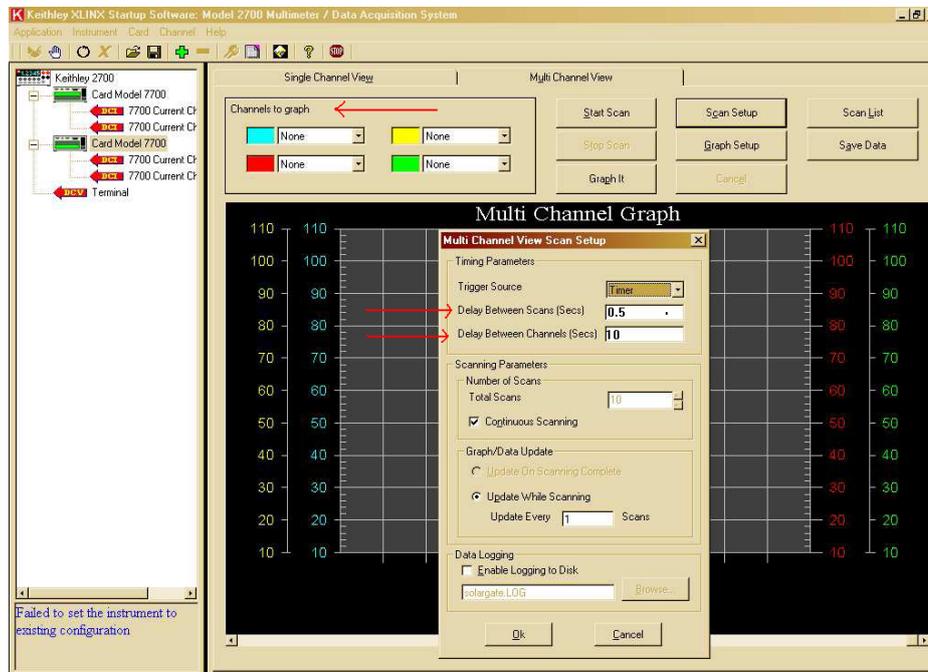


Figura 5.21: Alcune impostazioni preliminari.

Si è passati quindi all'esecuzione vera e propria delle prove; l'SPDM è stato alimentato tramite la catena di step down ed è stata messa in funzione la ventola per il raffreddamento dei componenti. La regolazione della corrente per la caratterizzazione dei tiristori in prova è stata ottenuta mediante parzializzazione della tensione a cui i tiristori erano sottoposti; operazione resa possibile dal regolatore di corrente dell'SPDM e dal sistema di controllo di accensione dei tiristori. E' seguita quindi una prima fase di collaudo, impostando un valore minimo di corrente su un opportuno tastierino (30 % I_n), in modo tale da verificare che tutte le grandezze fossero visualizzate in modo corretto dagli strumenti.¹

¹Il regolatore è stato fatto funzionare da variatore di corrente, quindi i valori che verranno citati sono riferiti ad una corrente nominale (alternata) di 1795 A, diversamente dai 2200 A (dc), relativi ad un normale funzionamento del convertitore.

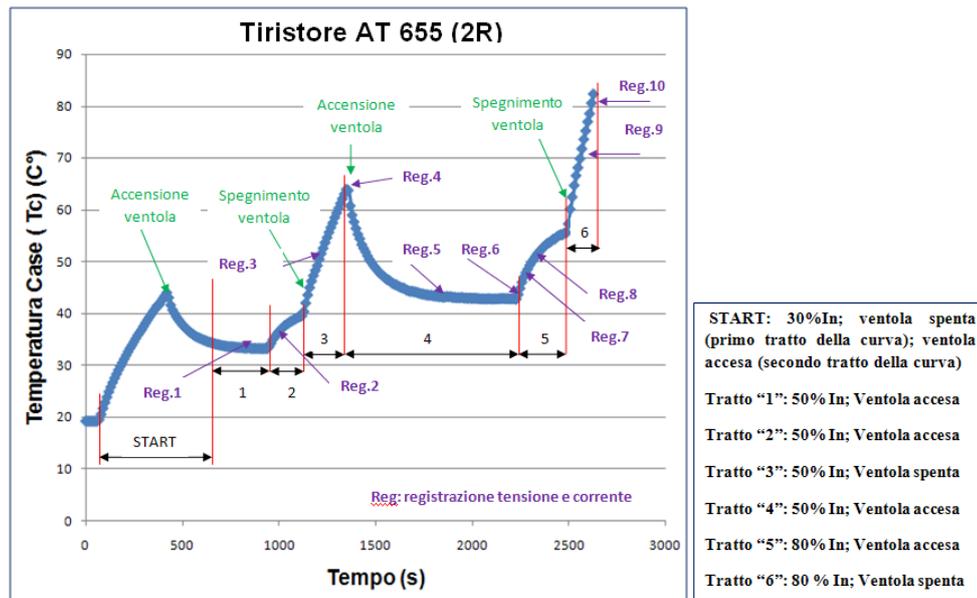


Figura 5.22: Andamento della temperatura (del Case) relativo al tiristore AT655 (2R) durante la sessione di prove.

Sono stati impostati quindi in momenti diversi e in condizioni di raffreddamento diverse (accensione e spegnimento della ventola) due valori di corrente di prova: 50 % e 80 % I_n (figura 5.22). Agendo sul sistema di raffreddamento è stato possibile quindi modulare la portata dell'aria fornita dalla ventola, andando così, per uno stesso valore di corrente ad esempio, a campionare la temperatura del case a cui si portavano i tiristori e memorizzare gli andamenti di tensione e corrente degli stessi. Sono stati estratti quindi, a sessione di prove concluse, un file in formato Excel (contenente le scansioni delle temperature nei tre componenti) e dieci registrazioni degli andamenti di tensione e corrente riferiti ai sei tiristori in prova, a terminate temperature del case. La figura 5.22 (riferita ad uno dei tiristori in prova) delucida l'andamento della temperatura del componente durante la sessione di prove e gli istanti in cui sono stati rilevati gli andamenti di tensione e corrente. Per esigenze legate all'esecuzione delle prove, vista la disposizione per un tempo limitato delle apparecchiature, si sono riferite le diverse misure a temperature non ancora a pieno regime; il campionamento è stato comunque effettuato in intervalli temporali ravvicinati in modo tale da non sbagliare l'eventuale riporto.

Capitolo 6

Risultati sperimentali

6.1 Prime considerazioni ed analisi degli andamenti rilevati

Con l'utilizzo del software SeframViewere, applicazione che mette a disposizione un'interfaccia per la gestione e visualizzazione delle grandezze rilevate durante una generica misurazione eseguita con l'oscilloscopio Sefram, è stato possibile visualizzare andamenti di tensione e corrente per ciascuna coppia di tiristori in antiparallelo (in prova).

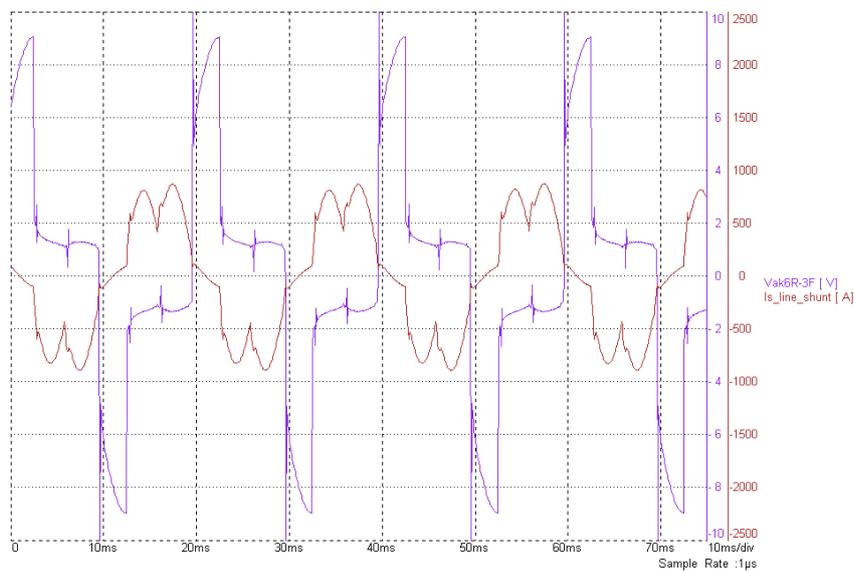


Figura 6.1: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 6R-3F ($T_c=30C^\circ$).

Nelle figure 6.1, 6.2 e 6.3, sono riportate come sempio, le forme d'onda di

tensione e corrente relative alle tre coppie di tiristori (intervallo temporale di circa 75 ms corrispondenti a 3-4 periodi di conduzione).

