

# Capitolo 1

## Le valvole di potenza

### 1.1 La conduzione nei solidi (opz.)

Il fenomeno della conduzione elettrica avviene nei vari materiali in maniera diversa: nel vuoto si avrà conduzione solo nel caso vi siano elettroni liberi disponibili a trasportare la carica sotto l'azione di un campo applicato; in un gas ionizzato contribuiscono al processo di conduzione sia gli ioni positivi che gli elettroni; in un liquido, il trasporto di carica è dovuto agli ioni positivi e negativi che si muovono per effetto del campo applicato; nei solidi è estremamente variabile il tipo e il numero dei portatori di carica disponibili e la facilità con cui questi si possono muovere sotto l'azione di un campo applicato.

Dal punto di vista elettrico i materiali di interesse sono: i materiali **isolanti**, che praticamente non hanno portatori di carica disponibili; i materiali **conduttori**, che hanno un gran numero di portatori di carica mobili; i materiali **semiconduttori**, che hanno una conducibilità intermedia tra quella degli isolanti e quella dei conduttori.

#### 1.1.1 Conduttori metallici

In un materiale metallico, come il rame o l'argento, gli atomi sono disposti in un raggruppamento ordinato a formare un **cristallo**. L'estrema vicinanza tra gli atomi fa sì che gli elettroni esterni siano attirati da numerosi nuclei e l'effetto finale è che questi elettroni in pratica non possano essere associati a nessun nucleo in particolare. Tali elettroni, detti **elettroni di conduzione**, sono quindi liberi di muoversi attraverso la struttura del cristallo (Figura 1-1).

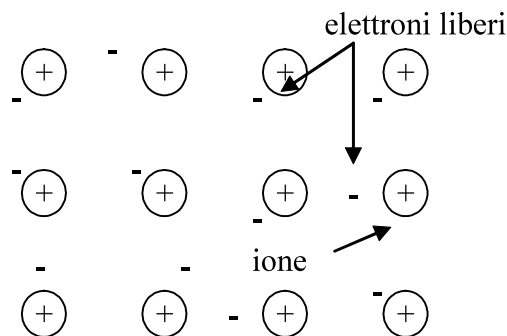


Figura 1-1. Rappresentazione semplificata del reticolo cristallino di un materiale metallico

A temperature prossime allo zero assoluto gli elettroni di conduzione non incontrano nessuna opposizione al moto e la resistenza del metallo è nulla. Alle temperature ordinarie invece, gli atomi senza gli elettroni di conduzione (**ioni**) possiedono energia cinetica sotto forma di vibrazione attorno alla loro naturale posizione nel reticolo cristallino. Nel metallo vi è quindi una continua interazione tra gli elettroni di conduzione e gli ioni sotto forma di urti elastici e anelastici, il movimento degli elettroni è casuale, non c'è movimento netto e la corrente totale è nulla.

Se un campo elettrico uniforme di intensità  $E$  (V/m) è applicato, gli elettroni sono accelerati: al movimento casuale degli elettroni è sovrapposta una piccola componente di velocità in direzione  $-E$ . Ad ogni collisione anelastica gli elettroni perdono la loro energia cinetica; dopo ogni collisione gli elettroni riaccelerano, riacquistano la componente di velocità in direzione  $-E$  e quindi perdono nuovamente la loro energia cinetica al successivo urto anelastico. Il tempo che intercorre tra due collisioni è determinato dalla velocità casuale e dalla lunghezza media del cammino libero. In media gli elettroni avranno una **velocità di deriva**  $v$  che sarà proporzionale a  $E$  (1.1).

$$v = \mu (-E) \quad (1.1)$$

dove  $\mu$  è la **mobilità** in  $m^2/V \cdot s$ .

Il risultante flusso di elettroni che trasporta una carica  $-e$  alla velocità  $v$  costituisce una corrente. Se ci sono  $n$  elettroni liberi per metro cubo, la **densità di corrente**  $J$  (in  $A/m^2$ ) è definita dalla (1.2)

$$J = n(-e)v = ne\mu E = \sigma E \quad (1.2)$$

dove  $\sigma = ne\mu$  è la **conducibilità** del materiale in siemens su metro. Il reciproco di  $\sigma$  è la **resistività**  $\rho$  in ohm per metro. Da notare che la (1.2) è un'altra formulazione della legge di Ohm (1.3).

$$I = JA = \sigma AE = \sigma A \frac{V}{l} = \sigma \frac{A}{l} V \quad (1.3)$$

dove  $G = \sigma \frac{A}{l}$  è la **conduttanza** in [S].

### 1.1.2 Semiconduttori

I semiconduttori sono materiali la cui resistività è intermedia tra quella dei metalli (ottimi conduttori) e degli isolanti (pessimi conduttori) ossia tra  $10$  e  $10^3 \Omega m$ ; sono elementi che si trovano nella quarta colonna della tavola periodica e possiedono 4 elettroni di valenza. I due semiconduttori più importanti in elettronica sono il **silicio** e il **germanio**.

Caratteristica comune di tutti i semiconduttori è quella di possedere una struttura cristallina di forma tetraedrica nel quale ogni atomo condivide un elettrone di valenza con gli altri quattro atomi nelle vicinanze (**legame covalente**). A temperature vicine allo zero assoluto gli elettroni sono fortemente legati, non ci sono portatori di carica liberi e i materiali semiconduttori sono isolanti.

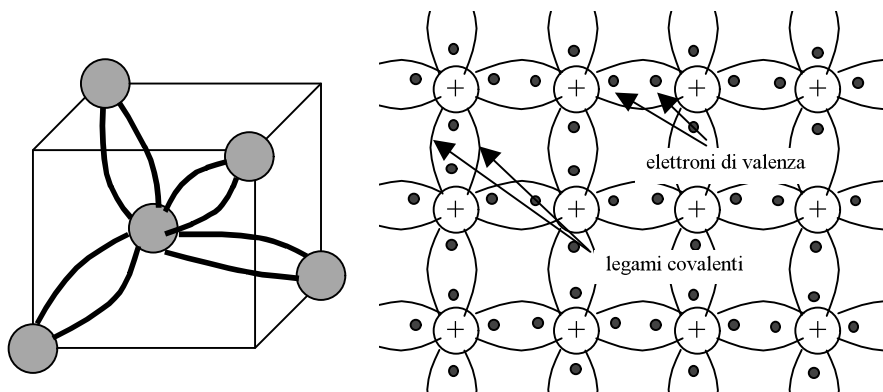


Figura 1-2. Disposizione degli atomi in un cristallo di silicio

Alla temperatura ambiente (300 K – 27 °C) alcuni elettroni hanno sufficiente energia termica per rompere il legame covalente e diventare elettroni liberi, in quanto l'energia necessaria per rompere tale legame è, ad esempio, circa 1.1 eV nel silicio e 0.7 eV nel germanio.

Quando un legame covalente è rotto si ha la creazione di una **lacuna** e cioè di una regione del reticolo cristallino in cui manca un elettrone; viceversa nella regione dove si trova l'elettrone libero si avrà una eccedenza di elettroni.

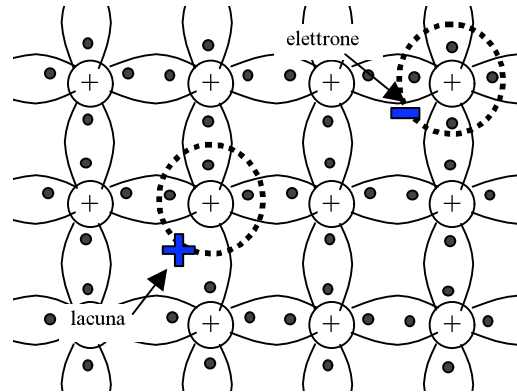


Figura 1-3. Cristallo di silicio con un legame covalente rotto

Se l'elettrone di un altro legame covalente va a riempire la lacuna (senza poi liberarsi), la lacuna apparirà in una nuova posizione con l'effetto di generare un movimento apparente di carica positiva dalla vecchia alla nuova posizione in quanto l'elettrone si è spostato in direzione opposta. Si presti particolare attenzione a non identificare il movimento delle lacune all'interno del reticolo cristallino come ad un movimento effettivo di carica positiva da una posizione all'altra, ma al semplice spostamento di elettroni **equivalente** allo spostamento di carica positiva in direzione opposta.

Nei semiconduttori la conduzione sarà determinata quindi da due fenomeni diversi: il movimento di lacune e il movimento di elettroni in direzioni opposte per effetto di un campo elettrico applicato.

L'espressione per la densità di corrente in un semiconduttore è descritta dall'equazione (1.4) dove  $n$  e  $p$  sono le concentrazioni di elettroni e lacune (numero/m<sup>3</sup>) e  $\mu_n$  e  $\mu_p$  rappresentano le corrispondenti mobilità.

$$\bar{J} = (n\mu_n + p\mu_p)e\bar{E} \quad (1.4)$$

La concentrazione di elettroni-lacune nel silicio e nel germanio a temperatura ambiente è molto bassa. Indicativamente nel silicio ci sono  $5 \times 10^{28}$  atomi/m<sup>3</sup> e a temperatura ambiente (300 K) sono presenti  $1.5 \times 10^{16}$  coppie elettrone-lacuna. Si ottiene quindi che si avrà una coppia elettrone-lacuna circa ogni  $3.3 \times 10^{12}$  atomi di silicio!

E' possibile però aumentare il numero di lacune o di elettroni liberi **drogando** il materiale semiconduttore (sostituendo cioè un atomo di materiale semiconduttore del reticolo cristallino con un atomo di materiale diverso) utilizzando elementi che si trovano sulla terza colonna della tavola periodica (trivalenti – con tre elettroni di valenza: alluminio, boro, gallio o indio) o sulla quinta colonna della tavola periodica (pentavalenti – con cinque elettroni di valenza: antimonio, fosforo o arsenico).

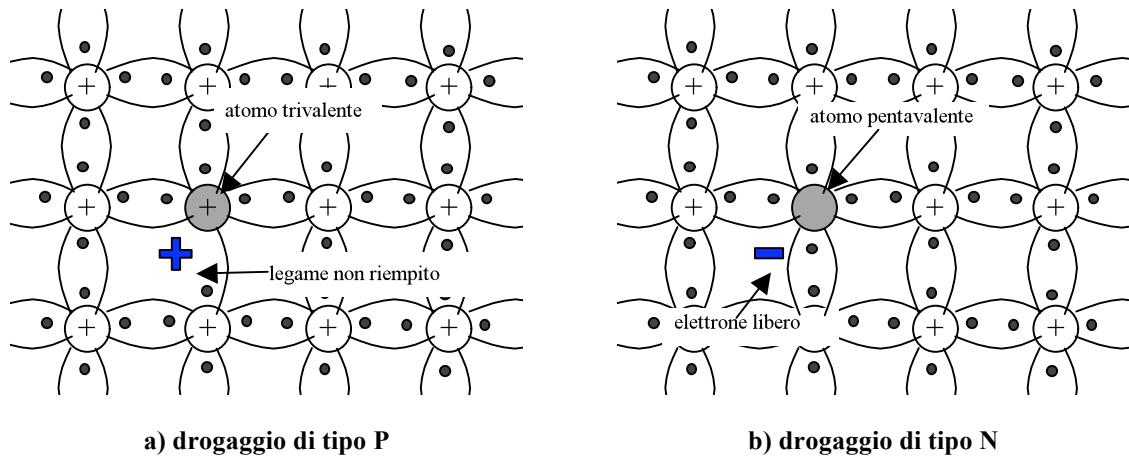


Figura 1-4. Effetti del drogaggio nel reticolo cristallino del silicio

Aggiungendo atomi pentavalenti si otterrà un aumento degli elettroni liberi e il drogaggio prende il nome di **tipo N**, mentre aggiungendo atomi trivalenti si otterrà un aumento delle lacune e il drogaggio prende il nome di **tipo P**. Unendo un materiale drogato di tipo P con uno di tipo N si crea una **giunzione PN** che è la base di tutte le valvole a semiconduttore.

L'unione di un materiale di tipo P con uno di tipo N, dal momento che la concentrazione di lacune è alta nella regione di tipo P e bassa nella regione di tipo N, provoca la **diffusione** delle lacune attraverso la giunzione dal lato P verso il lato N e analogamente la diffusione degli elettroni dalla regione di tipo N verso il lato P (**corrente di diffusione**). Si ottiene quindi una regione, vicina alla giunzione, svuotata di elettroni e lacune (**regione di svuotamento**) nella quale appare una carica elettrica non più neutralizzata che ha l'effetto di creare una differenza di potenziale che si oppone al fenomeno della diffusione.

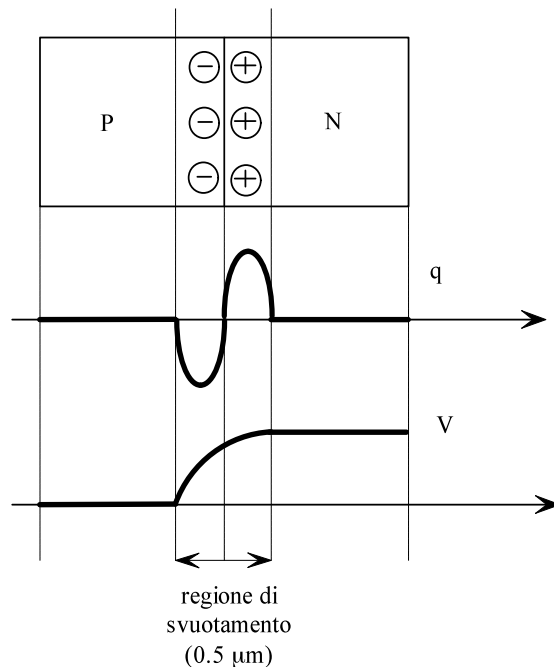


Figura 1-5. Rappresentazione schematica della giunzione PN

Si noti che la differenza di potenziale che si crea per diffusione non può essere usata per creare un flusso di corrente esterno (come non si può creare una circolazione di gas in una

colonna sfruttando la differenza di pressione che si crea per effetto della gravità tra la cima e la base). La connessione di un conduttore ai terminali ha il solo effetto di annullare il potenziale di giunzione.

