
1	Diodo	2
1.1	Diodo Schottky	5
2	Transistore	6
2.1	L'Impiego del Transistore come Interruttore	8
3	BJT	12
4	MOSFET	14
5	IGBT	19
5.1	Caratteristiche Nominali del Componente	21
6	Tiristore	24
6.1	Protezione dei Tiristori	27
6.1.1	Interruzione della Conduzione	28
6.1.2	Dati Tecnici sui Tiristori	29
6.2	Comportamento Termico.....	32
6.2.1	Comportamento in regime adiabatico	33
6.2.2	Comportamento in regime transitorio	33
6.2.3	Comportamento in regime statico	33
6.2.4	Tecniche di Raffreddamento	34
7	GTO.....	36
7.1	Modalità di Accensione e Spegnimento del GTO.....	37
8	IGCT.....	40

COMPONENTI ELETTRONICI DI POTENZA

Generalità

Presupposto fondamentale per l'esistenza di circuiti di conversione è la presenza di dispositivi che consentono il passaggio della corrente in un solo senso. Prima di passare alla descrizione qualitativa e funzionale dei vari tipi di convertitori è opportuno premettere il funzionamento dei componenti semiconduttori di potenza.

Sempre meno raramente sono 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 volt e correnti di 300 A, o di 600 volt 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 volt, 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 (Gate Turn Off), 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.

Infine si hanno gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Power Transistor), componenti molto veloci nella fase di commutazione (15÷20 khz) in grado di interrompere correnti dell'ordine del centinaio di amperes a livelli di tensione del kV, che forniscono tra l'altro a costi contenuti un elevato grado di integrazione.

I dispositivi discreti a semiconduttori in uso, raggruppati per famiglie, sono riportati nella seguente tabella:

Diodi	Transistor	Tiristori
Switching	BJT	SCR
Scottky	MOSFET	GTO
Zener	IGBT	IGCT

1 Diodo

Nella famiglia dei diodi, per la fascia di potenza di interesse, i componenti semiconduttori presi in considerazione sono i diodi raddrizzatori al silicio il cui funzionamento interno è sostanzialmente simile a quello dei tiristori.

Si ricordi che per tale tecnologia costruttiva, il silicio quadrivalente dovrà essere in una forma estremamente pura, tale cioè che in 10 miliardi di atomi di silicio non deve essere contenuto più di un atomo di impurità. Alla temperatura ambiente sono presente per ogni cm^3 di cristallo circa 20 miliardi di elettroni liberi ed altrettante lacune, se il cristallo è sottoposto ad un campo elettrico, gli elettroni e le lacune migrano in direzione opposta.

Le caratteristiche di conduzione cambiano completamente quando il cristallo è drogato, allorquando cioè nel reticolo cristallino s'inseriscono delle impurità pentavalenti (ad es. antimonio) o trivalenti (ad es. alluminio) in concentrazioni molto piccole per non alterare la concentrazione del cristallo. Pertanto se il drogaggio è effettuato con antimonio resta un

elettrone in eccedenza, esso si comporta come elettrone di conduzione ed il silicio è detto *n-drogato*, se invece il drogaggio è effettuato con alluminio il silicio è detto *p-conduttore*.

Un fenomeno importante è presente quando in un cristallo al silicio è presente una superficie di separazione tra una zona *p* drogata ed una zona *n*. Non appena si forma la giunzione, si ha una diffusione spontanea di elettroni dal Si di tipo *n* al Si di tipo *p* e viceversa; in pratica gli elettroni e le lacune che si trovano nella giunzione si eliminano gli uni con gli altri, e nella regione, immediatamente adiacente la superficie di separazione, il passaggio di cariche mobili nei due sensi rende le due parti di materiale non più elettricamente neutri. Viene così a crearsi una barriera di potenziale di polarità tale da impedire l'ulteriore diffusione degli elettroni nella regione di tipo *p* e delle lacune nella regione di tipo *n*, infatti l'ulteriore diffusione di elettroni è ostacolata dalla carica fissa negativa (accettori) e analogamente le lacune non diffondono essendo respinte dalla distribuzione di carica fissa positiva (donatori). In fig. 9.1-a sono riportati la situazione delle cariche, gli andamenti della densità di carica e del potenziale E_1 nell'adiacenza della giunzione, che svuotata di cariche mobili è detta regione di svuotamento (*depletion layer*), allorché non è applicato dall'esterno alcun campo elettrico e la diffusione delle cariche è dovuta solo all'agitazione termica. Se a tale cristallo si applica una tensione E in modo tale da creare un campo ortogonale alla superficie come in fig. 9.1-c, in cui la polarizzazione è positiva nella zona *n* e negativa nella zona *p*, gli elettroni e le lacune tendono ad allontanarsi dalla superficie di contatto formando uno strato di sbarramento; tale dispositivo altro non è che il diodo al silicio nello stato di interdizione.

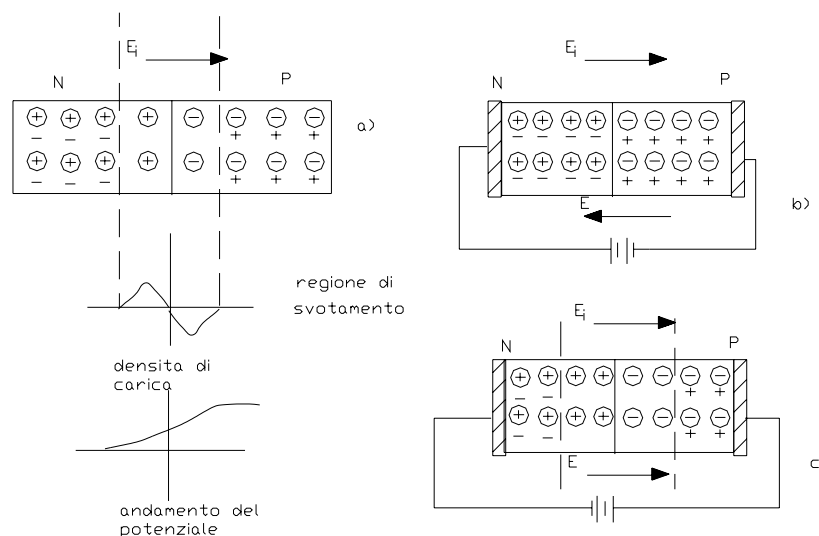


Fig. 9.1 - Diodo nello stato conduttore (b) e nello stato di interdizione (c).

Diverso è il comportamento se si inverte la polarità della tensione applicata, come in fig.9.1-b, in tale caso gli elettroni vengono spinti nella zona *p* e la zona vicina allo sbarramento è invasa da portatori di cariche, la zona a bassa conducibilità nella vicinanza della superficie di contatto viene a sparire, lo strato di sbarramento è annullato ed il cristallo diviene conduttore. Tale tipo di meccanismo è presente in ogni tipo di diodo a semiconduttore, tuttavia per quanto riguarda la fascia dei componenti dei transistor di potenza è necessaria la presenza di una regione di sostegno.

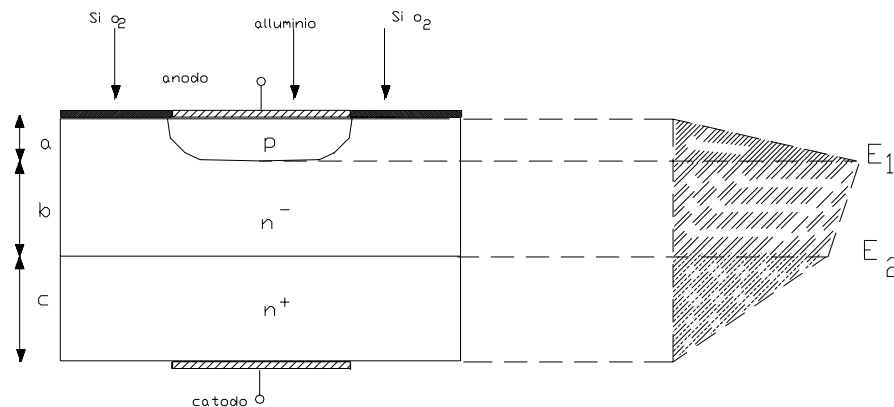


Fig. 9.2 - Composizione di un diodo di potenza

Per le elevate tensioni è infatti necessario affidare ad uno strato intrinseco (Buffer layer) il compito di accogliere la regione di svuotamento, utilizzando una struttura costituita da una successione di zone di tipo P+ N- N+. Le zone esterne ad elevato drogaggio (+) costituiscono l'ossatura del diodo e presentano un'elevata conducibilità elettrica, in modo da offrire una bassa resistività serie e quindi garantire una bassa caduta di tensione in conduzione; ciò è indispensabile non solo per realizzare un diodo il più ideale possibile, ma anche per garantire una bassa dissipazione di potenza. Il fatto di poter operare con dissipazioni ridotte comporta una serie di vantaggi, quali un maggior margine operativo di potenza, una maggiore efficienza nella rettificazione, una minor temperatura di lavoro, una maggiore durata del componente, minori stress interni al package, minori esigenze di ventilazione o risparmio nel dimensionamento del dissipatore. Al sottile strato intermedio ad elevata resistività è invece affidato il compito di accogliere la regione di svuotamento, preposta alla tenuta in tensione. Lo spessore di questo strato deve essere adeguato alla tensione di lavoro, tenendo conto che il silicio intrinseco è in grado di sostenere fino ad oltre $30 \text{ V}/\mu\text{m}$ e che l'estensione della regione di carica spaziale non è costante ma cresce all'incirca con la radice quadrata della tensione applicata.

Un tipico andamento della legge V-I di un diodo è riportato in fig. 9.4.

I costruttori forniscono, per descrivere il comportamento del diodo di potenza, le sollecitazioni che vengono garantite come sopportabili dal componente e dei range di variazioni possibili per le grandezze di interesse. Tali grandezze dette anche in senso più esteso *caratteristiche* si suddividono in:

a) Caratteristiche elettriche statiche: tensione di tenuta, corrente media diretta, corrente di picco non ripetitiva, corrente inversa massima, caduta di tensione diretta, tensione minima di breakdown .

b) Caratteristiche elettriche dinamiche ,che descrivono il comportamento del diodo durante la fase di spegnimento e di accensione. Durante il periodo di spegnimento il fenomeno viene caratterizzato dalla carica cosiddetta di recovery, pari all'integrale, esteso all'effettivo tempo di spegnimento, di una corrente inversa nel diodo di valore tale da poter effettuare lo spegnimento. Si ricordi che i diodi di potenza possono avere tempi di recovery dell'ordine di $10 \div 100 \mu\text{sec.}$, ed i picchi di corrente inversa possono essere dell'ordine della corrente diretta, inoltre convenzionalmente nel funzionamento a 50 Hz il comportamento si suppone statico .

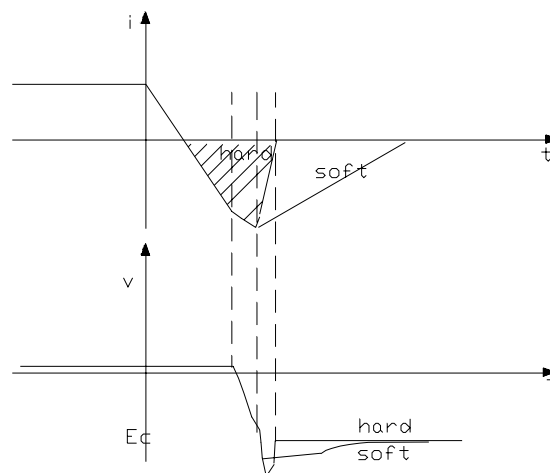


Fig.9.3 - Caratteristica allo spegnimento, tempo di recovery

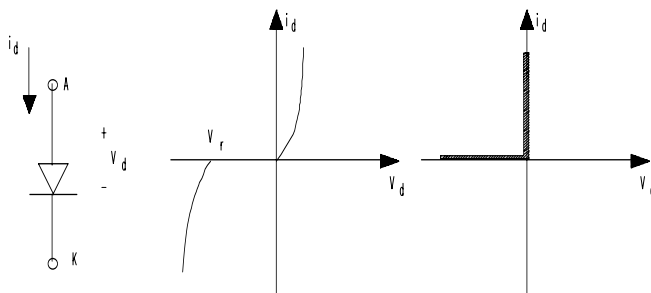


Fig. 9.4 - Simbolo del diodo (a), caratteristica statica (b), caratteristica semplificata(c)

c) Caratteristiche termiche statiche. Un problema fondamentale e di grande importanza è quello del raffreddamento, in funzione della potenza dell'apparecchiatura e delle condizioni di funzionamento possono richiedersi sistemi di raffreddamento a convezione naturale (alette di alluminio), a convezione forzata d'aria o d'acqua. Per determinare la scelta del tipo di raffreddamento è necessario calcolare la potenza dissipata, nel dispositivo, conoscere la temperatura massima ammessa e la resistenza termica giunzione cassa e cassa sistema di raffreddamento.

1.1 Diodo Schottky

In alcuni casi è necessario ricorrere a diodi veloci, cosiddetti fast; i diodi Schottky appartengono a questa categoria, differenziandosi dagli altri anche veloci (Fast) per la loro struttura interna. Un diodo Schottky è formato da un sottile strato di metallo in diretto contatto con il semiconduttore, di solito di tipo n , in tal caso lo strato metallico forma l'elettrodo positivo ed il semiconduttore n è il catodo. La tensione che consente lo stato *on* è più piccola di quella di un normale diodo al silicio (0.3-0.4 V), la tensione di breakdown non può superare il centinaio di volt, ha invece tempi di passaggio dallo stato *on* allo *off* e viceversa più piccoli dei diodi tradizionali, e ciò è dovuto alla assenza di iniettare cariche minoritarie da immagazzinare durante la commutazione.

2 Transistore

Un transistor è schematicamente costituito da tre regioni a drogaggio alternato, realizzate in monocristallo di germanio o di silicio, in modo da dare luogo alle configurazioni p-n-p o n-p-n del tutto equivalente fra loro, inoltre nel transistor di potenza lo strato intermedio è costituito da due strati dello stesso tipo ma con concentrazioni di drogaggio diverse. Dal punto di vista elettrico il transistor è individuato da relazioni funzionali tra le grandezze I_B , I_C , V_{BE} , V_{CE} , generalmente fornite sotto forma di curve e diagrammi dette curve caratteristiche statiche. Nella caratteristica di collettore o di uscita mostrata in fig. 9.5a, nel piano I_C (corrente di collettore) V_{CE} (tensione tra collettore ed emettitore) con configurazione ad emettitore comune, i punti di funzionamento della regione centrale a tratti rettilinei pressoché paralleli soddisfano la (9.2), il tratto iniziale per V_{CE} quasi nullo ad elevata pendenza corrisponde alla saturazione, mentre la $I_B = 0$ corrisponde alla interdizione, i tratti finali quasi verticali sono dovuti alla interdizione per scarica a valanga.

Si consideri il transistor con collegamento ad emettitore comune, e si consideri la caratteristica $I_C = f(I_B, V_{CE})$, cioè le curve $I_C = f(V_{CE})$ con parametro I_B che rappresenta caratteristica più importante del transistor in tale tipo di connessione. Con corrente $I_B = 0$ come parametro, si fa crescere gradualmente la tensione V_{CE} , che viene riportata sulle ascisse, mentre i corrispondenti valori della corrente di collettore I_C sono riportati sull'asse delle ordinate. Ogni coppia di valori V_{CE} ed I_C , individua un punto nel piano: il luogo geometrico di questi punti costituisce una curva caratteristica, detta *caratteristica di collettore*. Si dà poi un valore diverso da zero ad I_B e operando come in precedenza si può tracciare la seconda curva. Si procede allo stesso modo dando altri valori discreti a I_B e si ottiene così *la famiglia di curve di uscita o caratteristiche di collettore* riportate in fig. 9.5a.

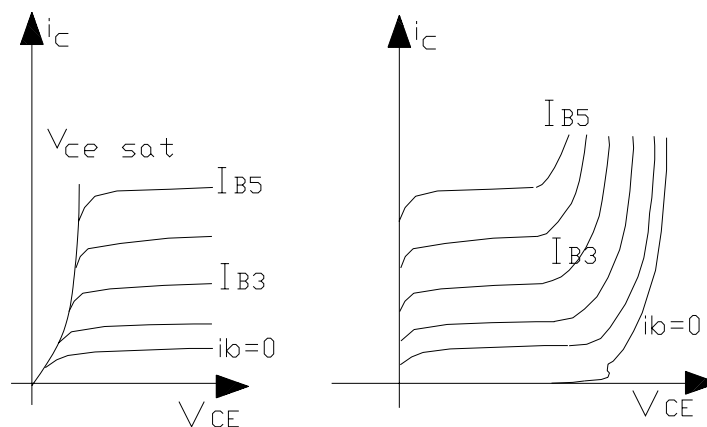


Fig.9.5-a – Caratteristica di collettore o di uscita di un transistor p-n-p, Caratteristica per tensioni V_{CE} elevate.