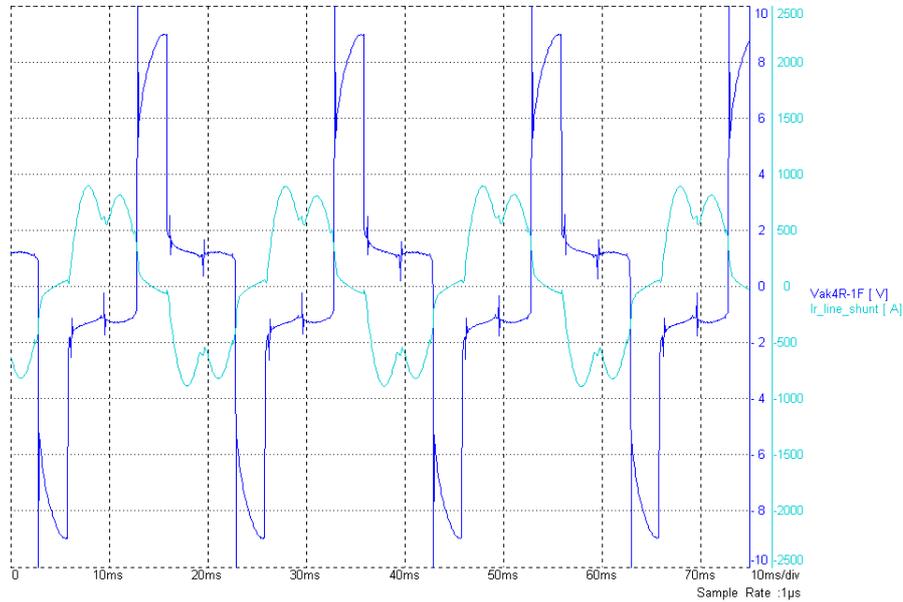


Figura 6.2: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 4R-1F ($T_c=30C^\circ$).

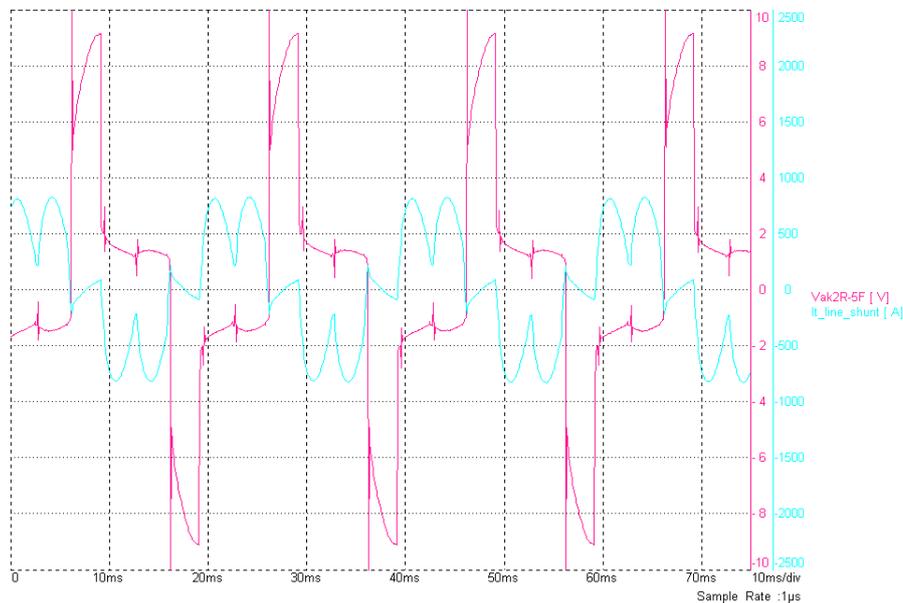


Figura 6.3: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 2R-5F ($T_c=30C^\circ$).

Nelle figure 6.4, 6.5 e 6.6 sono riportati invece gli andamenti delle tensioni e delle correnti relative alle tre coppie di tiristori all'interno di un singolo periodo di conduzione (10 ms).

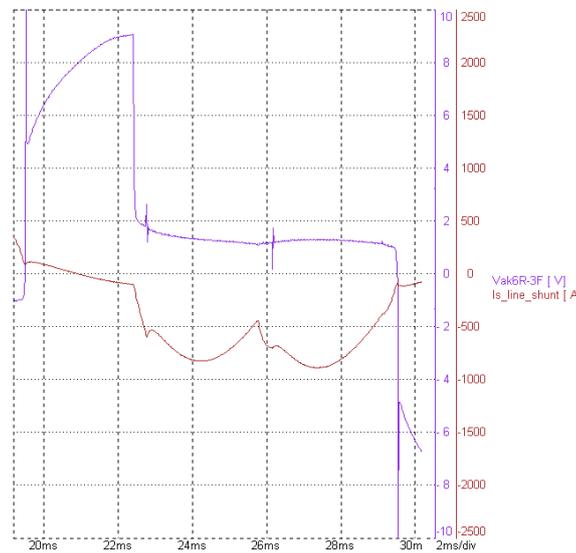


Figura 6.4: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 6R-3F ($T_c=30C^\circ$) (singolo periodo di conduzione).

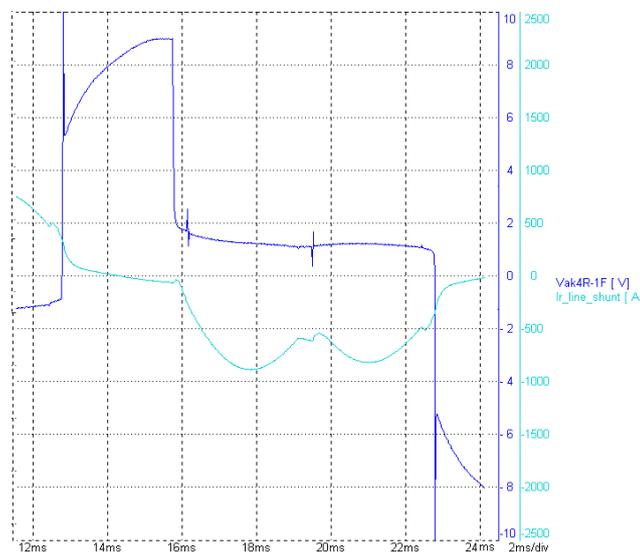


Figura 6.5: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 4R-1F ($T_c=30C^\circ$) (singolo periodo di conduzione).

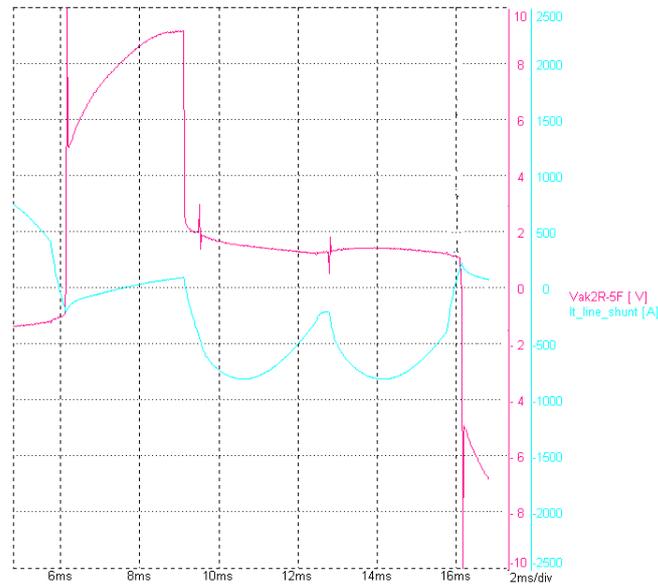


Figura 6.6: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 2R-5F ($T_c=30C^\circ$)(singolo periodo di conduzione).

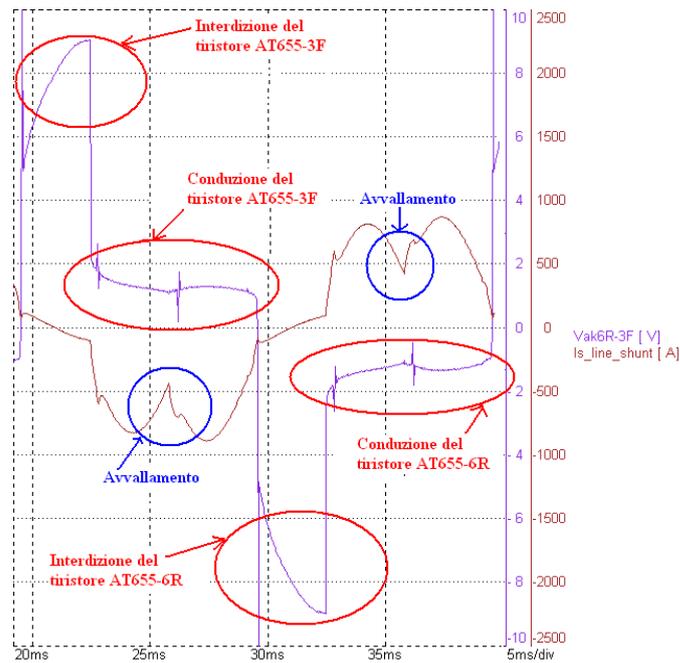


Figura 6.7: Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di tiristori 6R-3F (un periodo di conduzione; $T_c=30 C^\circ$).

Come si può vedere dalla figura 6.7, si riescono ad identificare i principali

intervalli di conduzione-interdizione, relativi ai due tiristori. L'andamento della tensione $V_{ak6R-3F}$, sarebbe quello di una sinusoide completa con frequenza di 50 Hz (andamento corrispondente alla tensione di fase), nel caso in cui non si applicasse ai componenti il segnale di accensione al gate; i tiristori si troverebbero quindi nello stato di interdizione e a sostenere una tensione diretta (*forward blocking voltage*), pari alla semionda positiva (negativa) a seconda del componente interessato. Questo è infatti ciò che differenzia il comportamento di un normale diodo di potenza da quello di un tiristore, ovvero si riesce a controllare l'accensione e quindi l'istante in cui far condurre. Nelle condizioni precedentemente esposte infatti, se i tiristori fossero stati rimpiazzati da normali diodi di potenza, all'applicazione della tensione di fase, non appena superata la tensione di soglia, sarebbero entrati nello stato di conduzione, rimanendovi fin tanto che la tensione ai loro capi non avrebbe cambiato polarità (polarizzazione inversa). Nella figura 6.7 si nota quindi l'effetto di parzializzazione della tensione dovuto all'accensione dei tiristori con un certo angolo di ritardo α , ovvero entrambi si trovano nello stato di interdizione diretta fin tanto che non viene applicato il segnale di innesco (prodotto da un'opportuna circuiteria) ai rispettivi gate. Nel caso in esame α è di circa 50° per entrambi i tiristori. In seguito all'accensione si passa quindi dallo stato di interdizione a quello di conduzione in corrispondenza del quale, la caduta di tensione diretta ai capi del dispositivo si porta ad un valore costante pari a circa 1.4-1.5 V. Il tipico andamento della corrente durante la fase di conduzione è quello riportato in figura 6.7, ovvero essa tende a seguire l'andamento della tensione di fase. Come si può notare sono presenti anche degli "avvallamenti" nella forma d'onda della corrente che sono legati alla contemporanea conduzione dei tiristori nelle altre due fasi (S-T). Le osservazioni fino a qui indicate si possono estendere anche per tutte le forme d'onda di tensione e corrente relative alle altre coppie di tiristori in prova, con l'unica differenza che all'angolo di accensione α è diverso a seconda della corrente di test impostata durante le prove (si veda Capitolo 5).