Se si applica una tensione positiva da N verso P (**polarizzazione inversa**) si creerà un campo elettrico nella medesima direzione di quello nella regione di svuotamento e quindi aumenterà la regione stessa impedendo il passaggio di corrente: la giunzione si comporterà come un circuito aperto.

Applicando viceversa, una tensione positiva da P verso N (**polarizzazione diretta**), otterremo l'effetto di diminuire la regione di svuotamento fino al totale annullamento. In queste condizioni la barriera che si oppone al passaggio di corrente è annullata e la giunzione si comporta come un corto circuito.

## 1.2 Le valvole

Nel seguito si chiamerà **valvola** un componente elettrico che potrà assumere due distinti stati di funzionamento:

1. lo stato di **conduzione**, caratterizzato da una resistenza elettrica molto bassa
2. lo stato di **blocco**, caratterizzato da una resistenza elettrica molto elevata.

La transizione tra i due stati di funzionamento avviene in tempi molto brevi, dell'ordine di grandezza del microsecondo. Dall'analisi degli stati che può assumere la valvola è evidente che la modellazione più semplice che si possa fare di una valvola è attraverso un interruttore comandato. La logica di comando dipenderà naturalmente dalla valvola che si vuole rappresentare.

Al fine di istituire un confronto tra i vari tipi di valvole si introducono alcuni elementi caratterizzanti una valvola:

1. la **corrente media** della valvola in **senso diretto** (quando cioè sia polarizzata direttamente e sia in conduzione);
2. la **caduta di tensione** alla corrente nominale in **senso diretto**;
3. la **massima tensione** in **stato di blocco** (diretto e/o inverso) senza che la valvola perda le sue proprietà o si rovini irrimediabilmente.

### 1.2.1 Considerazioni sulle valvole reali

Una valvola ideale deve possedere le seguenti caratteristiche:

- a) essere in grado di bloccare tensioni di qualsiasi valore sia in modo diretto che inverso con corrente nulla;
- b) essere in grado di condurre corrente di qualsivoglia valore senza cadute di tensione;
- c) commutare istantaneamente dallo stato di blocco a quello di conduzione e viceversa;
- d) richiedere potenza nulla per il comando del passaggio di stato.

In realtà il comportamento della valvole reali differisce da quello ideale ed è possibile ritrovare il comportamento rappresentato in Figura 1-7, dove le caratteristiche di funzionamento sono state ricavate facendo riferimento al circuito di Figura 1-6 che rappresenta l'idealizzazione di schemi circuitali che si incontrano abbastanza spesso nell'elettronica di potenza nel caso in cui il carico sia fortemente induttivo.

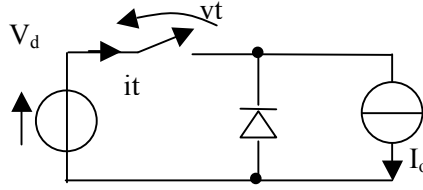


Figura 1-6. Circuito semplificato per la definizione delle caratteristiche di commutazione

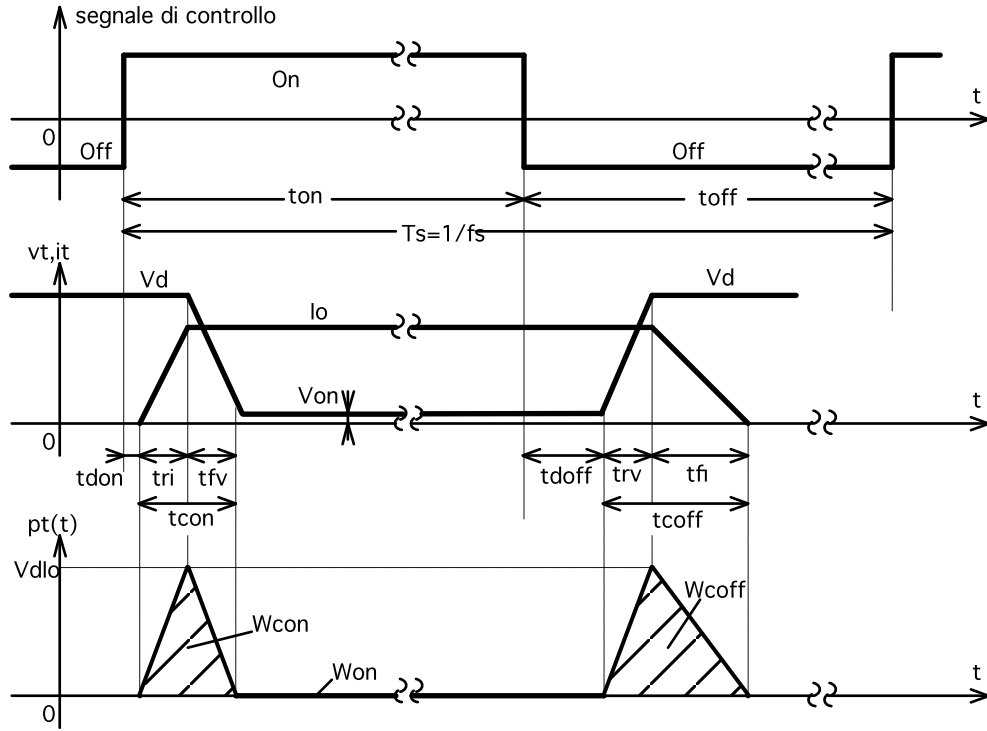


Figura 1-7. Comportamento di una valvola reale

In seguito ad una variazione del segnale di controllo che richiede l'accensione della valvola, occorre il tempo  $t_{don}$  (tempo di ritardo nella fase di accensione) prima che la valvola inizi a condurre. Una volta raggiunto il valore di regime  $I_o$  (dopo un tempo  $t_{ri}$ : tempo di salita) la tensione di blocco diretto inizia a diminuire raggiungendo il valore corrispondente alla caduta in conduzione  $V_{on}$  in un tempo  $t_{fv}$  (tempo di caduta della tensione). Esiste, quindi, un periodo  $t_{c(on)}$  (tempo di commutazione in fase di accensione) in cui sia tensione che corrente assumono valori significativi comportando la presenza di perdite di commutazione.

Durante la conduzione, la presenza della caduta di tensione diretta  $V_{on}$  e il passaggio della corrente  $I_o$  provocano perdite di conduzione.

Quando il segnale di controllo richiede lo spegnimento della valvola, dopo un tempo  $t_{d(off)}$  (tempo di ritardo in fase di spegnimento) la tensione diretta ricomincia a salire (in seguito al ripristino della barriera di potenziale). Dopo un tempo  $t_{rv}$  (tempo di salita della tensione) la corrente comincia a diminuire fino a portarsi a 0 nel tempo  $t_{ff}$  (tempo di caduta della corrente). Anche in questa fase esiste un periodo ( $t_{c(off)}$ : tempo di commutazione in fase di spegnimento) in cui sia tensione che corrente assumono valori lontani dallo 0 provocando perdite.

Le perdite durante la commutazione si possono valutare con l'espressione approssimata indicata in (1.5).

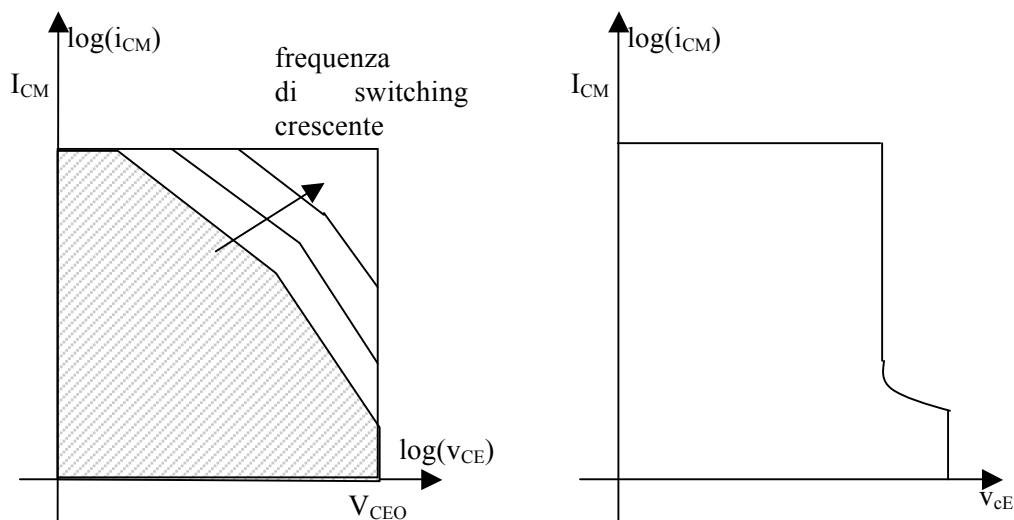
$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s [t_{c(on)} + t_{c(off)}] \quad (1.5)$$

dove  $f_s$  rappresenta la frequenza di commutazione. Le perdite in conduzione si possono calcolare come indicato in (1.6) mentre le perdite in stato di blocco sono trascurabili.

$$P_{on} = V_{on} I_o t_{on} f_s \quad (1.6)$$

### 1.3 Safe Operating Areas (SOA) (opz.)

La Safe Operating Area individua i valori di tensione e corrente massimi che possono essere sopportate da una valvola, durante il suo funzionamento, senza distruggersi. Possono esistere due differenti SOA: la FBSOA (Forward-bias safe operating area) che identifica le tensioni e correnti dirette ammissibili e la RBSOA (Reverse-bias safe operating area) che identifica i punti di funzionamento inversi ammissibili. In figura sono riportate ad esempio la FBSOA e RBSOA per un BJT.



### 1.4 Caratteristiche di funzionamento

#### 1.4.1 Caratteristiche delle valvole reali

Le valvole reali presentano caratteristiche che si discostano naturalmente dal comportamento ideale. Lo sviluppo tecnologico permette di realizzare valvole che sempre meglio approssimano tale comportamento ed in particolare si richiedono le caratteristiche riportate nella seguente lista.

- Bassa caduta di tensione diretta e basse correnti di dispersione nella condizione di blocco in modo da avere minori perdite in fase di funzionamento e quindi una riduzione delle dimensioni del sistema di raffreddamento;
- Tempi di accensione ( $t_{on}$ ) e di spegnimento ( $t_{off}$ ) brevi per consentire un funzionamento a maggiore frequenza di commutazione, diminuire i tempi morti (tempo di attesa prima di procedere all'accensione di una nuova valvola per garantire lo spegnimento della precedente) e le non linearità introdotte dal convertitore.
- Grande capacità di blocco diretto e inverso in modo da limitare il numero di componenti in serie e di conseguenza semplificare il controllo e la protezione, limitando anche la caduta di tensione diretta.

- d) Elevata corrente diretta per limitare il numero di componenti in parallelo e semplificare il problema della gestione della corretta suddivisione della corrente tra i vari rami.
- e) Bassa potenza di comando.
- f) Capacità di resistere a correnti e tensioni di media intensità ed a valori di derivate di tensione e corrente elevate in modo da semplificare le protezioni.

Nel seguito saranno presentate le principali tipologie di valvole presenti sul mercato evidenziandone il comportamento e le caratteristiche.

#### 1.4.2 I Diodi

Il diodo è la valvola di potenza più semplice, essendo costituito da un disco semiconduttore con una sola giunzione PN. Nel diodo la transizione dallo stato di blocco a quello di conduzione è comandata esclusivamente dal senso della corrente circolante nella valvola. Il diodo si trova in conduzione fintantoché la corrente fluisce nel senso  $P \rightarrow N$  (**anodo**  $\rightarrow$  **catodo**) e passa in stato di blocco quando la corrente tenta di fluire in verso opposto e si mantiene in stato di blocco fintantoché la tensione inversa è positiva. Un diodo si dice **polarizzato direttamente** quando la tensione applicata ai suoi capi è tale da far fluire la corrente nel verso tale da portare il diodo in conduzione; in caso contrario si dice **polarizzato inversamente**.