Anche in corrispondenza di $I_B = 0$ passa una corrente I_C che corrisponde alla corrente inversa dovuta ai portatori di minoranza; essa è presente trovandosi la giunzione V_{CB} polarizzata inversamente. Si noti che le caratteristiche di collettore lungo il primo tratto hanno tutte una parte di curva in comune e già per modesti incrementi di V_{CE} , la corrente I_C cresce rapidamente (per $I_B = \text{costante}$); per ulteriori aumenti di V_{CE} , una volta oltrepassato il ginocchio delle caratteristiche si hanno incrementi piccoli di I_C e le curve assumono andamento pressoché rettilineo con leggera pendenza positiva; questa parte comprendente i tratti lineari e circa equidistanti delle caratteristiche, viene chiamata *regione attiva*.

Nel caso di emettitore comune si vede che occorre una certa tensione di soglia V_s , dell'ordine di pochi mV (che non dipende dalla corrente di base) per avere corrente di collettore diversa da zero e che inoltre solo per una ben determinata corrente di collettore (dipendente dalla corrente di base) ciascuna caratteristica raggiunge il ginocchio. La regione delle caratteristiche di emettitore illustrata si chiama *regione di saturazione*. La tensione V_{CEsat} corrispondente al ginocchio della caratteristica è detta tensione *di saturazione* e viene data per un prefissato valore di I_B e dipende dal materiale semiconduttore costituente il transistor. La tensione di saturazione V_{CEsat} è dell'ordine di 0,1 V per transistori al germanio e di 0,3 V per transistori al silicio. Quando la corrente di collettore si riduce alla sola I_{CBO} il transistor si dice *interdetto* (cutoff) oppure che si è all'interdizione.

Se si estende il rilievo delle caratteristiche statiche di collettore nel campo delle *tensioni elevate* si osserva un brusco ripiegamento verso l'alto delle curve in corrispondenza di valori di V_{ce} .

Si ricordi che la base è sottile e poco drogata, in tale modo gli elettroni emessi dalla zona emettitrice, in presenza di polarizzazione positiva della giunzione E-B, possono attraversare la base e giungere alla giunzione B-C.

Si analizzi ad esempio il comportamento del transistor n-p-n nella disposizione circuitale a emettitore comune, in tale schematizzazione la sorgente di segnale è applicata al circuito di base ed il segnale di uscita è prelevato dal collettore. Il funzionamento del transistor richiede la presenza di due tensioni di polarizzazione tra gli elettrodi; tra emettitore e base circolerà una corrente con elevata intensità, tale corrente se la base è sottile ha una limitata probabilità di essere neutralizzata nella base stessa, attraversa quindi anche la giunzione di collettore il cui campo di barriera ne favorisce la diffusione.

Sia I_m la corrente di elettroni emessa dall'emettitore, una parte di questa viene perduta per ricombinazione nella zona di emettitore ed una parte nella base, sola la parte αI_m raggiunge il collettore; la corrente di collettore può perciò scriversi:

$$I_C = -\alpha I_m + I_{CBO} = -\alpha I_m \quad (9.2)$$

con $0.9 \ll \alpha \ll 0.999$ ed I_{CBO} corrente della giunzione B-C nel caso in cui l'emettitore resta aperto.

Dalla legge di Kirchhoff, rispettando le convenzioni per le correnti, si ha

$$I_B = -I_m - I_C \quad (9.3)$$

richiamando la (9.2), comunque valida per il transistor, indipendentemente dal tipo di configurazione, si ha:

$$I_C = \alpha (I_B + I_C) + I_{CBO} \quad (9.4a)$$

da cui:

$$I_C = \alpha I_B / (1-\alpha) + I_{CBO} / (1-\alpha) \quad (9.4b)$$

posto $k = \alpha / (1-\alpha)$, è possibile scrivere:

$$I_C = k I_B + (1+k) I_{CBO} \quad (9.5)$$

e ponendo : $I_{CE0} = (1+k) I_{CB0}$, si avrà la relazione tra la corrente di base e quella di collettore:

$$I_C = k I_B + I_{CE0} \quad (9.6)$$

Si osservi che lasciando aperta la base, nella configurazione ad emettitore comune ($I_B = 0$, $I_m = I_C$), si avrà una corrente I_C $(1+k)$ volte più grande di I_{cb0} , naturalmente la tensione che si stabilisce tra base ed emettitore non sarà nulla. Si ricordi che i pedici apposti ad I_{ce0} stanno ad indicare che si tratta di corrente attraverso collettore ed emettitore per base aperta. Questa corrente, come del resto I_{cb0} , è fortemente dipendente dalla temperatura dell'involucro, quindi della potenza dissipata e conseguentemente di quella trasmessa all'esterno; per i transistor in esame, con corrente di collettore dell'ordine di $100 \div 250$ A, il valore del guadagno in corrente K è $10 \div 50$.

2.1 L'Impiego del Transistore come Interruttore

In un vastissimo campo di applicazioni che va da quello dei calcolatori elettronici a quello più generico dell'elettronica industriale, i dispositivi elettronici (FET, transistori) possono essere impiegati come *interruttori* comandati da un segnale.

Un interruttore è caratterizzato dal fatto di presentare impedenza molto bassa quando è chiuso e impedenza molto alta quando è aperto. Il passaggio da uno stato all'altro richiede un certo tempo che viene indicato come *tempo di commutazione* e avviene tramite un segnale di comando. *Un interruttore ideale dovrebbe avere impedenza nulla (cortocircuito) quando è chiuso, impedenza infinita (circuito aperto) quando è aperto e tempo di commutazione nullo (passaggio istantaneo da uno stato all'altro).*

Un interruttore meccanico si comporta come un interruttore ideale relativamente ai primi due requisiti, ma non riguardo al tempo di commutazione che è piuttosto lungo.

Un interruttore realizzato con un dispositivo elettronico (FET o transistore) può funzionare da interruttore più o meno ideale a seconda del tipo del componente impiegato.

Un transistore inserito in un circuito, si comporta praticamente come un circuito aperto, quando non circola corrente di base, in quanto l'unica corrente presente è quella inversa I_{CB0} dell'ordine di alcuni nA nei transistori al silicio (punto di funzionamento Q di fig. 9.9).

In tali condizioni il transistore presenta una resistenza di qualche decina di $M\Omega$. Quando invece la corrente di base è tale da portare il transistore in saturazione la caduta di tensione fra collettore ed emettitore si riduce a qualche decimo di volt ($0.1 \div 0.3$ V) e la resistenza equivalente a pochi ohm ($10 \div 20 \Omega$) per cui il suo comportamento si avvicina a quello di un interruttore meccanico.

Negli impieghi pratici dell'elettronica, un interruttore può quindi essere sostituito da un transistore collegato ad emettitore comune.

La condizione che si stabilisce nel punto Q , cui corrisponde la tensione V_{CEsat} , è detta di saturazione infatti anche aumentando il valore della tensione di comando e quindi il valore della corrente di base risultante, non si può verificare un ulteriore incremento della corrente del transistore né pertanto una ulteriore riduzione della tensione V_{CEsat} che su esso si stabilisce.

La condizione di saturazione corrisponde ad una condizione operativa per ottenere la quale la tensione V_{BE} , che si deve applicare alla giunzione base- emettitore per dare luogo alla corrente di base in condizione di saturazione, viene ad essere superiore alla tensione V_{CE}

disponibile tra collettore ed emettitore. In tale caso, allora, entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente, il transistor cessa di amplificare.

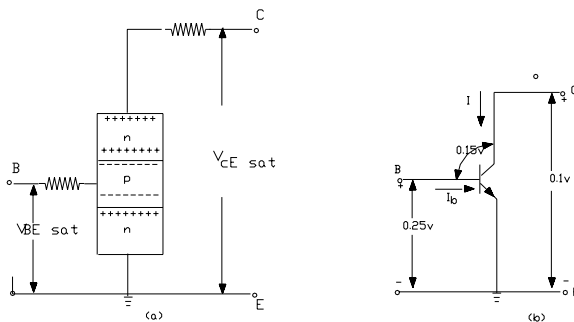


Fig. 9.5 - Transistore ad emettitore comune in fase di saturazione

Infatti, per muovere il punto di funzionamento (fig.9.6) da P verso Q si deve aumentare la corrente di base tramite un aumento della tensione V_B , man mano che il punto si porta verso Q la tensione V_{CE} tra collettore ed emettitore diminuisce. Raggiunto approssimativamente il punto Q, la tensione V_{BE} che occorre applicare alla base risulta uguale a quella che si ha sul collettore V_{CE} .

Se ci si riferisce alla fig. 9.6, si vede che in condizione di saturazione un valore di V_{ce} più piccolo è ottenibile solo variando la retta di carico, passando ad esempio dal punto Q a Q' con un aumento della resistenza di carico da R ad R', è possibile notare inoltre che V_{ce} dipende dalla corrente di collettore che si vuole ottenere funzione, a pari tensione da commutare, della resistenza di carico prescelta.

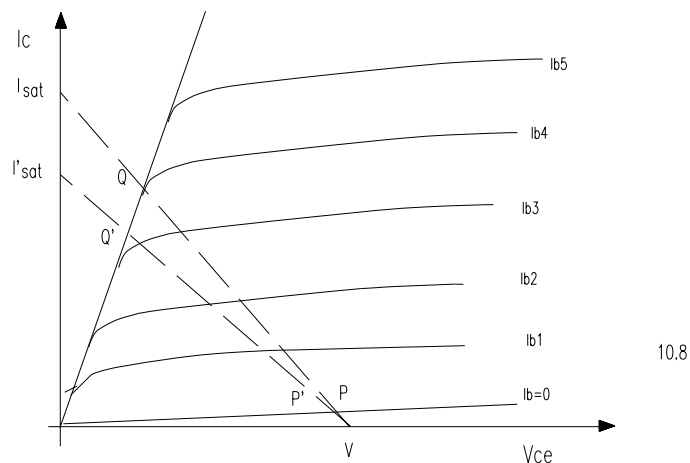


Fig. 9.6- Caratteristica statica e retta di carico

Caratteristiche Dinamiche Del Transistore

a) accensione del transistor In fig. 9.7-a è riportato lo schema circuitale e l'andamento della corrente di collettore nel tempo successivamente alla applicazione di un gradino nella corrente di base, nel caso in cui il carico è resistivo. Si può osservare che dopo una prima fase di ritardo, dovuta al fatto che è necessario un certo tempo affinché la barriera di potenziale sulla B-E venga abbassata, la corrente di collettore cresce con legge esponenziale.

Se $I_b > V_{ce}/R_l$ il transistoro funziona nella zona di saturazione e gli andamenti si modificano secondo la legge lineare

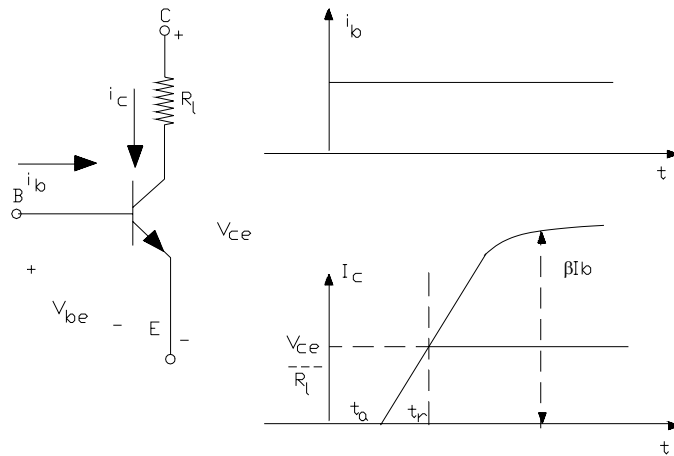


Fig. 9.7-Accensione in zona di saturazione, con carico resistivo.

Dall'esame di quest'ultima figura, si può notare che allorché questi componenti vengono usati come interruttori è conveniente lavorare nel tratto di saturazione della caratteristica in cui la resistenza interna, data dalla tangente alla curva nel punto di lavoro, è piccola, e ciò per avere minima potenza dissipata all'interno del componente e quindi la possibilità di un loro uso nei convertitori progettati per potenze elevate (fino a potenze dell'ordine di 10 kW).

Si osservi che in questo componente la corrente di base I_b deve essere mantenuta per tutto il tempo della conduzione, contrariamente a quanto accade nel tiristore, in cui come si vedrà è sufficiente solo un segnale di innesco. Il non elevatissimo guadagno in corrente K tra I_b ed I_c fa sì che una potenza non trascurabile è dissipata nel circuito di base, contrariamente al tiristore in cui la potenza del segnale di controllo è modestissima rispetto a quella controllata.

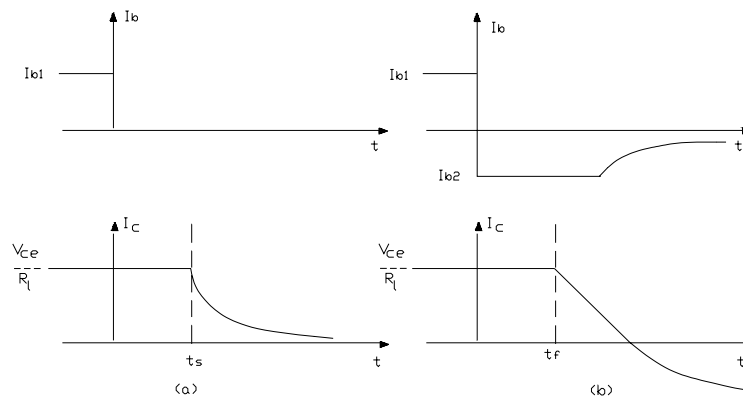


Fig. 9.8 - Spegnimento di un transistoro, senza e con corrente di base negativa

b) spegnimento del transistoro Si supponga che il componente sia inizialmente saturo, se l'operazione viene effettuata annullando la corrente di base si possono individuare due fasi:

- 1) un tempo t_s per lo smaltimento dell'eccesso di cariche presenti nella base, funzione del livello di saturazione, iniettate nello stato precedente sia dall'emettitore che dal collettore.
- 2) una fase di diminuzione esponenziale della corrente. Tale operazione è causata principalmente dalle capacità interne, e non può perciò rispondere con una caratteristica a gradino. Per accelerare lo spegnimento si può applicare una tensione di base negativa, il

tempo t_s resta inalterato, mentre migliora la restante fase e la I_c decade con legge lineare. Evidentemente se il transistor non è saturo non è presente la prima fase e $t_s = 0$, fig. 9.8.

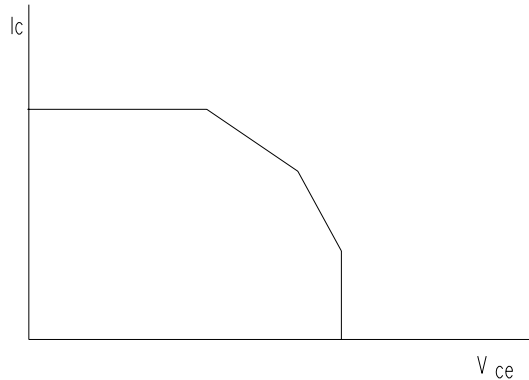


Fig. 9.9 - Caratteristica SOAR statica

c) **SOAR** (*Safe operating Area*) In fig. 9.9 è riportato il tratto di piano in cui il componente può lavorare in regime statico in fase di commutazione, la SOAR relativa all' accensione invade quasi tutta la porzione di piano compreso tra gli assi coordinati e le rette I_c massima e V_{ce} massima, per quanto riguarda quella relativa allo spegnimento essa è invece più ristretta per contenere la corrente di collettore entro la massima corrente di fuga ammessa .

Il transistor ha quindi proprietà amplificatrici e presenta analogie con i tubi elettronici, vi è però una notevole differenza per il fatto che la corrente nel circuito di carico , nel transistor BJT è funzione di I_b mentre nelle valvole è funzione di V_b .

Il transistor si comporta quindi, agli effetti del passaggio di corrente come un interruttore aperto per correnti di controllo nulle e come una resistenza variabile al variare della corrente di controllo I_b . Si può notare inoltre che il transistor può considerarsi come un interruttore privo di inerzia , in cui entrano in gioco quantità di calore molto limitate e ciò spiega lo sviluppo che stanno avendo tali componenti come interruttori. Tuttavia il loro impiego viene limitato dalle potenze in gioco, in quanto la dispersione del calore dovuto alle perdite , anche se limitate percentualmente, è un problema di rilevante importanza.

Per tale componente risulta inoltre importante la resistenza termica, definibile dalla $R_{P'} = T_j - T_{amb}$, in cui T_j è la temperatura della giunzione, che approssimativamente non può superare i 120° , T_{amb} la temperatura ambiente, P' la potenza elettrica dissipata. Il necessario smaltimento del calore si ottiene disponendo sul corpo del transistor opportuni dissipatori termici, costituiti da piastre in alluminio o rame di forma opportuna, con raffreddamento naturale o forzato .

