

COMPONENTI ELETTRONICI DI POTENZA

Prof. Simone CASTELLAN

[1] B.Wu, *High-power converters and AC drives*, IEEE Press – Wiley Interscience, 2006.

[2] M.H.Rashid, *Power electronics: circuit, devices and applications*, Pearson Education – Prentice Hall, 2004.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Dispositivi e circuiti (Volume 1), Elettronica di potenza – Applicazioni (Volume 2)*, Pearson Paravia Bruno Mondadori, 2008.

[3] M.H.Rashid, *Power electronics handbook*, Academic Press, 2001.

[4] N.Mohan, T.M.Undeland and W.P.Robbins, *Power electronics – Converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 1995.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Convertitori ed applicazioni*, Hoepli, 2005.

DISPOSITIVI A SEMICONDUCTTORE

I principali *componenti elettronici di potenza*, o *dispositivi a semiconduttore*, sono:

- **Diodi**
- **Tiristori (SCR)**
- **GTO**
- **IGCT**
- **Transistor bipolari (BJT)**
- **MOSFET**
- **IGBT**

I componenti elettronici di potenza vengono sostanzialmente utilizzati con la funzione di interruttori e per questo vengono anche detti *interruttori elettronici di potenza*.

Possono assumere due stati di funzionamento fondamentali:

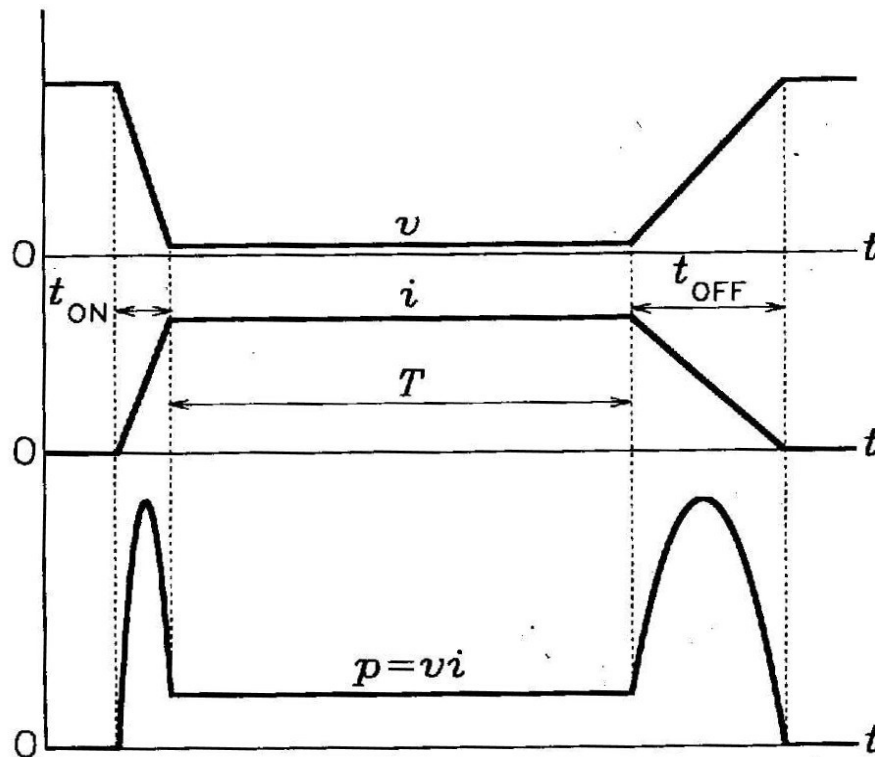
1. Stato di **conduzione (ON)** → resistenza elettrica molto bassa (idealmente nulla)
2. Stato di **blocco (OFF)** → resistenza elettrica molto alta (idealmente infinita)

Caratteristiche di un interruttore ideale:

- Nello stato ON conducono corrente in entrambe le direzioni (bidirezionali)
- Nello stato ON conducono corrente di ampiezza qualsiasi e per un tempo indefinito
- Nello stato ON la caduta di tensione ai capi è nulla
- Nello stato OFF sostengono una tensione di ampiezza qualsiasi
- Nello stato OFF la corrente che li attraversa è nulla
- I tempi di commutazione OFF-ON e ON-OFF sono nulli
- La potenza di comando delle commutazioni è nulla

INTERRUTTORI REALI

- Dispositivi a semiconduttore → corrente unidirezionale
- Limiti per i valori di corrente (diretta) nello stato ON
- Limiti per i valori di tensione (diretta) nello stato OFF
- Caduta di tensione non nulla nello stato ON (dissipazione di potenza)
- Corrente (inversa) non nulla nello stato OFF (dissipazione di potenza)
- Tempi di commutazione non nulli (dissipazione di potenza)
- Potenze di comando non nulle



Perdite di potenza in conduzione

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T p dt$$

Perdite di potenza in commutazione

$$P_{cmt} = P_{ON} + P_{OFF}$$

$$P_{ON} = f_c \left(\int_0^{t_{ON}} p dt \right)$$

$$P_{OFF} = f_c \left(\int_0^{t_{OFF}} p dt \right)$$

PARAMETRI

I parametri dei dispositivi elettronici di potenza si possono suddividere in descrittivi e restrittivi.

Esempi di parametri restrittivi:

- massimo valore della corrente media di conduzione diretta,
- massimo valore della tensione di blocco diretto,
- massimo valore della tensione inversa ripetitiva,
- massimo valore di picco non ripetitivo della corrente diretta,
- massimo valore della temperatura di giunzione.

Esempi di parametri descrittivi:

- valore della corrente inversa nello stato OFF,
- valore della caduta di tensione nello stato ON,
- tempo di ripristino inverso.

SEMICONDUTTORI

Il termine "semiconduttori" fu utilizzato per la prima volta nel 1782 da Alessandro Volta per descrivere materiali che hanno resistività intermedia fra i conduttori e gli isolanti.

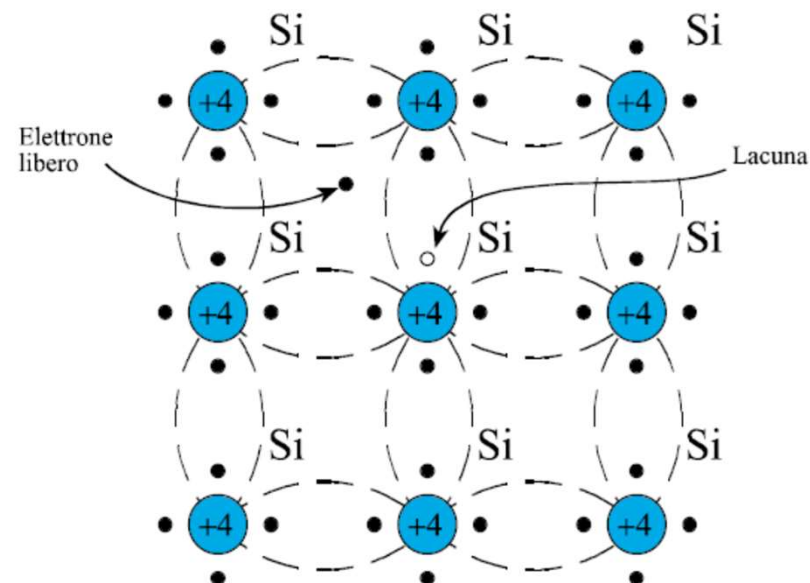
Resistività di alcuni materiali a temperatura ambiente [$\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$]		
Conduttori	Isolanti	Semiconduttori
Rame: $1.7 \cdot 10^{-2}$	Vetro: 10^{36}	Germanio: $6.0 \cdot 10^3$
Alluminio: $2.8 \cdot 10^{-2}$	Mica: 10^{38}	Silicio: $2.3 \cdot 10^9$

Contrariamente ai metalli, la resistività nei semiconduttori diminuisce all'aumentare della temperatura.

Mentre nei conduttori la conduzione è dovuta soprattutto agli elettroni liberi, nei semiconduttori è dovuta sia agli *elettroni liberi* che alle *lacune* (assenza di elettroni) in banda di valenza.

In un semiconduttore privo di impurezze, detto *intrinseco*, il numero di elettroni liberi è pari a quello delle lacune.

Il silicio fa parte del IV gruppo della tavola periodica degli elementi, quindi ha quattro elettroni per atomo nella sua orbita esterna.



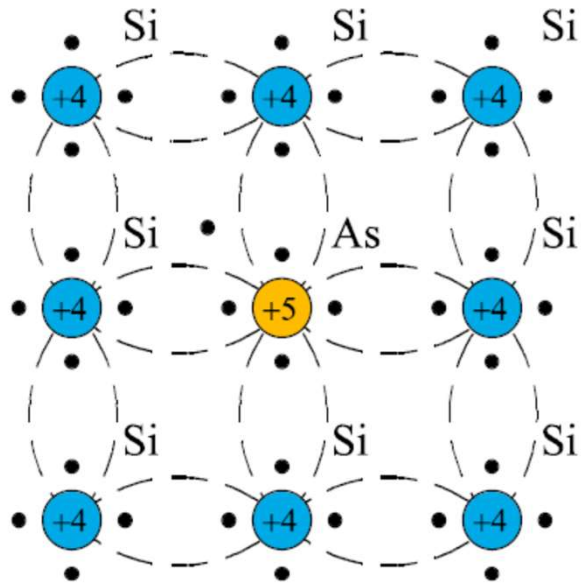
DROGAGGIO E SEMICONDUTTORI DI TIPO N E TIPO P

Il silicio monocristallino è l'elemento base per eccellenza costituente i dispositivi a semiconduttore. Esso forma reticoli cristallini le cui proprietà elettriche possono essere modificate sostanzialmente mediante un processo detto *drogaggio*, per mezzo del quale una piccolissima quantità (nel rapporto di uno su oltre un milione) degli atomi del reticolo cristallino sono sostituiti, in modo perfettamente controllato, con atomi di elementi diversi.

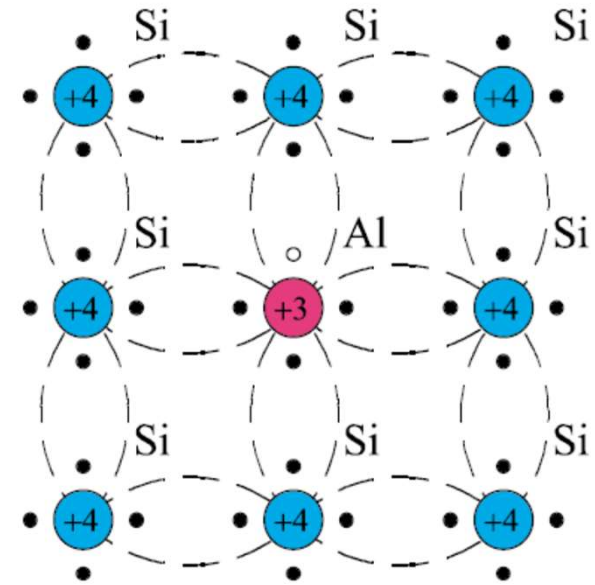
Drogando il silicio puro con elementi pentavalenti, quali fosforo, arsenico o antimONIO, quattro dei cinque elettroni di valenza formano legami covalenti con gli atomi circostanti, mentre il quinto rimane praticamente libero e disponibile per la conduzione. Inoltre il numero di lacune diminuisce al di sotto del numero che si ha nel semiconduttore intrinseco, in quanto la presenza di un maggior numero di elettroni aumenta la probabilità che questi si ricombinino con le lacune prodotte per causa termica. In questo caso si parla di *semiconduttore di tipo N*.

Drogando il silicio puro con elementi trivalenti, quali boro, alluminio, gallio o indio, i tre elettroni di valenza formano legami covalenti con gli atomi circostanti, mentre l'assenza del quarto legame corrisponde alla presenza di una lacuna. Inoltre il numero di elettroni liberi diminuisce al di sotto del numero che si ha nel semiconduttore intrinseco, in quanto la presenza di un maggior numero di lacune aumenta la probabilità che gli elettroni si ricombinino con le lacune presenti. In questo caso si parla di *semiconduttore di tipo P*.

SEMICONDUTTORI DI TIPO P ED N E GIUNZIONE P-N



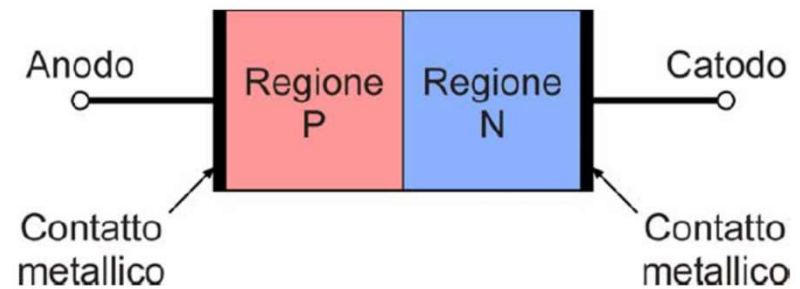
Semiconduttore di tipo N



Semiconduttore di tipo P

Differenziando il drogaggio all'interno di un cristallo semiconduttore, si crea una zona di semiconduttore di tipo P e una di tipo N, realizzando in questo modo una cosiddetta *giunzione P-N*.

Il terminale collegato, mediante contatto metallico, alla regione P è detto *anodo* e quello collegato alla regione N è detto *catodo*.



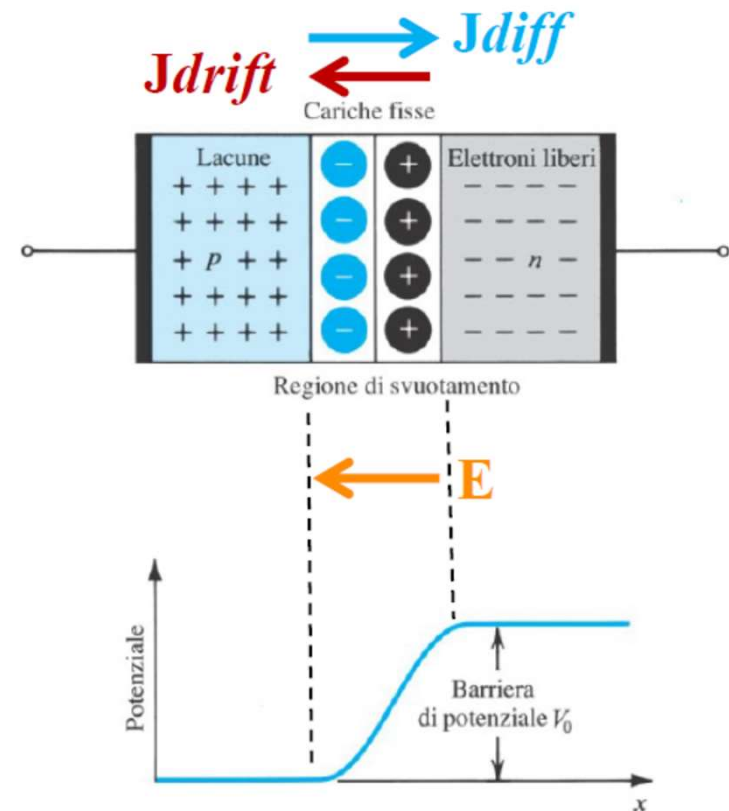
Giunzione P-N

GIUNZIONE P-N

L'agitazione termica provoca un movimento dei portatori di carica dalle regioni a maggiore densità di carica a quelle a minore densità. Tale movimento è detto corrente di diffusione.

Dato che nelle regioni P ed N di una giunzione P-N le densità dei portatori di carica sono diverse, questo genera una corrente di diffusione costituita da lacune che si diffondono dalla regione P alla regione N ed elettroni che si diffondono dalla regione N alla regione P.

Le lacune passate nella regione N e gli elettroni passati nella regione P si ricombinano con le cariche maggioritarie ivi presenti, cioè rispettivamente gli elettroni e le lacune. Queste ricombinazioni determinano una diminuzione delle cariche libere in una piccola regione attorno alla superficie di giunzione, detta *regione di svuotamento*. In questa regione sono quindi presenti cariche fisse, cioè atomi donatori che hanno ceduto un elettrone e atomi accettori che hanno acquistato un elettrone. Queste cariche danno origine a un campo elettrico e di conseguenza ad una differenza di potenziale che dà origine ad una corrente di deriva che si oppone alla corrente di diffusione, creando una situazione di equilibrio con corrente nulla.



GIUNZIONE P-N POLARIZZATA INVERSAMENTE

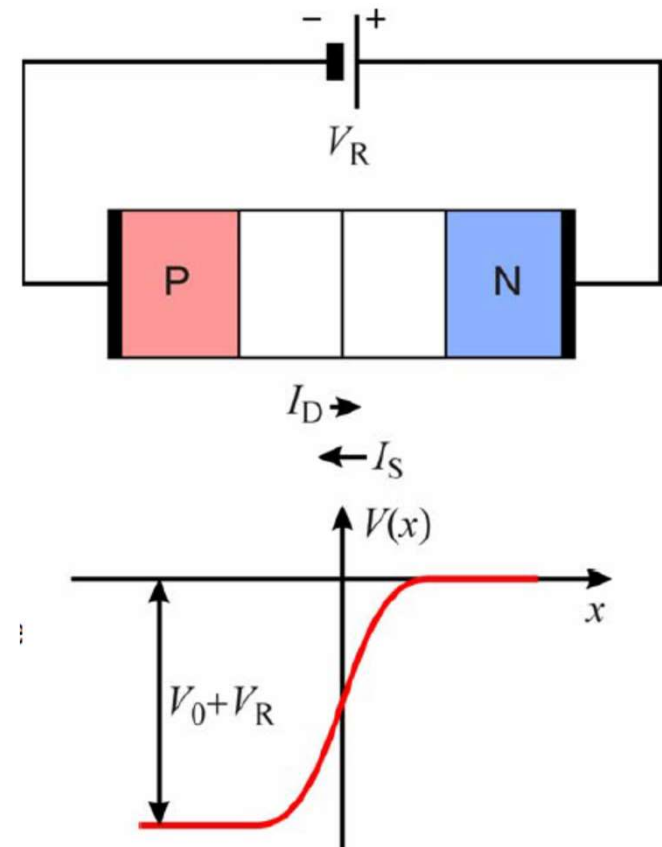
Quando si applica una differenza di potenziale ai terminali della giunzione si dice che questa è polarizzata.