##### Convenzioni e simbologia

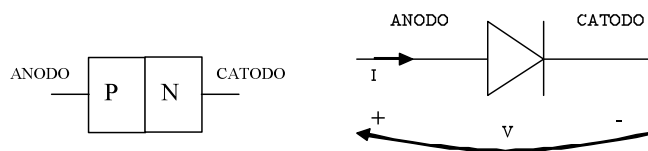


Figura 1-8. Convenzioni di misura e simbologia per un diodo

##### Caratteristiche esterne

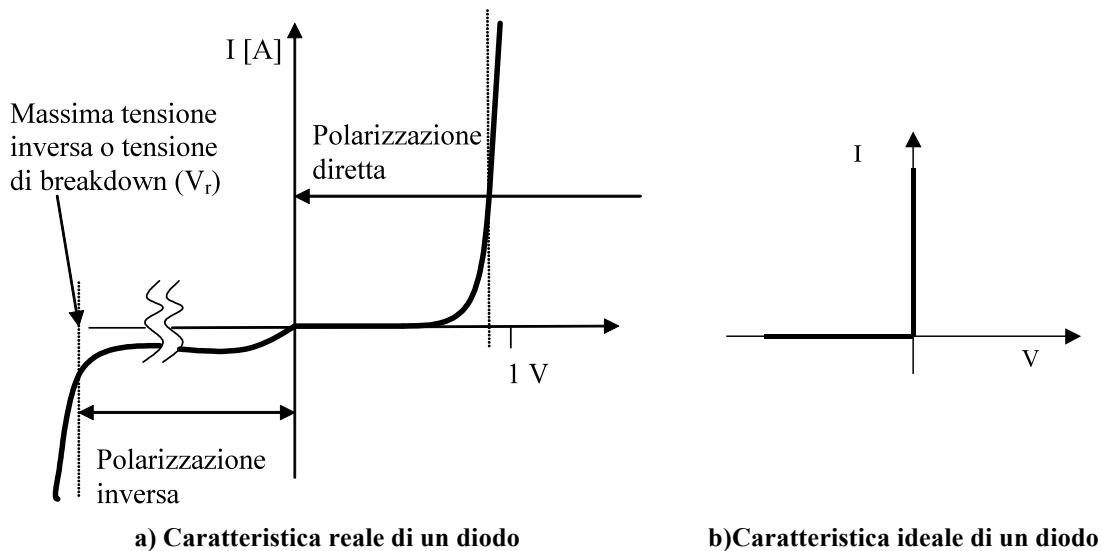


Figura 1-9. Caratteristiche di un diodo di potenza

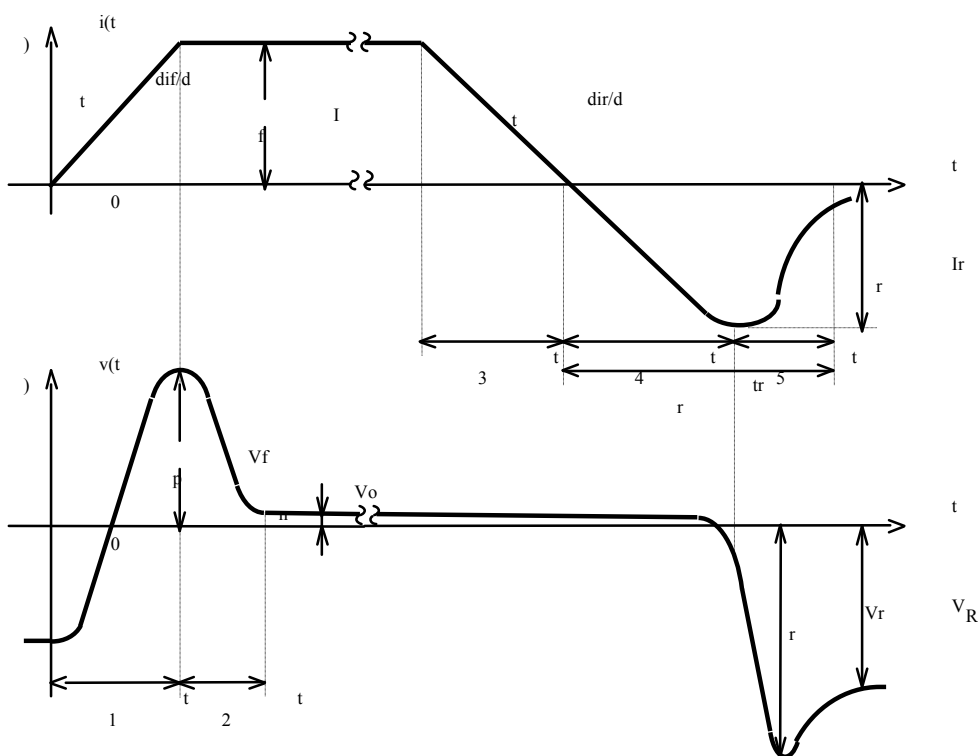
Il passaggio dallo stato di conduzione a quello di blocco non può avvenire in modo istantaneo perché il ripristino della capacità di blocco avviene dopo il tempo necessario perché la giunzione PN venga ripristinata. La durata di questo fenomeno è chiamata tempo di ripristino e può essere nei normali diodi di elevata potenza dell'ordine di decine di  $\mu s$ .



**Accensione, spegnimento e perdite (opz.)**

Nella fase di accensione, quando il diodo viene polarizzato direttamente, le cariche della zona di blocco tendono ad essere rimosse dalla crescita della corrente diretta. La tensione inversa diminuisce fino a portarsi al valore della caduta diretta attraverso un veloce transitorio dovuto agli effetti di tipo capacitivo, resistivo e induttivo presenti nel diodo stesso e nei cavi di collegamento. La corrente cresce con una certa derivata legata soprattutto alle induttanze presenti nel resto del circuito collegato al diodo.

Il transitorio di spegnimento è costituito da una diminuzione della corrente diretta con una pendenza simile a quella relativa all'accensione, seguita da un fenomeno di ripristino della barriera di potenziale a cavallo della giunzione in grado di bilanciare la tensione inversa applicata. A questo punto la corrente inversa non può più essere sopportata dallo spostamento dei portatori di carica ed essa (sostenuta dalle induttanze parassite presenti nel circuito) sale velocemente a zero producendo un picco di tensione negativa abbastanza significativo. Il tempo  $t_4+t_5$  viene detto tempo di ripristino del blocco inverso (Reverse Recovery Time)



Le perdite del diodo sono dovute al fatto che in polarizzazione diretta il diodo presenta una caduta di tensione che può essere rappresentata dall'espressione (4.1).

$$V \cong V_s + R_{on} I \quad (4.1)$$

dove  $V_s$  è la tensione di soglia, mentre  $R_{on}$  rappresenta la resistenza differenziale diretta della caratteristica stessa ( $I$  è la corrente diretta). Esistono le perdite di commutazione che si evidenziano nei periodi  $t_1+t_2$  e  $t_5$ .

### Parametri caratteristici

Tensione inversa ( $V_r$ ) fino a 6000 V

Corrente diretta ( $I_f$ ) fino a 5000 A

Caduta diretta 1 – 1.5 V

### 1.4.3 Tiristori (SCR – Silicon Controlled Rectifier o diodi controllati)

I tiristori sono valvole a semiconduttore con tre giunzioni (J1, J2 e J3) secondo la sequenza P-N-P-N. Le due zone estreme sono connesse agli elettrodi principali (**anodo** e **catodo**). Alla zona P adiacente al catodo viene collegato un elettrodo di comando (**gate**).

In assenza di segnali di comando, la valvola presenta una elevata resistenza in entrambe le direzioni e si trova perciò in stato di blocco.

Se applichiamo all'elettrodo di comando un breve impulso di corrente il dispositivo passa dallo stato di blocco a quello di conduzione, permettendo la circolazione della corrente nella direzione anodo → catodo. Lo stato di conduzione permane finché la corrente tra anodo e catodo permane positiva e maggiore di un valore detto **corrente di mantenimento**.

#### Convenzioni e simbologia

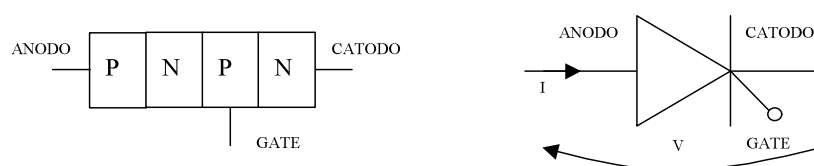


Figura 1-10. Convenzioni di misura e simbologia per un tiristore

#### Caratteristiche esterne

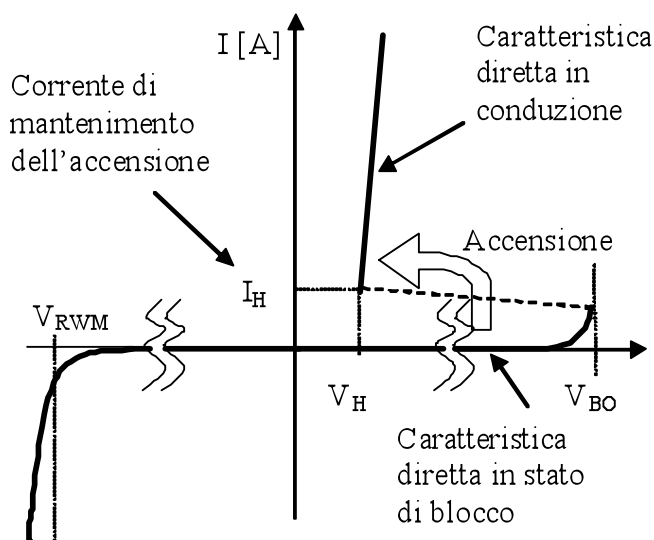


Figura 1-11. Caratteristica di un tiristore

#### Accensione, spegnimento e perdite (opz.)

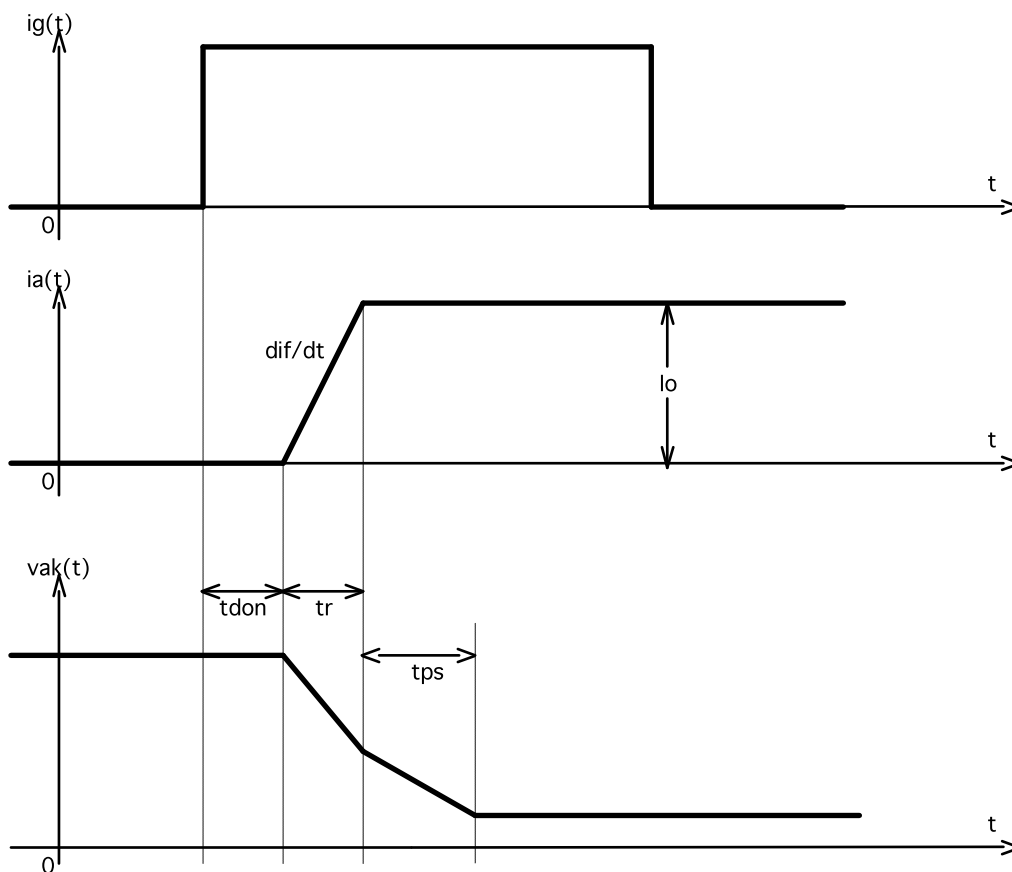
Non appena si fa circolare una piccola corrente (intorno alle decine di mA) tra gate e catodo, la barriera di potenziale sulla giunzione intermedia si affievolisce fino a portare in conduzione il tiristore (dopo un determinato tempo di ritardo  $t_{don}$ ). Esiste una zona a  $I_g$  decrescente per cui l'accensione avviene a tensione diretta crescente.

A questo punto, anche se viene a mancare l'impulso di gate il tiristore permane nello stato di conduzione fino a quando la corrente diretta non torna a zero. E' necessario, però,

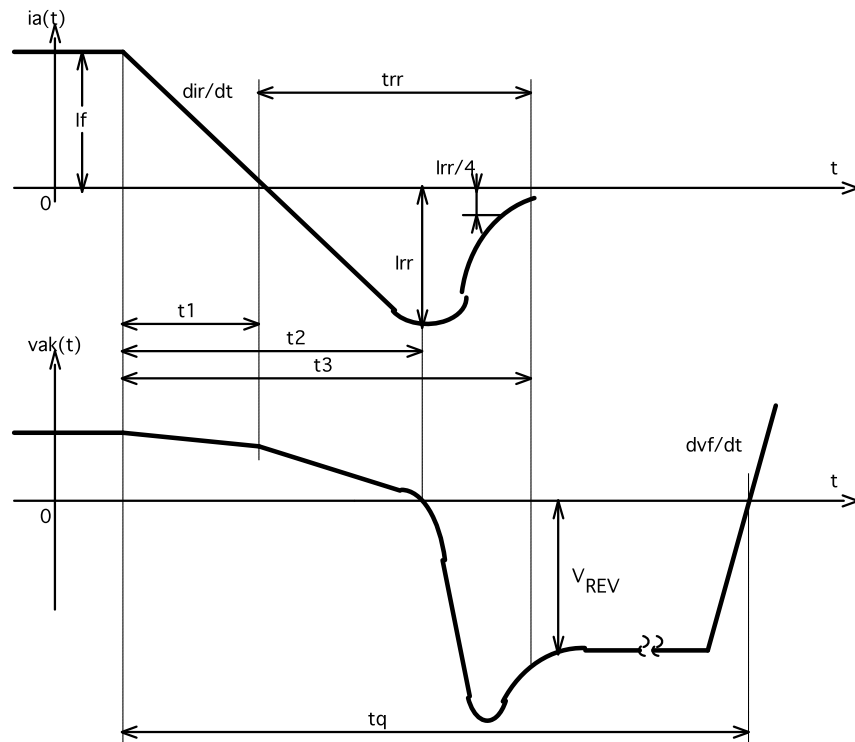
raggiungere almeno la corrente di mantenimento  $I_H$  per poter togliere l'impulso di gate, altrimenti il tiristore non entra in conduzione.

Valori di derivata di corrente elevati possono danneggiare il componente. Tale valore può essere limitato inserendo in serie un reattore di induttanza opportuna.