Transistori Darlington

Per diminuire, come precedentemente detto, la dissipazione di energia sotto forma termica della corrente di base, durante la fase di conduzione di un transistor, sono stati realizzati i transistori Darlington. In questi, entro il medesimo involucro sono racchiusi due transistori l'uno di potenza e l'altro di comando in collegamento Darlington, e le relative resistenze di polarizzazione; la resistenza di base del transistor di potenza è controllata da quello di controllo, fig. 9.10.

Il transistor di comando, grazie alla potenza veramente ridotta ha un guadagno relativamente alto (50÷100), mentre quello di potenza ha un valore compreso tra 10 e 50, di conseguenza il dispositivo ha un guadagno molto elevato (500÷1000).

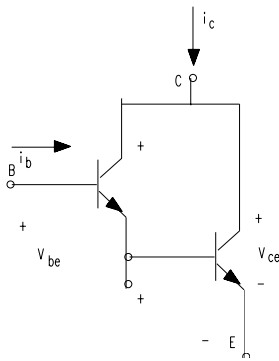


Fig. 9.10 - Configurazione circuitale di un transistor Darlington

3 BJT

Un BJT (*Bipolar Junction Transistor*) è un transistor controllato in corrente e costituisce il primo componente della famiglia dei transistori. La sua costituzione è già stata descritta nei paragrafi precedenti e di seguito viene descritto il suo comportamento come componente di potenza. Per le elevate tensioni è necessario affidare ad uno strato intrinseco (Buffer layer) il compito di accogliere la regione di svuotamento, utilizzando una struttura costituita da una successione di zone di tipo $N^+P^+N^-N^+$, come in fig. 9.11; anche in questo caso al sottile strato intermedio ad elevata resistività è affidato il compito di accogliere la regione di svuotamento, preposta alla tenuta in tensione. I valori numerici riportati nei singoli strati rappresentano il drogaggio per mm^3 .

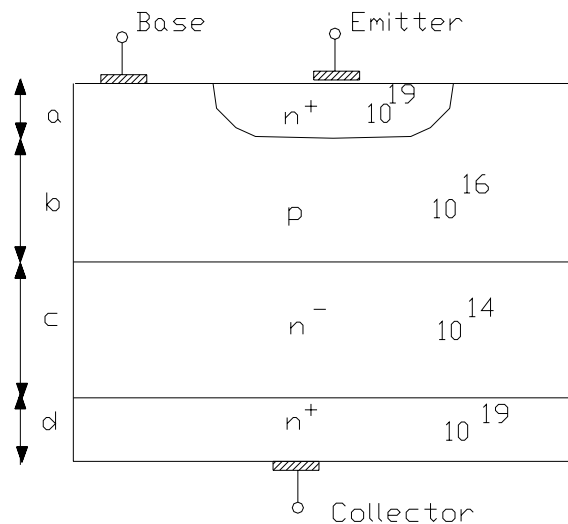


Fig. 9.11 - Struttura di un transistor BJT di potenza.

Caratteristica dei BJT di potenza, rispetto ai transistori bipolari utilizzati nell'elettronica di segnale, è la presenza di uno strato n^- , denominato *regione di drift*, che costituisce parte della zona di collettore. La disposizione costruttiva mostrata in fig. 9.11 è particolarmente adatta alle applicazioni di potenza in quanto essa rende massima la sezione di passaggio della corrente di collettore, minimizzando sia la dissipazione di potenza, sia la resistenza termica tra il chip e il contenitore. Lo strato n^+ di emettitore e quello n^+ di collettore hanno un drogaggio molto alto (tipicamente 10^{19} cm^{-3}) mentre la base e la regione di drift hanno entrambe un drogaggio più moderato (rispettivamente 10^{16} cm^{-3} e 10^{14} cm^{-3}). Importanti

parametri costruttivi sono sia lo spessore della regione di drift, generalmente compreso tra alcune decine e poche centinaia di μm , sia lo spessore della base, tipicamente dell'ordine di poche decine di μm : dal primo di questi parametri dipende infatti la *tensione di breakdown* della giunzione collettore-base, mentre il secondo influenza fortemente il guadagno statico di corrente e, con ciò, il valore della corrente di base necessario a mantenere il transistor nello stato di *on*. In ragione di tali considerazioni i BJT di potenza hanno di solito un valore di β generalmente molto piccolo (tipicamente da 5 a 10), e per ovviare a tale importante svantaggio sono di largo impiego, soprattutto nelle applicazioni di più elevata potenza, transistor bipolari detti *Darlington monolitici*,

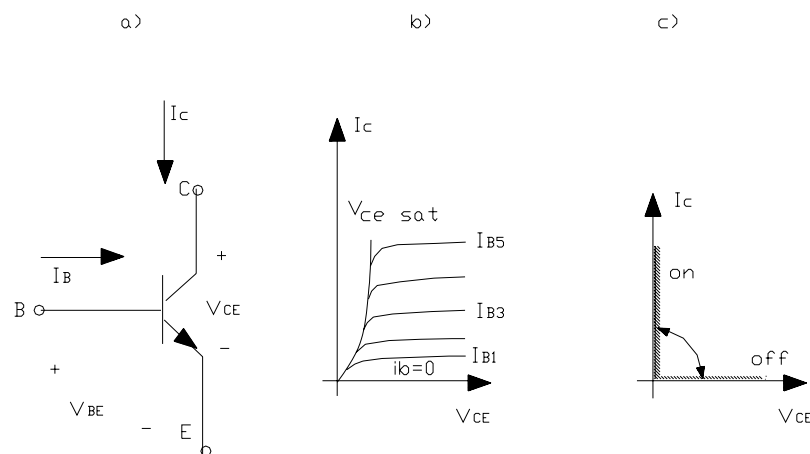


Fig. 9.12- Transistore BJT, (a) simbolo, (b) Caratteristiche statiche I_C , V_{ce} , (c) caratteristica semplificata.

Il comando è effettuato variando la tensione V_{BE} , detta di controllo, applicata tra base ed emettitore tra due valori: quello tale da dare luogo ad una corrente di base capace di produrre la maggiore conduzione possibile da parte del transistor, e quello di valore nullo o inverso rispetto alla giunzione di emettitore e quindi tale da dare luogo alla più piccola conduzione possibile. È evidente che la prima condizione approssima quella di un interruttore chiuso, mentre la seconda quello di un interruttore aperto. Nel funzionamento in saturazione le giunzioni sono ambedue polarizzate positivamente, la caduta di tensione è la minima possibile, e questo regime è ottenuto fornendo al transistor una corrente di base maggiore di I_C/k . Alle alte correnti, a seguito del fenomeno di allargamento della base, la zona di collettore a bassa drogaggio si riduce di spessore, e la resistenza di collettore diminuisce, ciò porta di conseguenza a lavorare in una zona di quasi saturazione.

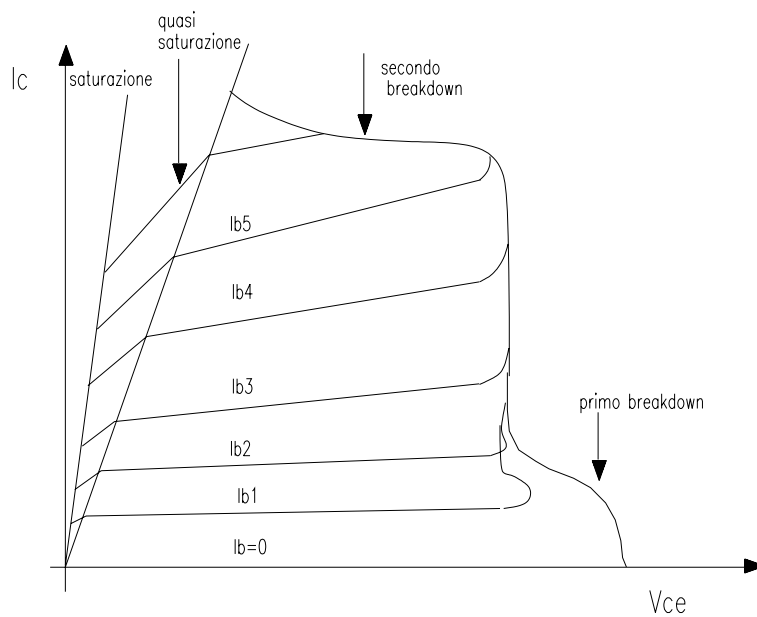


Fig. 9.13 - Caratteristica statica

4 MOSFET

Un MOSFET (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*) è un transistor metallo ossido semiconduttore ad effetto di campo, il semiconduttore impiegato è il silicio per la sua elevata conduttività termica e quindi per la sua capacità di dissipare calore. Tali transistori vengono anche identificati come appartenenti ai dispositivi unipolari, per il fatto che in essi la conduzione è assicurata da un solo tipo di portatori di carica: elettroni se il canale conduttivo viene realizzato con drogaggio n, lacune se il drogaggio è p.

I transistor ad effetto di campo debbono il nome al fatto che la corrente in questo dispositivo viene controllata dal campo elettrico prodotto dall'elettrodo di controllo (*gate*), funzione del potenziale applicato. Questi transistori sono la controparte allo stato solido dei tubi termoelettronici, essendo come questi controllati in tensione, e non in corrente come nei transistori bipolari.

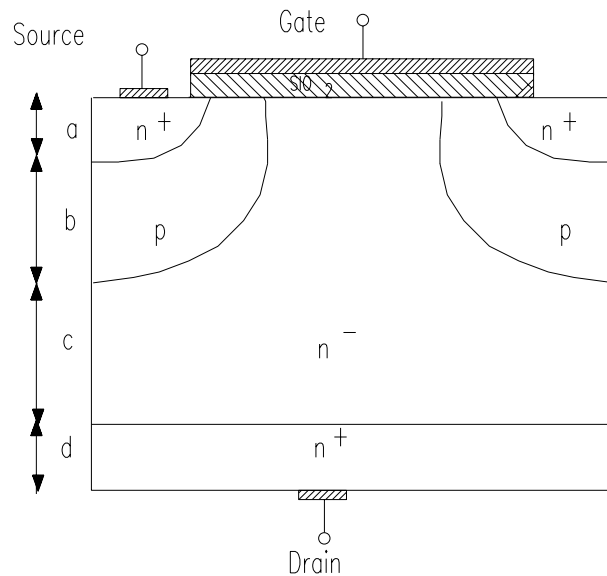
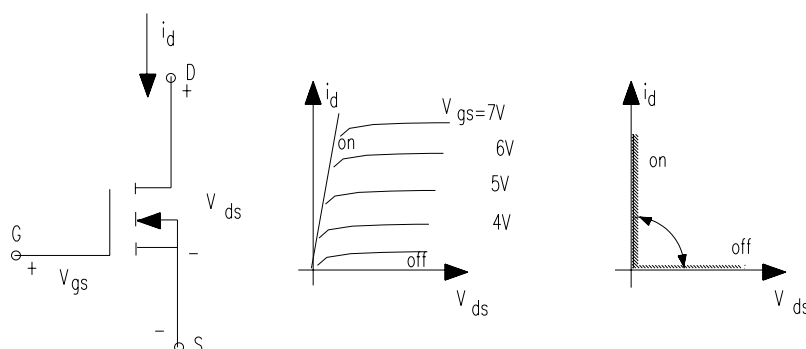


Fig. 9.14 - Struttura interna di un Mosfet

Un tipo comune di mosfet è costituito da due isole di silicio drogato per incrementare la concentrazione di cariche negative (silicio di tipo n) su uno strato del medesimo materiale drogato in modo da aumentare la concentrazione di portatori di carica positiva (silicio di tipo p). Uno strato di biossido di silicio con funzione isolante, viene posto a formare un ponte fra le due isole che sono chiamate *sorgente* e *pozzo*, depositato sull'isolante vi è un elettrodo di metallo: la *porta* (fig.9.14). Gli elettrodi porta, sorgente e pozzo corrispondono in un certo senso alla base, emettitore e collettore dei transistori bipolari.

Una tensione d'ingresso positiva applicata alla porta attrae elettroni verso l'isolante substrato di silicio, gli elettroni formano un canale indotto, permettendo alla corrente d'uscita di fluire dalla sorgente al pozzo, in assenza di segnale d'ingresso non si forma alcun canale, quindi non si ha alcuna corrente d'uscita.

In fig. 9.15 è mostrata la rappresentazione circuitale del Mosfet, la famiglia delle caratteristiche i_d , V_{ds} , e la sua rappresentazione semplificata.



10.12c

Fig. 9.15- Transistore MOSFET, (a) simbolo, (b)Caratteristiche statiche I_d , V_{ds} , (c) caratteristica semplificata.

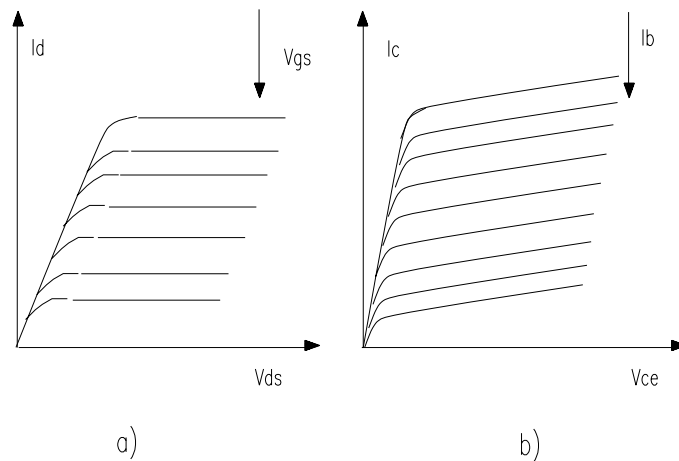


Fig. 9.16 - Confronto fra le caratteristiche di un MOSFET (a) e di un transistor BJT(b).

Dal confronto tra il Mosfet ed il BJT si può dire che il primo consente di operare con frequenze di switching più elevate, dell'ordine di qualche decina di Khz, ciò è dovuto al fatto che viene controllato in tensione ed ha un'elevata resistenza d'ingresso, quindi le correnti iniettate nel gate sono molto piccole e le potenze disperse per ogni interruzione sono piccole rispetto a quelle del BJT che è invece controllato in corrente.

Per quanto riguarda invece il campo di lavoro si può dire che in condizione di "on" il BJT può lavorare a potenze maggiori di quelle a cui può lavorare il MOSFET, ciò può essere anche visto dall'esame della fig. 9.16, in cui la retta d'involuppo delle caratteristiche, posta in ambedue nella zona di saturazione, ha una pendenza minore nel primo che nel secondo, ed essendo tale pendenza proporzionale alla resistenza interna si può dire che R_{ce} è inferiore a R_{ds} ; pertanto la potenza dissipata in conduzione nel primo è inferiore a quella del secondo. Infine un'ultima differenza fra i due dispositivi consiste nel fatto che, nella zona di non saturazione, il MOSFET ha una resistenza interna negativa mentre quella del BJT è positiva.

Nel campo di potenza da alcuni kVA a qualche centinaio di kVA la forma costruttiva più diffusa è quella propria dei *moduli di potenza* in cui uno o più transistor (tra essi opportunamente collegati e aventi ciascuno un diodo posto in antiparallelo tra il collettore e l'emettitore) sono assemblati in un *contenitore* ermetico di resina epossidica il cui fondo, costituito da una piastra di rame, è normalmente posto a contatto di un dissipatore di calore (detto *heat sink*) che, opportunamente raffreddato con aria naturale o forzata, oppure con liquido per le potenze termiche più elevate, consente lo smaltimento verso l'ambiente esterno del calore prodotto all'interno del dispositivo.