Quando il potenziale applicato all'anodo è minore di quello applicato al catodo si parla di polarizzazione inversa. In questo caso la tensione applicata V_R , la cui polarità è concorde con la barriera di potenziale, spinge le lacune verso il terminale positivo e gli elettroni verso quello negativo.

La zona di svuotamento si allarga, aumenta il numero di cariche fisse e di conseguenza anche l'ampiezza della barriera di potenziale, pari a $V_R + V_0$, dove V_0 è il valore della barriera di potenziale in assenza di polarizzazione.

All'aumentare di V_R la corrente di diffusione I_D diminuisce fino ad annullarsi, mentre la corrente di deriva I_S (che dipende dalla concentrazione delle cariche minoritarie) è molto piccola (di solito si può trascurare) e praticamente indipendente da V_R (varia invece con la temperatura).

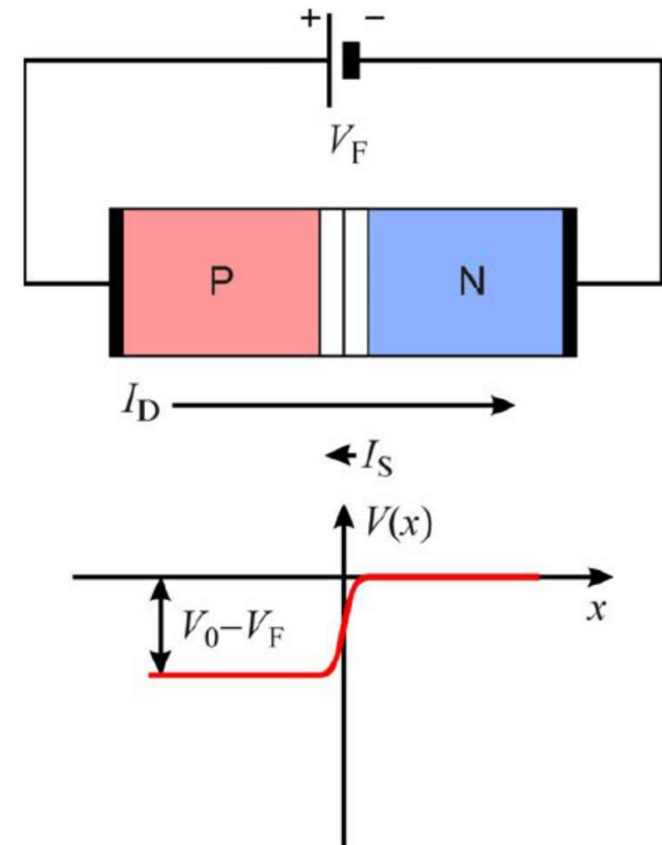
Se la tensione di polarizzazione inversa raggiunge un valore detto *tensione di breakdown* si innesca l'effetto valanga, fenomeno che causa il repentino aumento della I_S a tensione praticamente costante.



GIUNZIONE P-N POLARIZZATA DIRETTAMENTE

Quando il potenziale applicato all'anodo è superiore a quello applicato al catodo si parla di polarizzazione diretta. In questo caso la tensione applicata V_F , la cui polarità è opposta a V_0 , determina una riduzione della barriera di potenziale. La zona di svuotamento si restringe e quindi diminuisce il numero di cariche fisse. All'aumento di V_F , la riduzione della barriera di potenziale rende possibile l'attraversamento della giunzione per diffusione da parte di un numero sempre maggiore di elettroni e di lacune. Di conseguenza I_D diventa rapidamente maggiore di diversi ordini di grandezza rispetto a I_S .

Le lacune iniettate nella regione N si ricombinano con le cariche maggioritarie ivi presenti, cioè gli elettroni, e la loro concentrazione diminuisce con legge esponenziale allontanandosi dalla zona di svuotamento. Le ricombinazioni determinano la rapida diminuzione degli elettroni liberi, quindi nuovi elettroni vengono richiamati dal circuito esterno verso la regione N. Allo stesso modo, gli elettroni iniettati nella regione P si ricombinano con le lacune (cariche maggioritarie) e la loro concentrazione si riduce allontanandosi dalla zona di svuotamento. Questo richiede l'immissione dal circuito esterno di nuove lacune nella regione P per compensare quelle che si sono ricombinate. È quindi necessaria l'immissione di elettroni dalla regione P al circuito esterno.

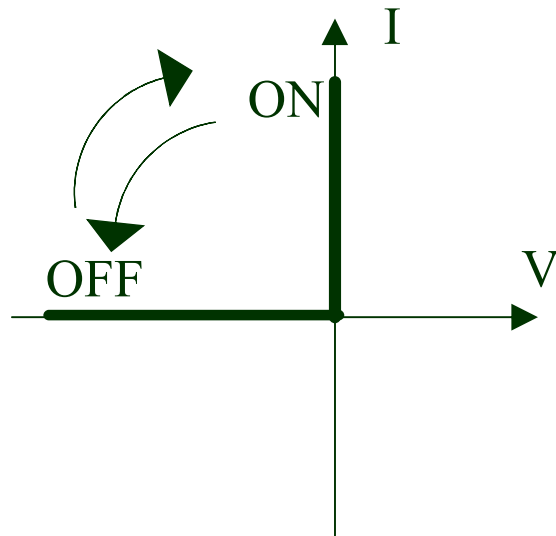


DIODI DI POTENZA

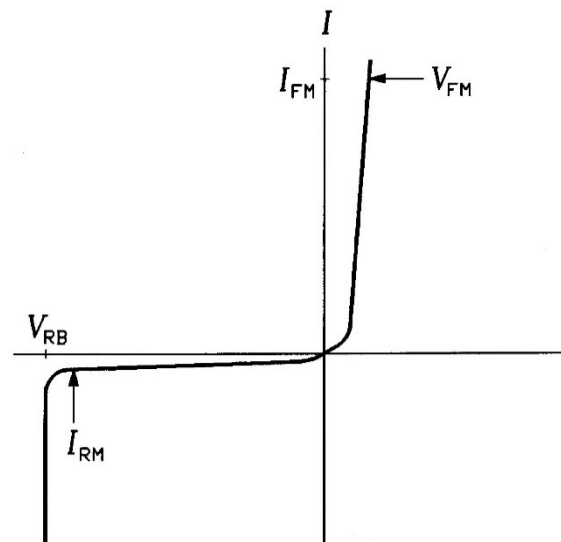
Sono interruttori elettronici di potenza non controllabili la cui struttura interna consiste in una giunzione P-N.

Caratteristiche esterne: andamento tensione-corrente

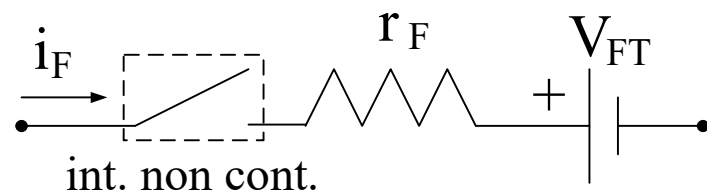
Caratteristica ideale



Caratteristica reale

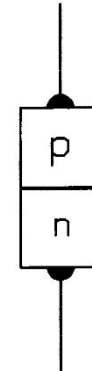


I diodi commutano nello stato ON quando sono polarizzati direttamente e commutano nello stato OFF quando la corrente diretta si inverte.



Circuito equivalente del diodo (approssimazione della caratteristica esterna reale)

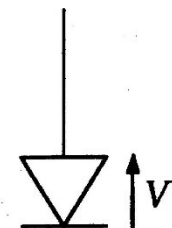
Struttura
ANODO



CATODO

Simbolo

A



C

DIODI DI POTENZA: PARAMETRI

Corrente diretta: I_F

Tensione diretta: V_F (dipende dalla I_F varia da 1 a 2 V ca.)

Corrente inversa (di perdita) I_R

Tensione inversa di rottura V_{RB}

Tensione inversa ripetitiva (massimo valore ammissibile) V_{RRM}

Corrente diretta media persistente (massimo valore ammissibile) $I_{F(av)}$

Corrente impulsiva non ripetitiva (massimo valore ammissibile) I_{FSM}

Temperatura di giunzione (massimo valore ammissibile) θ_{JM}

Parametro I^2t (per i fusibili)

$$I^2t = \left(\frac{I_{FSM}}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{T}{2} = \frac{I_{FSM}^2}{200}$$

VALORI TIPICI

Valori massimi di V_{RRM} ed I_F : 6.5 kV, 5kA

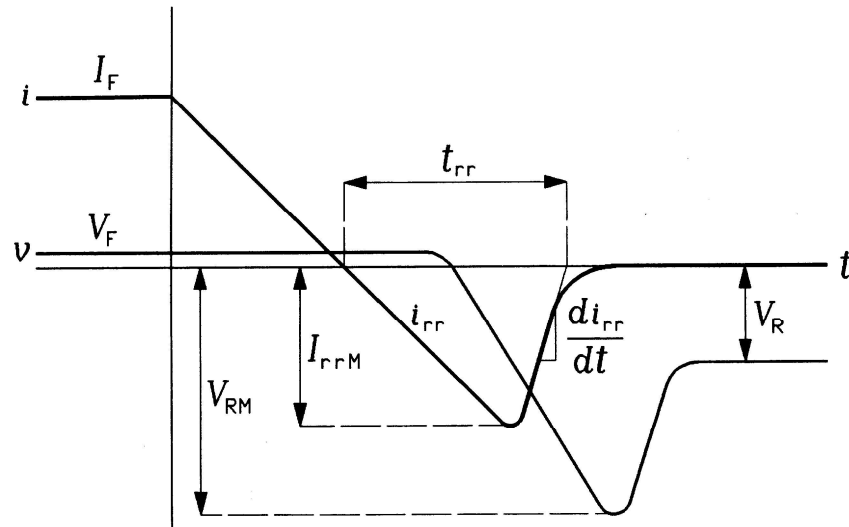
t_{rr} varia da alcuni μs fino a 20 μs

Diodi *fast recovery* o *ultra-fast recovery*: t_{rr} varia dal centinaio di ns fino al μs

Diodi *Shottky* (diodi con giunzione metallo-semiconduttore):

- hanno bassa caduta di tensione diretta $V_F < 0.5V$
- ma hanno bassi valori di corrente diretta $I_F < 500A$
- e bassi valori di tensione di rottura ($V_{RB} \cong 200V$)

DIODI DI POTENZA: COMMUTAZIONE



Andamento della tensione e della corrente nella fase di interdizione del diodo (commutazione ON->OFF)

L'interdizione di un diodo è forzata dall'inversione della corrente diretta.

Durante l'interdizione si ha un picco di corrente inversa dovuta allo svuotamento delle cariche immagazzinate nella giunzione.

La durata del picco di corrente inversa è detto tempo di *recupero inverso* t_{rr} e corrisponde al tempo richiesto dal dispositivo affinché recuperi la capacità di blocco inverso nella fase di interdizione.

All'interno di detto intervallo si ha il *picco* I_{rrM} e la *coda* di corrente inversa caratterizzata dalla pendenza dI_{rr}/dt .

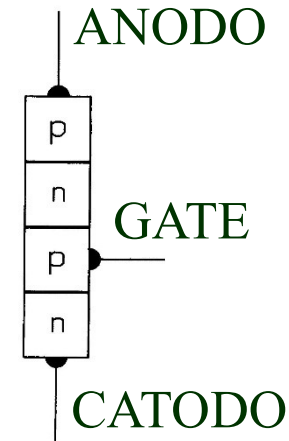
La tensione ai capi del diodo inizialmente rimane al valore V_F poi si inverte, raggiunge un picco negativo V_{RM} , proporzionale alla pendenza della coda, e quindi si porta al valore inverso finale.

SCR (Silicon Controlled Rectifier)

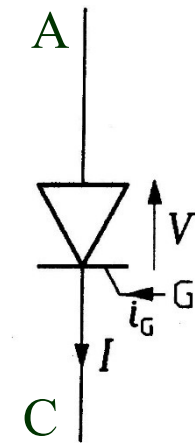
Il raddrizzatore controllato al silicio (tiristore) è un dispositivo semi-controllabile costituito da tre terminali: anodo, catodo e terminale di comando (gate).

Può essere acceso dal “gate” mediante una corrente I_G di valore opportuno (è quindi un dispositivo elettronico di potenza comandato in corrente) quando è in una condizione di polarizzazione diretta ma, una volta in conduzione, può essere spento solo invertendo la corrente diretta (non dal terminale di comando).

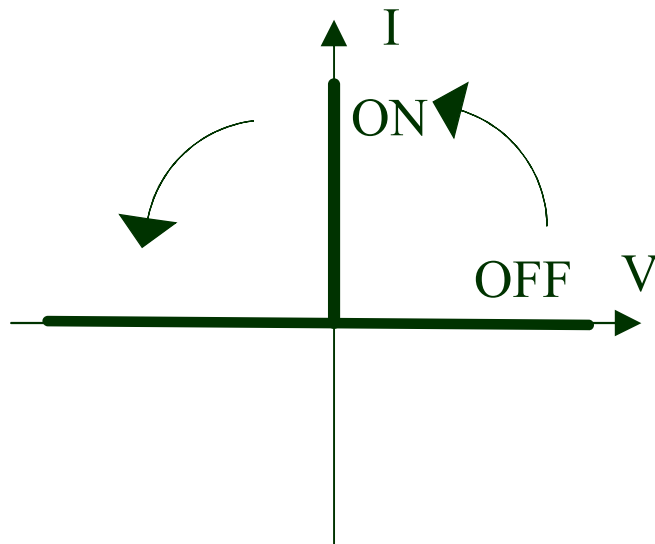
Struttura



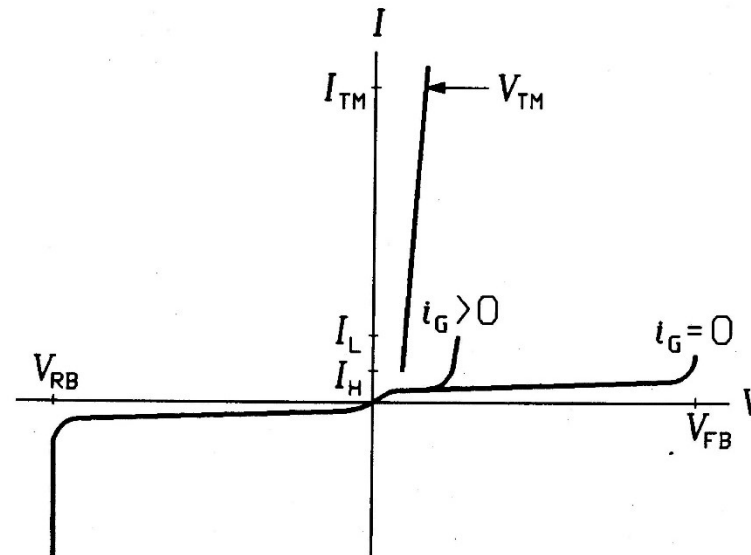
Simbolo



Caratteristica v-i ideale



Caratteristica v-i reale



SCR: CARATTERISTICA V-I

Nel terzo quadrante della caratteristica v-i (polarizzazione inversa) l'SCR si comporta come un diodo.

Nella zona a polarizzazione positiva, quando la corrente di gate $I_G=0$, l'SCR blocca la tensione positiva applicata ai suoi capi V_T finché il suo valore è inferiore alla tensione di rottura diretta V_{FB} . Quando $V_T > V_{FB}$ il dispositivo entra in conduzione purché la corrente diretta sia maggiore del valore di aggancio I_L .

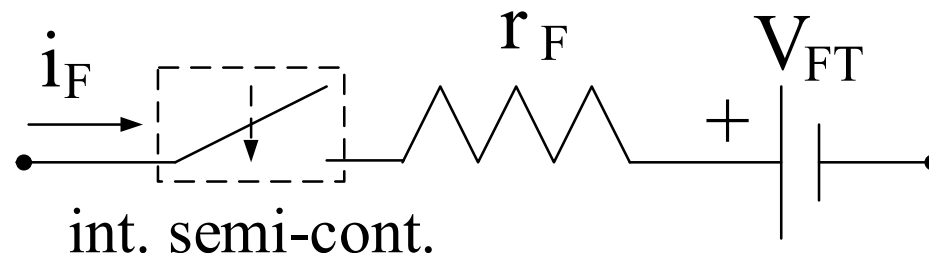
In conduzione l'SCR si comporta come un diodo.

Se $I_G > 0$, V_{FB} diminuisce, per I_G sufficientemente grande V_{FB} è praticamente nullo per cui l'SCR entra in conduzione con una piccola tensione diretta. La transizione OFF->ON avviene tramite l'innescò di un effetto valanga (caratteristica comune ai tiristori).

Una volta in conduzione l'SCR vi rimane indipendentemente dal valore di I_G , purché la corrente diretta $I_T > I_H$ (corrente di mantenimento).

L'SCR si spegne forzando una inversione di corrente.