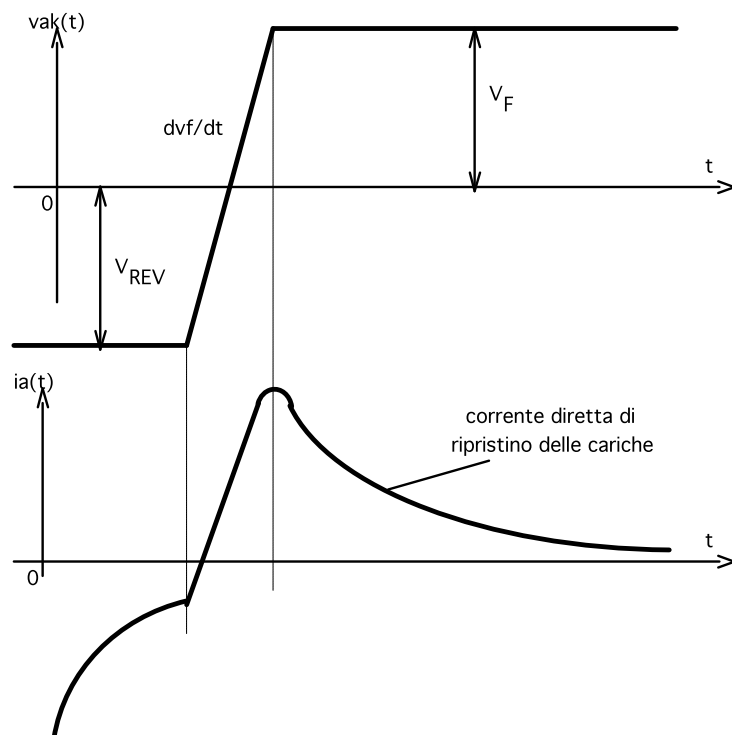
Elevati valori di velocità di salita della tensione diretta possono produrre un'accensione anche senza impulso di gate per effetto dei fenomeni capacitivi della valvola.



## CONVERSIONE STATICA



Lo spegnimento avviene quando la corrente diretta diviene nulla. A questo punto, se le giunzioni J1 e J3 sono leggermente polarizzate in senso inverso, vengono ripristinate le barriere di potenziali ai loro capi. Il tempo necessario ( $t_q$ ) è caratteristico dei tiristori ed è più lungo del tempo relativo allo spegnimento dei diodi.



Se in questo periodo viene riapplicata una tensione diretta (con una elevata derivata), il tiristore può, con elevata probabilità, tornare in conduzione.

Per limitare la derivata di tensione sulla valvola sia in caso di blocco che nel periodo di spegnimento vengono utilizzati circuiti appropriati denominati "snubber" (smorzatori).

I tiristori possono anche essere comandati in spegnimento, mediante opportuni circuiti risonanti, che, quando sollecitati, riescono ad azzerare la corrente di conduzione del tiristore mantenendo una leggera tensione inversa per il tempo necessario al ripristino della capacità di blocco.

Per i tiristori oltre alla tensione diretta, esiste una corrente inversa. Le perdite saranno dovute, quindi, alla conduzione, al blocco ed alla commutazione.

### Parametri caratteristici

Massima tensione inversa di lavoro ( $V_{RWM}$ ) fino a 7000 V

Tensione di blocco diretto ( $V_{BO}$ ) dello stesso ordine

Corrente diretta ( $I_T$ ) fino a 3500 A.

Caduta diretta 1.5 – 3 V

Frequenze fino a 400 Hz

Tempo di spegnimento minimo ( $T_{off}$ ) 200 – 400  $\mu$ s.

#### 1.4.4 GTO (Gate Turn-off Thyristor)

I GTO sono un particolare tipo di tiristori nei quali è possibile comandare, oltre alla transizione dallo stato di blocco a quello di conduzione, anche la transizione inversa mediante l'applicazione all'elettrodo di controllo di un forte impulso negativo di corrente. Per consentire la transizione inversa è necessario adottare accorgimenti circuitali atti a mantenere molto basso il valore della tensione tra anodo e catodo al momento dello spegnimento (**circuiti di snubber**).

La tecnologia di produzione dei GTO è assai più sofisticata di quella dei normali tiristori perché richiede l'adozione di accorgimenti atti ad assicurare, nella fase di spegnimento, l'uniformità dello svuotamento dell'intera superficie di conduzione. I GTO in realtà sono costituiti da un numero elevato di piccoli tiristori funzionanti tra loro in parallelo realizzati su un unico disco di silicio trattato mediante ripetuti processi di diffusione, schermatura, ossidazione, erosione.

### Convenzioni e simbologia

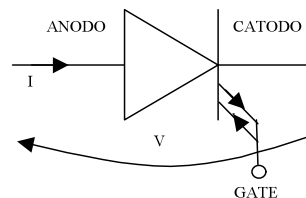


Figura 1-12. Convenzioni di misura e simbologia per un GTO

### Caratteristiche esterne

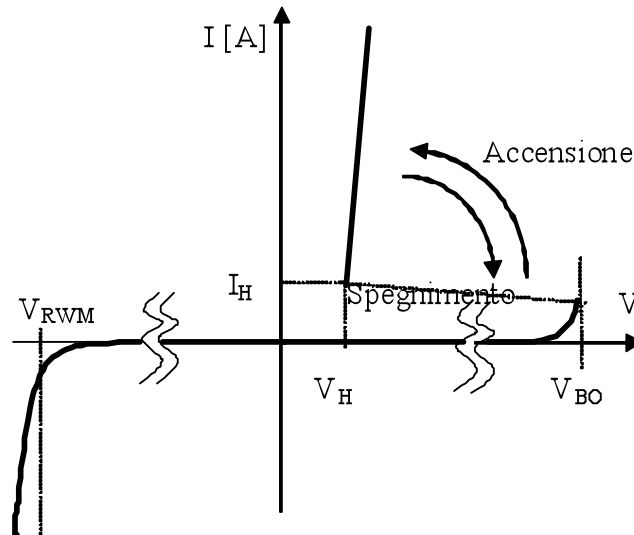
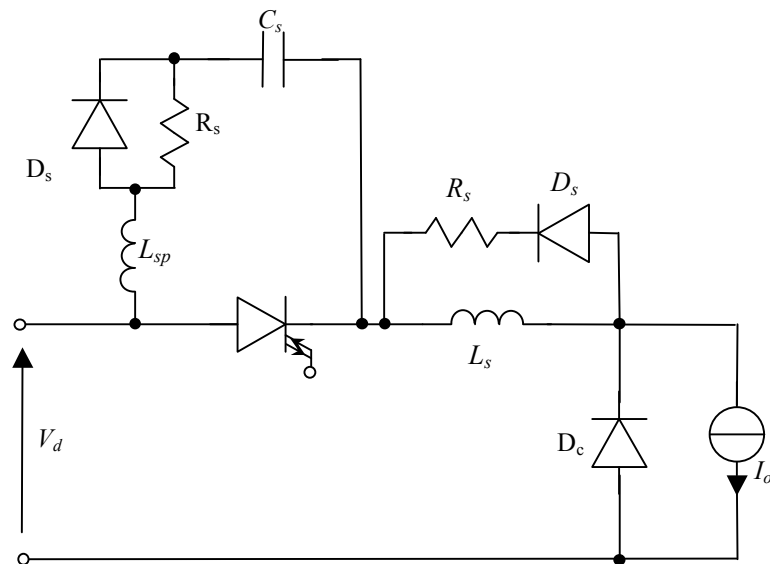


Figura 1-13. Caratteristica di un GTO

**Accensione, spegnimento e perdite (opz.)**



**Figura 1-14. Circuito elementare per la descrizione dei transistori di accensione e spegnimento di un GTO**

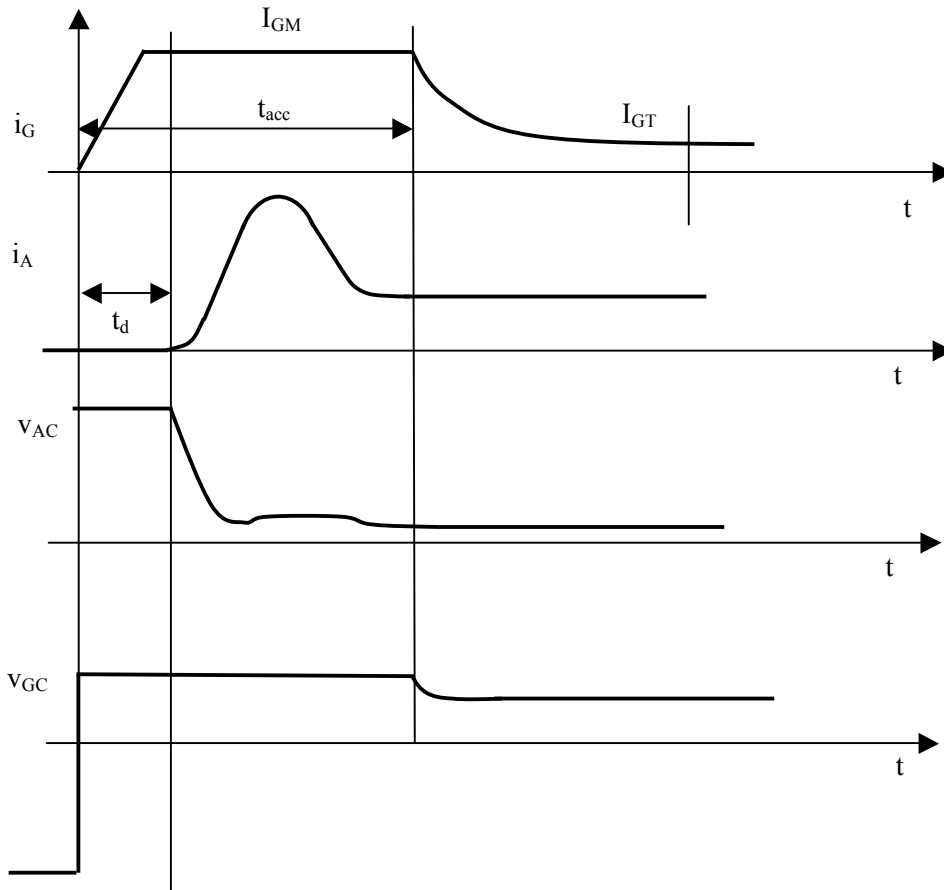
Nella descrizione delle caratteristiche di accensione e spegnimento faremo riferimento al circuito abbassatore elementare riportato in Figura 1-14 che contiene anche i circuiti di protezione (snubber) in quanto i GTO non sono mai utilizzati senza di essi.

E' importante ricordare infatti che poichè i GTO sono utilizzati in applicazioni di potenza medio/alta e che quindi anche tutti gli altri componenti saranno dimensionati in maniera opportuna e presenteranno di conseguenza caratteristiche di accensione e ripristino non particolarmente veloci. Questo implica che, ad esempio, per il diodo di ricircolo  $D_c$  di Figura 1-14 i valori di  $di/dt$  imposti dall'accensione del GTO non sono comparabili con i tempi di ripristino del diodo: senza circuiti di protezione si avrebbe quindi la distruzione della valvola. In maniera analoga i valori di  $dv/dt$  durante la fase di spegnimento del GTO potrebbero portare ad una riaccensione indesiderata della valvola e quindi è necessario provvedere anche all'inserimento di un circuito di protezione per la fase di spegnimento.

Si andranno ora ad analizzare nel dettaglio i transitori di accensione e spegnimento dei GTO.

Per procedere all'accensione di un GTO è necessario fornire una corrente di gate  $i_G$  che presenti una pendenza  $di_G/dt$  ed un valore massimo  $I_{GM}$  sufficientemente grande e applicato per un tempo tale ( $t_{acc} \approx 10 \mu s$ ) da garantire che la valvola entri in conduzione. A differenza di altre valvole è necessario mantenere una corrente nel gate anche durante il periodo di conduzione della valvola al fine di garantire il permanere nello stato di conduzione anche per bassi valori di corrente anodica ( $I_{GT}$ ).

Le forme d'onda delle grandezze caratteristiche della valvola sono riportate in Figura 1-15 dove  $i_G$  è la corrente di gate,  $i_A$  la corrente anodica,  $v_{AC}$  la tensione anodo-catodo e  $v_{GC}$  la tensione gate-catodo.



**Figura 1-15. Andamenti delle grandezze tensione e corrente durante un transitorio di accensione**

Lo spegnimento di un GTO è effettuato applicando una elevata corrente negativa al gate per un breve periodo. Il valore della corrente applicata per poter garantire lo spegnimento deve essere circa  $1/5 - 1/3$  della corrente anodica. L'andamento di tensioni e correnti durante il transitorio di spegnimento è riportato in Figura 1-16.