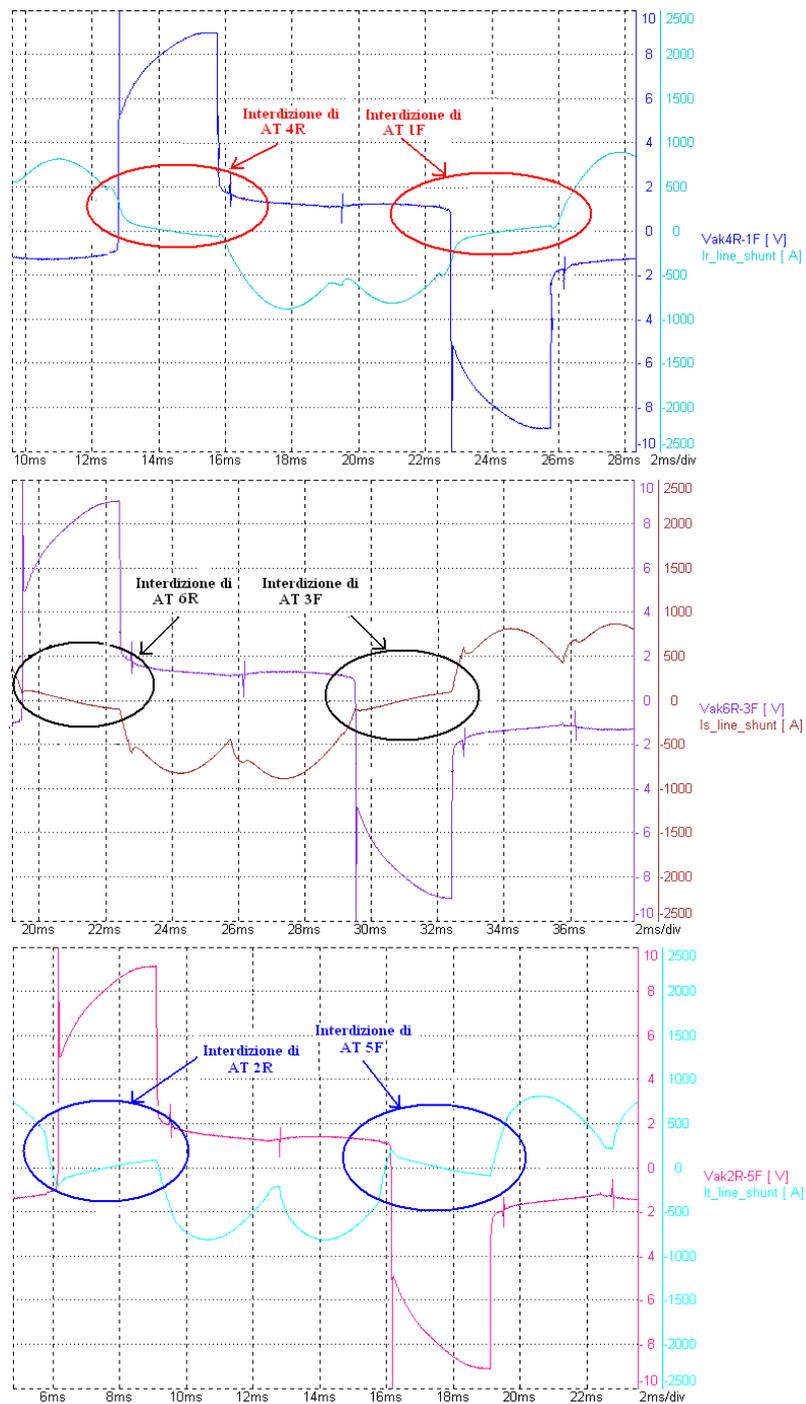


Figura 6.8: Correnti I_R , I_S , I_T (singolo periodo di commutazione).

Mettendo a confronto le forme d'onda (relative ad un periodo di con-

duzione) delle correnti di fase, che interessano quindi i tiristori, si nota un diverso andamento della corrente I_T , rispetto alle rimanenti durante le fasi di interdizione di ciascun tiristore, come evidenziato in figura 6.8.

Come si può vedere dalle figure 6.8, 6.9, 6.10 e 6.11, a seconda della temperatura a cui si trova il componente, si assiste ad un cambiamento della forma d'onda della corrente in corrispondenza degli "avvallamenti".

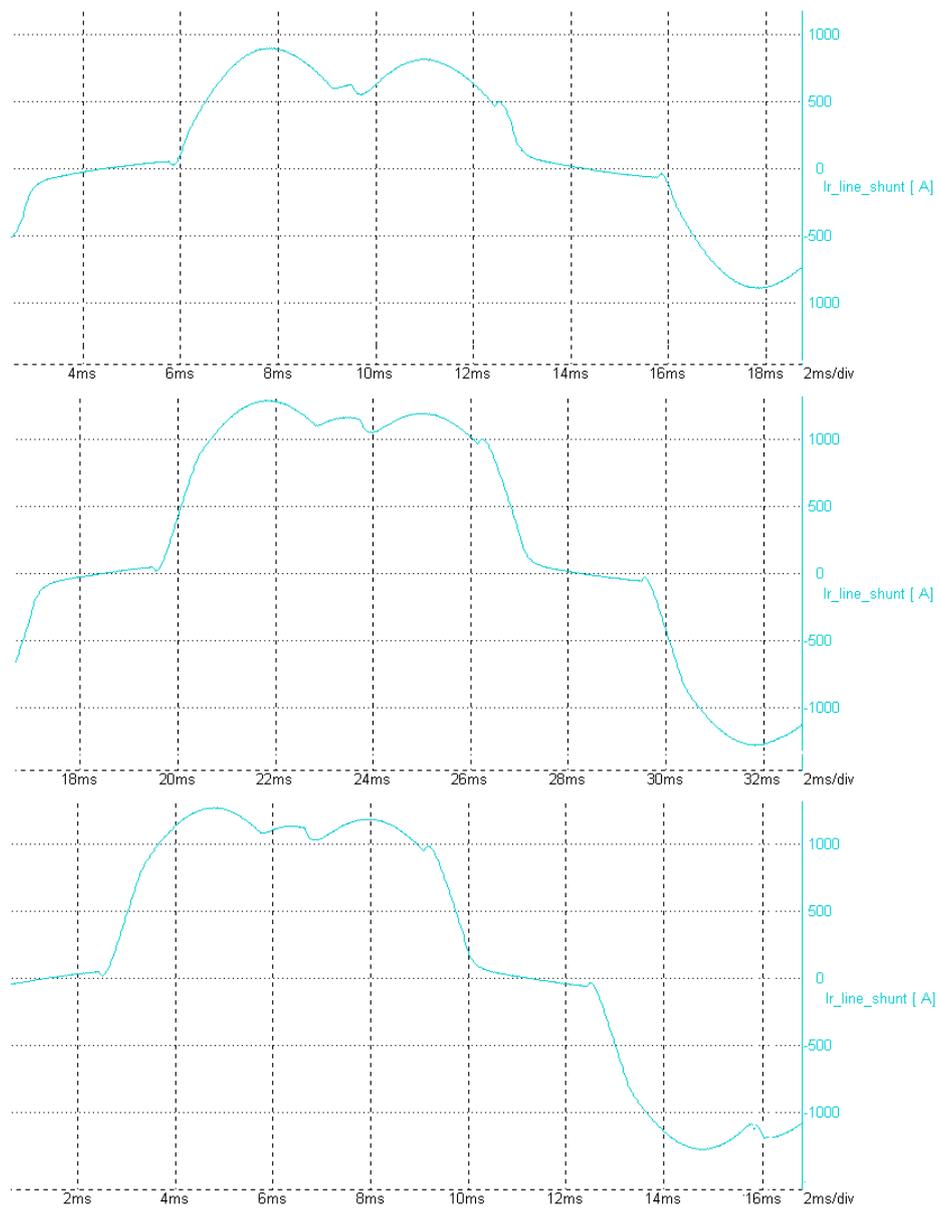


Figura 6.9: Andamenti della corrente I_R per valori crescenti della temperatura (dall'alto verso il basso).