SCR: CIRCUITO EQUIVALENTE



SCR: PARAMETRI

Molti parametri di un SCR sono analoghi a quelli dei diodi. Oltre a quelli, ci sono:

- Tensione di rottura diretta V_{FB} per $I_G = 0$
- Corrente di aggancio I_L
- Corrente di mantenimento I_H
- Massimo valore ammissibile per di/dt
- Massimo valore ammissibile per dv/dt
- Tempo di accensione t_{ON}
- Tempo di spegnimento T_{off}

VALORI TIPICI

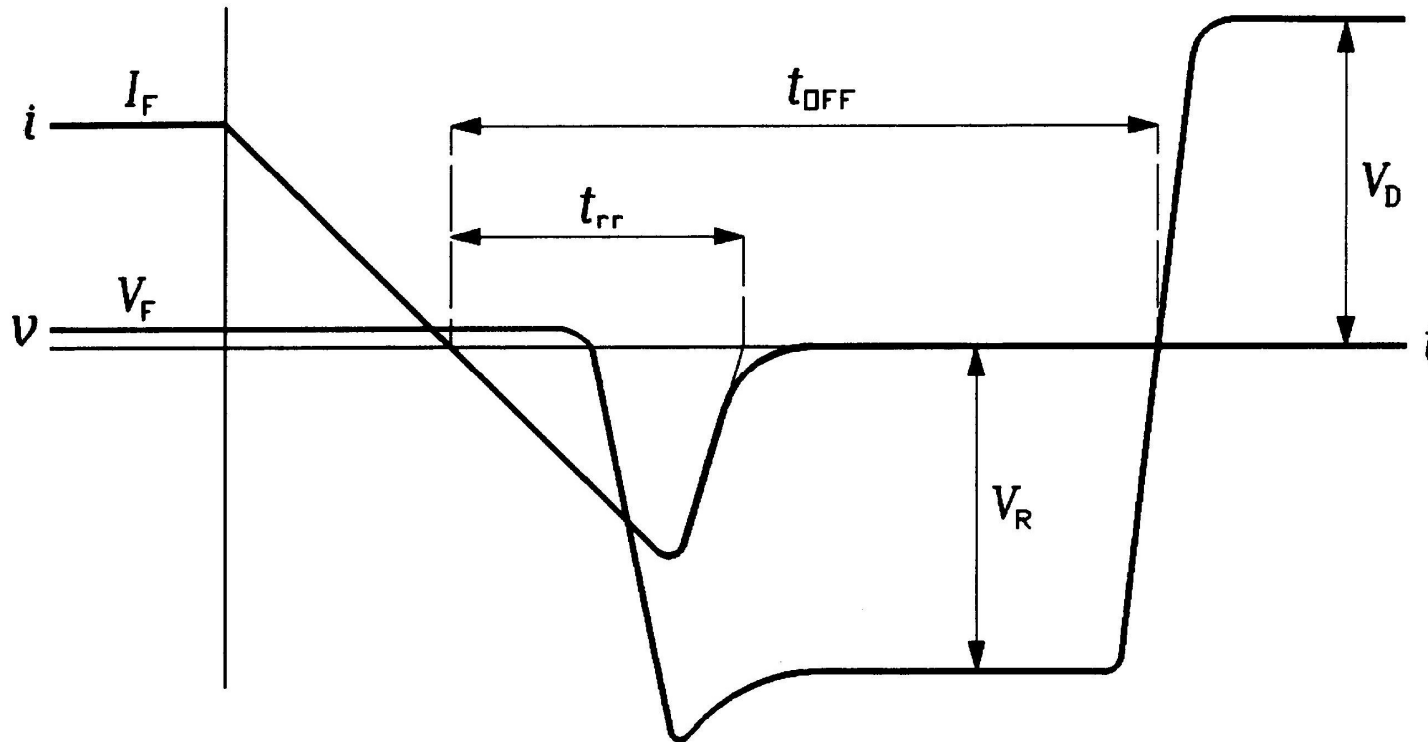
SCR per controllo di fase attivati dal gate

- massima tensione inversa di lavoro e massima tensione di blocco diretto 4kV,
- corrente diretta fino a 3 kA
- caduta di tensione diretta 1.5-3 V
- t_{ON} dell'ordine del ms
- t_{OFF} varia da 10 a 200 ms

SCR per controllo di fase attivati dalla luce (utilizzati per raddrizzatori ad alta tensione)

- valori massimi → 6kV, 4kA

SCR: COMMUTAZIONE



$t_{OFF} > t_{rr}$ in quanto è necessario un certo intervallo di tempo dopo lo spegnimento dell'SCR affinché esso recuperi la capacità di blocco diretto.

t_{OFF} limita la frequenza di commutazione utilizzabile con il dispositivo.

t_{ON} è costituito dalla somma di due tempi: il *tempo di ritardo* che intercorre tra il comando di accensione e l'istante in cui la tensione anodo-catodo del dispositivo scende al 90% del valore iniziale e il *tempo di caduta della tensione* necessario affinché la tensione passi dal 90% al 10% del valore iniziale.

TRIAC

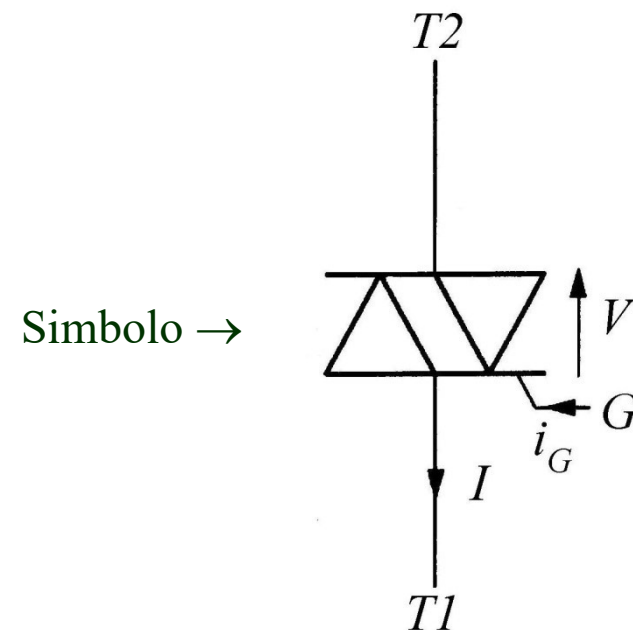
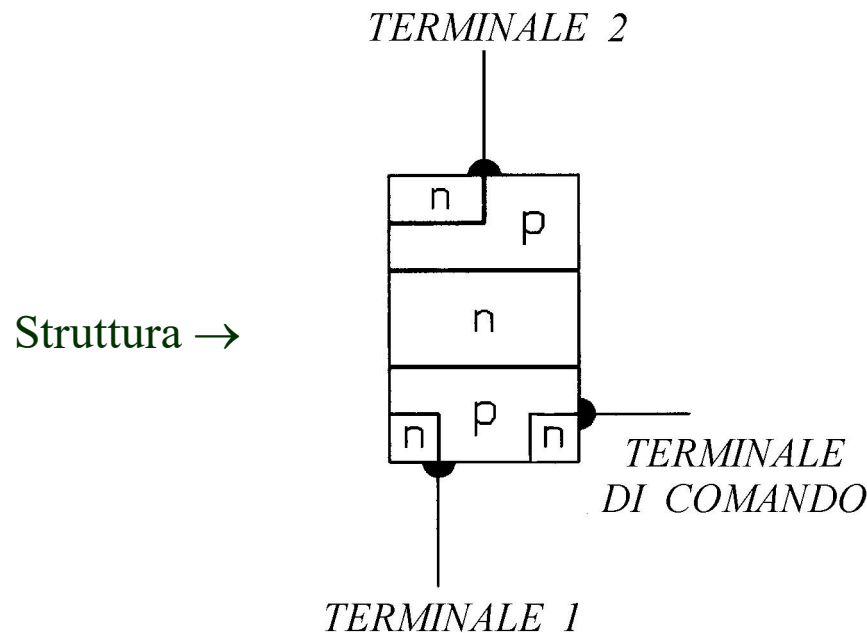
È un dispositivo a semiconduttore il cui funzionamento esterno è equivalente a quello di due SCR connessi in antiparallelo.

Conduce corrente in entrambe le direzioni a seconda della polarità della tensione applicata ai suoi terminali T1 e T2.

Può essere acceso da una corrente di gate sia positiva che negativa.

Ha caratteristiche generalmente peggiori di un SCR: tensioni e correnti molto più limitate, velocità di commutazione inferiori, valori di dv/dt critici più piccoli.

È convenientemente utilizzato in variatori di luminosità, nel controllo delle resistenze per la produzione di calore, in relè allo stato solido, e nel controllo di piccoli motori (soprattutto quelli a collettore).



GTO (Gate Turn-off Thyristor)

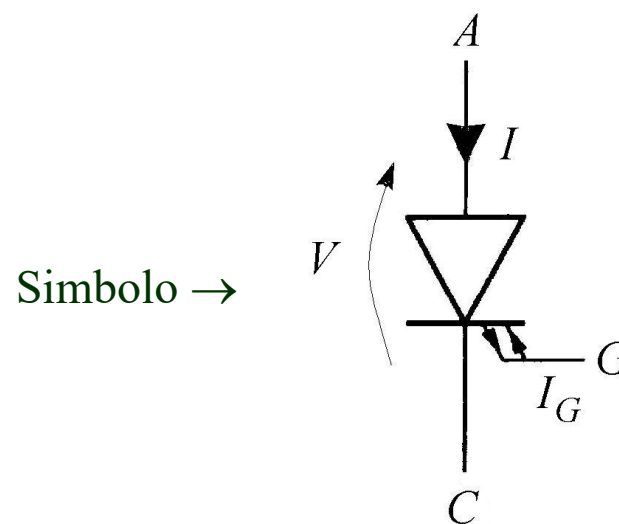
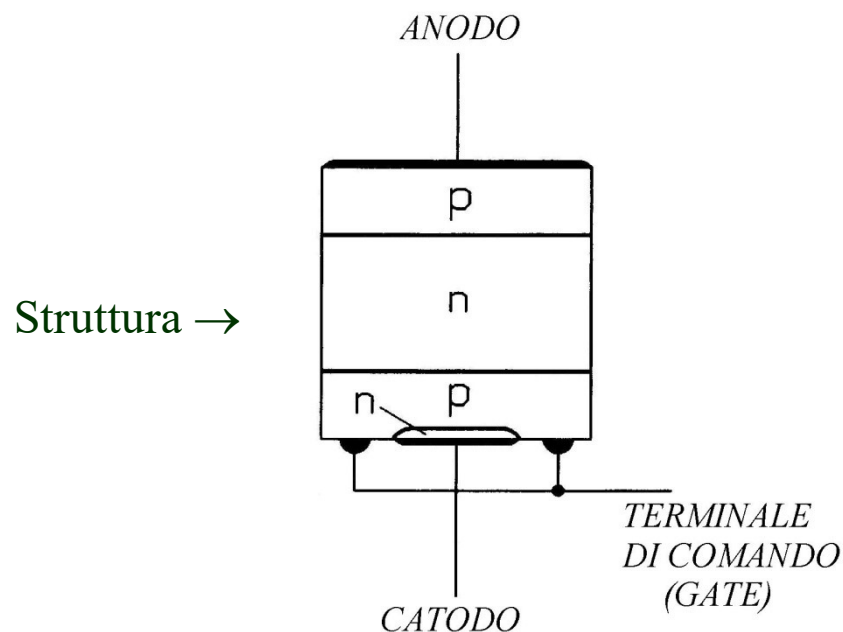
È un dispositivo della famiglia degli SCR. La transizione di accensione avviene come negli SCR, ma a differenza di quelli il GTO può anche essere spento dal terminale di comando (gate). È dunque un dispositivo a semiconduttore totalmente controllabile.

Può essere spento dal gate tramite un impulso di corrente negativo (“spillamento” di corrente dal gate) di ampiezza elevata, ma di durata limitata (dell’ordine dei 50 μ s).

Il guadagno di corrente per lo spegnimento è piccolo (3-5).

La fase di spegnimento è abbastanza critica e delicata; per esempio bisogna mantenere una tensione anodo-catodo piuttosto bassa.

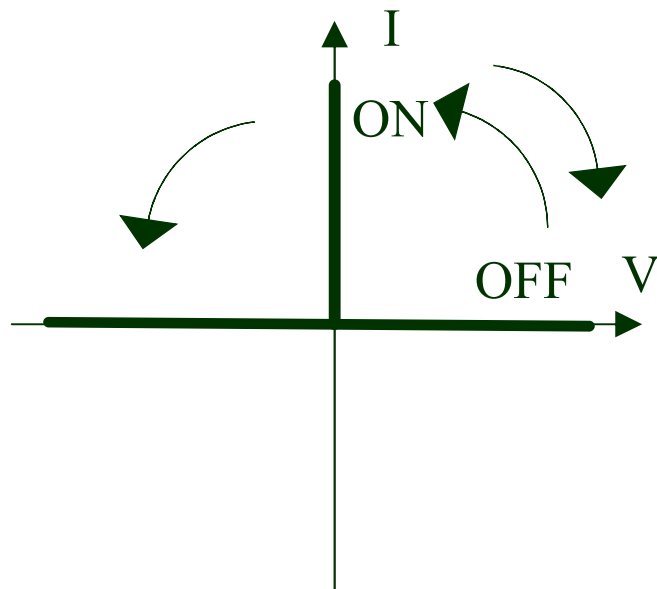
Anche il GTO è un dispositivo a semiconduttore comandato in corrente.



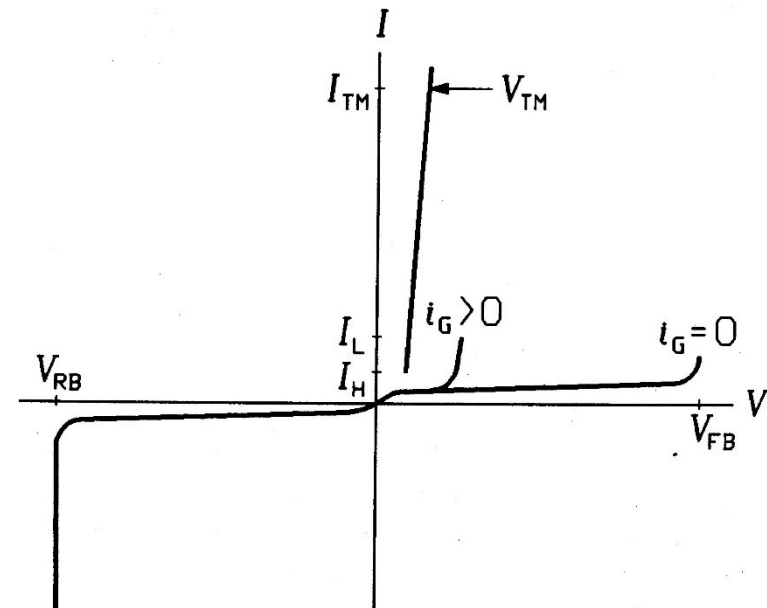
GTO: CARATTERISTICA V-I

La caratteristica v-i del GTO è analoga a quella dell'SCR.

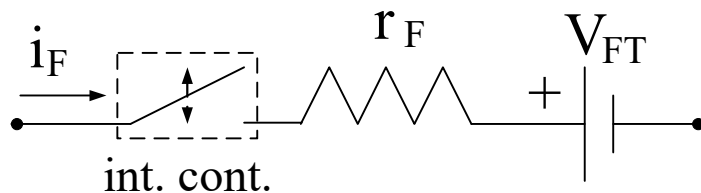
Caratteristica ideale



Caratteristica reale



CIRCUITO EQUIVALENTE



VALORI TIPICI

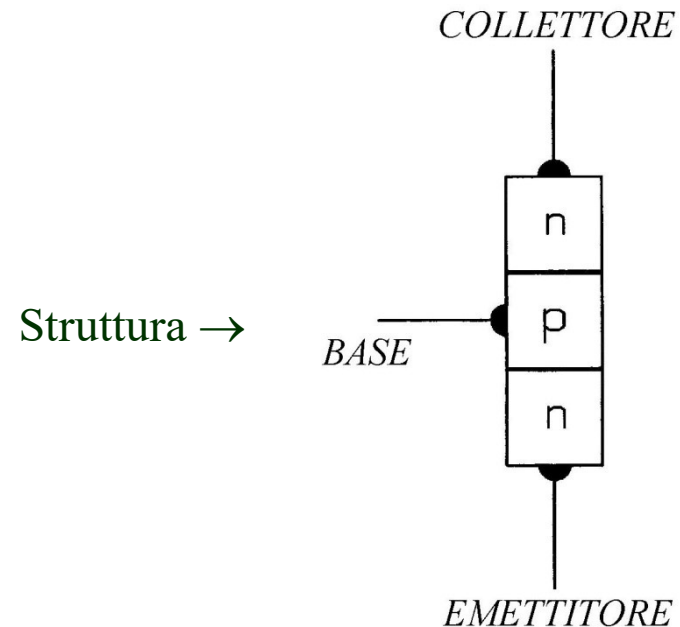
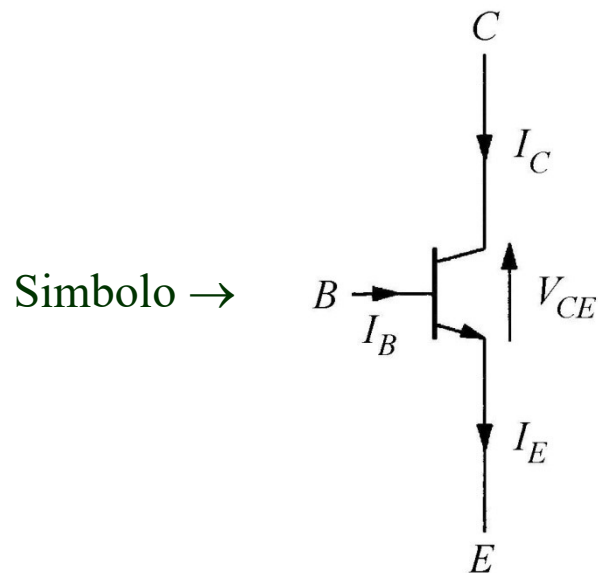
- massima tensione inversa di lavoro e massima tensione di blocco diretto fino a 6kV
- corrente diretta fino a 4 kA
- caduta di tensione diretta nello stato ON 3-4 V
- t_{OFF} fino a 10 μ s

BJT (Bipolar Junction Transistor)

Il transistor bipolare a giunzione (BJT) è un dispositivo a semiconduttore dotata di tre terminali: *collettore*, *base* ed *emettitore*.

È totalmente controllabile dal terminale di base.