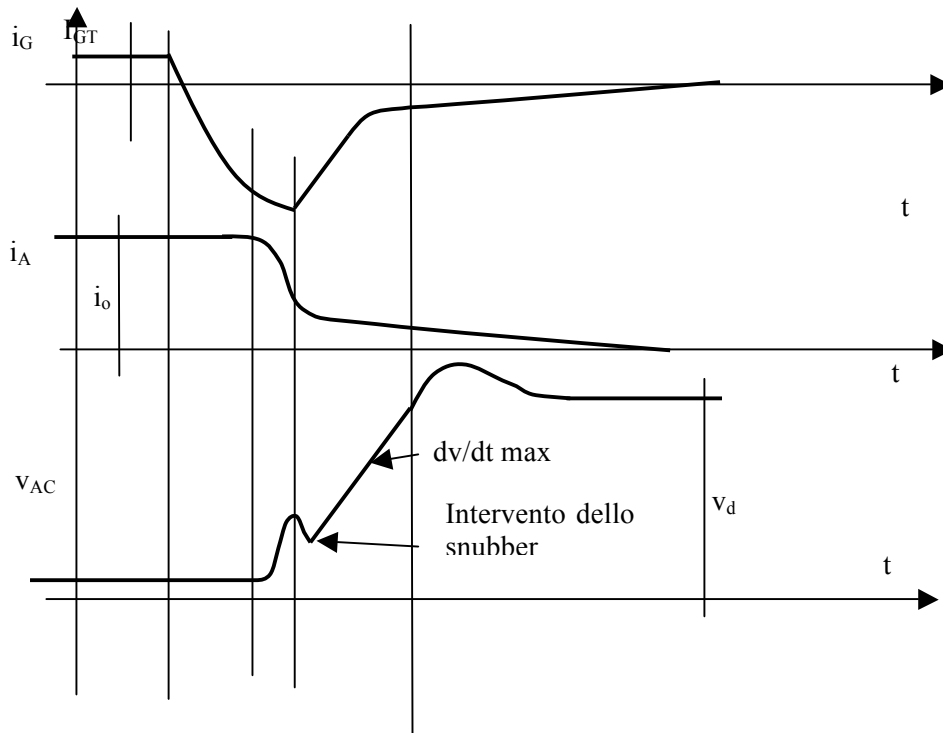


Figura 1-16. Andamento di tensioni e correnti durante il transitorio di spegnimento

#### Parametri caratteristici

Massima tensione inversa di lavoro ( $V_{RWM}$ ) fino a 6000 V

Tensione di blocco diretto ( $V_{BO}$ ) dello stesso ordine

Corrente diretta ( $I_F$ ) fino a 4000 A

Caduta di tensione diretta 3-4 V

Frequenza da qualche centinaio di Hz a 1 kHz ( $T_{off}$  fino a 10  $\mu$ s)

#### 1.4.5 Transistori bipolari (BJT – Bipolar Junction Transistor)

I transistori sono valvole a semiconduttore con due giunzioni (nel campo delle potenze elevate in generale si usa la sequenza N-P-N). Se non si applica tensione alla zona intermedia (base) il dispositivo presenta elevate resistenza alla circolazione di corrente in entrambe le direzioni (tra gli elettrodi principali detti **emettitore** e **collettore**). Se si applica una tensione positiva tra base ed emettitore, in modo da far circolare una corrente di base, si ottiene invece un flusso di corrente nel collettore. In prima approssimazione la corrente di collettore è proporzionale alle corrente assorbita dalla base secondo un coefficiente maggiore di uno chiamato guadagno (**zona di modulazione**).

Se il potenziale applicato tra base ed emettitore è sufficientemente alto da provocare un richiamo superiore a quello erogabile dal circuito (**zona di saturazione**), la caduta di tensione è molto bassa e il dispositivo può essere considerato in conduzione.

Nella applicazioni di elettronica di potenza si evita di far lavorare il transistor nella zona di modulazione in quanto in questa zona si avrebbe una dissipazione di potenza che distruggerebbe il dispositivo in brevissimo tempo.

Il guadagno dei transistori di potenza è in generale piuttosto basso (5-10); questo significa che la corrente di base deve assumere valori elevati e richiederebbe un oneroso dimensionamento del circuiti di comando. Ciò può essere evitato usando la connessione di due



transistori in cascata (connessione Darlington): l'insieme si comporta come un unico transistorore con guadagno pari al prodotto del guadagno dei due transistori.

Molti costruttori realizzano la connessione Darlington in un unico involucro: ai morsetti esterni l'insieme appare come un unico componente con elevato guadagno (**MD – Monolithic Darlington**).

### Convenzioni e simbologia

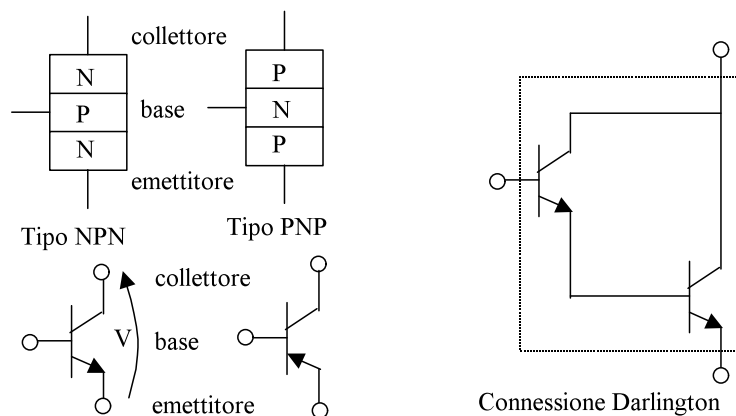


Figura 1-17. Convenzioni di misura e simbologia per un BJT

### Caratteristiche esterne

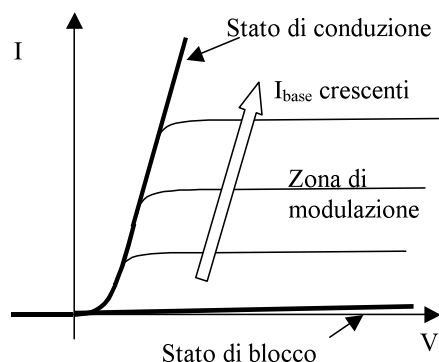


Figura 1-18. Caratteristica di un BJT

### Parametri caratteristici

Massima tensione di blocco ( $V_{cex}$ ) fino a 1400 V  
 Corrente di collettore ( $I_c$ ) fino a 1000 A (non parallelizzabili)  
 Tensione collettore-emettitore in saturazione ( $V_{ce(sat)}$ ) 2-3 V  
 Frequenza intorno alla decina di kHz ( $T_{off}$  fino a 10  $\mu$ s)

### 1.4.6 Transistori MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

I transistori MOSFET hanno trovato impiego nell'elettronica di potenza solo per potenze limitate (una decina di kW al massimo).

Schematicamente un transistorore MOSFET a canale P (considerazioni duali valgono per un MOSFET a canale N) è realizzato creando su uno strato di silicio drogato N due zone drogate P (sorgente - **source** e pozzo - **drain**). Lungo la superficie che separa le due aree viene realizzato un sottile strato isolante (mediante ossidazione del silicio), ricoperto da uno strato

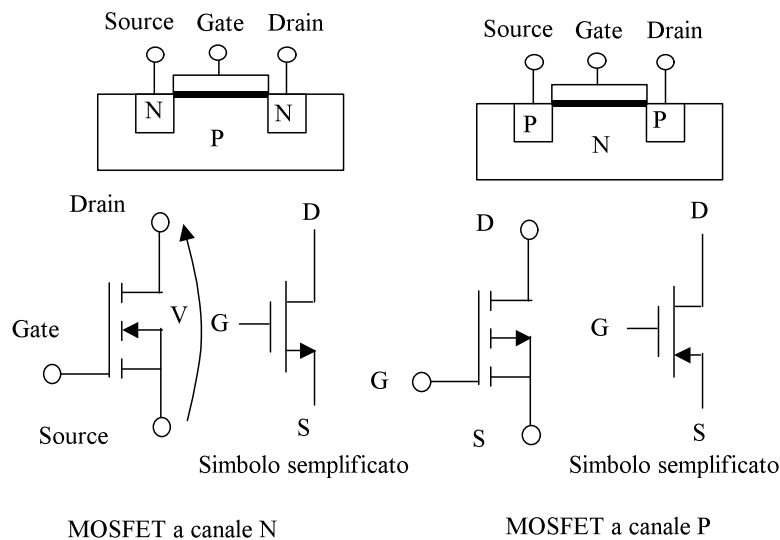
conduttore che costituisce l'elettrodo di comando (**gate**). Applicando un potenziale tra l'elettrodo di comando ed il source, di valore superiore ad un certo valore di soglia, si provoca una inversione delle caratteristiche di conduzione del corpo di silicio di tipo N, l'abbattimento delle barriere N-P e di conseguenza un flusso di corrente tra sorgente e drain.

Rispetto ai transistori bipolari i MOSFET hanno notevoli vantaggi:

1. l'elettrodo di comando è isolato rispetto al circuito di potenza
2. la corrente assorbita dall'elettrodo di comando è trascurabile a regime (anche se esiste una corrente di picco al momento dell'accensione, di valor significativo)
3. il tempo di ritardo allo spegnimento e all'accensione è molto basso e si prestano quindi all'uso a frequenze elevate

Hanno lo svantaggio di presentare cadute di tensione in conduzione piuttosto elevate e quindi l'uso limitato a potenze modeste.

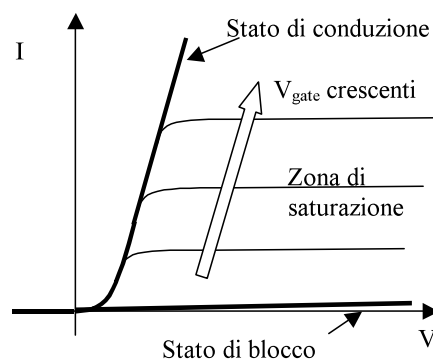
### Convenzioni e simbologia



**Figura 1-19. Convenzioni di misura e simbologia per un MOSFET**

### Caratteristiche esterne

Le caratteristiche esterne sono molto simili a quelle del transistor bipolare, salvo che il segnale applicato all'elettrodo di comando è rappresentato da una tensione. La corrente tra source e drain è infatti proporzionale alla tensione tra gate e source.



**Figura 1-20. caratteristica di un MOSFET**

### Parametri caratteristici

Massima tensione di blocco ( $V_{dss}$ ) fino a 1000 V

Corrente ( $I_d$ ) fino a 100 A (parallelizzabili)

Resistenza drain – source 0.02 – 1  $\Omega$

Tensione gate – source ( $V_{gs}$ ) 4 – 20 V

Frequenza fino a 100 kHz ( $T_{off}$  fino a 1  $\mu s$ )

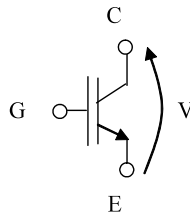
### 1.4.7 Transistori IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

Il loro funzionamento è basato su una struttura di giunzione più complessa, che permette di combinare due principi di funzionamento; in sostanza l'IGBT è un transistor bipolare P-N-P (BJT) in cui la corrente di base viene prodotta da un MOSFET governato da un elettrodo di comando.

La caratteristica di uscita è quella tipica di un transistor bipolare: bassa caduta di tensione, elevata potenza e capacità di blocco.

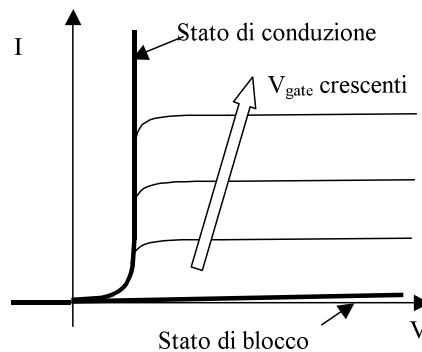
La caratteristica di gate, invece, è molto simile a quella di un MOSFET: isolamento, comando in tensione, bassa potenza di comando, bassi tempi di commutazione e quindi alta frequenza di commutazione.

### Convenzioni e simbologia



**Figura 1-21. Convenzioni di misura e simbologia per un IGBT**

### Caratteristiche esterne



**Figura 1-22. Caratteristica di un IGBT**

### Parametri caratteristici

Massima tensione di blocco ( $V_{CES}$ ) fino a 6500 V

Corrente di collettore ( $I_c$ ) fino a 400 A (parallelizzabili)

Tensione collettore-emettitore in saturazione ( $V_{CE(sat)}$ ) 2 - 5 V

Tensione gate - emettitore ( $V_{GE}$ ) 5 – 20 V

Frequenza fino a 50 kHz ( $T_{off}$  fino a 2  $\mu s$  – blanking time 4  $\mu s$ )

**1.4.8 Riepilogo**

<b>Componente</b>	<b>Potenze in gioco</b>	<b>Frequenza di commutazione</b>
BJT / MD	medie	media
MOSFET	basse	alta
GTO	alte	bassa
IGBT	medie	media

# Capitolo 2

## I convertitori per azionamenti

### Conversione ca-cc

#### 2.1 Convertitori CA-CC

Nella maggior parte delle applicazioni elettriche, l'ingresso di potenza fornito dall'ente erogatore di energia è una sorgente di tensione di tipo sinusoidale a 50 o 60 Hz. Tale ingresso per poter essere utilizzato negli azionamenti elettrici deve essere spesso convertito in una sorgente continua. Le finalità della conversione possono essere due:

1. ottenere una tensione continua
2. ottenere una corrente continua

Nel primo caso la conversione avviene per la maggior parte attraverso ponti raddrizzatori a diodi non controllati; affinché la tensione in uscita dal raddrizzatore presenti la minor oscillazione possibile, viene tipicamente connessa come filtro al lato in corrente continua una capacità di valore elevato.

Tale soluzione presenta naturalmente il vantaggio di un costo estremamente contenuto soprattutto se il raddrizzatore è direttamente connesso alla linea di alimentazione senza la presenza di un trasformatore in ingresso, ma ha lo svantaggio di presentare una elevata distorsione delle correnti assorbite.

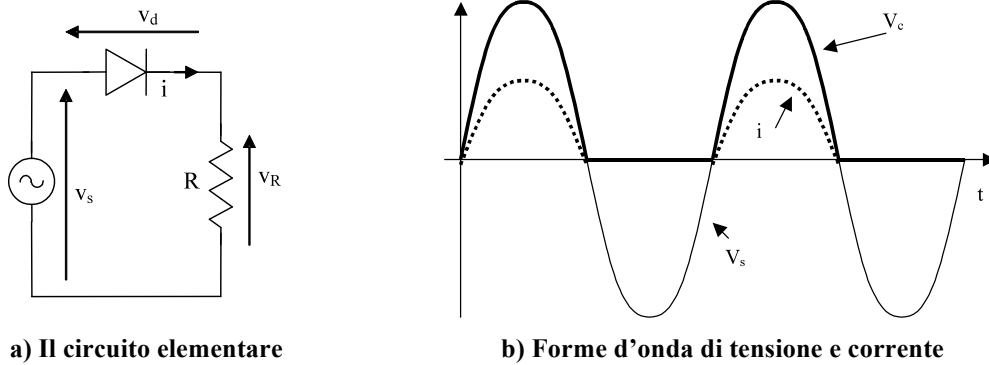
Nel secondo caso è necessario ricorrere a ponti controllati che alimentano un carico induttivo e quindi a soluzioni decisamente più costose.