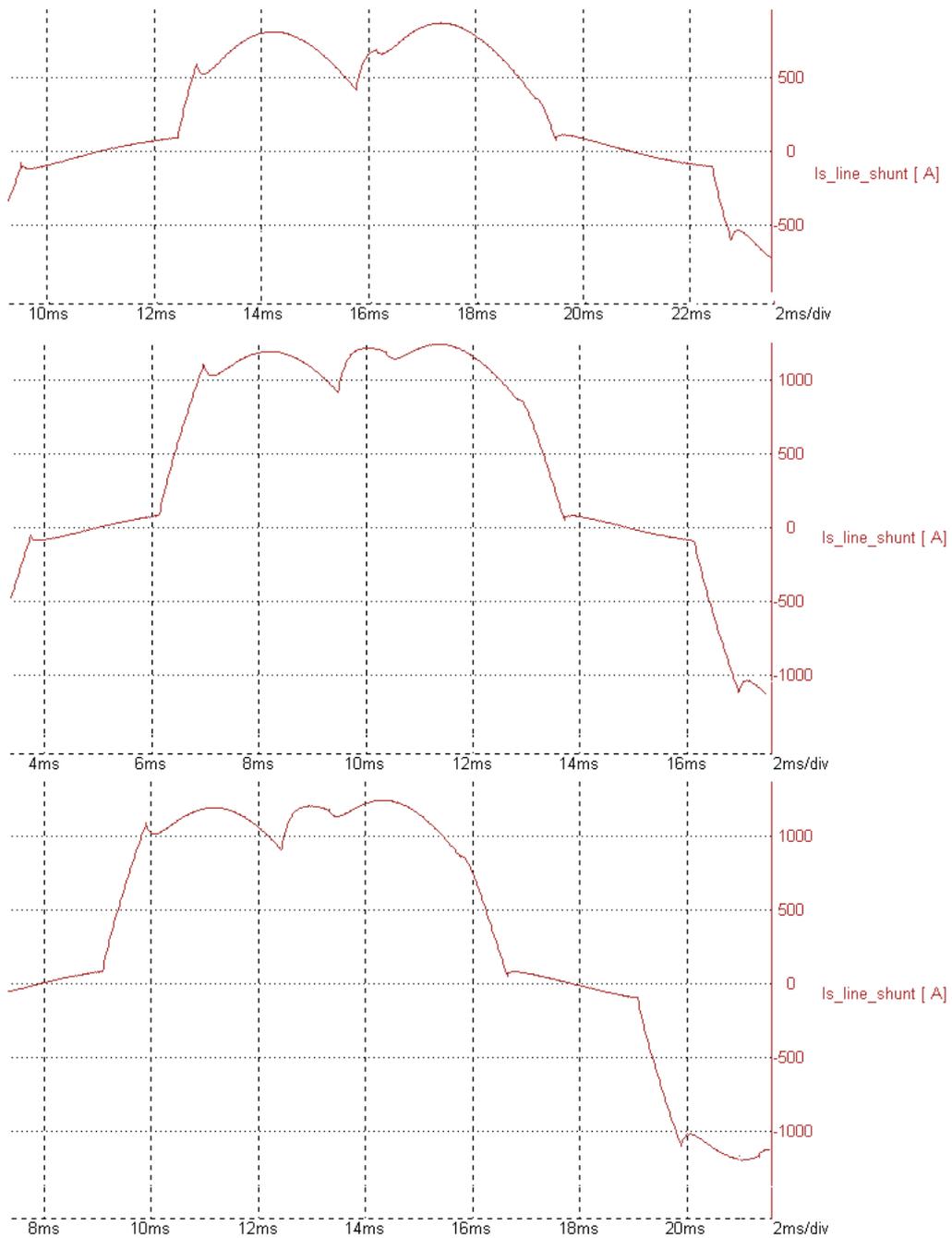


Figura 6.10: Andamenti della corrente I_S per valori crescenti della temperatura (dall'alto verso il basso).

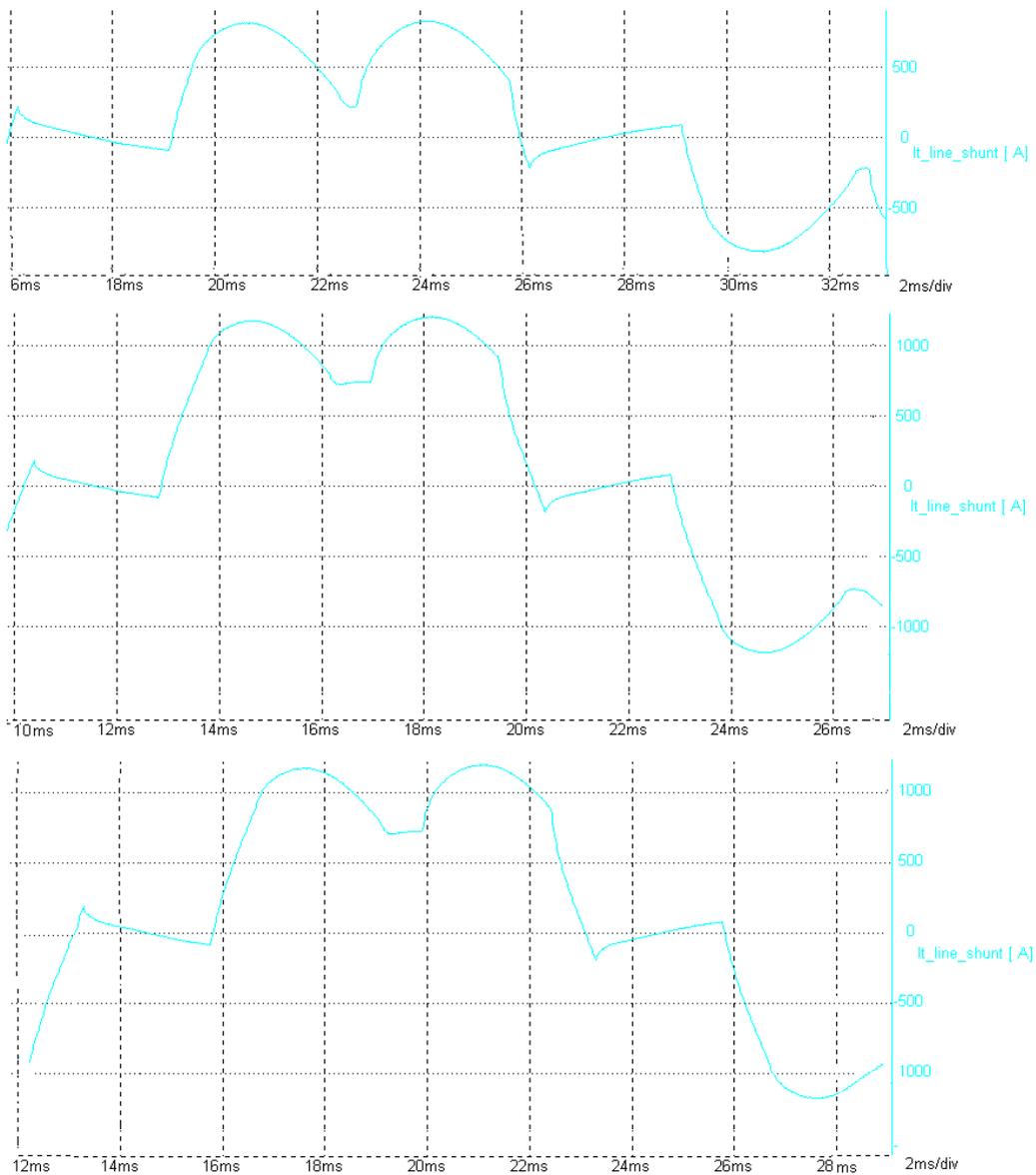


Figura 6.11: Andamenti della corrente I_T per valori crescenti della temperatura (dall'alto verso il basso).

In figura 6.12 si nota invece un'anomalia nell'andamento della corrente che si presenta per ciascuna coppia di tiristori in prova. Nel caso in esame, si nota che il tiristore 4R è nello stato di interdizione ma contemporaneamente è presente una corrente non nulla e con derivata positiva crescente (si pensi al modulo dell'andamento della corrente per avere la giusta correlazione ovvero $V_{ak}(+)$ e $I_{ak}(+) = -I_R$). Questa è una situazione che non può sussistere in quanto un tiristore nello stato di interdizione non può con-

durre corrente, ovvero nel momento in cui non è applicato alcun segnale al gate, il componente presenta un'impedenza idealmente infinita; si comporta cioè come un interruttore aperto sostenendo ai suoi capi la tensione diretta applicata. Da questa prima analisi si risale quindi un problema rispetto al funzionamento standard. Con riferimento agli andamenti riportati in figura 6.12, si può notare come durante la fase di interdizione del tiristore 4R la corrente di fase I_R , che idealmente dovrebbe essere nulla, presenta un andamento a rampa.