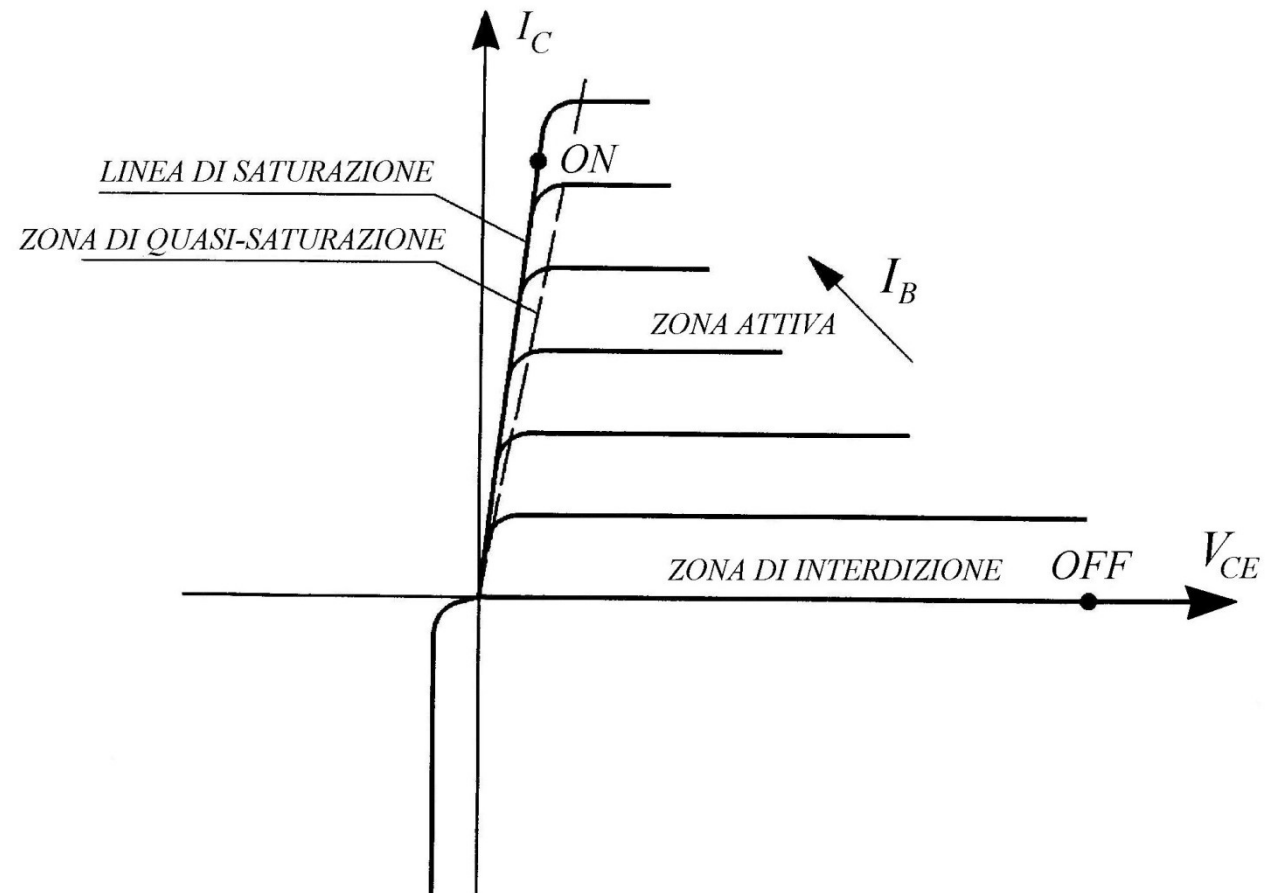
Il BJT di potenza generalmente è di tipo npn.



VALORI TIPICI

- massima tensione di blocco fino a 1400 V
- corrente di collettore fino a 1000 A
- tensione collettore-emettitore 2-3 V
- tempi di commutazione inferiori a qualche μs (frequenze di commutazione intorno alla decina di kHz)

BJT: CARATTERISTICA V-I



BJT: ZONE DI FUNZIONAMENTO

Il BJT rimane in conduzione finché viene mantenuta la corrente in base.

Per correnti I_B relativamente piccole la corrente I_C è determinata dalla relazione

$$I_C = \beta I_B$$

dove β è il guadagno di corrente in continua. Il BJT funziona nella zona lineare (di **modulazione**). La tensione ai suoi capi è determinata dal circuito esterno. Per BJT di elevata potenza il guadagno è piccolo: dell'ordine di 10.

Se I_B è grande, la I_C è limitata dal circuito esterno e la tensione ai suoi capi $V_{CE\ sat}$ è piccola. Il BJT funziona nella zona di **saturazione**.

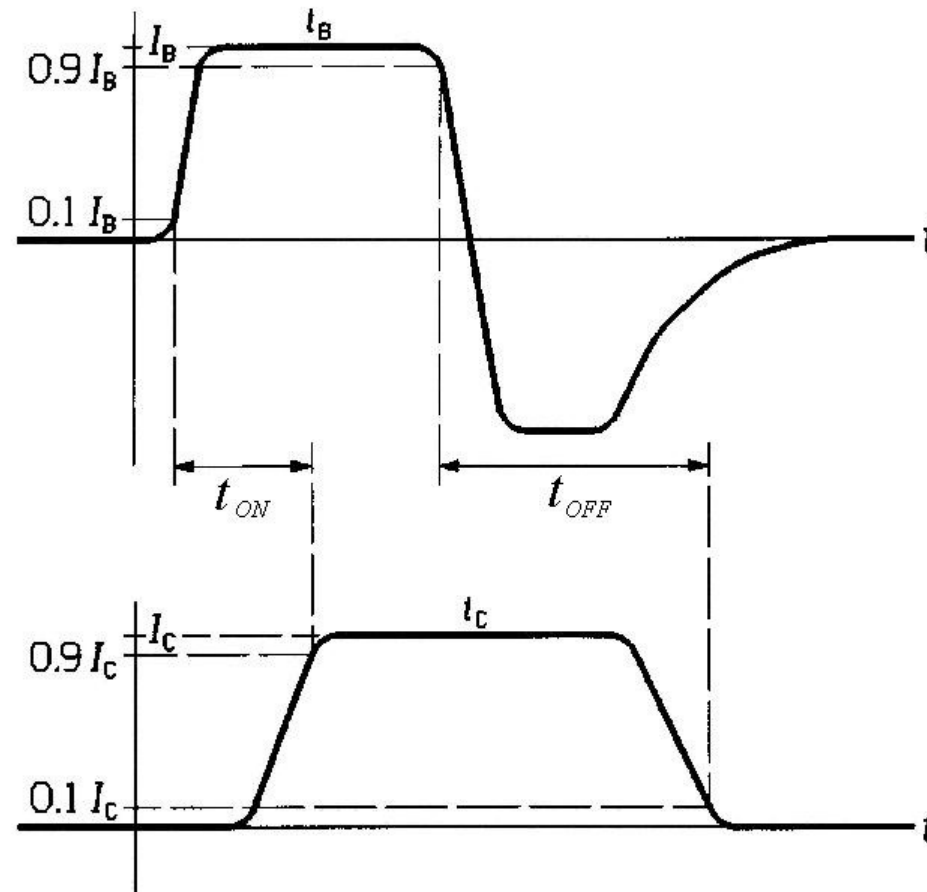
Per $I_B = 0$ il BJT non conduce e funziona nella zona di **interdizione**.

V_{CE0} indica la massima tensione V_{CE} diretta che il BJT riesce a sostenere quando $I_B = 0$.

Il BJT non è in grado di sostenere tensioni V_{CE} inverse. Quando è usato con tensioni alternate si deve introdurre un diodo polarizzato inversamente in serie al circuito di collettore.

Il BJT soffre del cosiddetto “*secondo breakdown*” che si distingue dal “*primo*” (che si ha per V_{CE} inversa). Esso può avvenire nella fase di accensione o spegnimento, quando sia la V_{CE} che la I_C sono elevate. È causato da un aumento di temperatura locale all'interno del semiconduttore (difetto del cristallo) che provoca un aumento di corrente (coefficiente di temperatura positivo) e in definitiva la fusione localizzata del semiconduttore.

BJT: COMMUTAZIONE

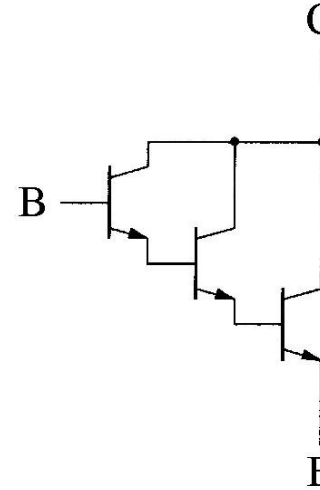
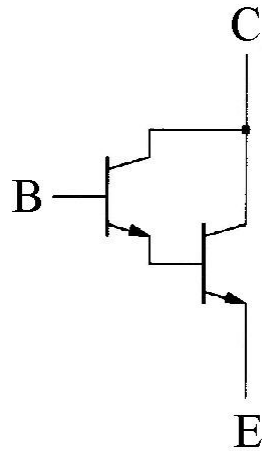


Per rendere più veloce il processo di spegnimento conviene invertire, per un breve intervallo di tempo la I_B .

Il tempo di spegnimento può essere ridotto anche impedendo al BJT di lavorare nella zona di completa saturazione.

La corrente I_B deve essere tale da far funzionare il BJT nella zona di *quasi-saturazione*.

BJT: CONNESSIONE DARLINGTON



Nei convertitori statici si usa spesso la connessione *Darlington* di due o tre BJT allo scopo di aumentare il guadagno complessivo di corrente. In questo modo si ottengono valori di β complessivo fino a 100 per due BJT e 1000 per tre BJT.

Come contropartita si ha un aumento della caduta di tensione diretta nello stato di conduzione.

MOSFET

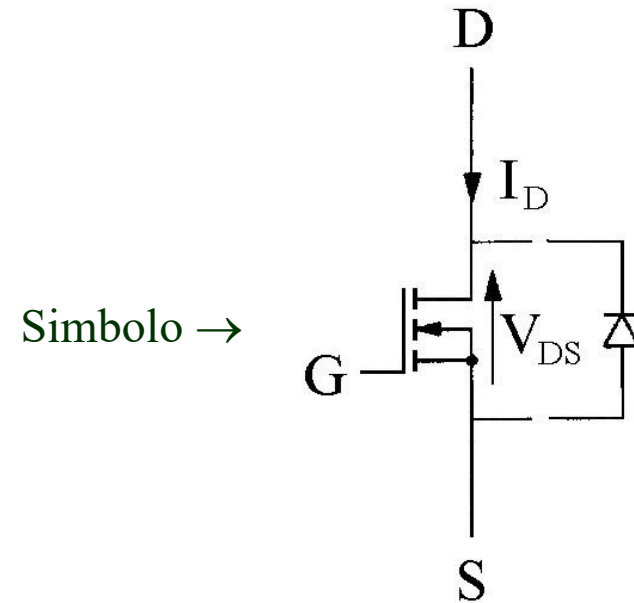
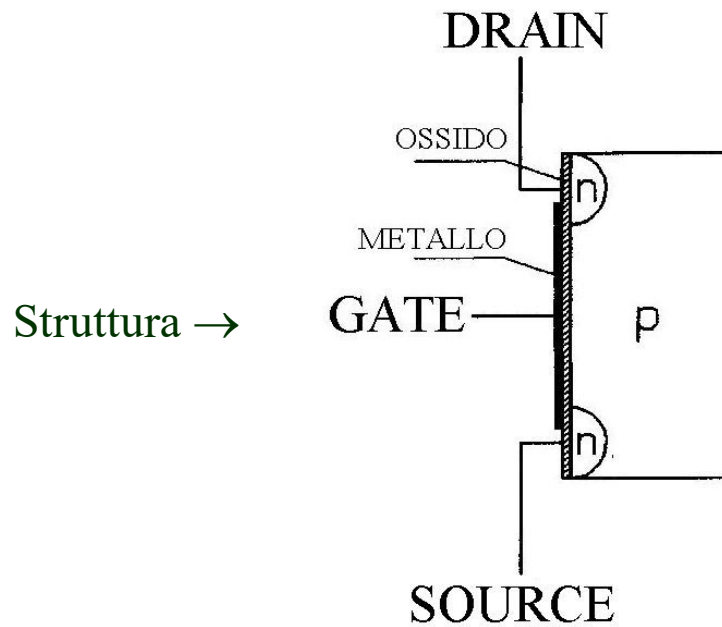
(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

Le sue proprietà fondamentali sono il ridotto tempo di commutazione e la facilità di comando.

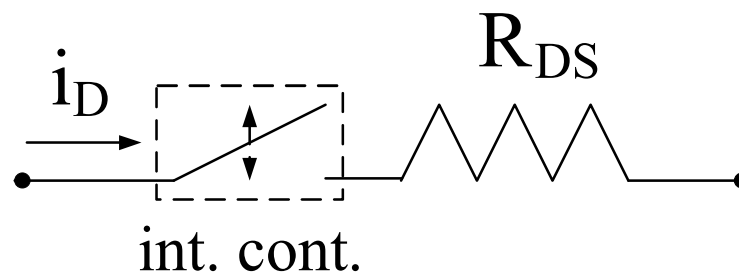
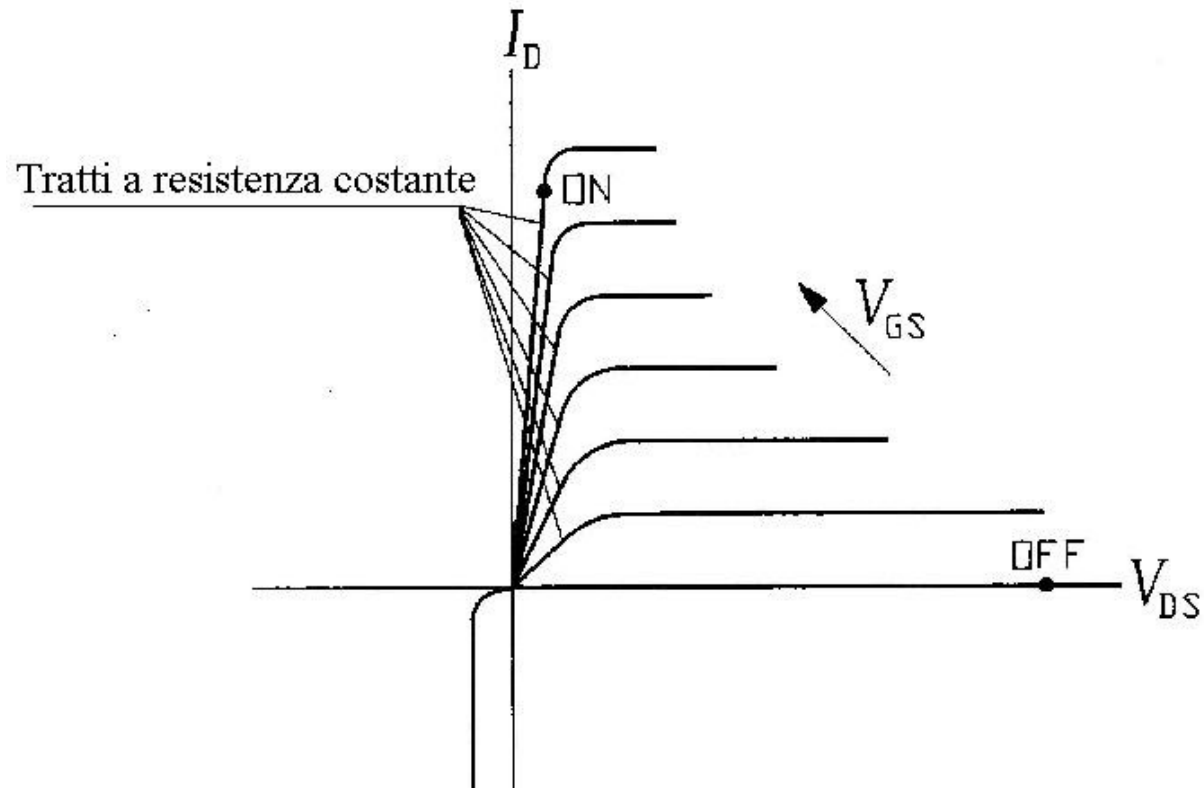
Per contro è un componente che lavora con tensioni e correnti relativamente limitate.

È un componente comandato in tensione.

L'impedenza gate-source è molto elevata ($10^9 \div 10^{11} \Omega$).



MOSFET: CARATTERISTICA V-I E CIRCUITO EQUIVALENTE



MOSFET

Ciascuna curva con V_{GS} costante presenta un tratto a resistenza costante.

Nel funzionamento da interruttore, nello stato ON la tensione V_{GS} dovrà essere sufficientemente grande da portare il MOSFET a lavorare nel tratto a resistenza costante coerentemente con il circuito esterno.

Nelle fasi di commutazione in realtà si hanno delle leggere correnti di gate dovute agli effetti capacitivi tra i terminali.

Anche il MOSFET mal sopporta tensioni inverse.

I MOSFET hanno coefficiente di temperatura positivo e quindi possono essere facilmente connessi in parallelo.

Il difetto principale è la resistenza relativamente elevata che presentano nello stato di conduzione. Essa provoca una elevata caduta di tensione diretta e quindi consistente dissipazione di potenza.

VALORI TIPICI

- massima tensione di blocco fino a 1000 V
- corrente I_D fino a 100 A
- resistenza drain-source $0.1 \div 1 \Omega$
- tensione gate-source 4-6 V
- tempi di commutazione anche inferiori a 100 ns (massima frequenza di commutazione oltre i 100 kHz)

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

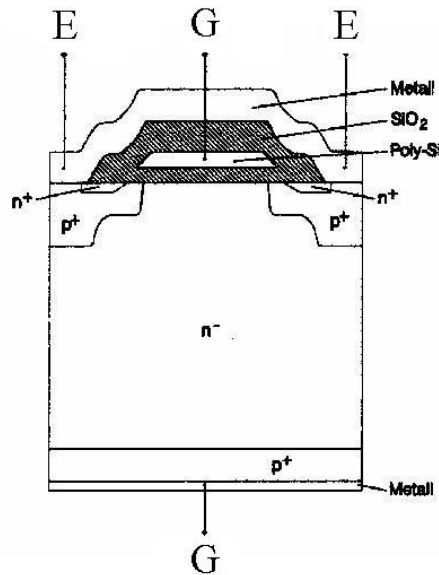
È un componente che combina i vantaggi del MOSFET e del BJT.