#### 2.2 Raddrizzatori elementari non controllati

Per introdurre i principi della conversione CA-CC con diodi non controllati verranno analizzati nel seguito alcuni semplici convertitori che serviranno ad evidenziare caratteristiche di funzionamento che si ritroveranno anche in convertitori più complessi.

##### 2.2.1 Convertitore monofase a semplice semionda

Il circuito monofase a semplice semionda è costituito da una sola valvola a conduzione unidirezionale posta in serie ad un generico carico. Il circuito è alimentato da una tensione alternata sinusoidale. Tale configurazione circuitale ha un limitato interesse pratico per le limitazioni intrinseche che presenta, tuttavia il suo studio mette in luce una serie di peculiarità tipiche per comprendere i circuiti che trovano ampia applicazione.



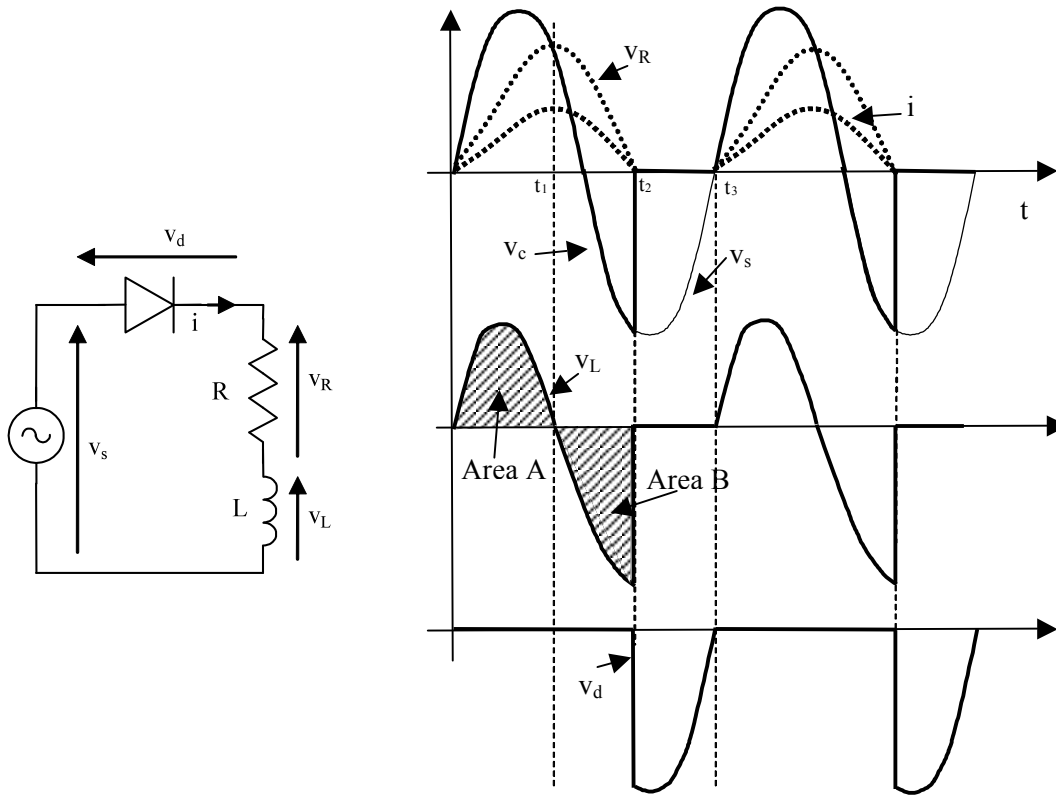
**Figura 2-1. Il convertitore elementare con carico resistivo**

Si consideri il circuito rappresentato in Figura 2-1a con la sorgente sinusoidale  $v_s$ . Nel caso di carico **puramente resistivo** le forme d'onda sono quelle rappresentate in Figura 2-1b. Come si può notare sia la tensione del carico  $v_c$  che la corrente  $i$  presentano un valore medio diverso da zero. Tale valore medio compare anche nella corrente erogata dal generatore. Ora, se l'alimentazione provenisse, come spesso accade, da un trasformatore, tale componente continua potrebbe portarlo in saturazione, compromettendo il buon funzionamento del sistema. E' per questa ragione che il raddrizzatore monofase a semplice semionda non è normalmente usato.

Si consideri ora il circuito rappresentato in Figura 2-2 in cui il carico è **ohmico-induttivo**. All'istante  $t=0$  il diodo si polarizza direttamente e comincia a condurre. La corrente nel circuito è governata dall'equazione (2.1).

$$v_s = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

Fino a quando la tensione  $v_s$  della sorgente è maggiore della tensione sulla resistenza  $v_R$  la corrente cresce e l'induttore accumula energia. Quando la tensione sulla resistenza supera la tensione di alimentazione (istante  $t_1$ ) la tensione sull'induttanza diventa negativa e quindi la corrente comincia a diminuire finché si annulla all'istante  $t_2$ ; in questo istante il diodo entra in stato di blocco.) (Figura 2-2b).



a) Il convertitore elementare

b) Forme d'onda di tensione e corrente

Figura 2-2. Il convertitore elementare con carico ohmico-induttivo

L'istante di tempo  $t_2$ , al quale il diodo smette di condurre, può essere ottenuto dall'equazione dell'induttore riscritta separando le variabile  $dt$  e  $di$  (2.2).

$$\frac{1}{L} v_L dt = di \quad (2.2)$$

Integrando tra 0 e  $t_2$  e riconoscendo che  $i(0) = i(t_2) = 0$  si ottiene l'equazione (2.3) che può essere interpretata come (2.4): La corrente si annulla quando le due aree sono uguali.

$$\frac{1}{L} \int_0^{t_2} v_L dt = \int_{i(0)}^{i(t_2)} di = 0 \rightarrow \int_0^{t_2} v_L dt = \int_0^{t_1} v_L dt + \int_{t_1}^{t_2} v_L dt = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{Area A} - \text{Area B} = 0 \quad (2.4)$$

### 2.3 Raddrizzatore monofase a ponte non controllato

La struttura tipica del raddrizzatore a ponte monofase utilizzato negli azionamenti elettrici è rappresentata in Figura 2-3. Si può notare la presenza di un condensatore di elevata capacità lato corrente continua, mentre la sorgente di potenza, in generale, può essere modellata come una sorgente ideale di tensione sinusoidale  $v_s$  con un'impedenza serie costituita da una sola induttanza  $L_s$ . Tale induttanza rappresenta il modello semplificato della linea e dell'eventuale trasformatore di alimentazione e/o di un induttore di filtro.

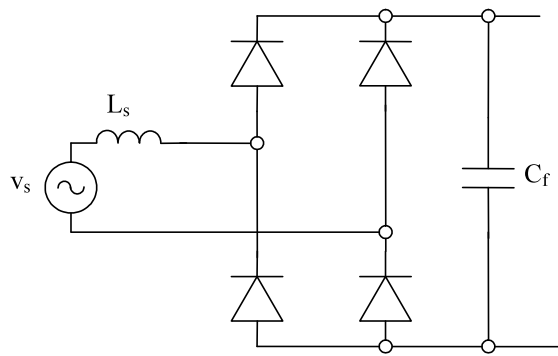


Figura 2-3. Raddrizzatore monofase a ponte

### 2.3.1 Circuito ideale con $L_s = 0$ e carico resistivo

Una prima approssimazione del funzionamento del raddrizzatore la si può ottenere studiando il circuito di Figura 2-4: il carico è costituito esclusivamente resistivo ( $C_f=0$ ) e in ingresso si trascura l'induttanza  $L_s$ .

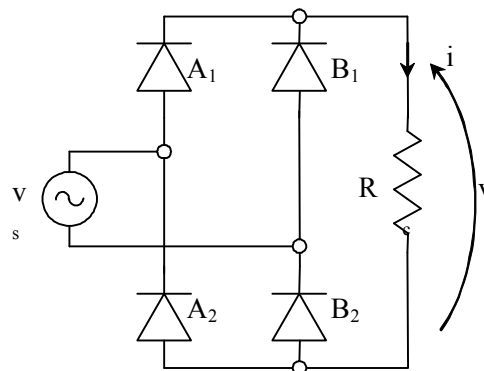
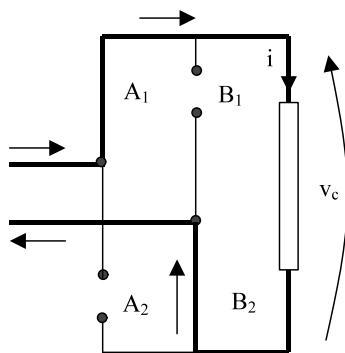
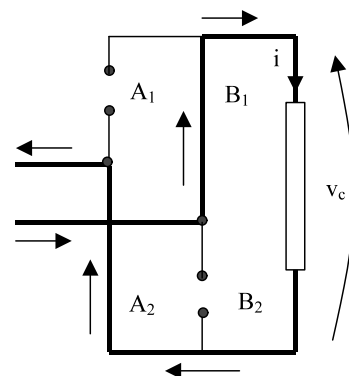


Figura 2-4. Raddrizzatore ideale con  $L_s = 0$

Nella configurazione proposta saranno in conduzione il diodo superiore che si trova con il potenziale anodico maggiore e il diodo inferiore a potenziale catodico minore (si veda Figura 2-5 in cui i diodi in conduzione sono rappresentati da un corto circuito, mentre quelli in stato di blocco come circuiti aperti). Gli andamenti delle grandezze tensione e corrente sono rappresentati in Figura 2-6.



a) Semionda positiva di  $v_s$



b) Semionda negativa di  $v_s$



Figura 2-5. Schema di conduzione delle valvole

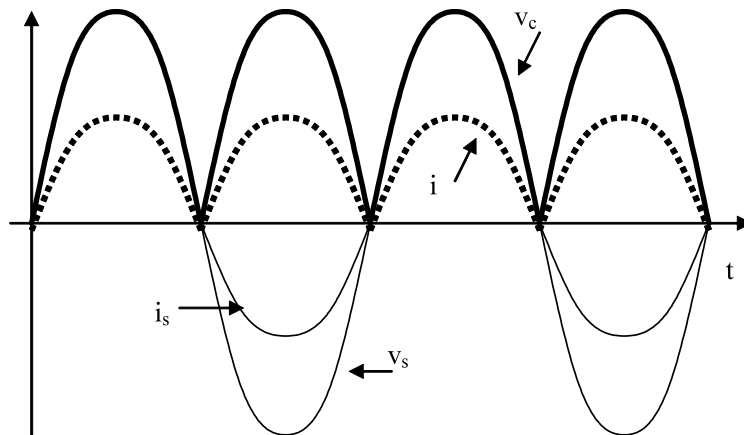


Figura 2-6. Andamenti di tensione e corrente

Il valore medio della tensione sul carico può essere ottenuta integrando l'andamento della tensione  $v_s$  in un semiperiodo come indicato in (2.5)

$$V_{do} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \sqrt{2} V_s \sin \omega t \, dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \approx 0.9 V_s \quad (2.5)$$

## 2.4 Metodo per studiare il comportamento di un circuito in presenza di diodi (opz.)

Il comportamento di un circuito in presenza di diodi può essere studiato per ipotesi sullo stato dei diodi (di conduzione o di blocco): si ipotizza lo stato di conduzione o di blocco di ogni singolo diodo e si verifica la validità delle ipotesi guardando il segno della corrente diretta che deve essere positivo in conduzione (diodo sostituito da un corto circuito) oppure il segno della tensione che deve essere negativo in stato di blocco (diodo sostituito da circuito aperto). In caso contrario, le ipotesi formulate sono false e quindi occorre cambiare lo stato del diodo.

D'altra parte, valgono le seguenti considerazioni: se un diodo è in conduzione, si pone in stato di blocco non appena la corrente che lo percorre sta diventando negativa; mentre se un diodo è in stato di blocco, inizia a condurre non appena la tensione ai suoi capi diventa positiva.

Dallo studio del comportamento del circuito si ottengono i valori delle grandezze elettriche che caratterizzano le sollecitazioni (elettriche) a cui sono sottoposti i diodi presenti nel circuito. Tali grandezze aiutano in una scelta preliminare dei componenti. Esse sono:

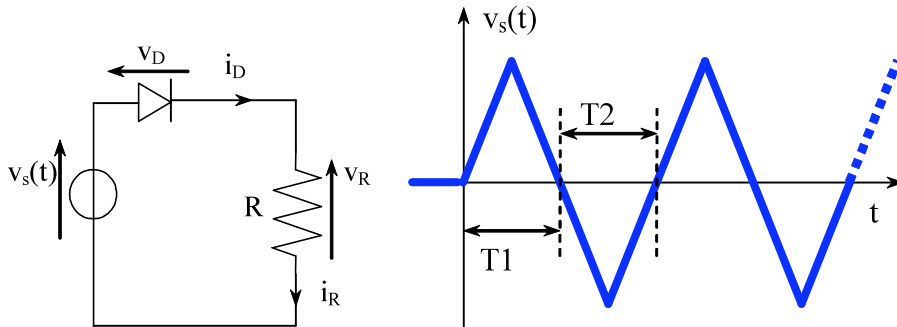
$I_{FAV}$	corrente media diretta
$V_{RMAX}$	tensione inversa massima
$I_{FMAX}$	corrente massima diretta

### 2.4.1 Esempio 1

Sia dato il circuito in figura, alimentato da una tensione ad andamento triangolare, per  $t \geq 0$ .

Se il diodo conducesse, la legge di Kirchhoff alle maglie suggerisce che  $v_R = v_s(t)$ , quella ai nodi dice che  $i_D = i_R$ , mentre la legge costitutiva del resistore impone che  $v_R = R \cdot i_R$ . In conclusione  $i_R = v_s(t)/R$ , quindi  $i_R$  ha lo stesso segno di  $v_s(t)$ .

Se il diodo fosse in stato di blocco, la corrente  $i_D$  (e di conseguenza  $i_R$ , per la legge ai nodi) è nulla. Per cui anche  $v_R$  è nulla (per la legge costitutiva). La legge alle maglie indica che  $v_D = v_s(t)$ , quindi  $v_D$  ha lo stesso segno di  $v_s(t)$ .