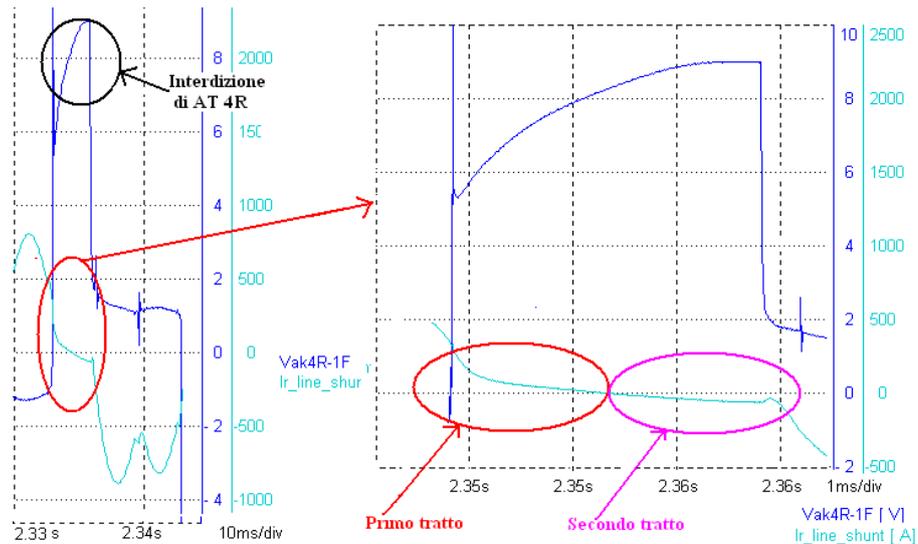


Figura 6.12: Andamento anomalo della corrente I_R

Il contributo di corrente legato al primo tratto potrebbe essere attribuibile al tiristore 1F, in quanto non essendo ancora stato applicato alcun segnale di gate al componente 4R, si troverebbe a condurre una corrente residua. Nel momento in cui quest'ultima si annulla, si ha lo spegnimento del tiristore 1F; qui dovrebbe iniziare una fase di recovery che, anche se di durata molto piccola (dell'ordine dei μs), dovrebbe essere visibile; cosa che diversamente accade. Il contributo al secondo tratto della rampa invece potrebbe essere legato al tiristore 4R, cosa alquanto incerta non essendo ancora stato applicato alcun segnale di gate su quest'ultimo.

Una diversa spiegazione potrebbe essere legata al mancato rispetto del tempo t_q (*turn off-time*) tra una conduzione e quella successiva; intervallo temporale prima del quale non si può riapplicare al componente una tensione diretta in quanto, diversamente, si avrebbe un'improvvisa riaccensione del dispositivo. Questo fenomeno però è da escludere nel nostro caso, in quanto per i tiristori in esame $t_q=320 \mu\text{s}$ e le tensioni in gioco hanno una frequenza di 50 Hz (20 ms). È da notare inoltre che nell'intervallo temporale

critico, preso in considerazione, si raggiungono valori di corrente dell'ordine di centinaia di A; cosa al quanto assurda in quanto un componente che si trova nello stato di off non può condurre correnti così elevate e si avrebbero inoltre grandi potenze dissipate. Un'ulteriore interpretazione possibile per spiegare la contemporanea esistenza di tensioni positive e correnti (positive-negative), è di considerare la presenza di un eventuale componente capacitivo o induttivo, posto in parallelo alla coppia di tiristori. La giustificazione più plausibile è da trovare nella presenza del circuito di snubber RC di cui era dotata ciascuna coppia di componenti. Con una capacità dell'ordine di 1 μF , una resistenza di 33 Ohm e considerando una tensione di 10 V_p , si sarebbero dovuto constatare correnti dell'ordine dei 200-300 mA; ordini di grandezza ben diversi da quanto è stato invece misurato. Diverse potrebbero essere a questo punto le cause che in qualche modo hanno portato ad una perturbazione del corretto andamento delle forme d'onda relative alle tensioni e correnti; ovvero si riescono ad individuare le corrette fasi di conduzione ed interdizione dei componenti ma non si riesce a giustificare con precisione ciò che accade in corrispondenza dello spegnimento di un tiristore e l'accensione del suo complementare. Analizzando il set-up di misura realizzato, una possibile causa è da addebitare ai disturbi provenienti da altre fasi, che potrebbero essere stati incamerati lungo il tratto di circuito che collega gli SHUNT (per il rilievo delle correnti) e lo strumento di misura (oscilloscopio), vista la lunghezza non trascurabile dei cavi e il mancato twistaggio degli stessi. Non da meno anche lo strumento potrebbe aver contribuito ad influenzare le misure, ovvero una possibile saturazione dei sistemi di amplificazione dei segnali all'ingresso dell'oscilloscopio, potrebbe aver compromesso la forma d'onda della corrente, trasformando per esempio una variazione a gradino della corrente, nella fase di spegnimento del tiristore, in un andamento più addolcito; cosa che si verifica ad esempio nel momento in cui si usano delle sonde che presentano una dinamica non adeguata per la rilevazione di un particolare segnale.

6.2 Elaborazione dei dati sperimentali

In seguito a quanto detto, sono state eseguite ugualmente delle elaborazioni sulle forme d'onda rilevate, per cercare di ricavare un qualche legame utile tra la caduta di tensione del componente, durante la fase di conduzione e la sua temperatura di esercizio. In un primo momento, con l'ausilio di Matlab si è cercato di estrapolare le caratteristiche V-I di ciascun componente alle diverse temperature, andando a selezionare per ciascuno, un intervallo temporale di registrazione tale da contenere un numero minimo di periodi di conduzione del componente; questo sia per le tensioni che per le correnti. A questo punto si è cercato di riprodurre la caratteristica V-I mettendo in relazione la tensione e la corrente riferite ad uno stesso intervallo temporale

e ad una stessa temperatura. I risultati hanno dimostrato una scarsa correlazione e si è deciso di applicare la stessa procedura restringendo l'arco temporale ad un solo periodo della tensione di fase (e corrispondente corrente), considerando quindi una singola conduzione del tiristore e cercando di suddividere quest'ultimo in intervalli in cui si potesse in qualche modo determinare una relazione V-I con la variazione della temperatura. Per cercare di attenuare le problematiche emerse da set-up sperimentale si è cercato di selezionare delle finestre temporali attendibili. Preso come riferimento un arco temporale di 200 ms (equivalente a 10 periodi di conduzione di un tiristore), sono stati considerati 20 semiperiodi di tensione e di corrente, che sono stati successivamente sovrapposti in un'unica finestra temporale di 10 ms, mediante opportune operazioni di traslazione e ribaltamento, come illustrato in figura 6.13 e 6.14; questo per identificare eventuali dissimmetrie dei componenti di ciascuna coppia presa in considerazione.

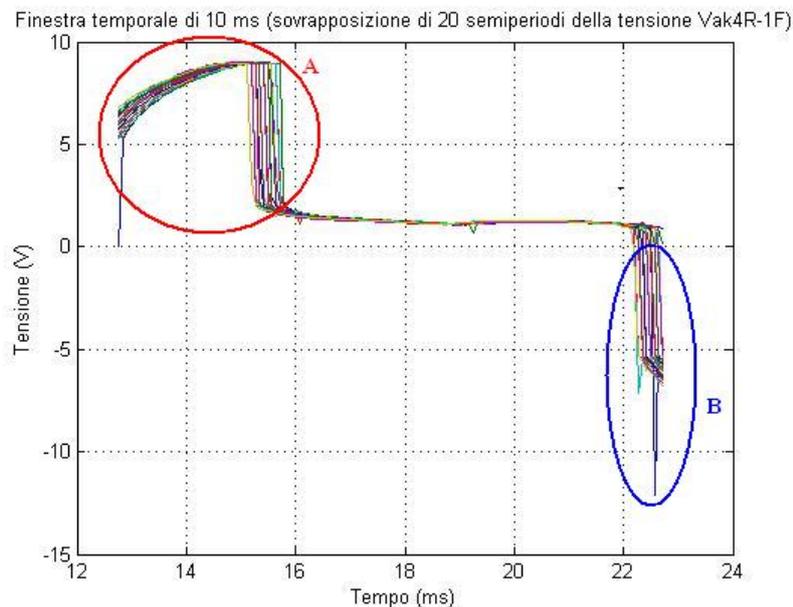


Figura 6.13: Esempio di finestra temporale di tensione.

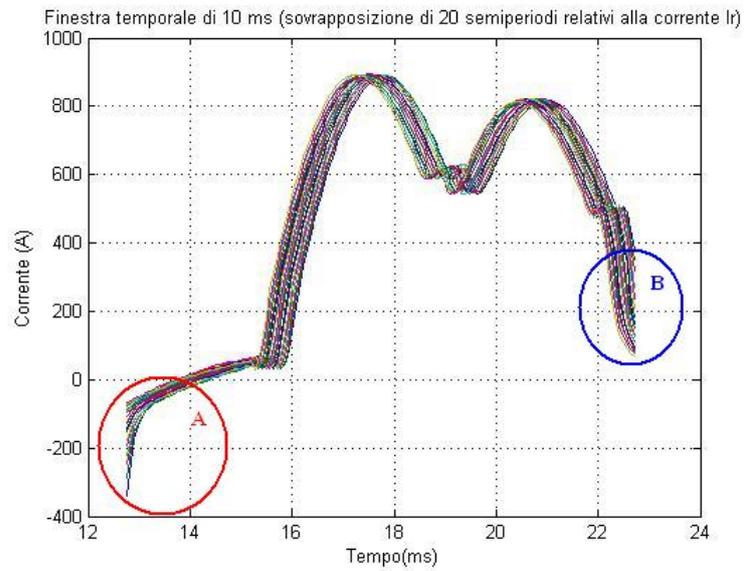


Figura 6.14: Esempio di finestra temporale di corrente.

E' stata determinata a questo punto una caratteristica V-I a dispersione, ovvero per ciascun istante temporale all'interno della finestra considerata, è stato plottata la coppia (v-i). Un esempio di andamento ottenuto è quello di figura 6.15.