È comandato in tensione (bassi valori della corrente di comando) come il MOSFET ma ha potenze di esercizio superiori.

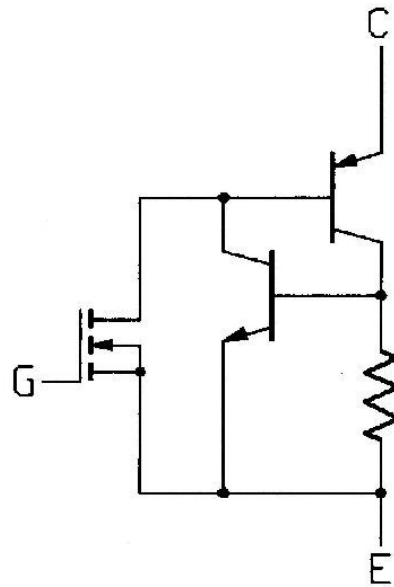
Similmente ai BJT ha bassi valori di caduta di tensione diretta in conduzione ed elevati valori di corrente diretta e tensione di blocco.

I tempi di commutazione sono compresi fra quelli del MOSFET e quelli del BJT.

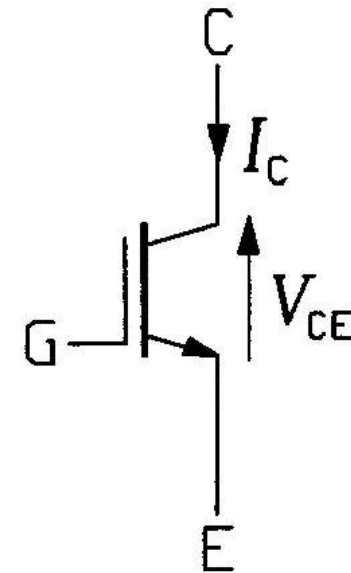
Struttura



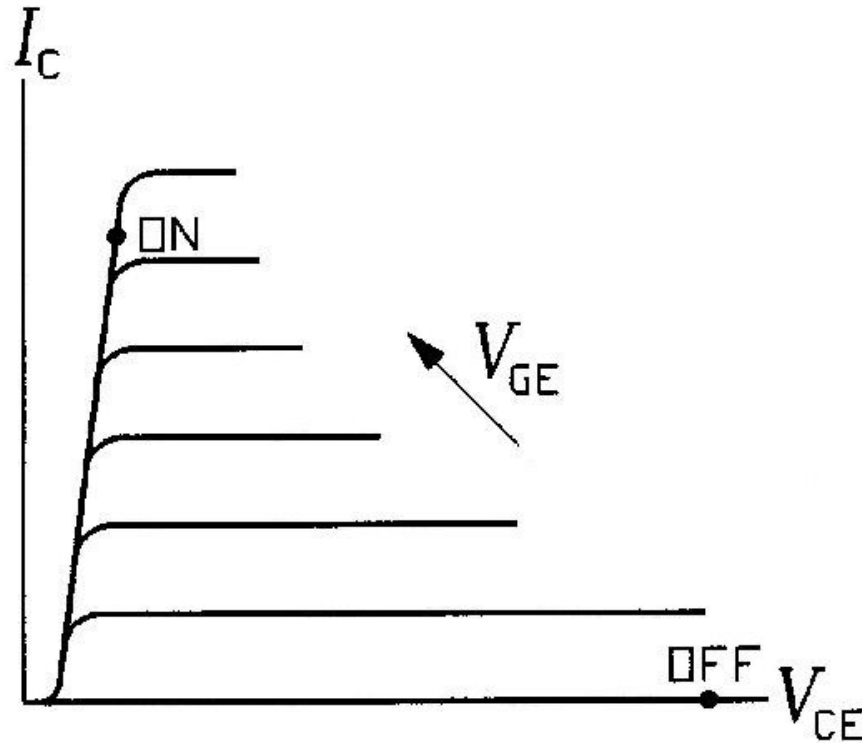
Circuito equivalente



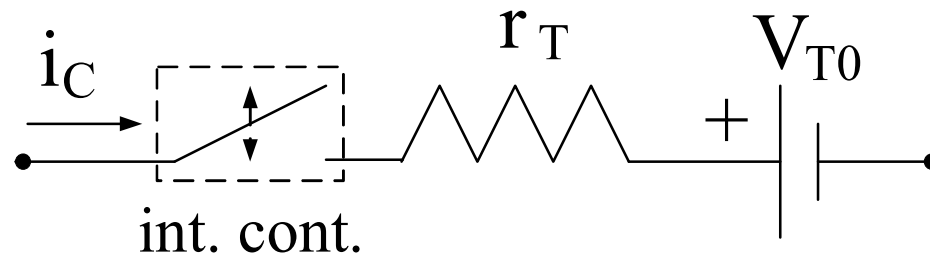
Simbolo



IGBT: CARATTERISTICA V-I E CIRCUITO EQUIVALENTE



La famiglia di caratteristiche ha sostanzialmente la stessa forma di quelle del BJT, solo che nell'IGBT il parametro variabile è la tensione V_{GE} .



TIPI DI IGBT

Si hanno due principali tipi di IGBT:

punch-through (o asimmetrici) i quali non hanno capacità di blocco inverso ma hanno basse perdite di potenza nello stato ON. Sono impiegati nei convertitori con alimentazione in continua (es. invertitori) dove ai capi del componente è inserito un diodo di ricircolo in antiparallelo.

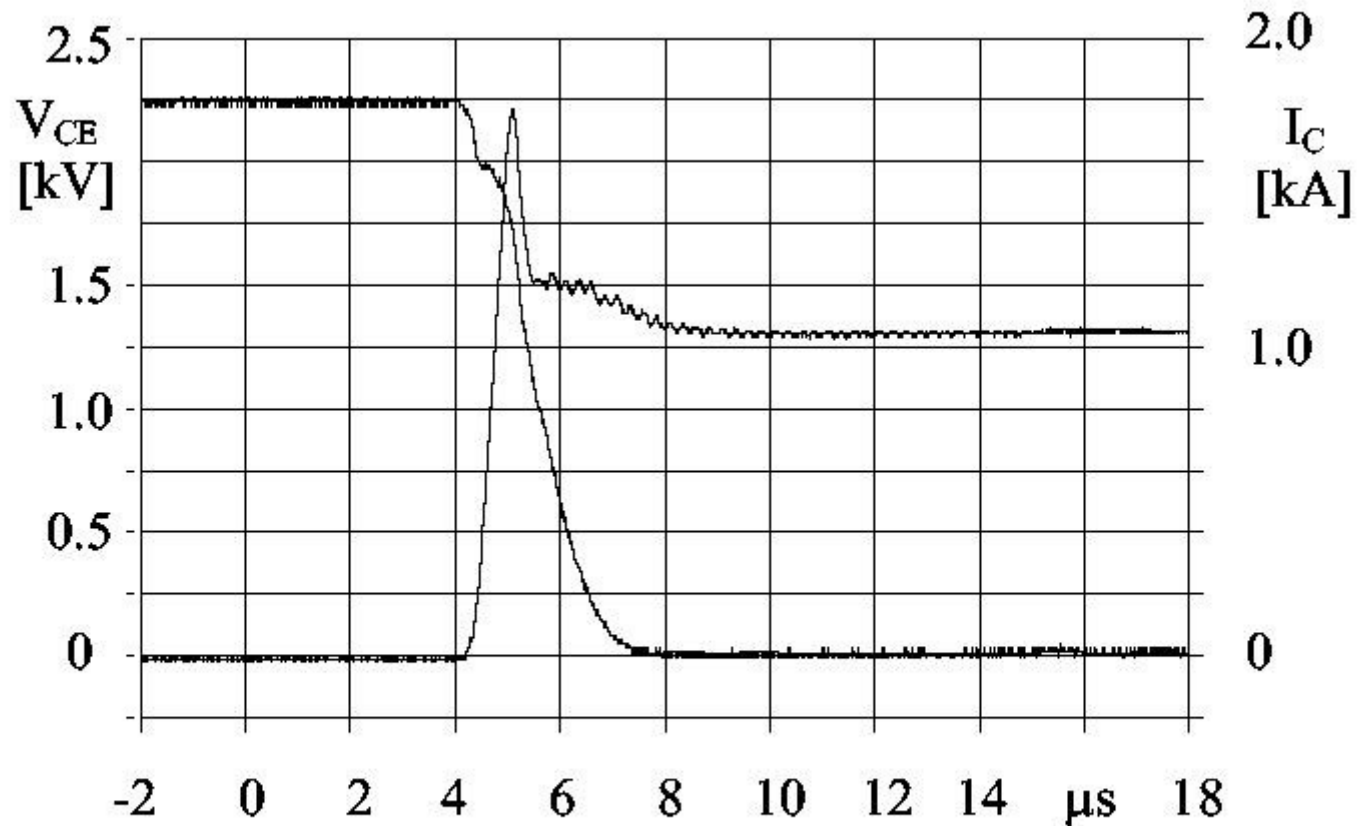
non-punch-through (o simmetrici) i quali hanno capacità di blocco inverso della stessa entità di quello diretto, ma hanno perdite di potenza nello stato ON più elevate rispetto a quelli asimmetrici. Sono usati in convertitori PWM con ingresso in alternata (regolatori in corrente alternata).

VALORI TIPICI

- massima tensione di blocco tipica a 3300 V (esistono IGBT fino a 6500 V)
- corrente di collettore fino a 1500 A
- tensione collettore-emettitore in saturazione 2-5 V
- tensione gate-emettitore 3-5 V
- tempi di commutazione inferiori a 2 μ s (frequenza di commutazione fino a 20 kHz)

IGBT: COMMUTAZIONE

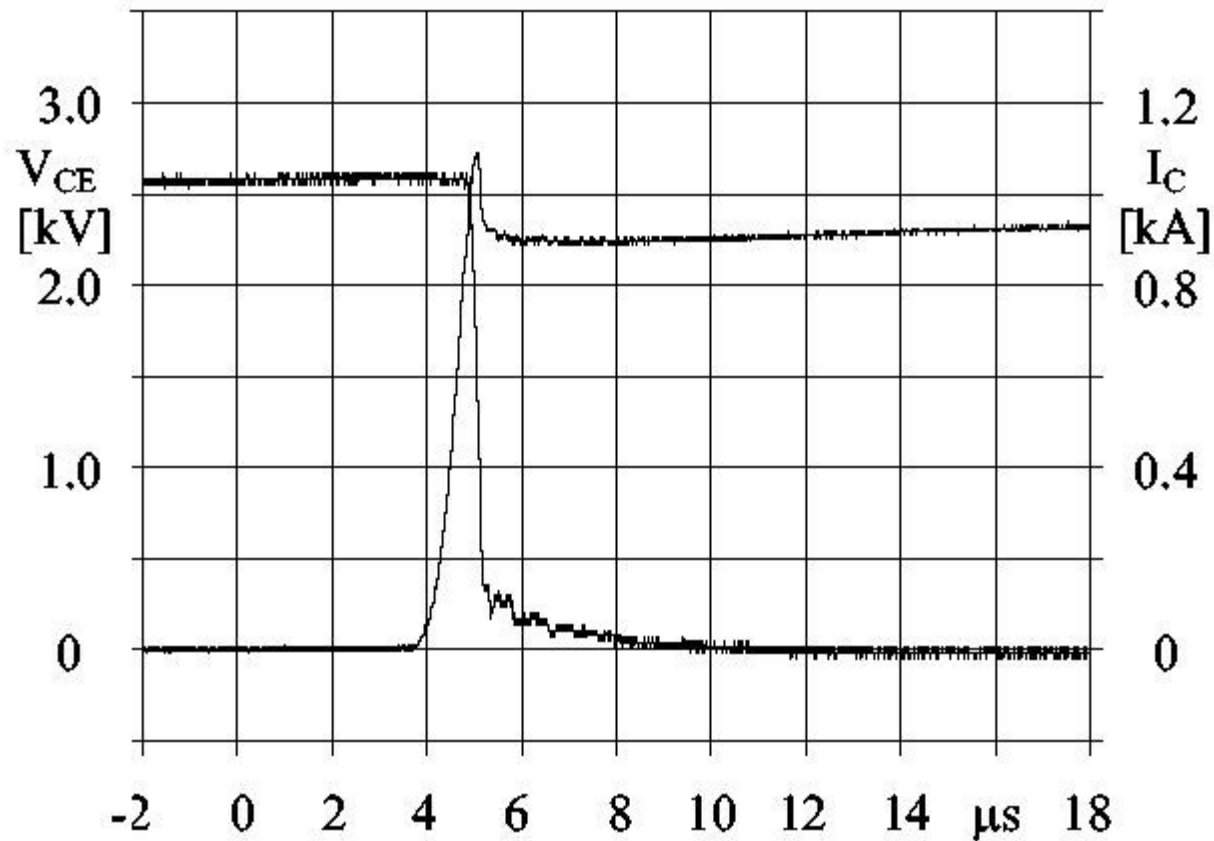
Andamento della tensione e della corrente durante un processo di accensione



(FZ1200R33KF1 (3300V; 1200A), $V_{dc}=2250V$, $I_o=1050A$, $T_j=25^\circ C$)

IGBT: COMMUTAZIONE

Processo di spegnimento



(FZ1200R33KF1 (3300V; 1200A), $V_{dc}=2250\text{V}$, $I_o=1050\text{A}$, $T_j=25^\circ\text{C}$)

IGCT (Integrated-Gate Commutated Thyristor)

L'IGCT è un'evoluzione del GTO, cioè in linea di principio è un GTO con elevati parametri dinamici in modalità di accensione e spegnimento. Soprattutto la velocità del processo di spegnimento è un fattore che differenzia gli IGCT dai GTO.

L'IGCT unisce i principali vantaggi dei tiristori (bassa caduta di tensione e basse perdite in conduzione) con i vantaggi degli IGBT (facilità di spegnimento senza impiego di snubber).

Lo spegnimento avviene tramite un robusto pilotaggio (il guadagno di corrente per lo spegnimento è unitario). È sufficiente però un impulso di corrente negativo di durata molto breve, anche se esso deve avere comunque un elevato di/dt .

La corrente di comando può essere fornita dal parallelo di più MOSFET connessi ad un circuito a bassissima induttanza parassita.

Il circuito di pilotaggio è incorporato all'interno del componente (da qui integrated-gate).

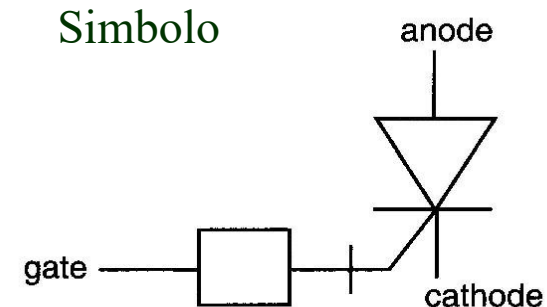
La riduzione di caduta di tensione diretta, potenza di comando, tempo di spegnimento e necessità di snubber e la capacità di sopportare maggiori di/dt in fase di accensione e dv/dt in fase di spegnimento lo rendono superiore al GTO.

Con le dovute cautele può essere connesso in serie e/o parallelo.

Il circuito equivalente è lo stesso del GTO e dell'IGBT.

VALORI TIPICI

- massima tensione di blocco fino a 5500 V
- corrente di anodo fino a 4000 A
- tensione anodo-catodo in conduzione circa 3 V
- tempi di commutazione inferiori a 10 μs
(frequenze di commutazione fino a 500-1000 Hz).