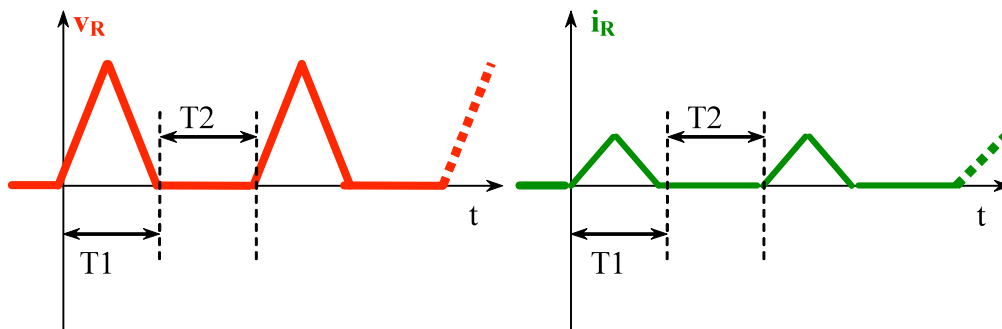


Ne consegue che il comportamento del circuito sarà, presumibilmente diverso, al variare del segno di  $v_s(t)$ .

Nel periodo T1, se si suppone che il diodo sia in conduzione, la corrente  $i_D$  è positiva, validando l'ipotesi fatta. Viceversa, se si fosse ipotizzato per il diodo lo stato di blocco, la tensione  $v_D$  risulterebbe positiva, rendendo invalida l'ipotesi di blocco.

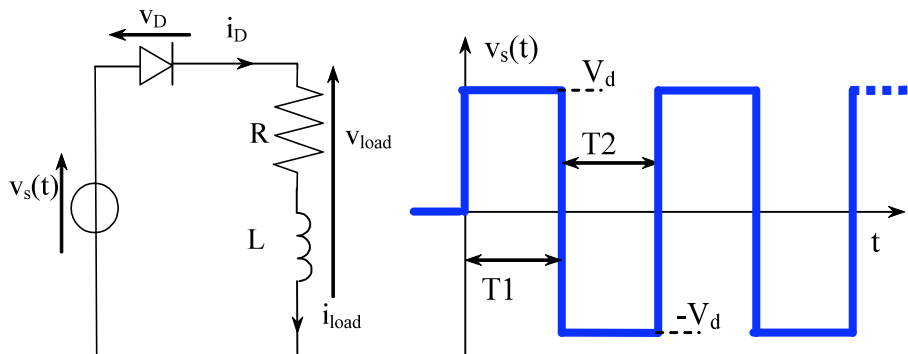
Nel periodo T2, se si suppone che il diodo sia in conduzione, la corrente  $i_D$  è negativa, rendendo invalida l'ipotesi fatta. Viceversa, se si fosse ipotizzato per il diodo lo stato di blocco, la tensione  $v_D$  risulterebbe negativa, validando l'ipotesi di blocco.

Quindi nel periodo T1 il diodo conduce con  $v_R = v_s(t)$  e  $i_R = v_s(t)/R$  mentre nel periodo T2 è in stato di blocco con  $i_R = 0$  e  $v_R = 0$



## 2.4.2 Esempio 2

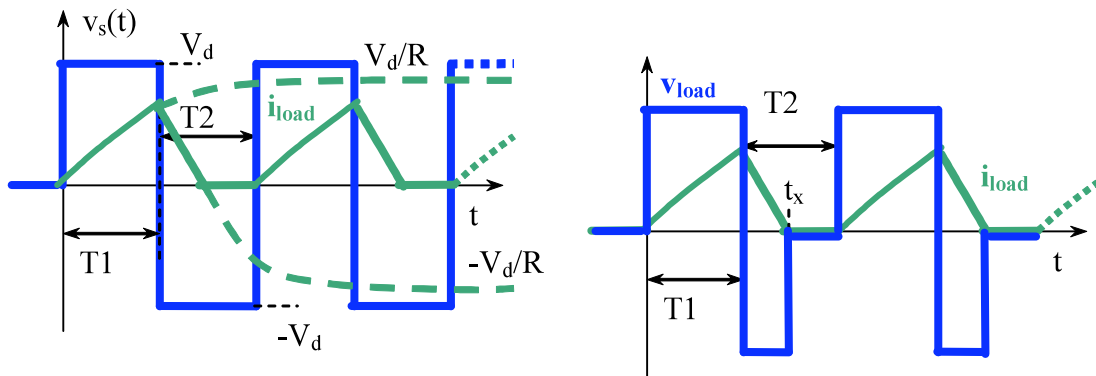
Sia dato il circuito in figura, alimentato da una tensione ad onda quadra, per  $t \geq 0$ .



In questo caso è presente un induttore ideale la cui legge costitutiva è differenziale  $v_L = L di_L/dt$  e in cui la corrente può essere scelta come variabile di stato. Dalla figura si nota che  $i_L = i_{load}$ . Si suppone che per  $t=0$  la corrente nell'induttore sia nulla (basta che la tensione sia nulla per un opportuno tempo prima di  $t=0$ ). Anche in questo caso si osserva che nel periodo T1 se il diodo conducesse la corrente sarebbe positiva e seguirebbe un andamento che è la soluzione della equazione differenziale del primo ordine:  $v_s(t) = R i_{load} + L di_{load}/dt$ . La soluzione è ottenuta dalla somma dell'integrale generale (esponenziale il cui esponente è legato alla soluzione della equazione omogenea associata e che non dipende dalla forzante ma dalla risposta libera del

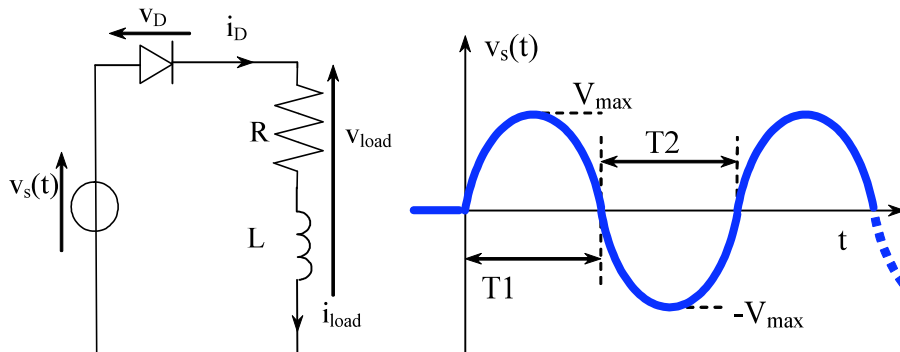
sistema) e dell'integrale particolare (che ha la stessa "forma" della forzante e che rappresenta la soluzione di regime in quanto il segno della parte reale della soluzione dell'equazione omogenea associata è, per i circuiti elettrici oggetto di questa dispensa, sempre negativo). La soluzione di regime indica che  $i_{load(part)} = V_d/R$ . L'integrale generale ha la forma  $i_{load(gen)} = A e^{\alpha t}$  dove  $\alpha$  è la soluzione della omogenea associata  $R+L \alpha = 0$  quindi  $\alpha = -R/L$ , mentre  $A$  deve essere tale da soddisfare le condizioni iniziali:  $i_{load}(0) = 0 = A e^0 + i_{load(part)}(0) = A + V_d/R$  cioè  $A = -V_d/R$ . La soluzione dell'equazione differenziale è, quindi:  $i_{load}(t) = (-V_d/R)e^{-Rt/L} + V_d/R = V_d/R (1 - e^{-Rt/L})$ . Tale transitorio cambia all'istante  $t=T1$ . Poichè la corrente è una variabile di stato, non può subire discontinuità e, quindi, il diodo continua a condurre, mentre la forzante del sistema diventa  $-V_d$ . Se, per assurdo, si ipotizzasse che il diodo vada in blocco, la corrente passerebbe da un valore finito a 0 facendo in modo che la tensione sull'induttanza tenda a infinito (la derivata è infinita); dalla legge alle maglie la tensione ai capi del diodo assumerebbe un valore infinito positivo e quindi l'ipotesi di blocco è assurda.

Il nuovo transitorio sarà molto simile al precedente a parte la forzante e la condizione iniziale  $i_{load}(T1) = V_d/R (1 - e^{-RT1/L})$ . Traslando l'asse dei tempi in modo che  $t'=t-T1$ , la condizione iniziale implica che  $i_{load}(0') = V_d/R (1 - e^{-RT1/L}) = A e^0 + i_{load(part)}(0') = A + V_d/R$  cioè  $A = V_d/R (2 - e^{-RT1/L})$  e quindi la soluzione risulta  $i_{load}(t') = V_d/R (2 - e^{-RT1/L})e^{-Rt'/L} - V_d/R$ . Il transitorio termina non appena la corrente passa per lo zero. Da quell'istante e per tutto il resto di  $T2$ , il diodo permane in stato di blocco e la corrente è nulla (come pure la tensione sul carico). Il valore di  $t_x$  si ottiene dalla condizione:  $0 = V_d/R (2 - e^{-RT1/L})e^{-Rt_x/L} - V_d/R$ . Per ora si osserva solo che il valore medio della tensione sul carico dipende da  $t_x$ . Tali problemi verranno ripresi in seguito.

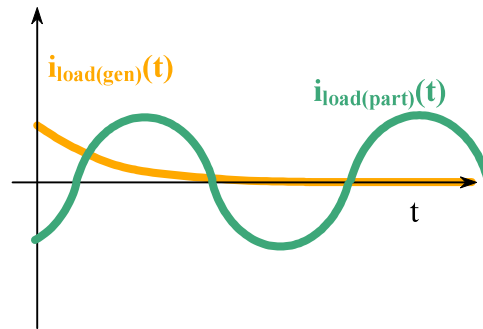


### 2.4.3 Esempio 3

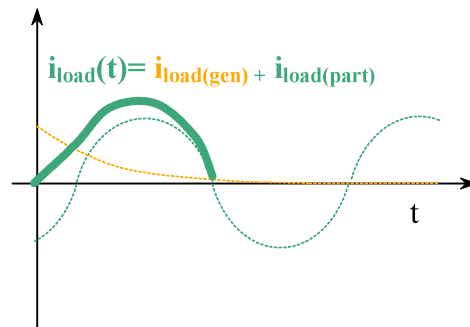
Poco cambia se la sorgente è sinusoidale (di pulsazione  $\omega$ ).



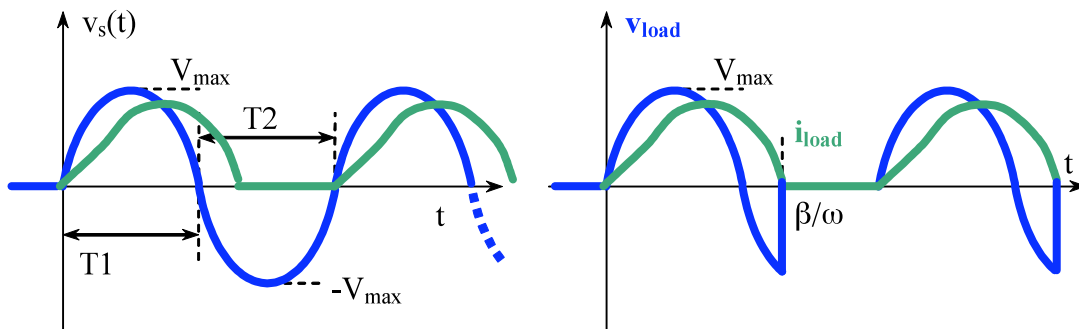
Cambia certamente l'integrale particolare che sarà ottenuto dalla soluzione del circuito in regime alternato sinusoidale (utilizzando, ad esempio, i fasori). La corrente a regime avrà un andamento sinusoidale, sfasato in ritardo (il carico è ohmico induttivo) di un angolo  $\varphi = \arctan(\omega L/R)$  e di valore massimo  $I_{max}$  pari a  $V_{max}/Z$  con  $Z$  modulo della impedenza pari a  $\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ . Quindi  $i_{load(part)}(t) = I_{max} \sin(\omega t - \varphi)$ .



L'integrale generale ha sempre la stessa struttura ( $A e^{\alpha t}$ ) di prima e deve soddisfare la condizione iniziale, che, per  $t=0$ , si suppone nulla:  $i_{load}(0) = 0 = A e^0 + i_{load(part)}(0) = A + I_{max} \sin(\omega 0 - \varphi)$  da cui  $A = -I_{max} \sin(-\varphi)$ . Il risultato finale è  $i_{load}(t) = (-I_{max} \sin(-\varphi)) e^{-Rt/L} + I_{max} \sin(\omega t - \varphi)$ .



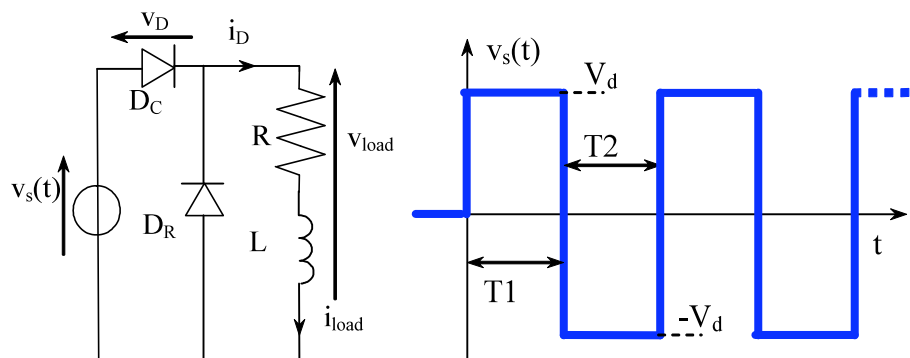
Il transitorio termina non appena la corrente passa per lo zero. Da quell'istante e per tutto il resto del periodo della tensione della sorgente, il diodo permane in stato di blocco e la corrente è nulla (come pure la tensione sul carico).