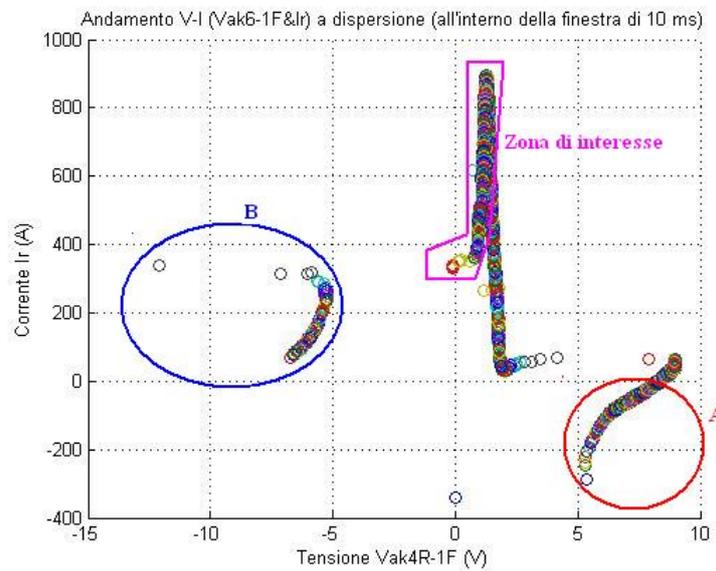


Figura 6.15: Caratteristica V-I a dispersione.

Mettendo a confronto le figure 6.13, 6.14 e 6.15, si notano le corrispondenze tra le diverse zone; ciascun circoletto rappresenta una coppia (v,i) . Tutti i punti che non appartengono alle regioni A, B individuano coppie (v,i) che si trovano nelle rimanenti zone delle forme d'onda di tensione e corrente. Si osserva dalla figura 6.15 che la distribuzione dei punti non sta lungo un arco di parabola e tanto meno presentano una disposizione esponenziale o al più lungo tratti di retta (se si pensa alla caratteristica V-I idealizzata relativa ad un tiristore). A questo punto si è cercato di individuare dalla curva di figura 6.15, quella parte di caratteristica che più si avvicina ad un andamento conosciuto. Individuata la zona di interesse si è cercato di discriminare gli intervalli e quindi gli istanti temporali in corrispondenza dei quali le coppie (v,i) riuscivano quindi ad interpretare una caratteristica V-I. È stata eseguita quindi un'operazione di scrematura delle coppie (v,i) all'interno dell'intera zona di conduzione del componente, per capire la disposizione dei punti e passare ad una loro interpolazione sfruttando la relazione a parametri A, B, C, D (equazione 4.3, già presentata nel Capitolo 4). Con l'ausilio di Matlab è stato possibile determinare i valori dei parametri precedentemente dichiarati e applicando per i diversi casi la procedura fin qui esposta si è cercato di dare un'interpretazione sulla possibile dispersione dei parametri A, B, C, D e della caratteristica statica con la temperatura. Nelle figure 6.16, 6.17 e 6.18 sono riportati alcuni esempi di fitting ottenuti, relativi alla coppia di tiristori 4R-1F, mentre in figura 6.19 sono messi a confronto gli andamenti alle tre diverse temperature (per la stessa coppia di componenti).

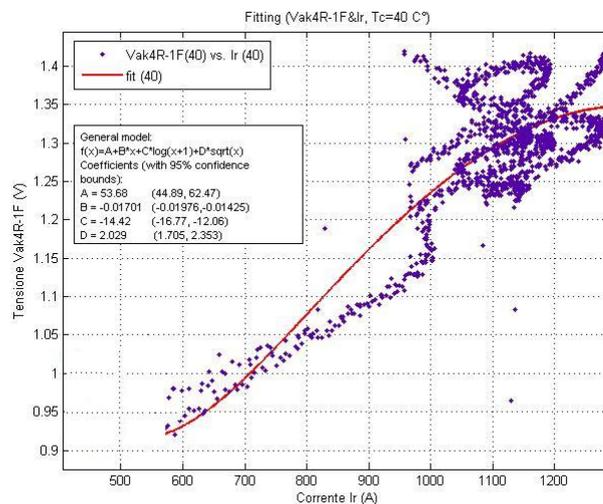


Figura 6.16: Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=40^\circ\text{C}$ relativi alla coppia di tiristori 4R-1F e loro interpolazione.

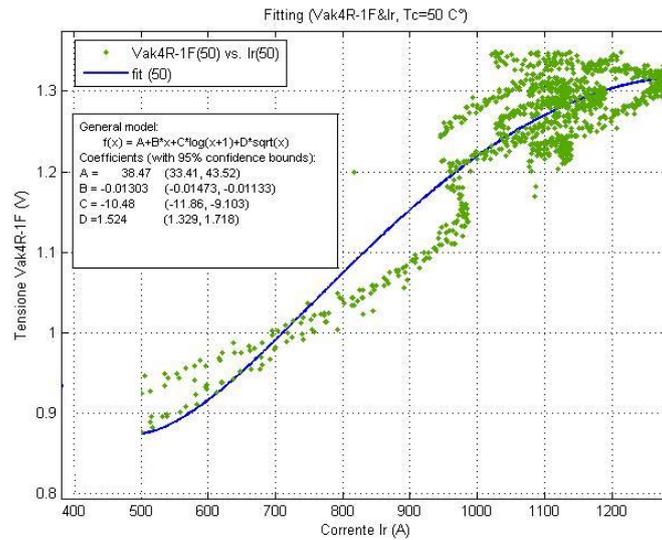


Figura 6.17: Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura Tc=50C° relativi alla coppia di tiristori 4R-1F e loro interpolazione.

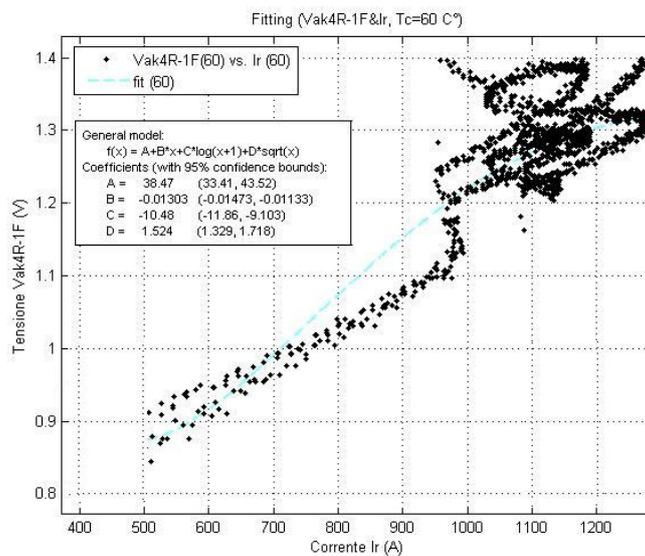


Figura 6.18: Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura Tc=60C° relativi alla coppia di tiristori 4R-1F e loro interpolazione.

Come si può vedere le curve relative alle due temperature di 50 C° e 60 C° risultano sovrapposte; indice che una variazione di 10 C° non comporta

ad un cambiamento del comportamento del componente; cosa per altro giustificata dall'uguaglianza tra i rispettivi parametri.

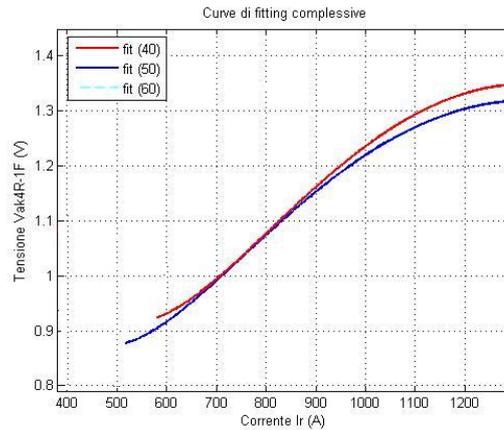


Figura 6.19: Curve di fitting compressive relative alla coppia di tiristori 4R-1F.

Si può notare, sebbene le caratteristiche non siano proprio quelle che ci si aspettava come, a parità di corrente, si abbia all'aumentare della temperatura, una diminuzione della caduta di tensione; comportamento caratteristico dei componenti che presentano un coefficiente di temperatura negativo. Nelle figure 6.20, 6.21, 6.22 e 6.23, sono riportati degli ulteriori esempi relativi però alla coppia 6R-3F.

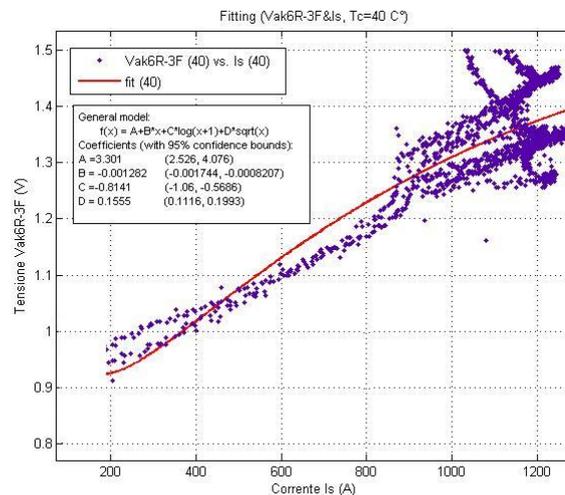


Figura 6.20: Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=40^\circ\text{C}$ relativi alla coppia di tiristori 6R-3F e loro interpolazione.