Confronto tra i BJT e i Mosfet di potenza

I BJT e i MOSFET sono concettualmente appartenenti alla famiglia dei transistori. Rispetto ai transistori utilizzati nell'elettronica analogica o digitale i transistori di potenza si differenziano sostanzialmente per una configurazione costruttiva che li rende adatti all'impiego come *interruttori a semiconduttore* nei convertitori statici di potenza utilizzati per la conversione controllata dell'energia elettrica, sia da corrente continua a corrente alternata (*invertitore*), sia da corrente continua a corrente continua con regolazione della tensione e/o della corrente d'uscita del convertitore (*chopper*), nel campo di potenza da qualche decina di VA a molte centinaia di kVA. Analogamente ai transistor utilizzati nei circuiti elettronici, i transistori di potenza possono essere del tipo a *giunzione*, indicati nella pratica come BJT di

potenza, oppure del tipo *ad effetto di campo*, tra i quali, di larghissimo impiego nelle applicazioni, sono i MOSFET di potenza e, dalla fine degli anni Ottanta, gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Poiché nelle applicazioni dei convertitori statici di potenza sono di normale uso valori di corrente nel campo da qualche A fino a molte centinaia di A, i transistor di potenza non sono di regola utilizzati nella zona attiva della loro caratteristica di collettore, in quanto l'elevata dissipazione di potenza termica associata a tale funzionamento comporterebbe, all'interno del dispositivo, un aumento della temperatura non tollerabile dalla piastrina di materiale semiconduttore; pertanto i transistor di potenza sono generalmente impiegati solo come elementi di commutazione, essendo utilizzati per la conduzione (*stato di on*) nella regione della caratteristica d'uscita ove, per valori normali della corrente di collettore minori della corrente di dimensionamento del transistor, la tensione tra collettore e emettitore è limitata a pochi V, oppure funzionando in condizione d'interdizione (*stato di off*), dove, con corrente di collettore nulla, il transistor è chiamato a sopportare tra il collettore e l'emettitore una tensione di polarizzazione diretta che, dipendendo dal tipo di transistor di potenza, può raggiungere valori massimi nel campo da qualche decina fino a alcune migliaia di V. Sia la commutazione del transistor dallo stato di *off* a quello di *on* (detta *accensione*), sia la commutazione inversa (detta *spegnimento*), sono attuate inviando, attraverso un idoneo circuito elettrico detto *circuito di pilotaggio*, un opportuno segnale di comando all'elettrodo di controllo del dispositivo. Tali commutazioni non avvengono istantaneamente, perciò sono importanti parametri caratteristici di ciascun transistor di potenza il *tempo di accensione* e il *tempo di spegnimento*. Questi tempi di commutazione, pur essendo intrinsecamente legati al tipo di transistor (ad es., i transistor a effetto di campo di regola hanno tempi di commutazione più bassi di quelli del tipo a giunzione), dipendono in una certa misura dai valori massimi della corrente e della tensione per i quali il dispositivo è stato costruito, essendo inoltre significativamente influenzati sia dalle caratteristiche del circuito di carico (usualmente di tipo resistivo o di tipo prevalentemente induttivo), sia dalle modalità di funzionamento del circuito di pilotaggio. In conseguenza di ciò, i tempi di accensione e di spegnimento di un transistor di potenza sono normalmente specificati dal costruttore facendo riferimento a modalità di prova che emulano specifiche condizioni d'impiego del dispositivo. Il funzionamento di un transistor, con periodiche commutazioni dallo stato di *off* a quello di *on* e viceversa, è caratterizzato da una *frequenza di commutazione*, definita come l'inverso del periodo di tempo intercorrente tra due successive commutazioni di accensione del dispositivo. A causa di tale funzionamento, nei transistor di potenza ha luogo una significativa dissipazione di potenza, detta *potenza perduta in commutazione*, che si aggiunge a quella prodotta dal passaggio di corrente nel dispositivo durante il funzionamento in conduzione (detta *potenza perduta in conduzione*). La potenza perduta in commutazione, oltre a dipendere dai valori massimi di tensione e di corrente che sollecitano il dispositivo durante il transitorio di accensione o di spegnimento, è, in prima approssimazione, proporzionale ai tempi di accensione e di spegnimento del transistor, crescendo inoltre linearmente con la frequenza di commutazione. La scelta della frequenza di commutazione è fortemente condizionata anche dalla necessità di mantenere entro un limite prefissato il valore massimo della temperatura raggiunta dal chip durante il funzionamento: essa, pertanto, deve essere effettuata tenendo anche conto del sistema utilizzato per il raffreddamento del dispositivo. Nel campo di potenza da alcuni kVA a qualche centinaia di kVA la forma costruttiva più diffusa è quella propria dei *moduli di potenza* in cui uno o più transistor (tra essi opportunamente collegati e aventi ciascuno un diodo posto in antiparallelo tra il collettore e l'emettitore, sono assemblati in un *contenitore* ermetico di resina epossidica il cui fondo, costituito da una piastra di rame, è normalmente posto a contatto di un dissipatore di calore (detto *heat sink*) che, opportunamente raffreddato con aria naturale o forzata, oppure con liquido per le potenze termiche più elevate, consente lo smaltimento verso l'ambiente esterno del calore prodotto

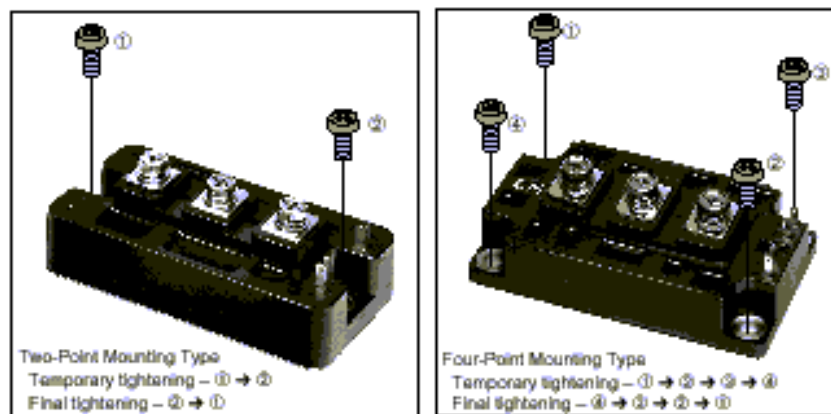
all'interno del dispositivo. Tenuto conto delle diverse disposizioni costruttive e di raffreddamento, e prescindendo dal caso dei MOSFET di bassa potenza i quali possono essere utilizzati anche con frequenze di commutazione dell'ordine delle centinaia di kHz, si può affermare che i transistor di potenza sono di norma utilizzati con frequenze di commutazione nel campo tra alcuni kHz e alcune decine di kHz. Se si esclude il campo delle potenze oltre il MVA, i transistor di potenza sono ormai il principale componente di quasi tutti i convertitori statici di potenza che trovano impiego in applicazioni elettriche quali, ad es., l'azionamento di motori nel campo da qualche centinaio di W a diverse centinaia di kW, i sistemi di alimentazione con continuità assoluta (detti UPS) per utenze privilegiate (quali centri di elaborazione dati, apparecchiature elettromedicali, impianti aeroportuali, ecc.), gli alimentatori stabilizzati (detti anche *alimentatori switching*) presenti in tutte le apparecchiature elettroniche, i sistemi di alimentazione di lampade fluorescenti, ecc.. Di seguito sono descritte la struttura e le principali caratteristiche di funzionamento sia dei transistor di potenza del tipo a giunzione, sia di quelli del tipo a effetto di campo. I transistor bipolari di potenza sono interruttori a semiconduttore le cui commutazioni di accensione e di spegnimento sono comandate alimentando la base con una corrente di opportuno valore. I tempi di commutazione sono in genere compresi tra molte centinaia di ns e alcune decine di μ s. Lo spegnimento di un BJT è attuato mediante una corrente di base negativa la quale può essere rimossa non appena il transistor ha raggiunto lo stato di *off*. Il funzionamento nello stato di *on* è invece soggetto al mantenimento di una corrente di base di valore positivo: ciò costituisce uno svantaggio, in quanto, essendo le correnti di base dell'ordine di qualche A, il consumo di potenza del circuito di pilotaggio risulta essere non trascurabile. La parte attiva dei BJT di potenza è costituita da una lastrina di silicio 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 n-p-n. Per i convertitori statici di potenza utilizzati nel campo da poche centinaia di VA fino a qualche kVA sono largamente impiegati *MOSFET di potenza*, i cui principali vantaggi, rispetto ai BJT, sono il bassissimo consumo di potenza del circuito pilotaggio (derivante dalla possibilità di controllare le commutazioni di accensione e di spegnimento mediante un semplice segnale di tensione applicato tra *gate* e *source*), nonché i ridottissimi tempi di commutazione generalmente compresi tra qualche decina e alcune centinaia di ns. La parte attiva di un MOSFET di potenza è realizzata integrando su un'unica piastrina di silicio un numero elevato di celle elementari (tipicamente alcune migliaia) le quali, nei riguardi della conduzione della corrente di *drain*, risultano essere tra loro connesse in parallelo. La struttura di ciascuna delle celle è quella propria dei *MOSFET a riempimento* (generalmente del tipo a canale *n*) ed è spesso indicata con la sigla VDMOS. La caratteristica di *drain* di un MOSFET di potenza è del tutto identica a quella dei MOSFET a riempimento utilizzati nell'elettronica di segnale. Nel circuito di pilotaggio dei MOSFET di potenza è di regola utilizzata una resistenza di valore opportuno (tipicamente dell'ordine di qualche Ω) posta in serie al terminale di *gate*. Analogamente ai BJT, anche per i MOSFET è di uso comune un diagramma che definisce le massime prestazioni in termini di corrente di *drain* e di tensione *drain-source*, individuando così la SOA del dispositivo. Da quanto sopra si evince che i BJT e i MOSFET di potenza hanno tra loro caratteristiche complementari le une delle altre: infatti, mentre i MOSFET hanno tempi di commutazione di gran lunga minori a quelli dei BJT, questi ultimi, per contro, risultano essere più vantaggiosi per le minori perdite di conduzione e per la più elevata tensione di breakdown.

5 IGBT

Il tentativo di compendiare in un unico dispositivo di potenza a semiconduttore i pregi del transistor bipolare (BJT) e quelli del MOSFET ha portato allo sviluppo degli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), il cui impiego si è ormai esteso alla quasi totalità dei convertitori statici utilizzati, con frequenze di commutazione dell'ordine di alcune decine di kHz, con basse perdite in conduzione caratteristiche dei BJT, nel campo di potenza da qualche kVA a diverse centinaia di kVA ed un circuito di pilotaggio del dispositivo relativamente semplice, come nel caso dei Mosfet di potenza.

Al contrario di un BJT, che necessita di una corrente di base per mantenersi in conduzione, l'IGBT è un dispositivo comandato in tensione, cioè esso può essere acceso o spento da circuiti che impegnano, nella giunzione di gate, una potenza modesta. Inoltre la tensione collettore emettitore in stato di conduzione $V_{ce,on}$ pur essendo maggiore di quella relativa ad un BJT è comunque inferiore alla V_{ds} che si localizza fra drain e source di MOSFET. In fig.9.29 è riportato il circuito equivalente dell'IGBT e la relativa sezione del wafer di silicio. La struttura del *chip* di un IGBT è del tutto simile a quella di un MOSFET di potenza fatta eccezione per l'aggiunta di uno strato p^+ (costituente il *drain* del dispositivo) la cui funzione è quella di iniettare portatori di carica minoritari nella regione di drift n^- e che conferisce all'IGBT una maggiore tensione inversa in stato di blocco.

Figure 3.18 Recommended Torquing Order for Mounting Screws



Una delle caratteristiche dell'IGBT consiste nella possibilità di modulare la tensione V_{ce} tramite il valore della tensione gate- emettitore V_{ge} , infatti la $V_{ce(on)}$ diminuisce all'aumentare di V_{ge} , perché così facendo si aumenta la corrente che comanda la base del PNP virtuale e quindi si riduce una delle componenti della caduta di potenziale ai capi dell'IGBT.

Quando al gate dell'IGBT viene applicata una tensione positiva, gli elettroni che si trovano nella regione p^+ fra emettitore e gate migrano sotto l'azione del campo elettrico attraverso tale strato fino a disporsi fra la regione n^+ sotto l'emettitore e la regione n^- dello strato n del collettore. Se la concentrazione di cariche aumenta, tali elettroni arrivano a creare un canale fra collettore ed emettitore; in tali condizioni la corrente di collettore cresce gradualmente a mano a mano che le cariche minoritarie procedono dalle regione p^+ di collettore attraverso le due regioni n^+ ed n^- di emettitore per effetto della d.d.p. applicata fra collettore ed emettitore e l'IGBT entra in conduzione. La giunzione di gate durante l'applicazione della tensione di

comando positiva, si comporta come una capacità il cui valore si aggira intorno alla frazione di nanofarad; il gate assorbe corrente solo durante tale fase di carica della capacità, ed una volta che la tensione V_{ge} fra gate ed emettitore (source) è salita al valore massimo, la conduzione dell'IGBT prosegue senza che debba essere fornita potenza alla giunzione di comando. Il tempo necessario ad attrarre gli elettroni della regione p+ sotto il gate si chiama *tempo di ritardo alla accensione* (Turn-on delay time) e si indica con $t_{d,on}$. Finché tale tempo non è trascorso, l'applicazione di una tensione positiva fra gate ed emettitore non ha effetto ai fini della conduzione del dispositivo. Il tempo necessario affinché la corrente di collettore cresca dal 10% al 90% del valore di regime, indicato con t_r , dipende dal valore della capacità equivalente della giunzione di gate, più esso è elevato maggiore sarà il tempo di salita del fronte di corrente all'accensione.

Lo stesso discorso si può ripetere per lo spegnimento, se la tensione gate – emettitore(source) scende sotto un certo valore di soglia $V_{ge(th)}$, è necessario un tempo di ritardo $t_{d(off)}$ prima che la corrente nel dispositivo inizi a calare, infatti anche se V_{ge} diventa minore di $V_{ge(th)}$ la capacità PNP parassita presente nella struttura dell'IGBT continua a condurre ancora per breve tempo, dopo il quale inizia la ricombinazione delle cariche minoritarie con elettroni ed è proprio questo il fenomeno responsabile della coda della corrente di collettore, in tal caso si ha un tempo di ritardo $t_{d,off}$ (detto anche *fall time*) prima che la corrente I_c nel dispositivo inizi a diminuire passando dal 90% al 10% del suo valore in conduzione.

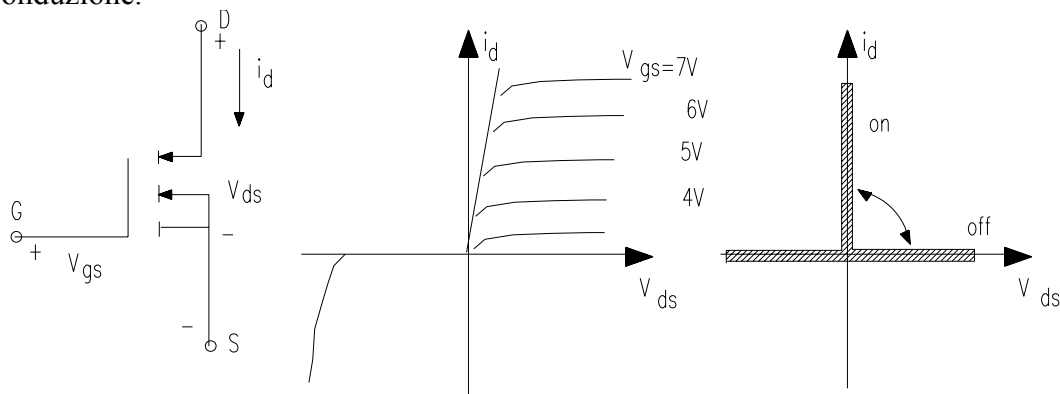


Fig. 9.28 - IGBT, rappresentazione circuitale (a), famiglia delle caratteristiche (b), caratteristica semplificata.

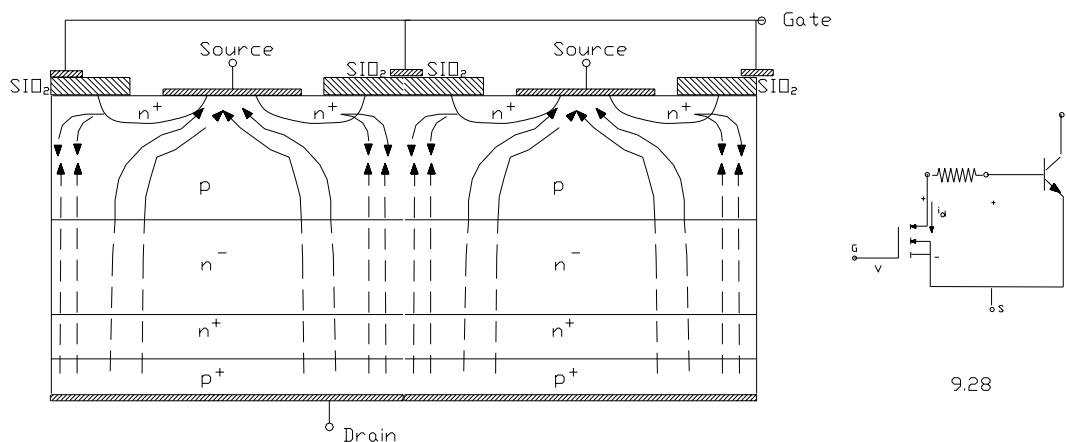


Fig. 9.29 - Struttura interna di un IGBT.