IGCT: COMMUTAZIONE

Andamento delle grandezze durante il processo di spegnimento

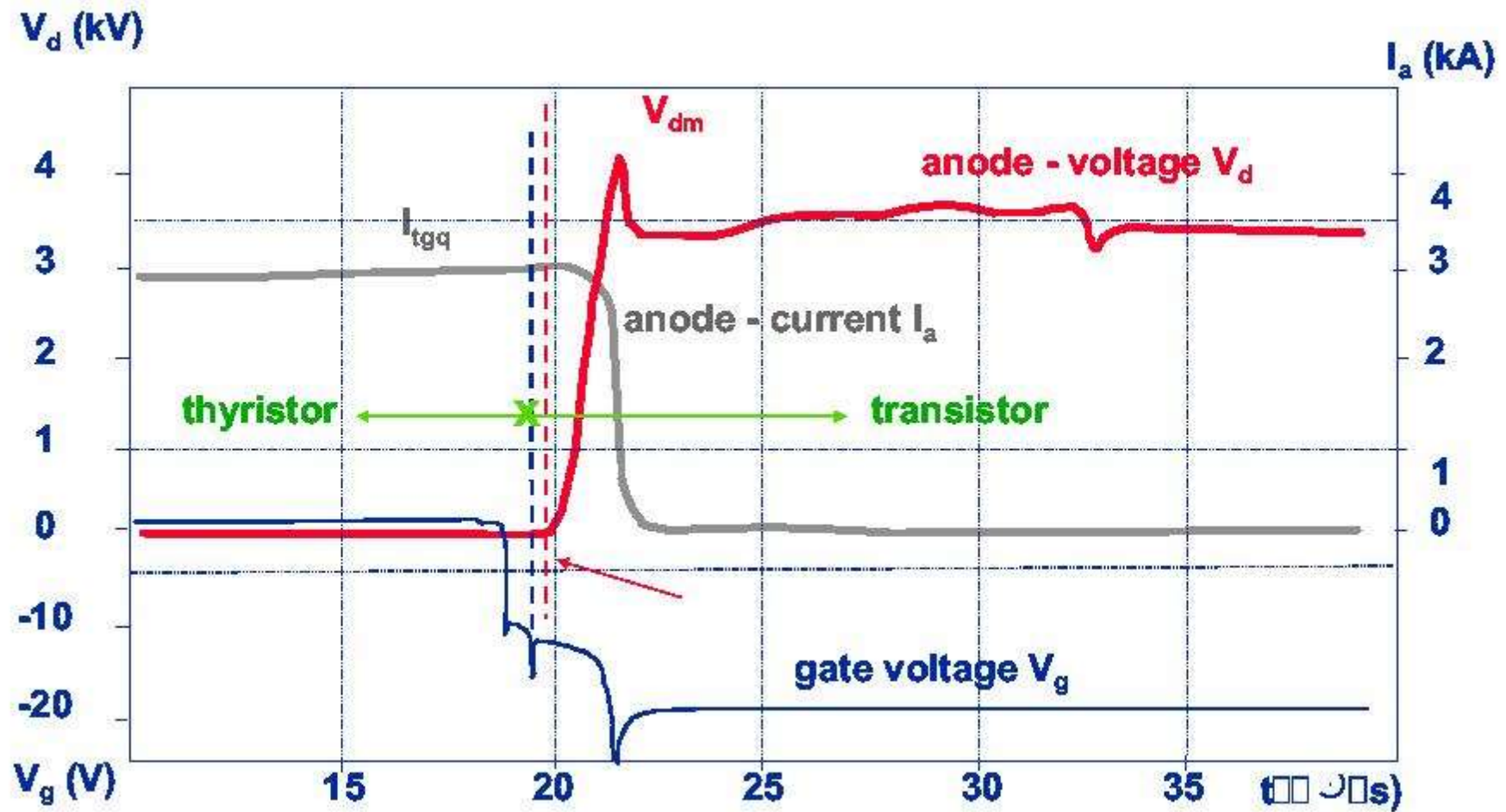
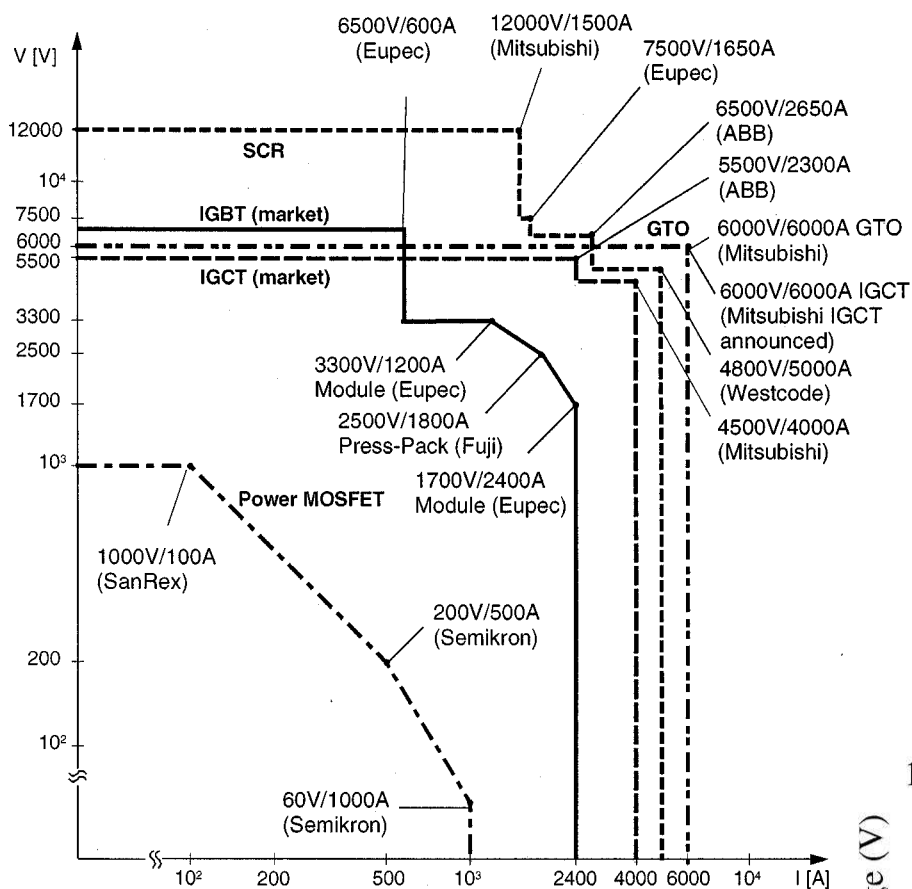


TABELLA COMPARATIVA

S.Kouro, J.Rodriguez , B.Wu, S.Bernet, M.Perez, *Powering the future of industry*, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 18, No. 4, pp. 26-39, July/August 2012.

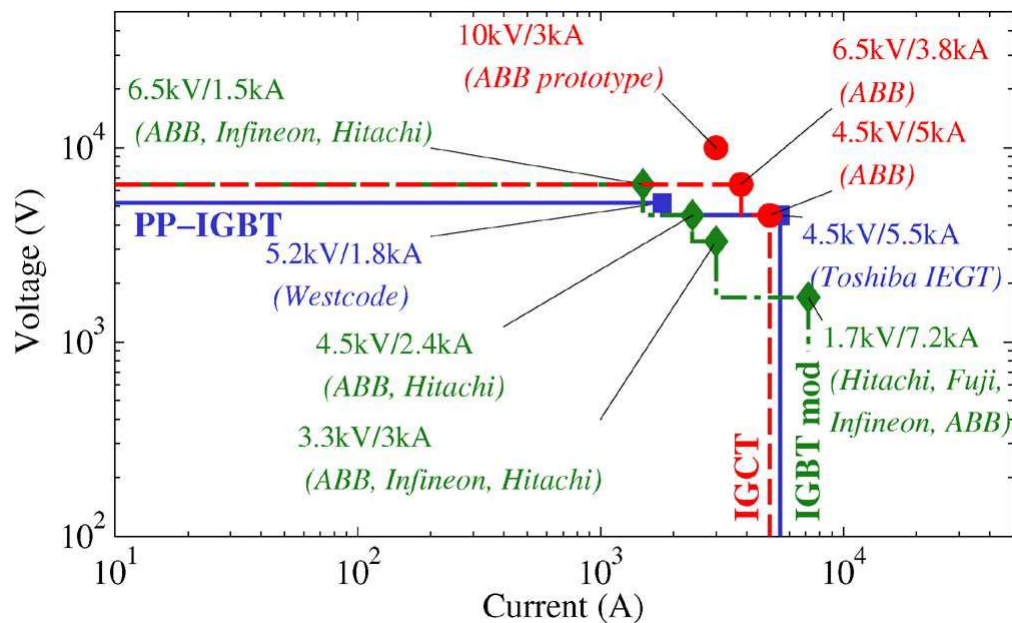
Power Semiconductor	Company	Ratings	Switch Power (MVA)	Case
GTO	MITSUBISHI	6000V; 6000A	36	Press-Pack
	HITACHI	6000V; 6000A	36	Press-Pack
	ABB	4500V; 4000A	18	Press-Pack
IGBT	EUPEC	3300V; 1200A, 6500V; 600A	3.96 3.6	Module Module
	MITSUBISHI	3300V; 1200A 4500V	3.96	Module
	HITACHI	3300V; 1200A	3.96	Module
	TOSHIBA	3300V; 1200A	3.96	Press-Pack
IGCT	ABB	4500V; 1500A	6.75	IPM
	ABB	4500V; 3500A	15.75	Press-Pack
		5500V; 2300A	12.65	Press-Pack
	MITSUBISHI	4500V; 4000A	18	Press-Pack
		6000V; 6000A	36	Press-Pack

GRAFICI COMPARATIVI



S. Bernet, *Recent developments of high power converters for industry and traction applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, pp. 1102-1117, November 2000.

F.Filsecker, R.Alvarez, S.Bernet, *Comparison of 4.5-kV press-pack IGBTs and IGCTs for medium-voltage converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 2, pp. 440-449, February 2013.



DISPOSITIVI A SEMICONDUCTTORE WIDE-BANDGAP

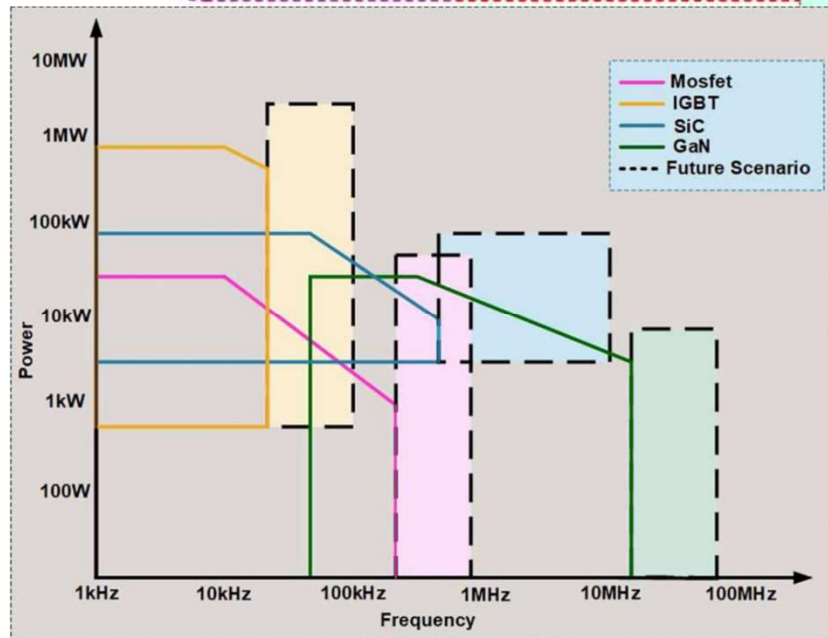
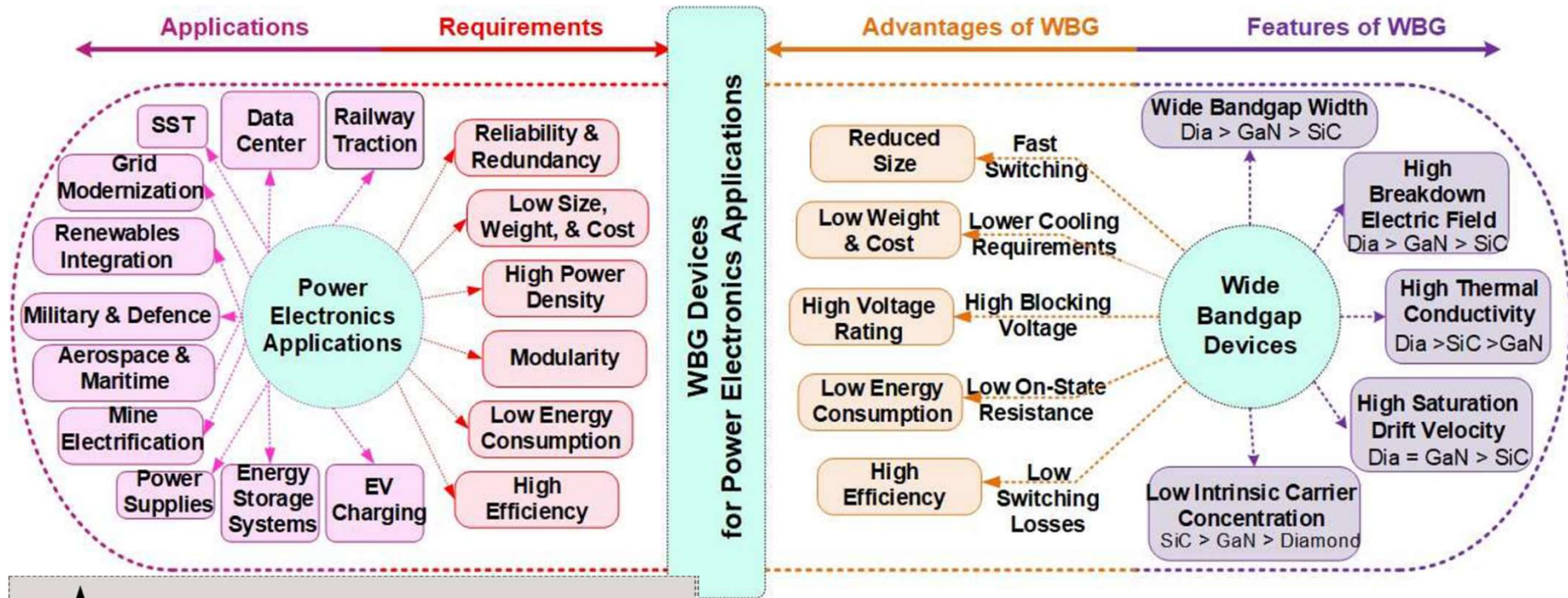
I cosiddetti semiconduttori ad ampio intervallo di banda (Wide-BandGap - WBG) attualmente utilizzati per la realizzazione di dispositivi elettronici di potenza sono il carburo di silicio (SiC – Silicon Carbide) e il nitruro di gallio (GaN – Gallium Nitride).

I vantaggi fondamentali offerti da GaN e SiC rispetto alle tradizionali tecnologie dei semiconduttori al silicio (Si) derivano dal loro intervallo di banda (bandgap) o banda proibita. L'intervallo di banda determina l'energia necessaria agli elettroni per passare dalla banda di valenza alla banda di conduzione. Gli intervalli di banda di Si, GaN e SiC sono rispettivamente di 1,1 eV, 3,4 eV e 3,26 eV. Intervalli di banda più ampi significano che GaN e SiC possono resistere a campi elettrici più elevati e, quindi, sostenere tensioni più elevate.

I dispositivi basati sulle tecnologie WBG possono anche funzionare a temperature massime più elevate rispetto alle controparti in silicio tradizionali, perché possono raggiungere temperature molto più elevate prima che venga superata la soglia richiesta per la transizione degli elettroni dalla banda di valenza alla banda di conduzione.

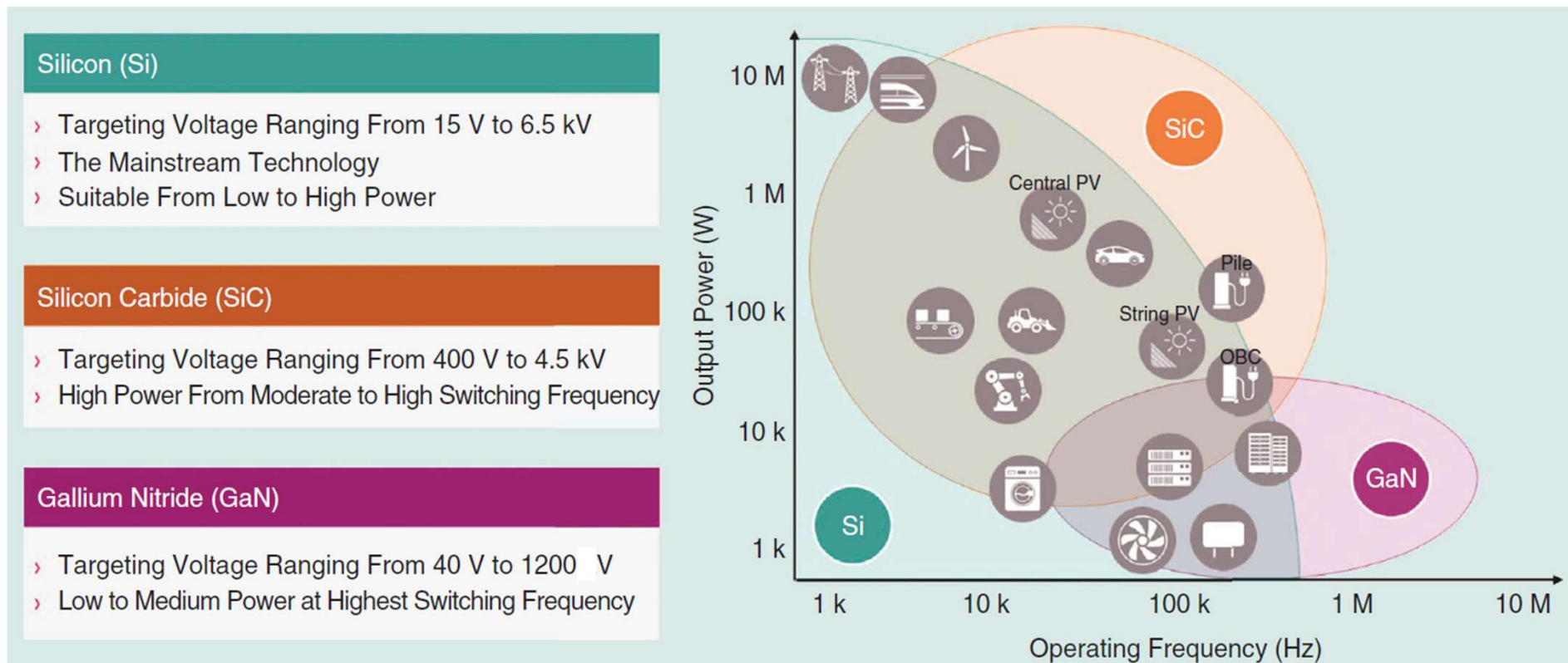
Tra SiC e GaN ci sono delle differenze che determinano quale delle due tecnologie sia più adatta a seconda dell'applicazione. Ad esempio la maggiore mobilità degli elettroni del GaN lo rende molto più adatto ad applicazioni ad alte prestazioni e ad alta frequenza fino a circa 650 V e 20 kW. Inoltre, solo una piccola percentuale del chip è occupata dal gate, il che garantisce una capacità molto bassa, rendendo più facile raggiungere frequenze più elevate. Il SiC, d'altra parte, con la sua maggiore conduttività termica è più adatto per applicazioni ad alta potenza (oltre 1000 V e fino a 20 MW), che non richiedono sempre la commutazione ad alta frequenza ma richiedono un funzionamento a tensione più elevata e una migliore dissipazione del calore.