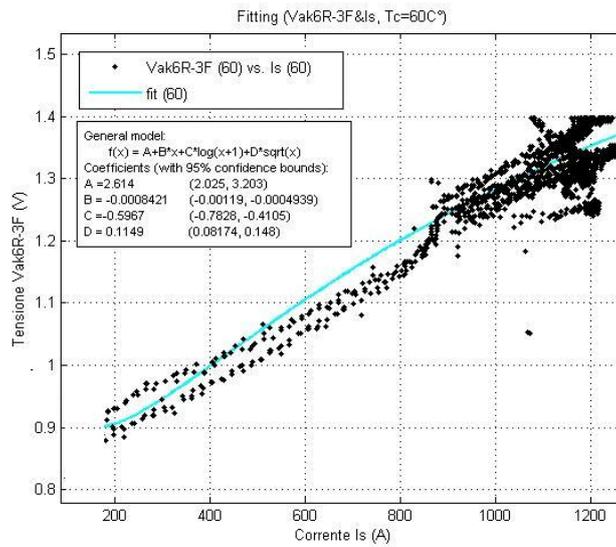


Figura 6.22: Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura Tc=60C° relativi alla coppia di tiristori 6R-3F e loro interpolazione.

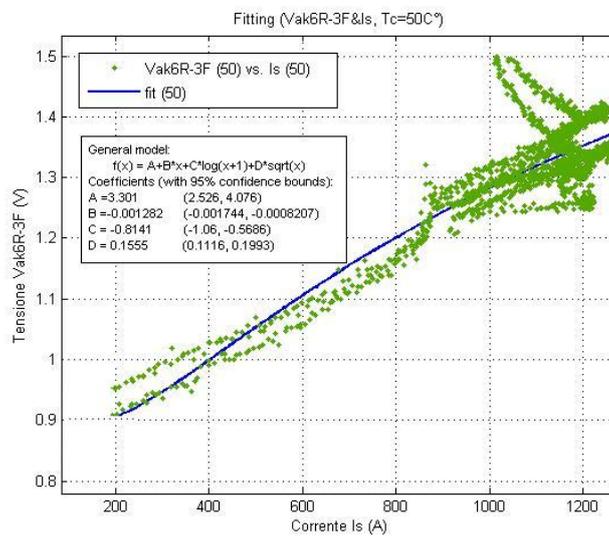


Figura 6.21: Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura Tc=50C° relativi alla coppia di tiristori 6R-3F e loro interpolazione.

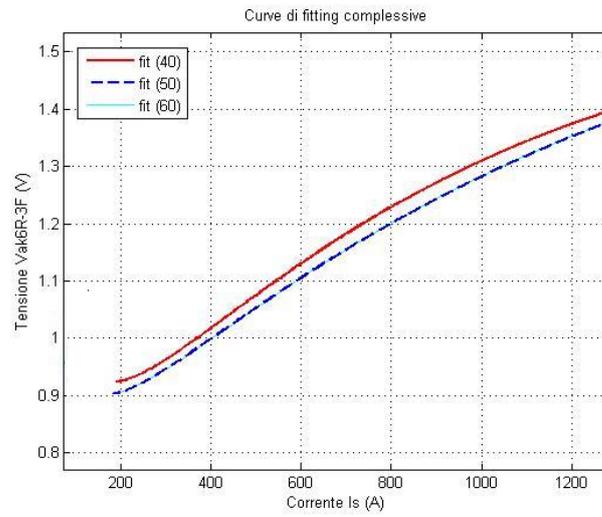


Figura 6.23: Curve di fitting compressive relative alla coppia di tiristori 6R-3F.

Conclusioni

Nel lavoro di tesi sono presentati i principali risultati di un'attività sperimentale di caratterizzazione di tiristori di potenza per raddrizzatori ad alta corrente. Tale attività aveva lo scopo di valutare l'idoneità di alcuni schemi di prova e di testare alcuni modelli proposti in letteratura, attraverso un'elaborazione numerica dei dati misurati. Purtroppo, a causa di alcune problematiche relative all'allestimento dell'apparato di misura (molto complesso da gestire viste le correnti in gioco) ed all'acquisizione dei dati non si è potuti arrivare ad una validazione completa e precisa dei modelli proposti, anche se sono comunque emerse alcune indicazioni di massima utili per uno sviluppo futuro. Questo lavoro può considerarsi senz'altro un punto di partenza nel momento in cui si decidesse di riaffrontare la tematica presentata; sono state messe in luce quali sono i problemi riscontrati tenendo presente che nell'arco dello stage svolto, si sono dovute utilizzare delle apparecchiature disponibili in quel dato momento; dispositivi particolari e di difficile reperibilità, per cui il set di misure è stato concentrato in un arco temporale molto ristretto, non avendo in questo modo la possibilità di valutare i dati rilevati e ripetere i test con i giusti accorgimenti e con le adeguate tempistiche. E' stato un modo per capire quale tipo di attrezzature, strumentazione e procedure di prova sarebbero necessarie per allestire in futuro una zona dedicata a test di componenti che potranno in un secondo momento essere poi installati nelle apparecchiature di interesse; in questo modo si avrebbe la possibilità di integrare quanto si progetta su carta e riuscire quindi a discriminare in modo più accurato le scelte tra le vari taglie di dispositivi, ottenendo così anche un beneficio economico. Non solo, si potrebbe pensare di sviluppare in parallelo anche un modello Simulink per cercare di descrivere il comportamento dei tiristori, riscontrato mediante le misurazioni e mettere in questo modo in correlazione le grandezze elettriche e termiche che lo caratterizzano, nelle diverse condizioni di esercizio.

L'attività svolta è stata comunque un'esperienza positiva che mi ha permesso di vivere per quanto poco, una "realtà" aziendale; capire quindi le possibili problematiche organizzative che si potrebbero incontrare nel momento in cui si devono affrontare dei test e che potrebbero sorgere nell'esecuzione degli stessi, soprattutto quando non si è attrezzati per fare determinate

prove che non sono di normale routine. Ho avuto la possibilità di toccare con mano e di vedere quanto fino ad ora era stato solamente visto sui testi e contemporaneamente prendere confidenza con strumenti e relativi software di gestione.

Elenco delle figure

1.1	Schema a blocchi di un generico sistema elettronico di potenza per l'azionamento di carichi meccanici.	10
1.2	Layout di un SMAX Large (in alto) e sua realizzazione (in basso).	12
1.3	Layout di un SMAX Light.	12
1.4	Tipica configurazione di un sistema SMAX.	13
2.1	Simbolo e caratteristica statica.	20
2.2	Condizioni statiche ideali di un generico interruttore elettronico di potenza.	20
2.3	Caratteristiche dinamiche ideali di un generico interruttore elettronico di potenza.	21
2.4	Caratteristiche (linearizzate) di commutazione di un generico interruttore: (a) circuito semplificato di commutazione con carico induttivo, (b) forme d'onda, (c) perdite istantanee di potenza dell'interruttore.	21
2.5	Commutazioni con carico di tipo induttivo con snubber di spegnimento RCD e di accensione RLD.	23
2.6	Rappresentazione sintetica delle prestazioni dei dispositivi di potenza a semiconduttore.	25
2.7	Rete elettrica equivalente della trasmissione del calore.	29
2.8	Risposta termica transitoria ad un gradino di potenza dissipata.	31
2.9	Rete elettrica equivalente (transitoria) della trasmissione del calore.	32
3.1	Tipici SCR.	35
3.2	Tipica struttura di un tiristore e suo simbolo elettrico.	36
3.3	Dettagli della struttura di un generico tiristore:a) sezione verticale; b) layout di	37
3.4	Caratteristica $i-v$ tipica di un tiristore (a sinistra); Simbolo elettrico (a destra).	37
3.5	Modello equivalente del tiristore.	38
3.6	Rilevamento della caratteristica statica.	40

3.7	Distribuzione dei portatori in un tiristore durante la fase di turn-on.	41
3.8	Schema interno equivalente di principio corrispondente alla struttura distribuita dell'SCR.	41
3.9	Caratteristica statica di un SCR con retta di carico.	42
3.10	Formazione del plasma per ricerca di neutralità di carica.	43
3.11	Crescita iniziale ed espansione laterale dei portatori in eccesso in un tiristore al turn on: a) iniezione di minoritari nella regione di base p_2 mediante corrente di gate, che da inizio all'azione rigenerativa per lo switching; b) area iniziale del turn-on e sua espansione laterale nelle vicinanze dell'elettrodo di gate subito dopo il tempo di ritardo $t_{d(on)}$	44
3.12	Forme d'onda della tensione e della corrente nel tiristore durante il turn-on.	44
3.13	Tiristore con struttura a gate amplificato: a) circuito equivalente, b) layout.	46
3.14	Forme d'onda di tensione e corrente di un tiristore durante la fase di tun-off. Non può essere riapplicata una nuova tensione (forward blocking voltage) al tiristore, prima che non sia trascorso un specificato periodo di tempo (recovery time t_q).	47
3.15	Distribuzione della corrente in un tiristore durante la fase di turn-off, con una corrente negativa applicata al gate.	48
4.1	Tipica caratteristica On-State e sua approssimazione lineare mediante V_{T0} ed r_T [5].	52
4.2	Tipiche caratteristiche On-State [5]: a) Caratteristica V-I per basse V_T ; b) Caratteristica V-I per alte V_T	53
4.3	Circuito equivalente del comportamento termico di un tiristore e rappresentazione dell'andamento istantaneo di T_j mediante PSPICE ([7]).	54
4.4	Rappresentazione di un modello accoppiato elettrico e termico in PSPICE [8].	55
4.5	Diagramma relativo all'equazione V_{FIT} [9].	57
4.6	Andamenti di V_{TM} (Forward Voltage Drop) ottenuti con l'ausilio dell'equazione 4.7 ([7]) e del modello di figura 4.7.	57
4.7	Circuito PSPICE relativo al modello V_{FIT} ([7]).	58
5.1	Schema di principio di un possibile set up sperimentale.	64
5.2	Possibili andamenti della corrente di prova.	65
5.3	Prima ipotesi di set-up sperimentale.	65
5.4	Seconda ipotesi di set-up sperimentale.	66
5.5	Terza ipotesi di set-up sperimentale.	66
5.6	Set up di misura adottato: schema di principio.	67