5.1 Caratteristiche Nominali del Componente

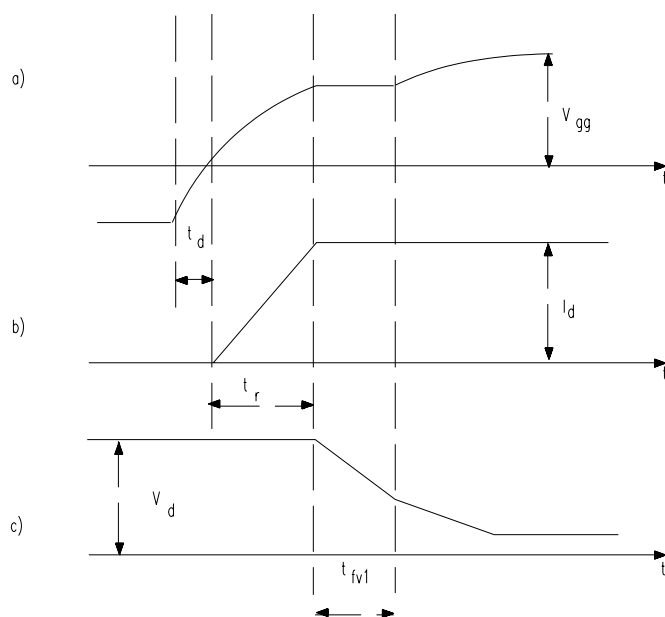
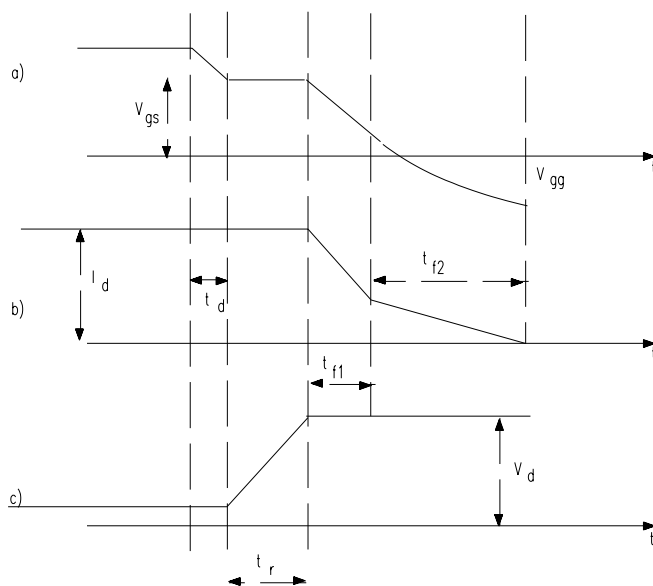
- V_{ces} (*tensione di blocco collettore emettitore*) Rappresenta il massimo valore di tensione che il componente può sopportare in stato di disabilitazione
- V_{ges} (*massima tensione gate-emettitore*) è il valore massimo della tensione di comando applicabile con il collettore cortocircuitato sul gate. Tale valore limite dipende dallo spessore e dalle caratteristiche dello strato di ossido sotto il terminale di gate. Nonostante la tensione di breakdown di gate si aggiri intorno a 80 volt, la tensione prescritta viene limitata almeno a 20 volt per limitare la corrente in caso di corto circuito.
- I_c (*massima corrente continuativa*) Rappresenta il valore di corrente continua in grado di portare la giunzione dell'IGBT alla sua massima temperatura, fissata la temperatura dell'involucro che racchiude la corrente.
- I_{cm} (*massima corrente di picco*) è la massima corrente non continuativa che il componente può sopportare. In regime impulsivo essa è circa il doppio della I_c nominale, tenendo conto della potenza termica che, in regime transitorio, la giunzione può smaltire senza superare la temperatura massima.
- I_e (*corrente massima di ricircolo*) Massima corrente continuativa che scorre attraverso il diodo di ricircolo.
- P_t (*potenza massima dissipabile*) Rappresenta il valore massimo delle perdite per un singolo modulo.

Caratteristiche elettriche statiche

- I_{ces} (*corrente di perdita tra collettore e emettitore*) Indica la corrente che attraversa il dispositivo in caso di blocco, con il gate in corto sull'emettitore, ed applicando una V_{ce} pari a V_{ces} .
- $V_{ge,th}$ (*tensione di soglia gate emettitore*) Rappresenta il valore di V_{ge} per il quale il dispositivo entra in conduzione ad un valore fissato di I_c .
- $V_{ce,sat}$ (*Tensione di saturazione collettore emettitore*) è il valore della V_{ceon} in conduzione con il massimo valore di I_c e di V_{ge} .

Caratteristiche elettriche dinamiche

- C_{ies} (*Capacità di ingresso*) Indica il valore della capacità tra gate ed emettitore con i terminali di collettore ed emettitore in corto.
- C_{oes} (*Capacità di uscita*) Indica la capacità tra collettore ed emettitore con il gate in corto sull'emettitore.
- $t_{d,on}$ (*tempo di ritardo all'accensione*) Tempo intercorrente tra l'istante in cui $V_{ge}=0$ e quello in cui I_c è pari al 10% del valore finale.
- t_r (*tempo di salita del fronte di corrente*) Tempo necessario affinché la I_c cresca dal 10% al 90% del valore finale.
- $t_{d,off}$ (*tempo di ritardo allo spegnimento*) Tempo intercorrente tra l'istante in cui $V_{ge}=90\%$ e quello in cui I_c è pari al 90% del valore finale
- t_f (*tempo di discesa del fronte di corrente*) Tempo necessario affinché la I_c scenda dal 90% al 10% del valore finale

Fig.9.30 - Caratteristiche di accensione a) $V_{gs}(t)$, b) $I_d(t)$, $V_{ds}(t)$ Fig.9.31 - Caratteristiche di spegnimento a) $V_{gs}(t)$, b) $I_d(t)$, c) $V_{ds}(t)$

Da quanto sopra si evince che gli IGBT ed i MOSFET di potenza hanno tra loro caratteristiche complementari le une delle altre: infatti, mentre i MOSFET hanno tempi di commutazione di gran lunga minori a quelli degli IGBT, questi ultimi, per contro, risultano essere più vantaggiosi per le minori perdite di conduzione e per la più elevata tensione di breakdown. Tali dispositivi presentano una potenza perduta nello stato di conduzione inferiore a quella dei MOSFET, a fronte di tale beneficio, tuttavia, gli IGBT hanno un tempo di spegnimento che, confrontato con quello di un MOSFET di potenza, è di norma un poco più elevato, essendo tipicamente dell'ordine delle centinaia di ns. Per quanto riguarda molti degli aspetti inerenti l'impiego di un IGBT come interruttore a semiconduttore (cioè il

funzionamento nello stato di *on* e quello nello stato di *off*, le caratteristiche di pilotaggio, i transistori di accensione e di spegnimento, nonché l'impiego di *circuiti di snubber*) valgono tutte le considerazioni già indicate per i MOSFET di potenza. Essendo gli IGBT soprattutto utilizzati nel campo delle diverse decine di kVA, la loro disposizione costruttiva è sempre quella propria dei *moduli di potenza*; singoli IGBT per correnti di drain fino a un migliaio di A e per tensioni comprese tra 250 V e 1700 V sono già oggi commercialmente disponibili, ma i recenti rapidissimi progressi della tecnologia inerente la costruzione di tali dispositivi rendono concreta la prospettiva di realizzare entro breve tempo IGBT per correnti dell'ordine delle diverse migliaia di A e per tensioni dell'ordine di 2500-3000 V. Già oggi, tuttavia gli IGBT possono essere utilizzati in applicazioni in cui sono richieste correnti di drain dell'ordine di diverse migliaia di A: ciò è reso possibile dalla semplicità con cui gli IGBT possono essere tra loro collegati in parallelo (tale semplicità deriva sia dalla possibilità di costruire facilmente dispositivi tra loro gemelli sia dalla trascurabile variazione della resistività della regione di drift con la temperatura di funzionamento) e tale tecnica è attualmente impiegata per realizzare moduli di IGBT destinati all'impiego negli azionamenti ferroviari. Se da un lato la tecnologia costruttiva degli IGBT ha permesso un significativo aumento della potenza di dimensionamento dei transistor di potenza, dall'altra parte gli enormi sviluppi della microelettronica cui si è assistito negli ultimi anni hanno portato alla realizzazione di moduli di potenza, detti *moduli intelligenti*. Questi sono moduli integrati che contengono anche il diodo di ricircolo ed alcuni dispositivi funzionali preposti alla protezione del chip. In particolare possono essere presenti un blocco per la limitazione della corrente, una protezione dalla sovratensione, un sensore termico per la limitazione della corrente per surriscaldamento ed una protezione contro il corto circuito, è inoltre presente un circuito di snubber per la limitazione del di/dt ed un segnalamento per indicare malfunzionamenti. I moduli possono essere disponibili singoli con diodo di ricircolo (tipo H), in package di coppie di IGBT ed in tale caso possono essere adoperati come rami di un ponte (tipo D), direttamente con strutture a ponte, pertanto con sei IGBT e relativi diodi di ricircolo (tipo C), infine come un ponte trifase con un quarto ramo dalla parte in continua in cui oltre all'IGBT è alloggiato un diodo (tipo R), quest'ultimo ramo funziona da chopper. In fig.9.32 è mostrato lo schema riportato su un package a due IGBT, dispositivi a t. di potenza di questo tipo sono oggi disponibili per correnti fino a 200 A e per tensioni fino a 1200 V, e essi in qualche modo costituiscono un primo passo nella direzione dello sviluppo tecnologico dei prossimi anni che mira alla realizzazione di *circuiti integrati di potenza* di struttura sempre più complessa.

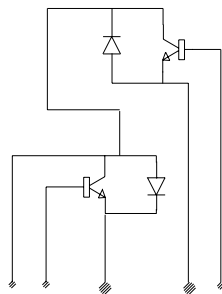


Fig. 9.32 Package del tipo D, i morsetti più grandi sono interessati alle grandezze in potenza e riferiti al link in continua.

6 Tiristore

Il termine, composto di thyr(atron) e (trans)istor, indica in generale una famiglia di dispositivi a semiconduttori 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*). 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 . Ciò consente di controllare opportunamente l'istante di accensione del componente, ma, una volta che il tiristore è in conduzione, non è tuttavia possibile utilizzare il gate per effettuare l'operazione inversa, detta *spegnimento* (intendendo con ciò la fine della conduzione nel componente); pertanto, il ripristino dello stato d'interdizione è necessariamente affidato alle modalità di funzionamento del circuito in cui il tiristore è utilizzato, le quali devono spontaneamente portare all'annullamento della corrente nel dispositivo e al mantenimento dello stato di polarizzazione inversa (cioè a un potenziale del catodo maggiore rispetto a quello dell'anodo) per un breve intervallo di tempo (v. oltre). La parte attiva del tiristore è costituita da una sottile lastrina di silicio, detta chip, tagliata da un monocristallo cilindrico, 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 fig. 9.18-a); 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 fig. 9.17. Il funzionamento di un tiristore può essere descritto facendo riferimento alla caratteristica, mostrata in fig. 9.17-b e 9.19, che lega la corrente anodica, i_a , alla tensione di polarizzazione, v_{ak} , applicata ai terminali del dispositivo.

Se il dispositivo è nello *stato di interdizione inversa*, è attraversato da una piccola corrente inversa di dispersione il cui valore è tipicamente dell'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 (V_S in fig. 9.19) a causa del regime di scarica a valanga che, una volta instauratosi per il superamento della *tensione di breakdown* della giunzione J_1 (la giunzione J_3 ha, in confronto, una tensione di breakdown molto piccola a causa dell'elevato drogaggio delle zone p e n che la costituiscono), entro breve tempo conduce 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_2 perciò si ha il passaggio dallo stato di interdizione a quello di conduzione anche in assenza

della corrente di gate. Sebbene tale evento non sia 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. Per valori crescenti della corrente di gate (fino a un valore massimo determinato dalla capacità di smaltire il calore prodotto nel circuito di gate dalla dissipazione di potenza associata all'impulso di corrente) l'accensione del tiristore può essere comandata con valori di tensione di polarizzazione diretta sempre più piccoli. 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; per migliorare la capacità del tiristore di 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*. Lo stato di conduzione, una volta stabilitosi nel dispositivo, prosegue anche in assenza della corrente di gate, essendo il valore della corrente i_a determinato dalle condizioni di funzionamento del circuito esterno; nello stato di conduzione si stabilisce tra l'anodo e il catodo una caduta di tensione molto bassa (dell'ordine di alcuni Volt), la quale però cresce all'aumentare della corrente anodica. Essendo generalmente molto piccole le perdite di potenza derivanti dalla accensione e dallo spegnimento del dispositivo (tali perdite sono usualmente indicate come perdite di commutazione), e potendo ritenere praticamente nulla la perdita di potenza durante lo stato di interdizione, la dissipazione di potenza associata alla caduta di tensione tra anodo e catodo durante la conduzione (detta perdita di potenza in conduzione) è la principale responsabile dell'aumento di temperatura che si manifesta all'interno di un tiristore in conseguenza del suo funzionamento. La massima corrente che può attraversare il dispositivo in conduzione è funzione della massima dissipazione di potenza accettabile, e pertanto uno degli obiettivi dei costruttori di tiristore è quello di ridurre al valore più piccolo possibile la caduta di tensione in conduzione; ciò, tuttavia, è in contrasto con l'esigenza, spesso più importante per le applicazioni, di realizzare dispositivi aventi tensione di breakdown la più elevata possibile, e per la caduta di tensione in conduzione è quindi normalmente scelto un valore di compromesso, ferma restando l'esigenza di mantenere la temperatura di funzionamento del dispositivo entro limiti prefissati (cioè, generalmente minore di 125°C).

Le note precedenti sul transistor possono essere utili per comprendere il funzionamento del tiristore, schematizzato, di seguito, con due transistori.

Gli strati di sbarramento tra base e collettore del primo transistor impediscono il passaggio della corrente I_c , per piccoli valori della corrente di controllo I_p , comincia ad intervenire l'effetto amplificatore del primo transistor e quindi sorge la corrente I_{c1} ; tale corrente nel secondo transistor agisce come corrente di controllo, poiché però il collettore del primo transistor è collegato con la base del secondo aumenta la corrente di collettore I_p . Si può osservare che tale stato permane anche quando è aperto il circuito di controllo del secondo.

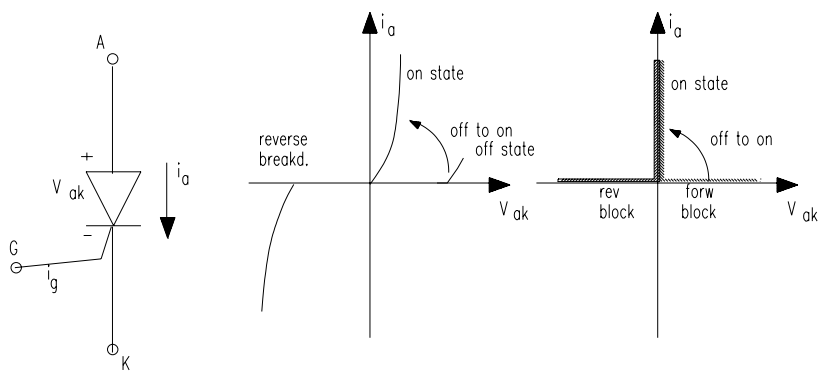


Fig. 9.17- Tiristore, (a) simbolo, (b) Caratteristiche statiche I_a, V_{ak} , (c) caratteristica semplificata.

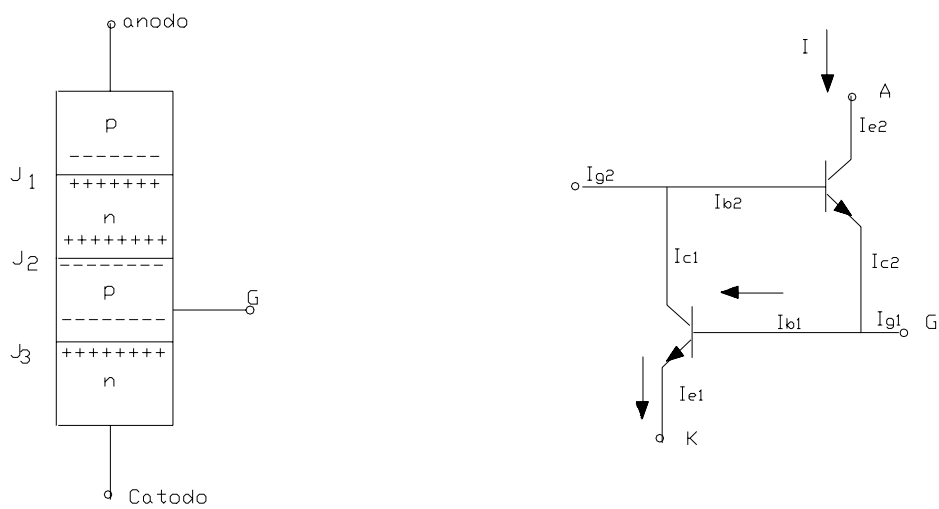
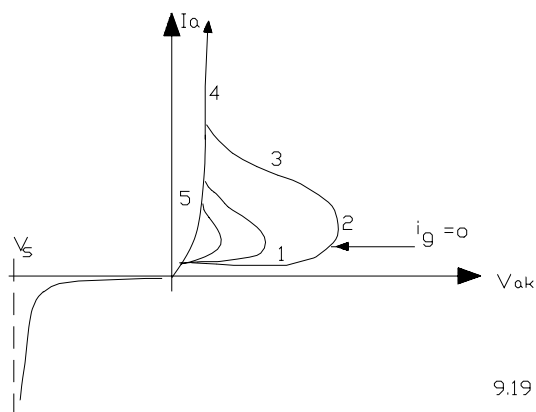


Fig. 9.18 - Tiristore; a) polarità delle tre giunzioni, b) schema equivalente



9.19

Fig. 9.19 - Caratteristiche di un tiristore

Ciò significa che il tiristore può essere utilizzato come interruttore, però una volta chiuso non può essere aperto dallo impulso di controllo, ma si apre solo quando si riesce ad estinguere la corrente I .¹

6.1 Protezione dei Tiristori

L'affidabilità di un sistema equipaggiato con i tiristori non dipende solo dalla scelta dei componenti, ma anche dalle protezioni prese, affinché, durante il funzionamento, elevati transitori di tensione e/o corrente non si manifestino ai capi di questi dispositivi. Di seguito vengono analizzate le principali cause di disturbo ed i relativi accorgimenti da adottare.

a) Perdite per conduzione

Durante la conduzione vi è una caduta di tensione V ai capi del componente, che aumenta all'aumentare della corrente principale I , la potenza perduta in un periodo T è pari a

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int I_T V_T dt$$

Si dovrà tenere presente che la temperatura massima raggiungibile alla giunzione, per la maggior parte dei tiristori è pari a 125 C, si dovrà quindi stabilire un equilibrio tra la potenza dissipata e quella ceduta all'esterno, funzioni del tipo di sistema di raffreddamento adottato.

b) Sovratensioni

1) Sovratensioni esterne, che perciò giungono al componente dalla linea. Il loro effetto può essere eliminato dalla presenza di reti RC o di diodi Zener.