DISPOSITIVI A SEMICONDUETTORE WBG



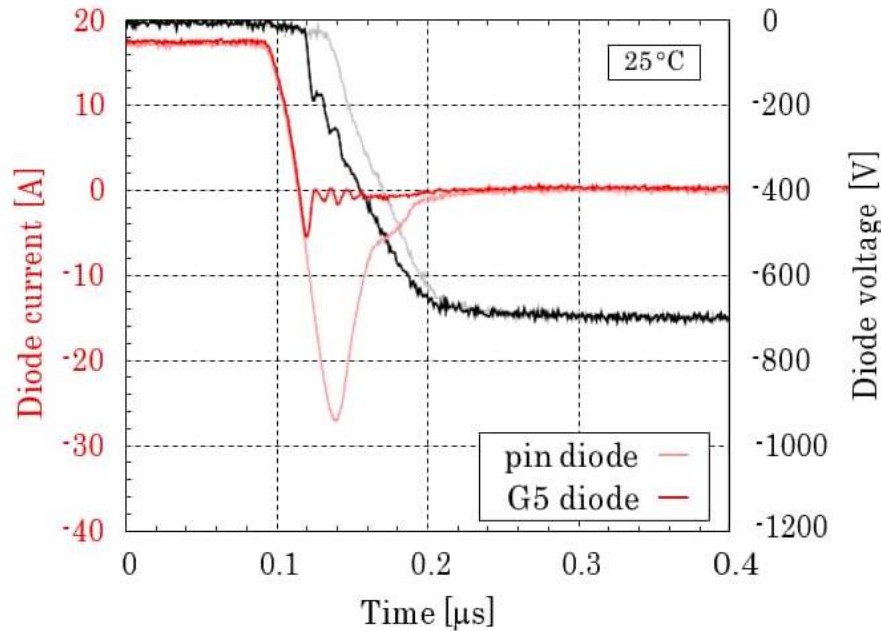
(* R. Ravindran, A. M. Massoud, "An overview of wide and ultra wide bandgap semiconductors for next-generation power electronics applications", *Microelectronic Engineering*, Vol. 299, pp. 1-22, Sept. 2025.

DISPOSITIVI A SEMICONDUCTORE WBG



O. Häberlen, G. Deboy, P. Friedrichs, “*Wide-Bandgap Power Semiconductors - Key Components to Save Our Planet*”, IEEE Electron Devices Magazine, Vol. 2, No. 4, pp. 22-29, Dec. 2024.

DISPOSITIVI WBG COMMERCIALI



Recupero inverso di un diodo Si-pin da 1200 V e di un diodo Schottky SiC di quinta generazione (G5). La tensione inversa applicata al diodo è rappresentata dalle curve in nero.

O. Harmon, T. Basler, F. Bjoerk, Infineon Technologies AG, “*Advantages of the 1200 V SiC Schottky Diode with MPS Design*”, Bodo’s Power Systems, pp. 34-37, December 2015.

A Sample of Commercially Available SiC and GaN Semiconductors. (*)

Device	Model	Manufacturer	Voltage	Current	Temperature (°C)	Switching Frequency
SiC Diode	FFSM1065A	OnSemi	650 V to 1.7 kV	4 to 20A	-55 to 175	-
	STPSC2006CW	ST Microelectronics	600 V to 1.2 kV	10 to 40A	-40 to 175	1 MHz
SiC MOSFET	NVBG095N065CS1	OnSemi	650 V to 1.7 kV	30 to 81A	14 to 175	1 MHz
	IMBG65R022M1H	Infineon	650 V to 2 kV	50 to 60A	-55 to 150	-
	SCT3017AL	ROHM Semiconductors	650 V to 1.7 kV	21 to 40A	-55 to 175	1 MHz
GaN HEMT (**)	SCT1000n170	ST Microelectronics	650 V to 1.7 kV	7 to 300A	-55 to 200	12 kHz to 25 kHz
	IGOT60R042D1	Infineon	400 V to 600 V	60 to 12.2A	-55 to 150	100 kHz
	GNE1040TB	ROHM Semiconductors	150 V to 150 V	10 to 20A	-55 to 150	-
	MASTERGAN1	ST Microelectronics	600 V to 650 V	10 to 10.5A	-40 to 150	500 kHz to 2 MHz

(**) High Electron Mobility Transistor

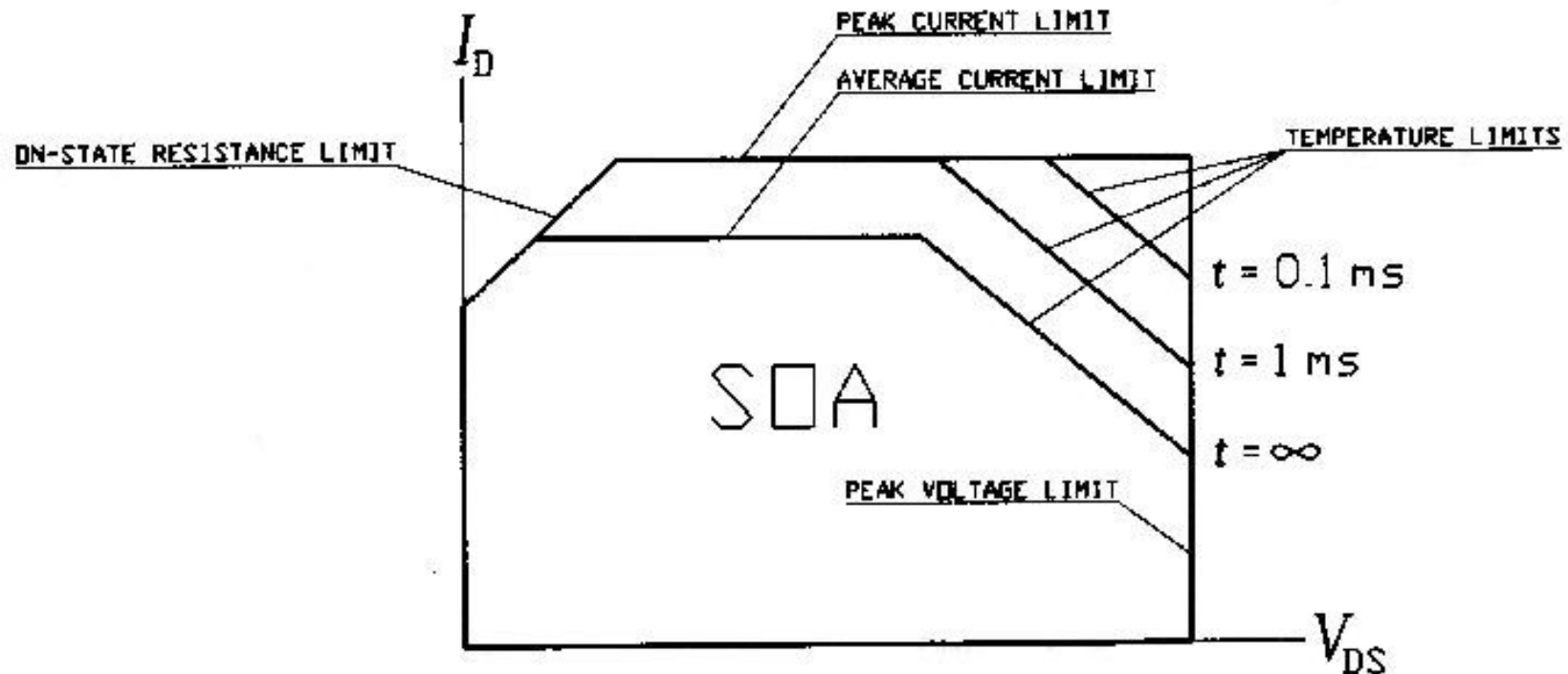
SOA (Safe Operating Area)

La SOA è la zona nel piano delle caratteristiche v-i costituita da tutti i punti di funzionamento sicuro del componente.

Le caratteristiche v-i di un componente non si estendono indefinitamente ma hanno dei limiti. Ci sono limiti di corrente, di tensione e di potenza dissipata.

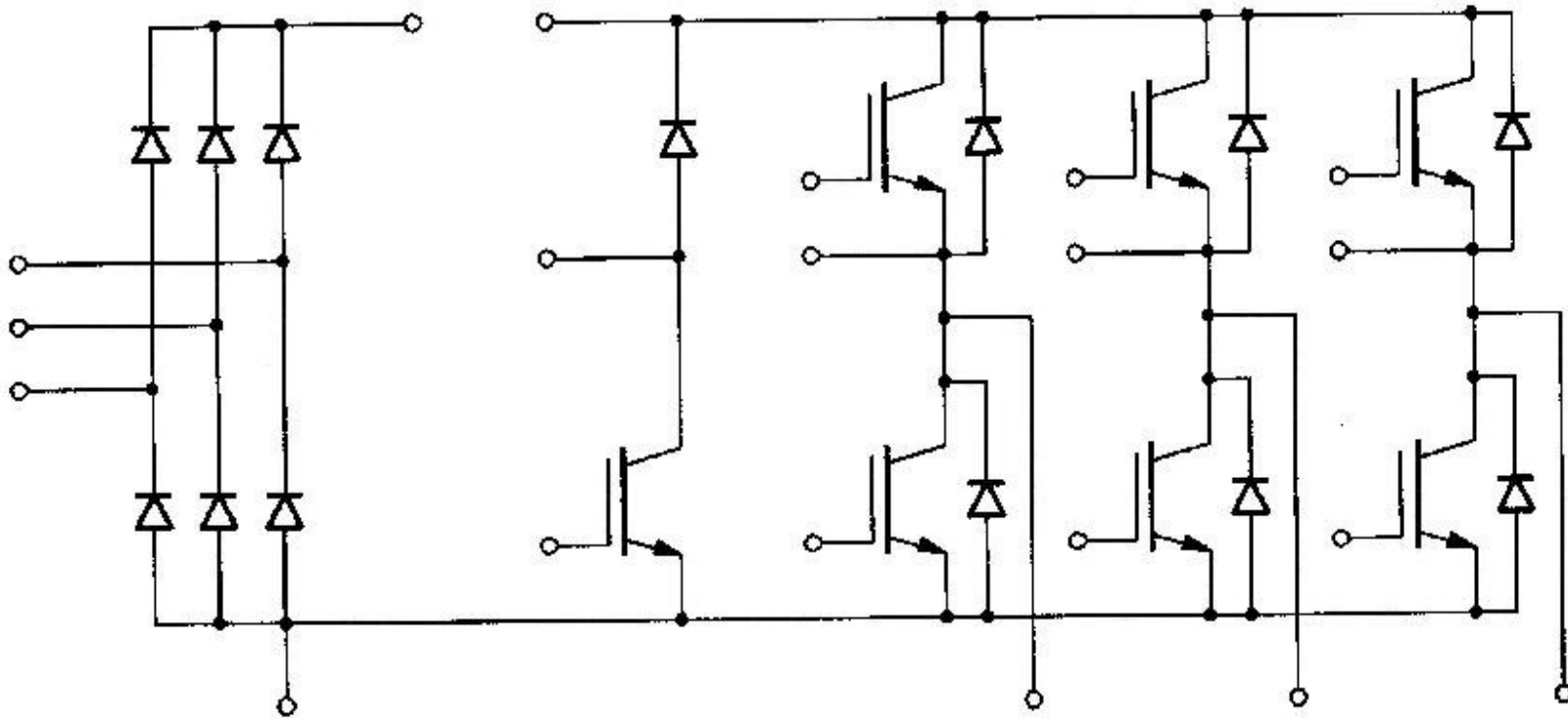
Solitamente si usano coordinate logaritmiche (Log v-Log i).

Una proprietà importante dei componenti è quella di avere una SOA più grande possibile.



MODULI DI POTENZA

Le ditte costruttrici di componenti a semiconduttore hanno in catalogo anche i moduli di potenza. Essi sono costituiti da un insieme di più componenti (anche eterogenei) già interconnessi secondo delle opportune ed usuali topologie. Si va dal singolo ramo di una connessione a ponte fino ad un intero variatore di frequenza formato da raddrizzatore e invertitore.



Esempio di modulo con IGBT

CIRCUITI E SISTEMI AUSILIARI

Comprendono:

- 1) circuiti smorzatori (snubber)
- 2) circuiti di protezione contro le sovracorrenti
- 3) circuiti di pilotaggio
- 4) circuiti di filtro
- 5) sistemi di raffreddamento
- 6) sistemi di controllo

Il funzionamento da interruttore dei componenti a semiconduttore è molto oneroso. Ne sono un esempio la fase di spegnimento e la fase di accensione.

Fase di spegnimento:

se non si adottano opportune contromisure, interruzioni repentine della corrente possono provocare sovratensioni, causate dalle induttanze parassite, tali da distruggere il componente.

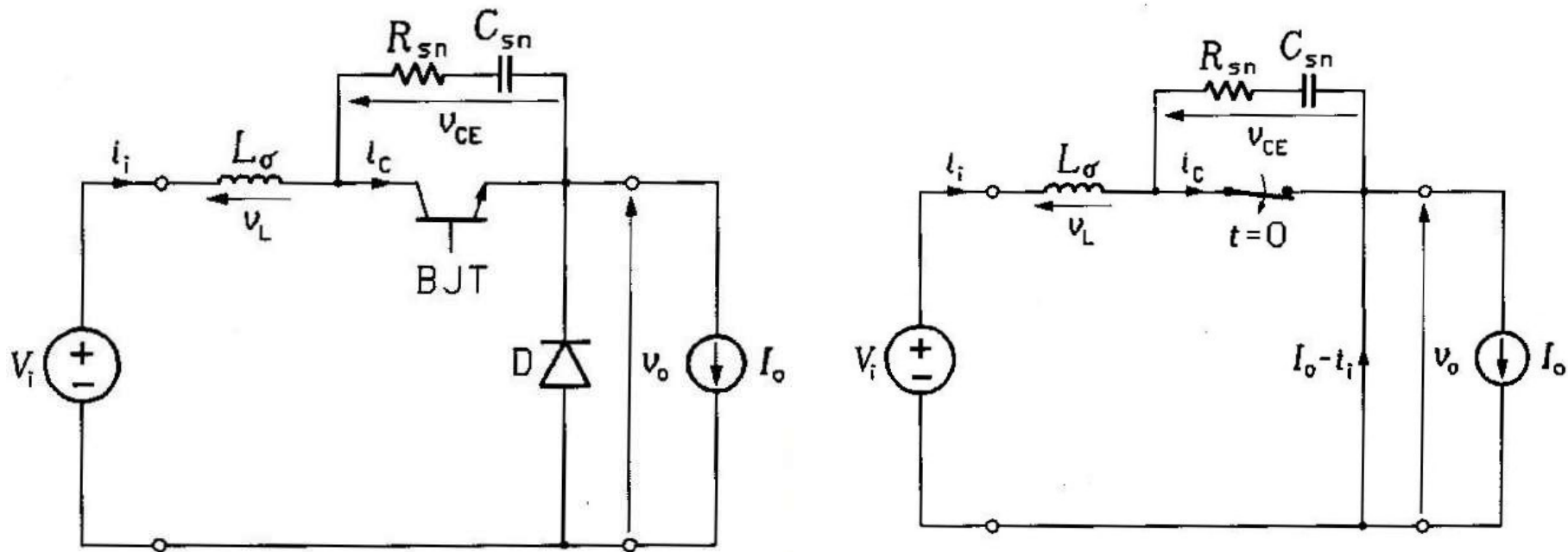
Fase di accensione:

valori elevati di tensione e corrente presenti contemporaneamente nel componente possono far uscire il punto di funzionamento dalla SOA.

CIRCUITI SMORZATORI

È necessario inserire degli opportuni circuiti smorzatori (detti snubber) che coadiuvino le fasi di commutazione con lo scopo di:

- prevenire sovratensioni e sovracorrenti transitorie,
- ridurre le perdite,
- assicurare che il componente operi all'interno della SOA.



Schemi di principio per lo studio dell'effetto di un circuito smorzatore inserito in parallelo ad un BJT in una connessione tipica.

CIRCUITI SMORZATORI: PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Senza circuito smorzatore

Fase di spegnimento: il BJT entra in interdizione.