5.7	Catena di livellamento della tensione: variac (a sinistra), trasf. multipresa (al centro), trasf. abbassatore (a destra). . .	68
5.8	Datalogger (a sinistra), Oscilloscopio (a destra).	68
5.9	Linea SILCOPAC-D [19].	69
5.10	Sistema di ventilazione dei convertitori di Taglia V [19]. . .	70
5.11	Schema elettrico della sezione di potenza relativo all'SPDM 2K2 [19].	71
5.12	Struttura SPDM 2K2: a) Vista dall'alto b) Interno.	72
5.13	Clamp.	72
5.14	Schema a blocchi del regolatore di corrente.	72
5.15	Set up di misura: schema di principio.	73
5.16	Parzializzatore trifase.	74
5.17	Catena di step down.	74
5.18	Misura di tensione e temperatura.	75
5.19	Inserimento delle termocoppie negli slot dedicati.	76
5.20	Set up di misura realizzato.	77
5.21	Alcune impostazioni preliminari.	78
5.22	Andamento della temperatura (del Case) relativo al tiristote AT655 (2R) durante la sessione di prove.	79
6.1	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 6R-3F ($T_c=30C^\circ$).	81
6.2	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 4R-1F ($T_c=30C^\circ$).	82
6.3	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 2R-5F ($T_c=30C^\circ$).	82
6.4	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 6R-3F ($T_c=30C^\circ$) (singolo periodo di conduzione). . .	83
6.5	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 4R-1F ($T_c=30C^\circ$) (singolo periodo di conduzione). . .	83
6.6	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 2R-5F ($T_c=30C^\circ$)(singolo periodo di conduzione). . .	84
6.7	Andamenti della tensione-corrente relativi alla coppia di ti- ristori 6R-3F (un periodo di conduzione; $T_c=30 C^\circ$).	84
6.8	Correnti I_R , I_S , I_T (singolo periodo di commutazione). . . .	86
6.9	Andamenti della corrente I_R per valori crescenti della tem- peratura (dall'alto verso il basso).	87
6.10	Andamenti della corrente I_S per valori crescenti della tempe- ratura (dall'alto verso il basso).	88
6.11	Andamenti della corrente I_T per valori crescenti della tempe- ratura (dall'alto verso il basso).	89
6.12	Andamento anomalo della corrente I_R	90
6.13	Esempio di finestra temporale di tensione.	92

6.14	Esempio di finestra temporale di corrente.	93
6.15	Caratteristica V-I a dispersione.	93
6.16	Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=40C^\circ$ relativi alla coppia di tiristori 4R-1F e loro interpolazione. . .	94
6.17	Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=50C^\circ$ relativi alla coppia di tiristori 4R-1F e loro interpolazione. . .	95
6.18	Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=60C^\circ$ relativi alla coppia di tiristori 4R-1F e loro interpolazione. . .	95
6.19	Curve di fitting complessive relative alla coppia di tiristori 4R-1F.	96
6.20	Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=40C^\circ$ relativi alla coppia di tiristori 6R-3F e loro interpolazione. . . .	96
6.22	Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=60C^\circ$ relativi alla coppia di tiristori 6R-3F e loro interpolazione. . .	97
6.21	Distribuzione dei valori (v,i) alla temperatura $T_c=50C^\circ$ relativi alla coppia di tiristori 6R-3F e loro interpolazione. . .	97
6.23	Curve di fitting complessive relative alla coppia di tiristori 6R-3F.	98

Elenco delle tabelle

1.1	Alcuni impianti installati (fonte:ASI).	13
2.1	Potenze e frequenze di impiego dei principali dispositivi di potenza.	24
5.1	Caratteristiche riassuntive dei convertitori della Taglia V [19].	70

Bibliografia

- [1] Ned Mohan, Tore M.Undeland, William P.Robbins “Elettronica di potenza:convertitori e applicazioni” .
- [2] Muhammad H.Rashid , “Elettronica di potenza: applicazioni”.
- [3] Power Electronics handbook.
- [4] Philips Semiconductor “Power Semiconductor Applications: Power Control with Thyristors and Triacs”.
- [5] ABB Semiconductors AG: Application Note.
- [6] William D.Walker, Member, and William F. Weldon, Senior Member, IEEE: Thermal Modeling and Experimentations to Determine Maximum Power Capability of SCR’s and Thyristors.
- [7] John W.Motto Jr., William H. Karstaedt, Jerry M. Sherbondy Sr., Scott G. Leslie, IEEE: Electro-Thermal Modeling of Multi-Megawatt Power Electronic Applications Using PSPICE.
- [8] John W.Motto Jr., William H. Karstaedt, Jerry M. Sherbondy Sr., Scott G. Leslie, IEEE: Modeling Thyristor and Diodes; On-State Voltage and Thermal Impedance, Effective Tools in Power Electronic Design.
- [9] John W.Motto Jr., William H. Karstaedt, Jerry M. Sherbondy Sr., Scott G. Leslie, IEEE: Thyristor (Diode) On-State Voltage, The ABCD Modeling Parameters Revisited Including Isothermal Overload and Surge Current Modeling.
- [10] John W.Motto Jr., William H. Karstaedt, Jerry M. Sherbondy Sr., Scott G. Leslie, IEEE:Thyristor (Diode) Transient Thermal Impedance Modeling Including the Spatial Temperature Distribution During Surge and Overload Conditions.
- [11] John W.Motto Jr., IEEE: Thyristor (Diode) Transient Thermal Impedance Modeling and Verification for inductive Load Applications.

-
- [12] Istvan L. Somos, IEEE, Dante E. Piccone, Lawrence J. Willinger, and William H. Tobin: Power Semiconductors-A new Method for Predicting the On-State Characteristic and Temperature Rise During Multicycle Fault Currents.
- [13] F.Gentry: Semiconductor Controlled Rectifiers. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1964.
- [14] J.K.Chester “A new technique for deriving self-consistent electrical and thermal models of thyristors during surge loops from experimental data” in IEEE 1977.
- [15] J.K.Chester and N.Y.A. Shamma, “Isothermal V-I characteristic of high power thyristors up to surge current levels”, UPEC 90.
- [16] A.K. Jonscher: “Principles of Semiconductor Device Operation”, John Wiley & Sons Inc. New York Copyrightn 1960. F.Gentry: Semiconductor Controlled Rectifiers. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1964.
- [17] Carslaw, H.S e Jaeger, J.C. “ Conduction of Heat in Solids”, second Edition Oxford University Press 1959.
- [18] William E. Newell, Senior Member: Transient Thermal Analysis of Solid-State Power Devices-Making a Dreaded Process Easy.
- [19] AnswerDrives: “Silcopac D: manuale hardware e software”.
- [20] Poseico SPA: www.poseico.it (DataSheet: Phase Control Thyristor AT 655).
- [21] ItalOhm S.r.l : www.italohm.com (DataSheet: SHUNT).

Appendice A

Datasheet

Ringraziamenti

Un sentito ringraziamento va ai professori Andrea Tortella e Mauro Andriollo, che mi hanno seguito in questo lavoro di tesi; all' Ing. Valerio Lovisotto, tutor aziendale di Ansaldo Sistemi Industriali, per non dimenticare dell'Ing. Andrea Piccoli e Claudio Brocca, che mi hanno permesso di svolgere l'attività di tesi presso l'azienda.

Questo lavoro rappresenta il punto di chiusura di un lungo e sofferto iter di studi, accompagnato da lunghe salite e brevi, ma se pur costanti, discese, che mi hanno permesso di raggiungere, alla fine, un traguardo importante della mia vita; un obiettivo che fino a qualche anno fa sembrava irraggiungibile. Ho imparato che la vita è come una lunga gara, piena di curve, dossi, salite, discese; un'interminabile corsa, dove però non conta arrivare primi al traguardo, ma dove è importante avere dei compagni di squadra che ti sappiano capire ed aiutare, nello studio, nel lavoro, nelle difficoltà che la vita ci pone di fronte ogni giorno. E' stato un lungo percorso, dove le cadute non sono mancate; ho imparato però a credere in me stesso, nelle mie capacità e trovare la forza per rialzarmi sempre e combattere fino in fondo; anche quando le forze vengono a mancare e si vuole gettare la spugna. Sono tanti i compagni di battaglia che voglio ringraziare e che mi hanno accompagnato in questo percorso. Un ringraziamento di cuore va alle mie tre colonne portanti, ovvero alla mamma "Gabri", al papà Giuseppe e alla mia ragazza Francesca, che mi hanno sempre sostenuto, appoggiato, compreso, pazientato e sopportato nei momenti di ("sclero"), ma soprattutto, si sono sempre sacrificati con me. Come non dimenticare di Luigi, Daniela e Gianluca; degli zii e cugini. Un grazie a tutti i mie compagni di università: Andrea, Daniele, Paolo, Marco, Patrick, Alberto, Fabio, Enrico; a tutti i mie amici/che, in primis, Daniele e Lisa; la combriccola Andrea-Devis-Stefano, Massimo, Fabio C., Enrico A., Davide F., Nicola, Ilaria, Silvano, Michela, Giovanni, Cristina, Linda. Infine, ma non ultimi, un grazie a tutto lo staff del bar "La Stua", con cui ho condiviso gioie, feste, risate e bellissimi momenti, oltre alle numerose ore di lavoro. Un grazie a tutti coloro che erroneamente, a causa della mia (ormai) sentita stanchezza ho dimenticato di citare.

Padova, Martedì 7 Dicembre 2010