2) Sovratensioni che insorgono nell'istante di spegnimento. Il loro effetto sul componente viene eliminato ponendo un elemento RC serie in parallelo al tiristore, permettendo così la circolazione della corrente inversa. Al variare del tipo di transitorio varieranno i valori di R e di C, il valore di resistenza varierà nell'intorno di 25 Ω , e quello di capacità intorno a 0,5 μF .

c) Messa in serie

Allorché due o più tiristori vengono posti in serie, la ripartizione di tensione può essere alterata rispetto alla ripartizione normale sia nello istante di accensione che in quello di spegnimento. Nel primo caso si ha una sovratensione ai capi del tiristore che ha il tempo di

¹ le relazioni relative alle correnti che scorrono nel circuito equivalente di fig.9.18, considerato come l'insieme di due transistori sono

$$I_A = I_{e2} = I_{b2} + I_{c2} = I_{c1} + I_{g2} + I_{c2} = \alpha_1 I_{e1} + I_{c01} + I_{g2} + \alpha_2 I_{e2} + I_{c02} \quad (9.7a)$$

$$I_{e1} = I_k = I_A + I_{g1} - I_{g2} \quad (9.7b)$$

$$I_A = I_{c01} + (\alpha_1 + \alpha_2) I_A + \alpha_1 I_{g1} - \alpha_1 I_{g2} + I_{c02} \quad (9.7c)$$

avendo indicato con I_{c01} ed I_{c02} le correnti di saturazione a base disconnessa rispettivamente del primo e del secondo transistor, con α_1 e α_2 il guadagno di corrente ed infine con I_e , I_g , I_c rispettivamente la corrente di emettitore, di base e di collettore. Sostituendo la (9.7-c) nella (9.7-b) si ottiene

$$I = \frac{I_{c01} + I_{c02}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} + \frac{\alpha_1 I_{g1}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} + \frac{(1 - \alpha_1) I_{g2}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2} \quad (9.8b)$$

Dalla caratteristica mostrata (fig.9.19) si può notare che l'effetto valanga diminuisce all'aumentare della corrente I_g , inoltre ciascuna caratteristica può suddividersi in quattro parti, la 1 ad alta impedenza, la 2 in cui $dV/dI=0$, la 3 in cui è presente una impedenza negativa e la 4 a bassa impedenza, inoltre 5 rappresenta la corrente di mantenimento.

ritardo maggiore, si può migliorare la ripartizione ponendo in parallelo a ciascun tiristore delle impedenze RC o ponendo in serie al componente una induttanza. Nel secondo caso, invece, si presenta a capi del componente il cui tempo di spegnimento è più lungo l'intera tensione anche in questo caso il rimedio è costituito dalla presenza di impedenze R-C serie in parallelo al componente.

d) Sovracorrenti

Le sovracorrenti possono insorgere a causa di corti circuiti sul carico, o in seguito ad un cattivo funzionamento del convertitore. Il rapido insorgere di queste correnti obbliga a protezioni ultrarapide quali: la sconnessione dell'impulso sulla griglia, o l'uso di un fusibile. Tale fusibile deve proteggere integralmente il componente e le sue caratteristiche debbono, ovviamente essere adatte al tiristore. Per intervalli di tempo molto piccoli i fenomeni termici che si presentano sia nel tiristore che sul fusibile possono considerarsi praticamente adiabatici. Se la potenza è del tipo ri^2 , l'energia accumulata nella giunzione è

$$P_n = r \int i^2(t) dt$$

Per i tiristori di potenza il valore di I^2T , ottenuto dalla integrazione della (9.10), che porta alla fusione il componente varia tra 500 e 500.000 $A^2 \text{ sec.}$, affinché sia assicurata la protezione dovrà perciò aversi

$$I^2_{\text{fusibile}} \ll I^2_{\text{tir}} \quad (9.11)$$

6.1.1 Interruzione della Conduzione

Prima di iniziare l'esame dei vari tipi di convertitori, è necessario esaminare i problemi che presentano i tiristori negli istanti di interruzione della conduzione, o come più brevemente suole dirsi, durante la commutazione. Per fare ciò bisogna distinguere il caso in cui la tensione di alimentazione è alternata, da quella in cui è continua.

Tensione Alternata

I semiconduttori di potenza si dicono a commutazione naturale, ed il loro spegnimento si effettua quando la corrente che percorre il tiristore si annulla.

Tensione Continua

In tale caso i tiristori si dicono a commutazione forzata, ed il loro spegnimento è provocato dall'invio di una corrente di valore opposto a quello che sta scorrendo nel componente.

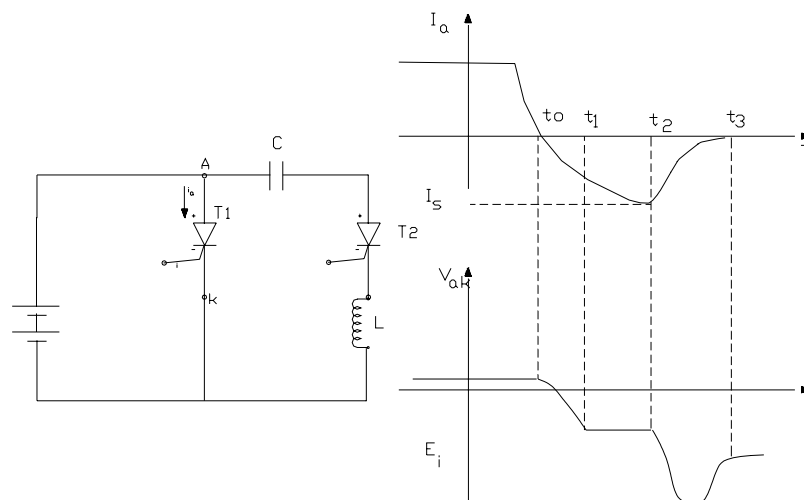


Fig. 9.20 - Spengimento di un tiristore; a) schema circuitale, b) tensioni e correnti ai capi di T_1

Il metodo più semplice è mostrato in fig.9.20, si supponga che nell' istante t' il tiristore T_1 conduca ed il condensatore sia carico, se il tiristore T_2 viene acceso nell' istante t'' viene a generarsi una corrente I_c attraverso il circuito LC, corrente che si oppone al passaggio della corrente che scorreva in T_1 fino ad annullarla . Il tempo di scarica del circuito LC deve essere superiore al tempo di spegnimento di T_1 , il valore di capacità del condensatore dovrà essere:

$$C > t_0 I / E$$

con I ed E rispettivamente corrente durante la conduzione e tensione inversa applicata al tiristore T_1 , tali da consentirne lo spegnimento.

Durante lo spegnimento si riconoscono le seguenti fasi:

- $t_0 + t_1$: la corrente al tiristore si inverte, durante questa fase inizia il recovery della prima giunzione e si completa il recovery della terza.
- $t_1 + t_2$: la terza giunzione ha recuperato le capacità di blocco, entra in valanga inversa e ai suoi capi si stabilisce la corrispondente tensione.
- $t_2 + t_3$: la prima giunzione recupera le capacità di blocco e la corrente si annulla. Il tempo di recovery t_{rr} è definito come $t_3 - t_0$.

Due tecniche sono adoperate per effettuare lo spegnimento:

- a) commutazione dura
- b) commutazione dolce .

Nel primo caso un condensatore, già caricato opportunamente, è posto in parallelo al tiristore T_1 , che viene ad essere sottoposto ad una controtensione pari a quella presente ai capi del condensatore.

Nel secondo caso la controtensione cade ai capi di un diodo posto in parallelo al tiristore T_1 , e questa tensione è ottenuta mediante la chiusura ,tramite un tiristore ausiliario T_2 , di un circuito risonante LC.

Uno studio più approfondito della commutazione verrà svolto successivamente, dopo aver esaminato i principali tipi di convertitori, in modo da meglio comprendere le diverse possibilità e difficoltà.

6.1.2 Dati Tecnici sui Tiristori

Le caratteristiche tecniche dell'SCR possono essere così classificate:

Caratteristiche geometriche e meccaniche

6.1.2.1 Caratteristiche elettriche statiche

Caratteristica di ingresso (o di comando): è la caratteristica $V_G - I_G$ del bipolo che si vede dai terminali *gate* e *catodo* ed è simile alla caratteristica voltamperometrica di un diodo al silicio. Questa curva non può essere specificata dal costruttore entro margini ristretti (ciò infatti non accade né per i semplici diodi, né per i transistori), dato che la complessità dei processi tecnologici di costruzione di tali componenti, rende difficile produrre grandi quantità di componenti molto simili fra loro.

Per questi motivi il costruttore fornisce due curve limite entro le quali sono comprese tutte le possibili caratteristiche $V_G = f(I_G)$ dei dispositivi aventi la stessa sigla. Tali limiti tengono anche conto del caso più sfavorevole che si verifica nel campo della temperatura in cui i dispositivi sono utilizzabili.

Mediante la caratteristica di ingresso e la caratteristica del generatore di comando ($V_G = E - R_O I_G$) è possibile determinare il punto che definisce la coppia di valori $V_G - I_G$ applicati al gate del SCR.

Esistendo una famiglia di caratteristiche anziché una sola, si avrà una serie di punti possibili, i quali stanno sulla retta definita dal generatore esterno.

6.1.2.2 Caratteristiche elettriche dinamiche

L'andamento tipico della tensione anodo-catodo (V_{AK}) e della corrente anodica (I_A) nella commutazione dallo stato interdetto a quello conduttore è riportato in fig. 9.21.

Per caratterizzare il transitorio si definiscono:

tempo di ritardo (delay time), indicato con $t_d = t_1 - t_0$: tempo che intercorre tra l'istante di applicazione dell'impulso sul gate e l'istante nel quale il valore della tensione (o corrente) anodica è diminuito (o aumentato) del 10% rispetto al suo valore iniziale (o finale);

tempo di salita (rise time), indicato con $t_r = t_2 - t_1$: tempo impiegato dalla tensione (o corrente) per andare dal 90% al 10% (viceversa per la corrente) del valore iniziale (o finale);

tempo di accensione (turn-on time), indicato con t_t : è pari alla somma di t_d e t_r .

Si può rendere più rapida la commutazione aumentando l'ampiezza della tensione applicata al gate (ciò è possibile solo in regime impulsivo) e diminuendo il tempo di salita degli impulsi di comando.

Il tempo di turn-on è normalmente fornito dal costruttore tra i dati caratteristici del dispositivo. Come ordine di grandezza si può indicare il microsec.

Le sollecitazioni termiche del SCR nella fase di commutazione dipendono dalla potenza (P_A) dissipata nel dispositivo durante l'intervallo di tempo t_r ; l'energia che si trasforma in calore ad ogni commutazione è data dall'area racchiusa dalla curva P_A . Tale valore può essere stimato analiticamente rappresentando gli andamenti di fig.9.21 con delle spezzate. Calcolando l'integrale di P_A nello intervallo t_r , si ottiene:

$$E = (V_M I_M) t_r \quad (9.12)$$

Tenuto conto che gli andamenti reali comportano maggiore dissipazione rispetto al valore fornito dalla (9.12), alcune relazioni empiriche usano al denominatore valori compresi tra 4 e 5. Poiché la commutazione si ripete ad intervalli di periodo τ , la potenza media vale:

$$P_m = \frac{E}{\tau} = \frac{V_m I_m}{4\tau} t_r \quad (9.13)$$

Se la frequenza di commutazione è quella di rete ($\tau = 20$ msec), essendo t_r dell'ordine del μ sec, risulta:

$$P_m = \frac{V_m I_m}{4} \frac{10^{-3}}{20} = \frac{V_m I_m}{80} 10^{-3} \quad (9.14)$$

Quindi anche commutando decine di kW, la potenza media dissipata in commutazione è trascurabile rispetto a quella dissipata nello stato conduttore.

Invece la potenza media in commutazione diviene la causa fondamentale di dissipazione nei dispositivi che commutano potenze dell'ordine del kW a frequenza dell'ordine del kHz.

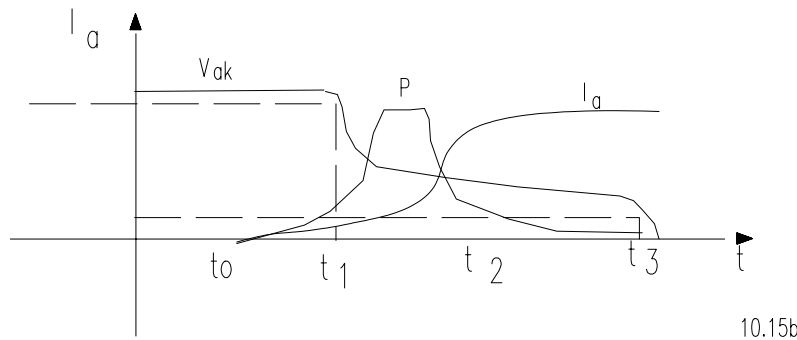


Fig. 9.21) - Andamento nel tempo della potenza dissipata in un SCR

Ritornando ad esaminare la fig. 9.21, si osserva un picco istantaneo di potenza il cui valore cresce se aumenta la velocità di crescita della corrente I_A . Questo picco istantaneo di potenza può risultare pericoloso per l'SCR in quanto la geometria usata nella costruzione di dispositivi per usi normali prevede un elettrodo di gate di piccole dimensioni superficiali ed in posizione fortemente asimmetrica rispetto all'asse del dispositivo. Per effetto di tale geometria la corrente di gate innesca la commutazione su un'area di giunzione che inizialmente è molto piccola e successivamente si allarga secondo linee approssimativamente circolari con una velocità radiale dell'ordine di 0,1 mm al μ sec. Poiché anche la potenza dissipata cresce nel tempo, per evitare sollecitazioni dannose, bisogna che la potenza cresca allo stesso ritmo con cui cresce l'area di giunzione che sta commutando. Solo così la potenza si distribuisce uniformemente sulla giunzione e non si creano pericolose zone ad alta temperatura che possono guastare il dispositivo.

Limitando la velocità di crescita (di/dt) della corrente I_A si limita anche la velocità con cui cresce la potenza, pertanto si individuano mediante un valore limite (di/dt) i transitori di corrente sopportabili nella fase di accensione.

Il costruttore fornisce tra i valori limite (ratings) il di/dt ; l'utente del dispositivo deve verificare, come già spiegato precedentemente, che il circuito anodico contenga elementi che limitano tale parametro a valori inferiori al valore limite. Spesso è sufficiente l'induttanza stessa dei trasformatori di alimentazione, in altri casi si usano piccole induttanze (per esempio nuclei toroidali infilati sui conduttori) che saturano in tempi dell'ordine di quelli di commutazione. Naturalmente si possono costruire dispositivi più adatti al funzionamento transitorio, adottando geometrie diverse. Ad esempio il catodo può essere anulare e al centro vi è l'elettrodo di gate. Con questa ed altre geometrie delle giunzioni si riesce a passare da valori dell'ordine dei 50 A/msec (SCR normali) a valori dell'ordine dei 500 A/msec (SCR veloci).