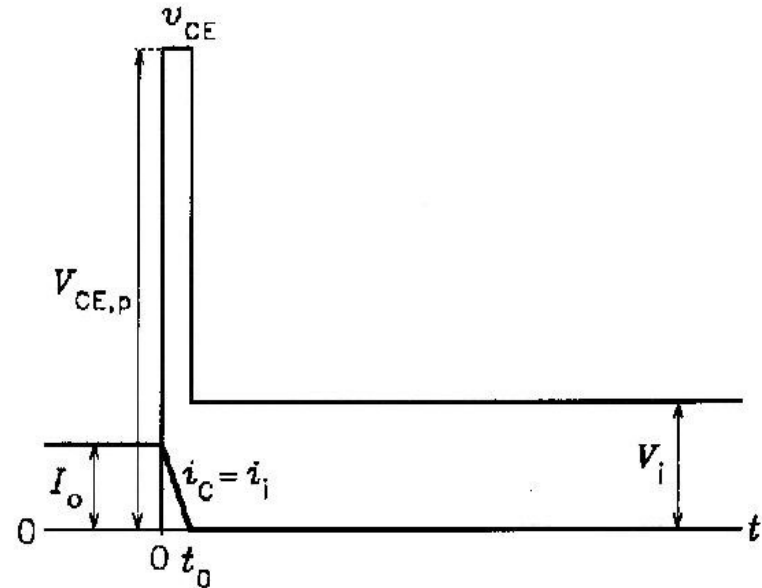
Si supponga $I_0 = \text{costante}$.

$$v_{CE} = V_i - v_L - v_0$$

$$v_0 = 0$$

$$v_{Lp} = -L_\sigma \frac{I_0}{t_0} \quad \Rightarrow \quad v_{CE} = V_i + L_\sigma \frac{I_0}{t_0}$$

$t_0 = \text{tempo di spegnimento}$

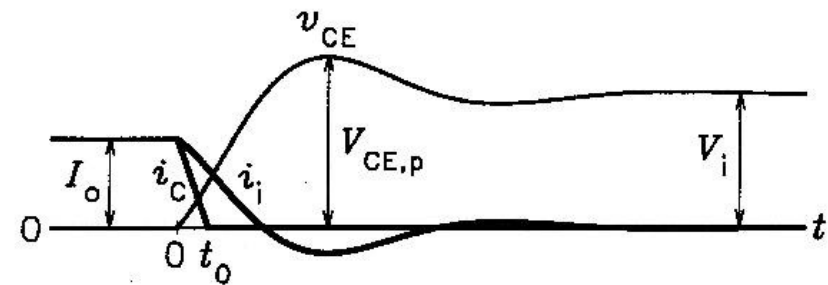


Valori piccoli di t_0 implicano valori elevati di v_{CE} causati dall'induttanza L_σ

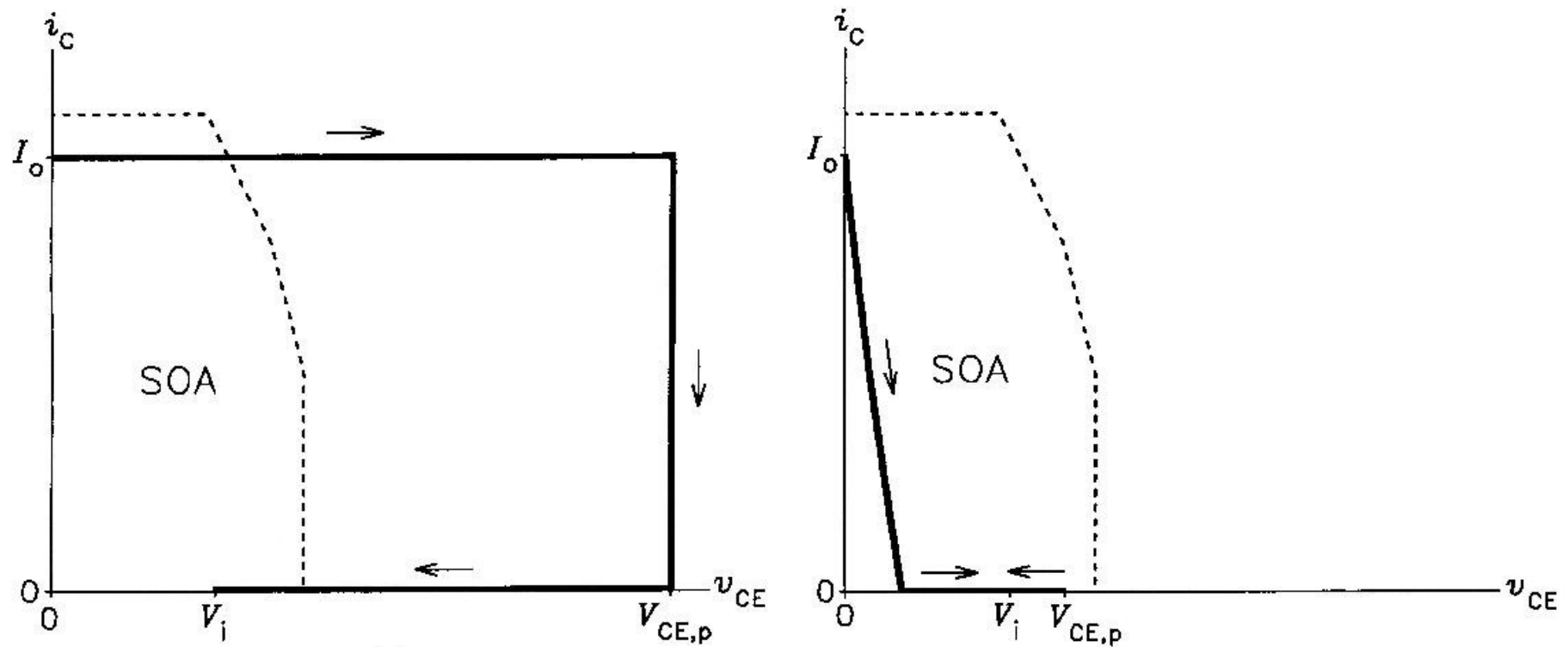
Con circuito smorzatore ($R_{sn} < 2\sqrt{L_\sigma/C_{sn}}$)

$$v_{CE} = V_i \left[1 - e^{-\frac{R_{sn}t}{L_\sigma}} \cos(\omega_d t) \right]$$

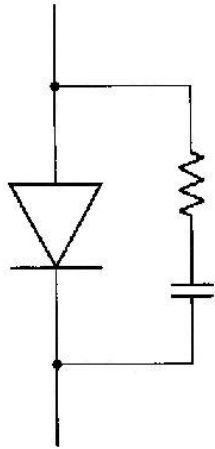
$$\omega_d = \sqrt{\frac{1}{L_\sigma C_{sn}} - \left(\frac{R_{sn}}{2L_\sigma}\right)^2}$$



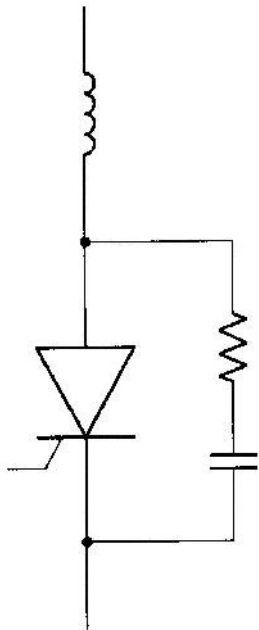
CIRCUITI SMORZATORI: EFFETTO SULLA TRAIETTORIA



CIRCUITI SMORZATORI PER DIODI E SCR



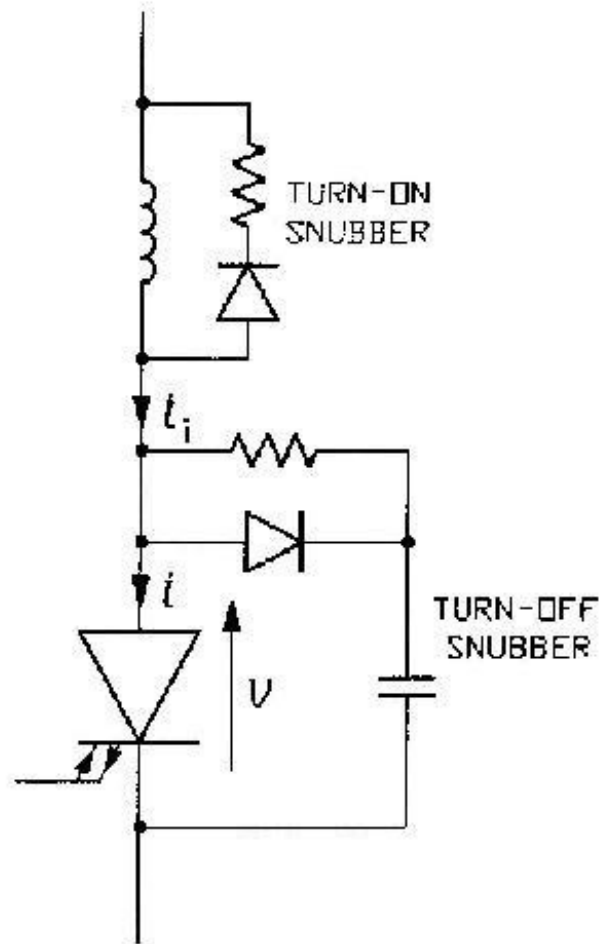
Nel diodo il circuito smorzatore protegge contro le sovratensioni in fase di spegnimento.



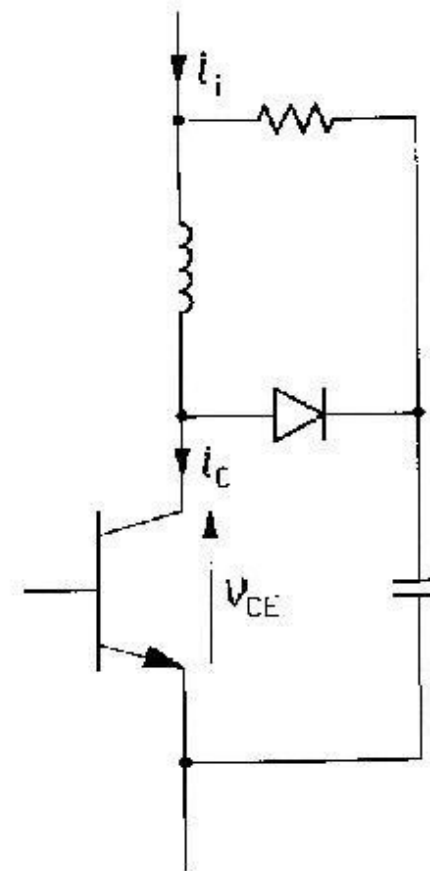
Nell'SCR, oltre che dalle sovratensioni in fase di spegnimento, il circuito smorzatore protegge anche da valori eccessivi di dv/dt che potrebbero innescarlo nuovamente.

Per evitare eccessivi di/dt nella fase di accensione si aggiunge una piccola induttanza in serie.

CIRCUITI SMORZATORI PER GTO E BJT



Circuito smorzatore per GTO



Circuito smorzatore per BJT

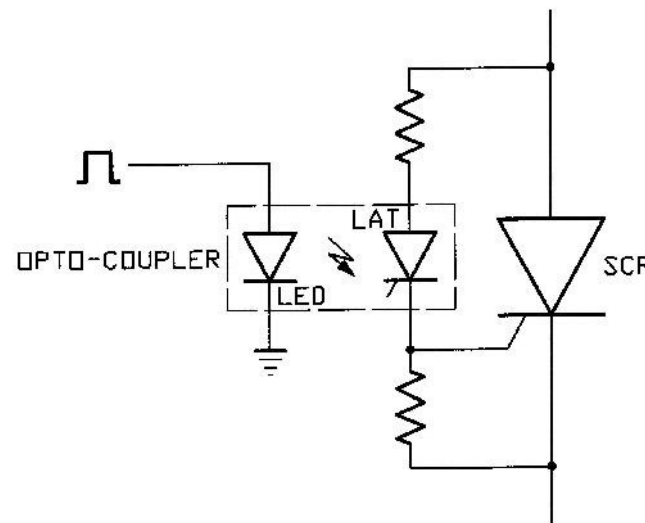
CIRCUITI DI PILOTAGGIO

I segnali di comando dei componenti elettronici di potenza che compongono i convertitori sono di tipo logico (TTL, CMOS, ecc.). Per essere capaci di pilotare il terminale di comando degli interruttori elettronici devono essere convenientemente amplificati dai *circuiti di pilotaggio* (drivers).

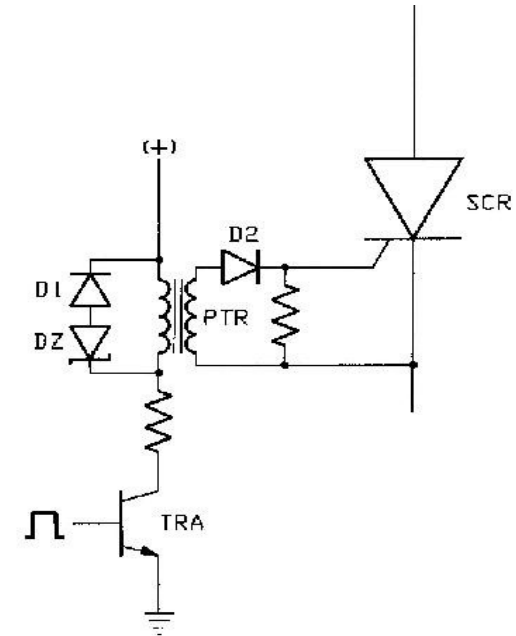
La struttura dei circuiti di pilotaggio dipende dal tipo di componente che deve essere comandato.

CIRCUITI DI PILOTAGGIO PER SCR

Per innescare un SCR l'impulso di corrente da inviare al gate deve avere sufficiente ampiezza e durata con un piccolo tempo di salita.



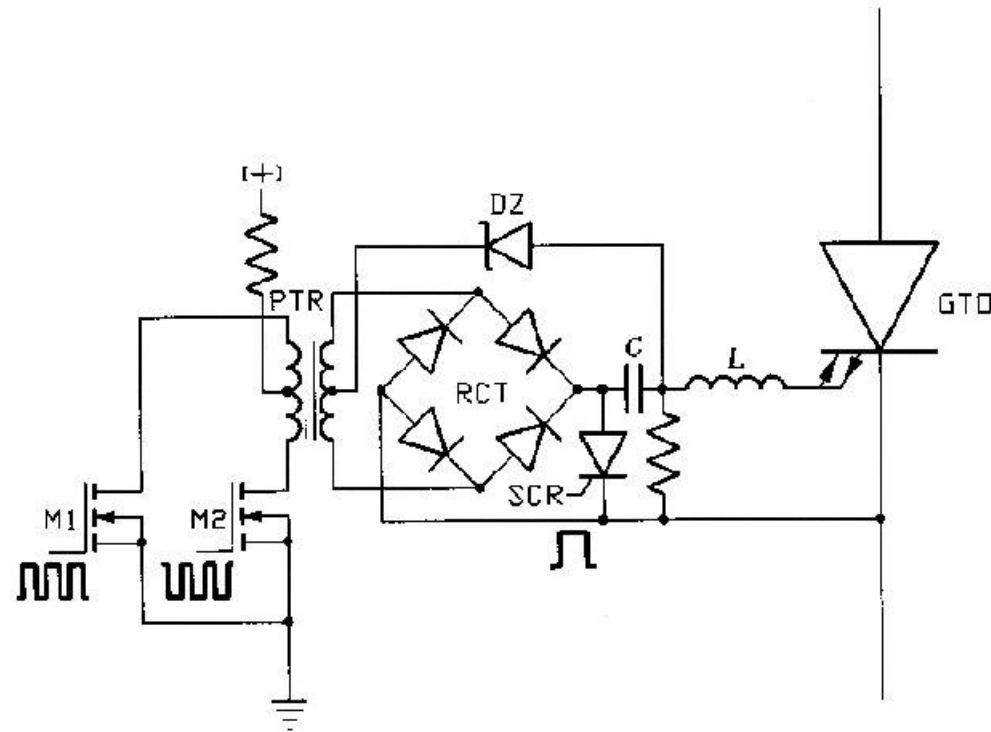
Opto-isolamento



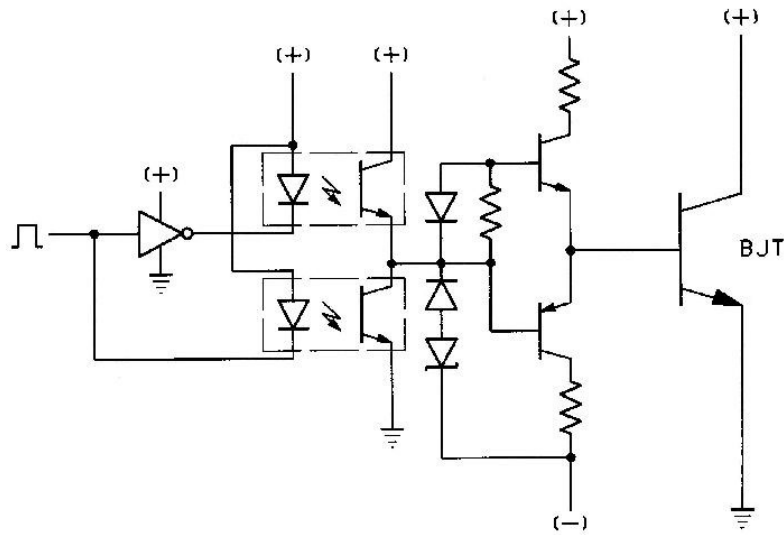
Isolamento con trasformatore

CIRCUITI DI PILOTAGGIO PER GTO

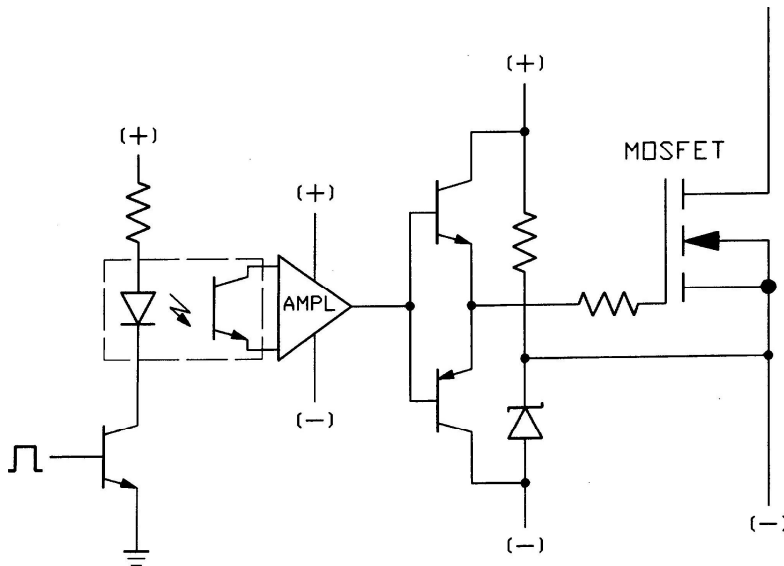
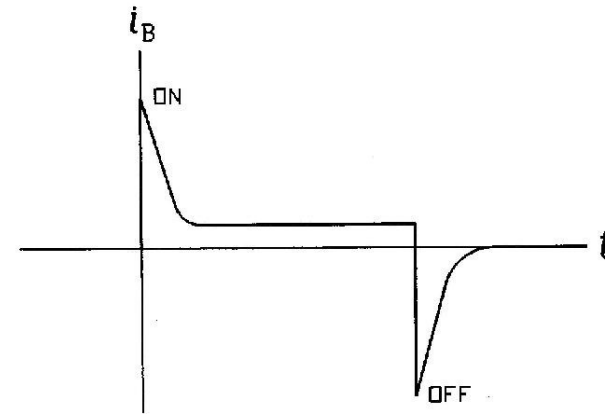
I circuiti di pilotaggio per GTO sono più complicati di quelli per gli SCR in quanto per lo spegnimento è richiesto un impulso di corrente negativa di notevole ampiezza.



CIRCUITI DI PILOTAGGIO PER BJT, MOSFET E IGBT



Esempio di circuito di pilotaggio per BJT con isolamento e andamento della corrente di base



Esempio di circuito di pilotaggio per MOSFET (o IGBT)