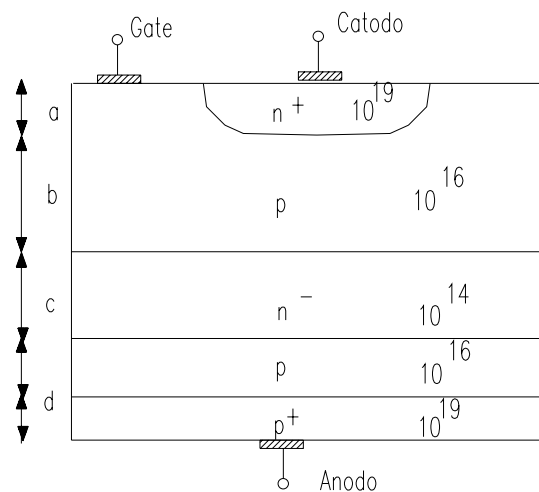


Fig. 9.22 - Struttura interna del tiristore

6.2 Comportamento Termico

Una delle grandezze fondamentali che limita l'uso dell'SCR è la temperatura di giunzione T_j , che costituisce uno dei valori limite specificati dal costruttore.

Se si riporta in un grafico l'andamento della temperatura di giunzione del componente in funzione del tempo di applicazione della grandezza di forzamento, possono essere evidenziate tre zone, che corrispondono alla diversa influenza dei fenomeni conservativi. Si indichi con τ la costante di tempo termica del componente.

Per tempi inferiori a 0.5τ , la temperatura cresce in modo proporzionale al tempo t , lo scambio termico con il dissipatore è trascurabile, e si ha il cosiddetto funzionamento adiabatico. Detta C la capacità termica equivalente del semiconduttore, prodotto della massa per il calore specifico, il fenomeno termico è governato dalla espressione:

$$dT/dt = P/C = \text{cost.}$$

Per tempi compresi tra 0.5τ e 5τ , hanno importanza sia fenomeni di accumulo che quelli di scambio termico, e l'equazione differenziale che governa il fenomeno è del tipo:

$$P = C \frac{dT}{dt} + \frac{T}{R} \quad (9.15)$$

con R resistenza termica del dispositivo. Per tempi maggiori di 5τ , i fenomeni di accumulo divengono trascurabili rispetto a quelli dissipativi, e l'equazione termica vale

$$P = T/R$$

6.2.1 Comportamento in regime adiabatico

Nel caso di sollecitazioni termiche estremamente brevi, inferiori ad 8ms, i fenomeni di accumulo divengono preponderanti, l'aumento di temperatura è costante ed uguale a P/C , quindi la temperatura cresce linearmente nel tempo.

Se si fissa la temperatura della giunzione all'istante iniziale del fenomeno transitorio T_{j0} e quella che la giunzione non può superare senza danni T_{jM} , l'energia massima che il componente può assorbire è:

$$P_{\max} = P_m \Delta t = C(T_{jM} - T_{j0})$$

come questa energia varia all'interno di Δt ha poca importanza, visto che il fenomeno è adiabatico. La grandezza P_{\max} è un elemento comodo per definire in sede di progetto i fusibili adatti a tali dispositivi; infatti è possibile ricavare la grandezza I_t^2 , sostituendo alla corrente effettiva, comunque variabile, una corrente costante che nel periodo Δt produca gli stessi effetti termici. Questa grandezza consente di definire i fusibili imponendo che:

$$I_t^2 \text{ fusibile} \ll I_t^2 \text{ semiconduttore}$$

6.2.2 Comportamento in regime transitorio

Per questo studio le industrie forniscono dei grafici, relativi al componente esaminato, che, a seconda del tipo di treno di onde di corrente, fissano il valore massimo della potenza P_j dissipabile e il massimo valore di temperatura T_j raggiungibile sulla giunzione, in funzione del tempo che intercorre tra un segnale e l'altro del treno d'onde. La conoscenza di questi due valori consente tramite la

$$T_j - T_A = P_j Z(t)$$

di ricavare il valore dell'impedenza termica, che è funzione della forma d'onda della corrente anodica e che per tempi di applicazione, di tali correnti, molto lunghi raggiunge il valore della resistenza termica statica. Pertanto se il sovraccarico è di breve durata ($5 \div 10 \tau$), la $Z(t)$ è del tipo:

$$Z(t) = Z_\infty (1 - e^{-t/\tau})$$

con $Z_\infty = R$. Dall'andamento della impedenza termica, fornito dai *data sheet*, è possibile ricavare il valore della costante di tempo termica, se per $t = \tau$ si ha

$$\frac{Z(t)}{Z_\infty} = 0.632$$

equivale a dire che l'impedenza termica è pari a $0.632 Z_\infty$ per una durata di servizio pari alla costante τ .

6.2.3 Comportamento in regime statico

Il valore assunto da T_j in regime statico dipende dalla potenza termica P_j generata dalla giunzione e dalla resistenza termica giunzione-ambiente R_{j-A} , che si può ricavare dalla relazione:

$$T_j - T_A = P_j R_{j-A} \quad (9.16)$$

Nella (9.16), T_A rappresenta la temperatura ambiente, mentre P_j è uguale alla potenza elettrica che si trasforma in calore nella giunzione. Tale valore è pari al prodotto della caduta di tensione in conduzione, V_D , per la corrente anodica, I_A ;

$$P_j = V_D I_A = V_G I_A + R_D I_A^2 \quad (9.17)$$

dove V_D è stato espresso mediante la tensione di ginocchio V_G e la resistenza anodica R_D :

$$V_D = V_G + R_D I_A \quad (9.18)$$

in cui V_G è dell'ordine di $0,8 \div 1V$ ed R_D è dell'ordine delle unità/decine di $m\Omega$ nei dispositivi di grande/piccola potenza.

La resistenza termica R_{j-A} è dovuta alla somma delle resistenze giunzione-contenitore (R_{j-C}), contenitore-radiatore (R_{C-R}), radiatore-ambiente (R_{R-A}), cioè:

$$R_{j-A} = R_{j-C} + R_{C-R} + R_{R-A} \quad (9.19)$$

Il valore assunto dalla R_{j-C} dipende dalle dimensioni della giunzione e dal tipo di costruzione. Mediamente si ottengono valori che stanno nell'intervallo $0,1 C/W - 1C/W$ per SCR la cui corrente nominale è compresa tra alcune centinaia e alcune decine di ampere.

R_{CR} è una resistenza di contatto superficiale tra la base del SCR e il radiatore. Essa può scendere a valori di $0,01 - 0,1C/W$ usando sostanze gelatinose conduttrici di calore (grassi ai siliconi), applicando alle superfici di contatto la massima pressione che si può ottenere mediante la vite di fissaggio solidale alla base dell'SCR) ed infine usando SCR di particolare costruzione (a disco, per alte potenze).

La resistenza R_{R-A} infine, rappresenta l'intensità dei processi di radiazione e di convezione, mediante i quali il calore viene trasmesso dal radiatore all'ambiente; per ogni radiatore commerciale, il valore di resistenza termica R_{R-A} è fornito dal costruttore attraverso grafici e tabelle.

6.2.4 Tecniche di Raffreddamento

Nelle applicazioni di elevata potenza, l'asportazione di calore al radiatore viene effettuato tramite un liquido refrigerante che lambisce le pareti del radiatore (per es. acqua o olio), ciò in quanto è basso il valore del coefficiente di trasmissione termica dal metallo delle alette del radiatore all'aria.

In tal modo è possibile ottenere una apparecchiatura più compatta, tanto più quanto più vicini sono i componenti ed il liquido refrigerante. Tra i due tipi di raffreddamento quello tramite acqua è più efficiente tuttavia presenta inconvenienti dovuti alla corrosione ed alla possibile formazione di ghiaccio. Il raffreddamento con olio permette invece di porre direttamente il liquido a contatto con i semiconduttori, il suo limite consiste nella possibilità di infiammarsi.

Un ultimo sistema fa uso della tecnica che sfrutta come mezzo di trasferimento del calore lo scambio di fase di un liquido; in questo caso l'alta capacità di smaltimento termico è legata al processo di ebollizione e successiva condensazione.

Un esempio di tale tecnica di raffreddamento è quella che prevede l'immersione dei componenti nel freon liquido all'interno di un contenitore a tenuta stagna. Il calore prodotto dai componenti immersi viene trasferito al liquido che entra in ebollizione, il vapore così formato viene trasferito nella parte alta del radiatore dove, per effetto del raffreddamento dell'aria ambiente, cede il calore latente passando nuovamente allo stato liquido. Il ciclo termico avviene in modo naturale, senza alcun ausilio di pompe e compressori, ed il doppio scambio di fase consente di trasferire da una piccola superficie (radiatori) quantità notevoli di calore.

Comunque, al fine di soddisfare l'esigenza di avere un elevato trasferimento di potenza elettrica verso l'esterno, la forma costruttiva più diffusa è quella in cui uno dei terminali (generalmente il contatto metallico dell'anodo) è costituito da un perno filettato per il montaggio, con un'opportuna pressione di serraggio indicata dal costruttore, sul dissipatore di calore. Per le potenze più elevate si usano invece tiristore a disco (fig. 3), che hanno il chip montato tra due piastre di mobildeno o tungsteno, con coefficiente di dilatazione molto simile a quello del silicio. Gli elettrodi di rame dell'anodo e del catodo sono poi saldati alle piastre o tenuti in contatto elettrico a pressione. Il contenitore, a tenuta ermetica per la protezione del dispositivo dall'azione degli agenti atmosferici, è quindi montato tra due piastre d'alluminio aventi un'alettatura d'opportuno profilo le quali, oltre a formare il dissipatore di calore, costituiscono i terminali cui devono essere attestati i collegamenti con il circuito esterno. I collegamenti con il circuito di gate sono invece realizzati con conduttori a filo di idonea sezione, tenuto conto che la corrente di gate è di norma più piccola della corrente anodica, pertanto il dispositivo è dimensionato (per tiristore aventi corrente massima di qualche migliaio di A sono infatti richieste correnti di gate dell'ordine della decina di A).

7 GTO

La continua evoluzione tecnologica dei tiristori veloci per convertitori elettronici di potenza ha portato allo sviluppo di componenti ad elevate prestazioni, quale il GTO (*gate turn-off thyristor*).

Questo componente è composto da un numero abbastanza elevato di tiristori ($1700 \div 200$), appartenenti allo stesso wafer di silicio, tra loro in parallelo e tali da presentare nel complesso l'aspetto di isole, (fig.9.23), di forma allungata per consentire uno spegnimento efficace e di dimensioni ridotte (la larghezza è di alcuni micron e la lunghezza di alcuni mm).

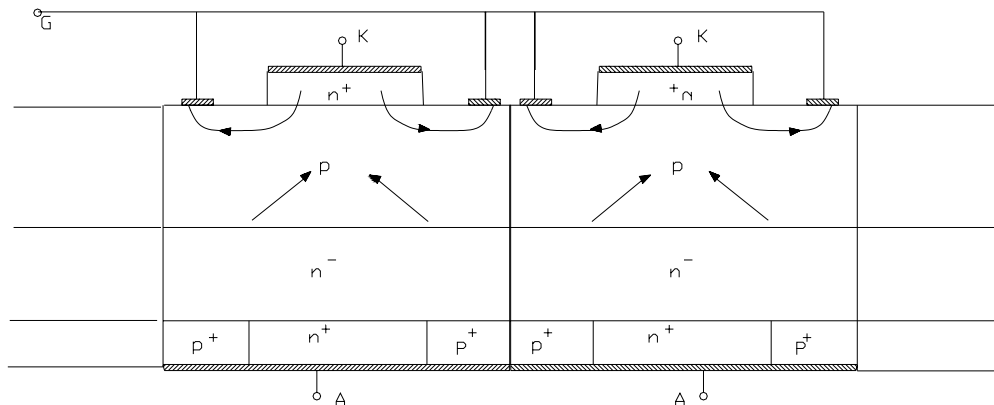


Fig. 9.23 - Struttura interna del GTO



Oltre a lavorare nel più alto range di potenza oggi realizzabile (3000 A con tensione diretta di 4500 volt), presenta il vantaggio di essere auto-commutante, non richiede perciò i circuiti di commutazione tipici dei tiristori tradizionali, necessita tuttavia di un sistema elettronico più avanzato per la generazione degli impulsi di comando, inoltre durante lo spegnimento la derivata della tensione principale deve essere limitata per evitare che l'elevato valore di potenza istantanea lo distrugga. Il GTO può perciò definirsi come un interruttore allo stadio solido che, per le sue caratteristiche, può considerarsi una via di mezzo tra un tiristore ed un transistor; esso è costituito da una struttura p - n - p - n (fig. 9.24).

Tale componente può essere acceso o spento semplicemente invertendo la polarità della corrente di gate (IG), dopo essere stato innescato è in grado di automantenersi a patto che venga superato il valore di soglia minimo di corrente per l'innescò. Durante lo spegnimento la carica viene estratta dall'anodo attraverso il gate, di conseguenza l'area conduttiva sotto ciascuna isola di catodo si restringe verso il centro dell'isola stessa. Quando una carica

sufficiente è stata deviata verso il gate, l'iniezione nel catodo non è più sufficiente a mantenere lo stato di conduttività ed il tiristore si spegne. E' estremamente importante che le singole celle del catodo non differiscano l'una dall'altra, per quanto riguarda le loro caratteristiche, ma siano in grado di eseguire simultaneamente lo spegnimento, in caso contrario, gli elementi che conducono più a lungo riceverebbero tutta la corrente dell'anodo con conseguente distruzione del componente.

Se solo una parte del GTO è acceso, data la geometria ad isole del catodo, non si ha l'estensione dell'accensione con conseguente aumento della temperatura nelle zone di conduzione per evitare questo fenomeno, dopo l'impulso di accensione, dovrà perciò essere mantenuta la corrente di gate.

7.1 Modalità di Accensione e Spegnimento del GTO

In fig. 9.25 sono riportate le forme d'onda e la definizione dei parametri relativi all'accensione ed allo spegnimento dei GTO.

Come si può vedere dall'esame di fig. 9.25, la fase di spegnimento può essere suddivisa in tre periodi distinti:

---a) durante il primo periodo la corrente di gate aumenta in valore assoluto e con una pendenza di_G/dt molto elevata (10 - 40 A/ μ sec.), limitata dall'induttanza del circuito di gate stesso, in questa fase il GTO è ancora in conduzione.

---b) nel secondo periodo detto di discesa, la corrente anodica scende velocemente e la tensione anodica tende ad aumentare, limitata dal condensatore di arresto (fig.9.26). Contemporaneamente la corrente di gate tende ad annullarsi a causa del blocco della giunzione catodo-gate

---c) Lo spegnimento si conclude con una cosiddetta "coda di corrente" dovuta alle cariche che rimangono intrappolate nelle regioni del chip più lontane del gate.

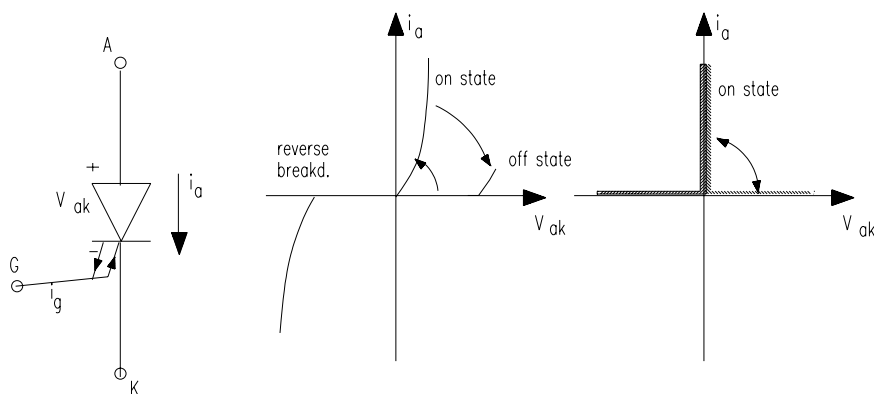


Figura 9.24- Simbolo e caratteristiche del GTO

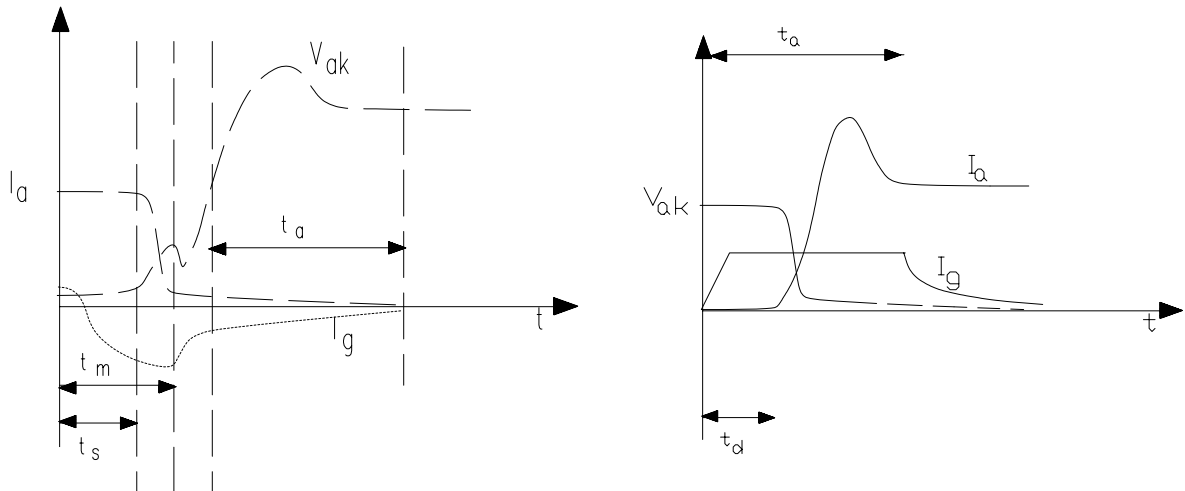


Figura 9.25-Spegnimento del GTO. Forme d'onda di tensione V_{ak} e corrente I_a anodo-catodo e griglia-catodo I_g . Tempo di spegnimento $t_a+t_m=30\mu s$

Fig.9.25-a Accensione del GTO. a) I_a corrente di anodo, b) V_{ak} tensione anodo-catodo, c) I_g corrente di griglia, t_a (tempo di accensione) $\approx 10\mu s$.

Per uno spegnimento rapido si richiede una elevata corrente di griglia, il rapporto tra corrente di griglia e corrente nell'anodo è normalmente 3÷5, per spegnere quindi una corrente di 2000 A è necessaria una corrente di griglia di 400 A.

Il circuito di pilotaggio si realizza in due stadi uno per l'accensione ed uno per lo spegnimento, e viene realizzato mediante due transistor che funzionano da interruttori elettronici. Il comando a questi ultimi è dato tramite trasformatori di impulsi che garantiscono anche un isolamento galvanico dei due circuiti (fig. 9.26). Il transistor T_{r1} fa capo al circuito di accensione del GTO, ed è in grado di fornire oltre all'impulso di innesco di gate anche la corrente di gate per il periodo di conduzione. Il transistor T_{r2} fa capo al circuito di spegnimento, e durante questa fase la velocità di risalita della tensione non deve superare un valore limite, al di là del quale il GTO si rimette parzialmente in conduzione.

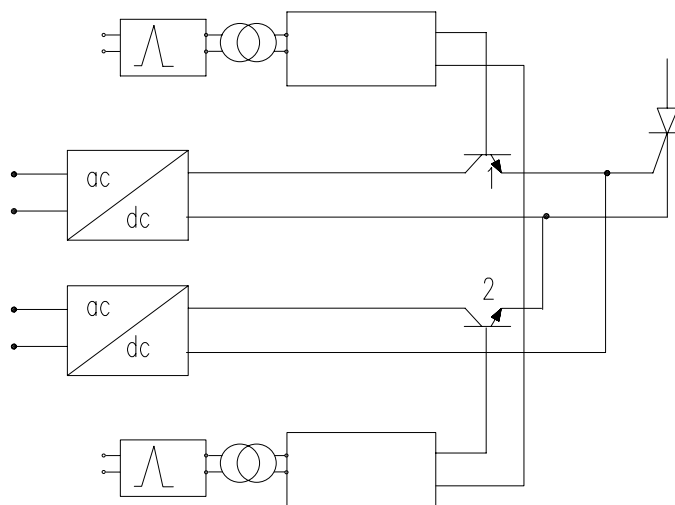


Fig. 9.26 - Schema a blocchi del circuito di pilotaggio di un GTO

Per ovviare a tale inconveniente il GTO deve essere montato come in fig.9.27 con condensatori C_s di arresto che limitano le sovratensioni in fase di commutazione dovute ai

carichi induttivi alimentati dal convertitore. In tale schema è presente anche un diodo, collegato in modo che durante la fase di spegnimento la corrente possa facilmente fluire nel condensatore, ed una resistenza R_S per limitare il picco della corrente di scarica del condensatore nella fase di accensione.

Per quanto riguarda le esigenze costruttive si ricordi che poiché la corrente di spegnimento deve passare attraverso i collegamenti della griglia, questa deve rispondere ad esigenze diverse di quelle dei tiristori convenzionali; deve pertanto essere di dimensioni maggiori ma con una conformazione tale da non occupare una parte troppo vasta dell'area destinata all'emettitore, per rispondere a tali esigenze spesso la griglia è di tipo anulare.

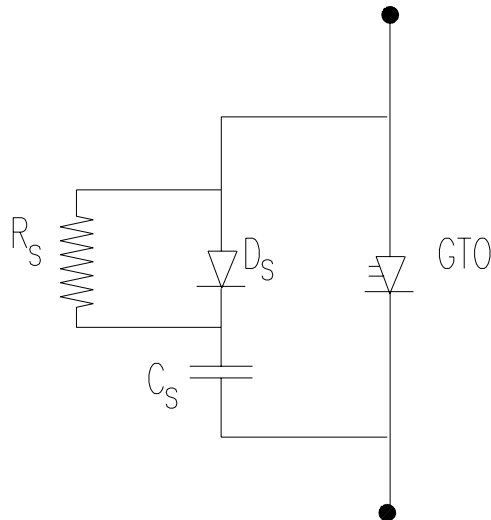


Fig. 9.27 - Montaggio di un GTO

Si noti come l'uso di GTO non necessita di tiristori ausiliari e condensatori di commutazione con i seguenti vantaggi:

- riduzione del numero di componenti, peso e dimensioni del convertitore, per l'eliminazione dei circuiti di commutazione
- la commutazione dei GTO non dipende dalla tensione della linea
- aumento del rendimento, non essendovi perdite di commutazione
- possibilità di aumentare la frequenza di commutazione, in modo da ridurre il ripple.

8 IGCT

Il componente IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor) è un tiristore la cui commutazione viene comandata dal circuito di gate, è utilizzato nel campo delle alte potenze come alternativa agli IGBT ed ai GTO, ha qualità elevate rispetto al costo, all'affidabilità e alle perdite.

Le strutture a tiristori hanno avuto largo impiego per la loro qualità di consentire il passaggio di elevate correnti con minime perdite, successivamente sempre per applicazioni di elevata potenza sono stati messi a punto strutture, sempre della famiglia dei tiristori, quali i GTO che necessitano tuttavia di strutture di snubber, ed gli IGBT, della famiglia dei transistor, che presentano elevate velocità di switching ma elevate perdite.

Il componente switching IGCT ha la struttura di un GTO, ma il circuito di gate ha una induttanza tanto bassa, per la presenza di un circuito di gate coassiale, e una distribuzione di corrente equiripartita che il suo emettitore catodico può chiudere istantaneamente convertendo la struttura in quella di un transistor bipolare in stato *off*.

In fig. 9.33-a è riportata la struttura del componente e i versi della corrente nello stato *on*, data la particolare struttura del circuito di gate si ha la possibilità di avere una $dI_g/dt > 3000$ A/ μ s invece dei 50 A/ μ s dei GTO, ciò conferisce la possibilità al componente di commutare da *on* ad *off* e quindi di inviare la corrente anodica al gate piuttosto che al catodo (fig. 9.33-b) prima che possa essere osservata una apprezzabile variazione della distribuzione delle cariche tra il gate ed il catodo. Il tempo di commutazione è così drasticamente ridotto, infatti il passaggio della corrente dal catodo al gate viene effettuato in 1 μ s, dall'inizio della commutazione ad una tensione pari al 10% della V_{dc} si hanno 3 μ s e la commutazione totale viene effettuata in 300 ns.

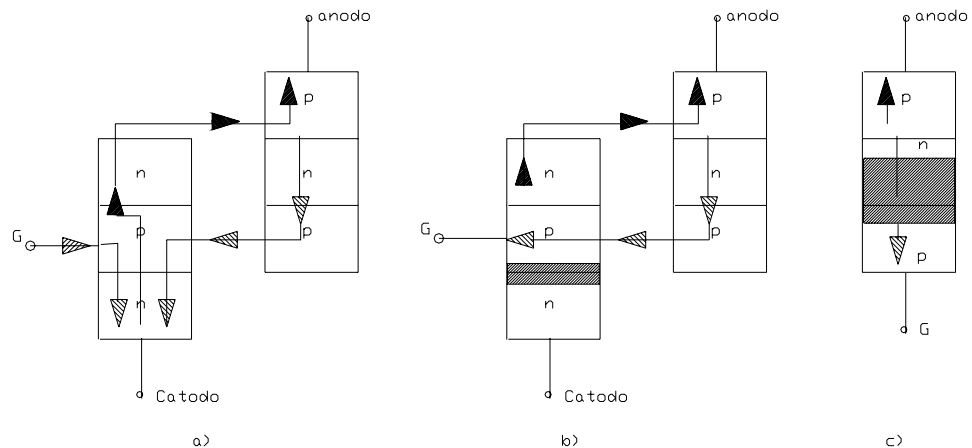


Fig. 9.33

Tale componente ha inoltre un circuito di drive integrato, che consente di comandarlo con una singola sorgente di corrente, un circuito non particolare e ridotti consumi. Presenta infine una particolare tecnologia del diodo di libera circolazione, come mostrato in fig. 9.34, in cui i due componenti sono costruiti su uno stesso wafer di silicio, e per i quali una particolare cura si è avuta nella costruzione della superficie di contatto IGCT- diodo.

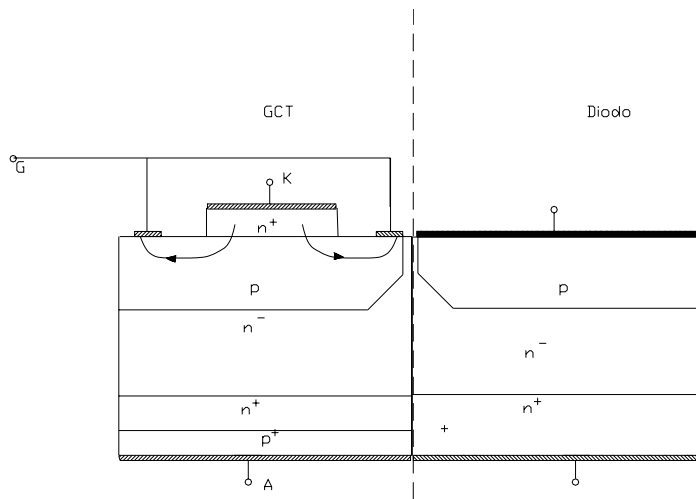


Fig. 9.34 – Struttura integrata di un IGCT con diodo di ricircolo

I tempi di commutazione ridotti hanno consentito di non aver la necessità della presenza dei circuiti di snubber con evidente diminuzione delle perdite.

In sintesi, questo componente ha elevata capacità di corrente, può essere sottoposto nella fase di interdizione ad elevate tensioni (da 6000 V, 3500 A), può operare con una elevata frequenza di switching (0.5 - 1 kHz), ha basse perdite per conduzione e switching (tecnologia buffer layer) come si può notare dall'esame della fig. 9.35.

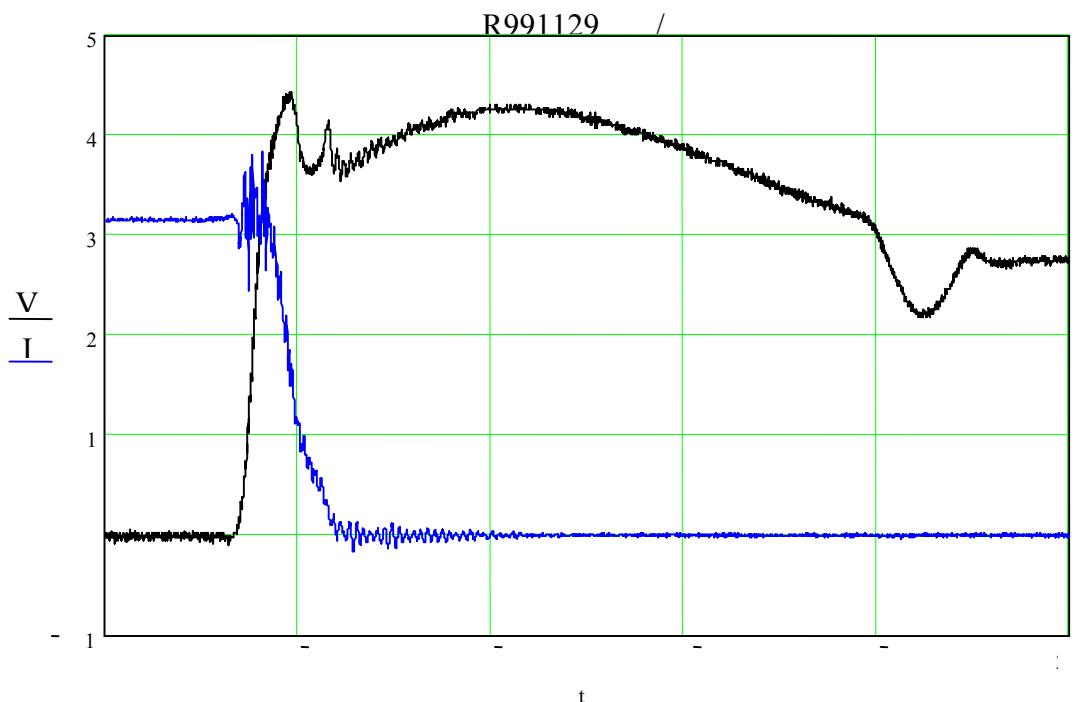


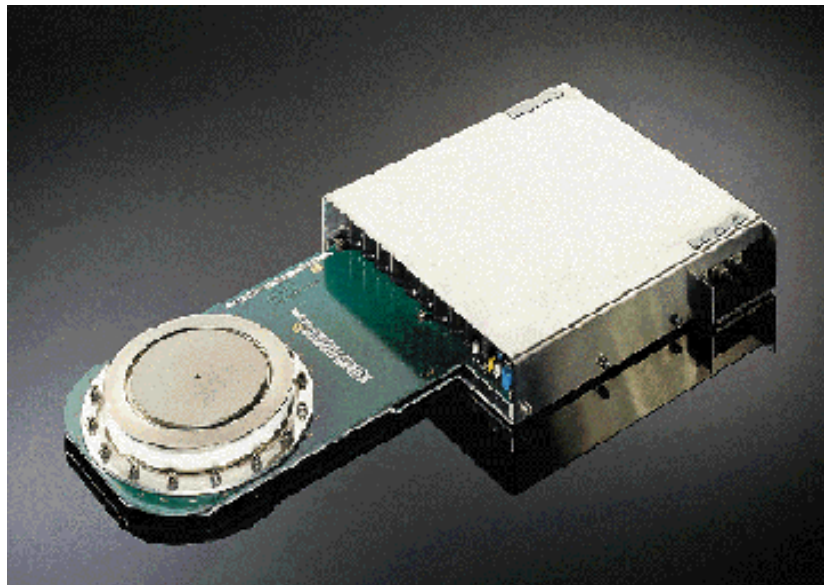
Fig. 9.35- Caratteristiche tensione corrente in un turn-off di un IGCT.

Questo componente ha due strutture: il Buffer Layer (strato respingente) e il Transparent emitter.

Buffer Layer: presenza dello strato n- n+ che distribuisce la tensione di blocco, portandola da una distribuzione triangolare ad una trapezoidale (fig.9.2) con minori perdite e minore spessore del silicio.

Transparent emitter: Per avere basse perdite durante il turn-off, il guadagno dell'anodo è limitato e lo spessore del wafer è sottile e debolmente drogato, tale da renderlo trasparente durante la commutazione on-off agli elettroni che lo attraversano senza rilasciare una lacuna, consentendo così una corrente di trigger del gate non elevata. Tale spessore viene reso piccolo con un compromesso tra l'esigenza precedentemente detta e quella di non presentare disturbi per l'incidenza di raggi cosmici, che potrebbero causare eventi intempestivi.

Il componente IGCT viene impiegato con elevate caratteristiche di tensione e corrente (6000 V – 3500 A) per inverter a tensione impressa del tipo NPC per e per raddrizzatori (front-end) in azionamenti di motori in alternata di grande potenza (alcuni MVA).



Componente	Off-On	On-Off
SCR	impulso di corrente della durata di qualche μs	- spegnimento naturale - spegnimento forzato
BJT	mantenimento di una corrente di base di valore positivo	corrente di base negativa, rimossa quando il transistor ha raggiunto lo stato di <i>off</i>
MOSFEET	mantenimento di una tensione al gate di valore positivo	Assenza di tensione
IGBT	mantenimento di una tensione al gate di valore positivo	tensione negativa al gate, rimossa quando l'IGBT ha raggiunto lo stato di <i>off</i>
GTO	Impulso di corrente positivo della durata della decina di μs E poi mantenimento di una debole corrente di gate	Impulso di corrente negativo e di valore elevato
IGCT	impulso di corrente positivo	impulso di corrente negativo