Il valore dell'istante in cui la corrente cambia di segno vale  $\beta/\omega$  dove  $\beta$  si ottiene dalla condizione:  $0 = (-I_{max} \sin(-\varphi)) e^{-R\beta/(\omega L)} + I_{max} \sin(\beta - \varphi)$ .

#### 2.4.4 Esempio 4

Sia dato il circuito in figura, alimentato da una tensione ad onda quadra, per  $t \geq 0$ . Per  $t=0$  si suppone che la corrente nell'induttore sia nulla



Ipotesi 1: entrambi i diodi conducono; in tale condizione il generatore di tensione sarebbe in corto circuito e comunque se  $v_s > 0$  la corrente in  $D_R$  sarebbe negativa, mentre con  $v_s < 0$  sarebbe negativa la corrente in  $D_C$ . Ipotesi scartata qualunque sia il valore di  $v_s$ .

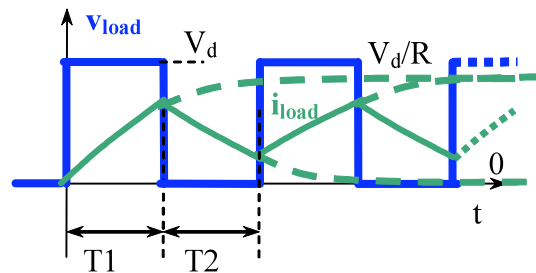
Ipotesi 2: entrambi i diodi sono in stato di blocco; dalla legge alle maglie se  $v_s > 0$  la tensione ai capi di  $D_C$  sarebbe positiva, mentre con  $v_s < 0$  sarebbe positiva la tensione ai capi di  $D_R$  (si ricorda che la totale tensione  $v_s$  si ripartisce, non necessariamente in parti uguali, sui due diodi; comunque il segno è lo stesso di  $v_s$ ). Ipotesi scartata qualunque sia il valore di  $v_s$ .

Ipotesi 3: durante  $T_1$ ,  $D_C$  conduce mentre  $D_R$  è in stato di blocco; la corrente nel carico (che è anche la corrente nel diodo  $D_C$ ), sollecitato da una tensione  $V_d$ , tende a crescere e risulta positiva mentre la tensione sul diodo  $D_R$ , per la legge alle maglie, è pari a  $-V_d$ . Ipotesi verificata.

Ipotesi 4: durante  $T_1$ ,  $D_R$  conduce mentre  $D_C$  è in stato di blocco; la corrente nel carico rimane nulla mentre la tensione sul diodo  $D_C$ , per la legge alle maglie, è pari a  $V_d$ . Ipotesi scartata.

L'ipotesi 4 sarebbe stata l'unica valida se, nel periodo  $T_1$ , la tensione  $v_s$  fosse stata negativa.

In  $T_1$  il comportamento è identico a quello trattato nell'esempio 2.

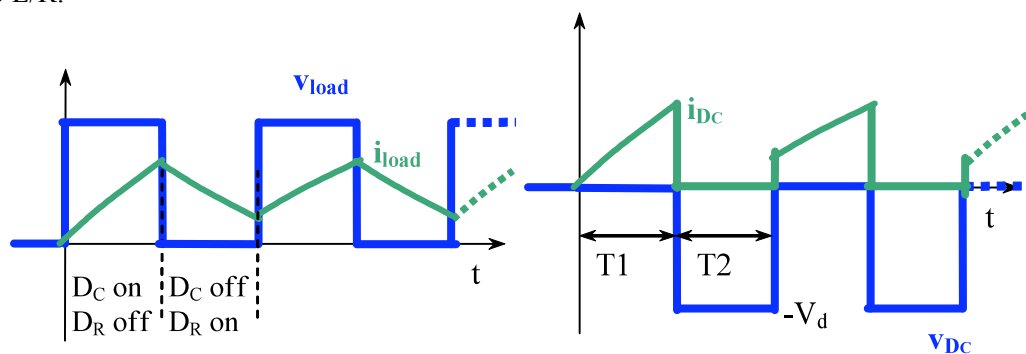


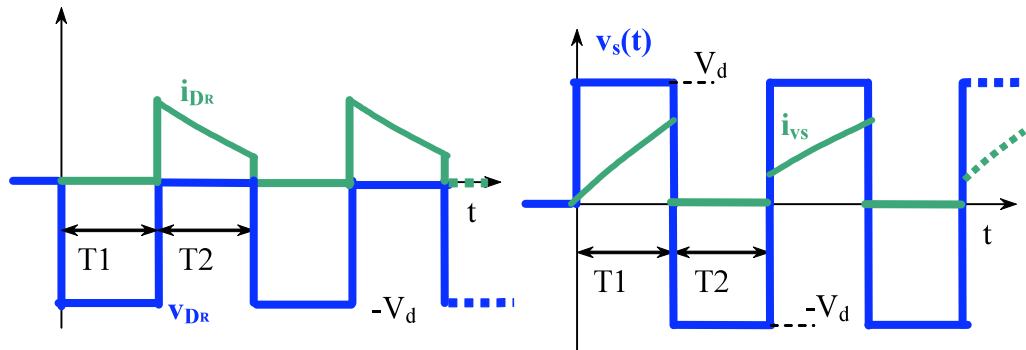
Per  $t > T_1$  non può permanere l'ipotesi 3 in quanto la tensione su  $D_R$  risulterebbe positiva e pari a  $V_D$ . Risulta invece verificata l'ipotesi 4:  $D_R$  conduce mentre  $D_C$  è in stato di blocco.

La corrente del carico ricircola nel diodo  $D_R$  (detto, per questa ragione, diodo di ricircolo), mentre il carico è sottoposto ad una tensione pari alla caduta diretta sul diodo  $D_R$ , che, al fine dello studio del comportamento del circuito, verrà trascurata.

Ai capi del diodo  $D_C$  vi è la intera tensione  $v_s$  che, per tutto il tempo  $T_2$  è negativa.

L'andamento della corrente nel carico è costituito dal susseguirsi di transitori di tipo esponenziale, a volte forzato da  $V_d$  a volte in risposta libera e con condizioni iniziali via via crescenti. L'andamento si stabilizzerà in un tempo pari a circa 5 volte la costante di tempo del carico  $L/R$ .





E' da osservare che in questo caso la tensione sul carico è indipendente dall'andamento della corrente (non esiste più  $t_x$ ).

Il valore medio della tensione sul carico è

$$V_{loadmedio} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{load} dt = \frac{1}{T1+T2} \int_0^{T1} V_d dt = \frac{T1}{T1+T2} V_d$$

La corrente media (a regime)  $I_{FAV}$  del diodo  $D_C$  vale:

$$I_{FAV} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D_C}(t) dt$$

Mentre la tensione inversa massima è pari a  $-V_d$ .

Il valore massimo della corrente diretta del diodo  $D_C$  è pari al valore massimo dell'esponenziale, a regime. Vedremo nel seguito quali semplificazioni introdurre al fine di facilitare i conti.

In modo simile per il diodo  $D_R$ .

# Capitolo 3

## I convertitori per azionamenti

### Conversione cc-cc

#### 3.1 Convertitori cc/cc

Servono per convertire un'alimentazione con tensione continua non regolabile in una tensione continua di ampiezza desiderata.

Le configurazioni possibili (step-down [buck] converter, step-up [boost] converter, etc.) sono tante e permettono di ottenere tensioni di ampiezza regolata anche maggiore della tensione in ingresso.

In questo corso, però, verrà trattata solamente quella denominata "full-bridge converter" (convertitore a ponte di tipo H).

Le semplificazioni adottate sono:

- i convertitori sono studiati a regime
- le valvole sono ideali
- non ci sono perdite nelle induttanze e nei condensatori
- la sorgente di tensione si suppone ad impedenza interna nulla (si possono usare batterie o ponti raddrizzatori con filtro in uscita)
- un piccolo filtro in uscita dal convertitore viene trattato come facente parte del circuito stesso
- il carico può essere considerato o una pura resistenza (caso di alimentatori) o un generatore di tensione con, in serie, una resistenza ed una induttanza (caso dei motori)

##### 3.1.1 Controllo dei convertitori cc/cc

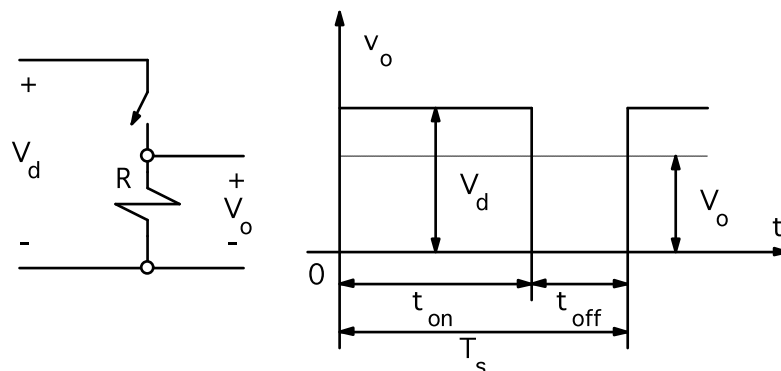


Figura 3-1. Convertitore cc/cc elementare

L'obiettivo è di mantenere una determinata tensione media in uscita indipendentemente dalle variazioni nella tensione in ingresso e nel carico.

Le valvole presenti nel circuito (comandabili sia in apertura che in chiusura: MOSFET, BJT, IGBT o GTO) hanno il compito di presentare al carico la piena tensione solo per un periodo  $t_{on}$  e tensione nulla per un periodo  $t_{off}$ . Il valore medio della tensione in uscita dipende da tali intervalli. Un metodo per controllare i periodi  $t_{on}$  e  $t_{off}$  è quello di considerare un periodo  $T_s$  ( $T_s = t_{on} + t_{off}$ ) costante e di variare, al suo interno, il rapporto tra  $t_{on}$  e  $t_{off}$ . Tale metodo è detto PWM (Pulse-Width Modulation: modulazione a larghezza di impulso). Viene definito rapporto di intermittenza (o duty cycle) come  $D = t_{on}/T_s$ . Un circuito in grado di realizzare tale metodo è ottenuto confrontando un'onda a dente di sega (a frequenza  $1/T_s$ ) con il valore di riferimento (la frequenza  $1/T_s$  varia da qualche kHz a centinaia di kHz a seconda dei componenti utilizzati come valvole).

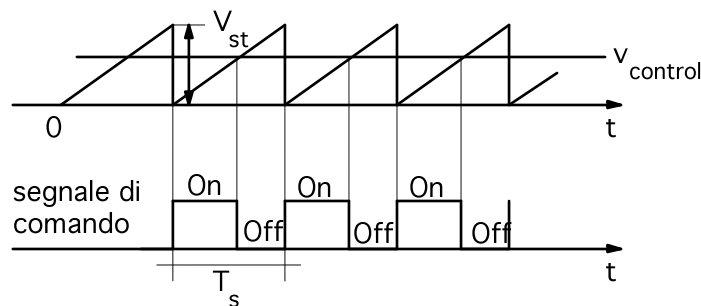


Figura 3-2. PWM

### 3.1.2 Full-Bridge converter

Viene principalmente utilizzato negli azionamenti in corrente continua.

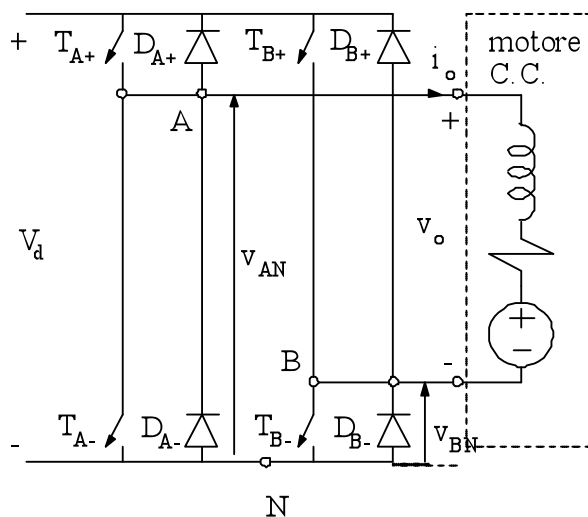


Figura 3-3. Convertitore Full-Bridge

Permette di operare su tutti e quattro i quadranti del piano  $v_o-i_o$ .

Ogni valvola possiede in antiparallelo un diodo (di libera circolazione). Infatti, non è detto che quando viene chiusa la valvola, in essa necessariamente circoli corrente. Se quest'ultima risulta essere negativa, conduce il diodo in antiparallelo.



Il ponte è caratterizzato da due rami (gambe) A e B costituiti ciascuno da due valvole. In ogni ramo non vi possono essere due valvole che conducono nello stesso istante (si avrebbe un corto circuito netto lato di alimentazione). Tali valvole, oltre a tutto, non sono mai aperte nello stesso istante (se non per un piccolo periodo detto "tempo morto" per permettere lo spegnimento (non istantaneo) delle valvole stesse). In queste condizioni la corrente  $i_o$  fluisce senza discontinuità.

Si può ragionare su un ramo per volta e si nota che il valore medio della tensione  $V_{AN}=V_d \cdot$  (fattore di utilizzazione di  $T_{A+}$ ) (in modo simile per  $V_{BN}$ ).

Per il ponte vengono utilizzati due metodi differenti PWM:

- PWM con commutazione di tensione bipolare (a due livelli)
- PWM con commutazione di tensione unipolare (a tre livelli)

### 3.1.2.1 PWM con commutazione di tensione bipolare (a due livelli)

In questo caso le valvole in opposizione sono trattate come una coppia che si chiude o si apre nello stesso istante. Vi è sempre una coppia chiusa e l'altra aperta. Il circuito di comando si basa sul confronto tra un'onda triangolare ( $v_{tri}$ ) con il segnale di riferimento ( $v_{control}$ ).

Se  $v_{control} > v_{tri}$  allora vengono comandate le valvole  $T_{A+}$  e  $T_{B-}$ . Altrimenti  $T_{A-}$  e  $T_{B+}$ .

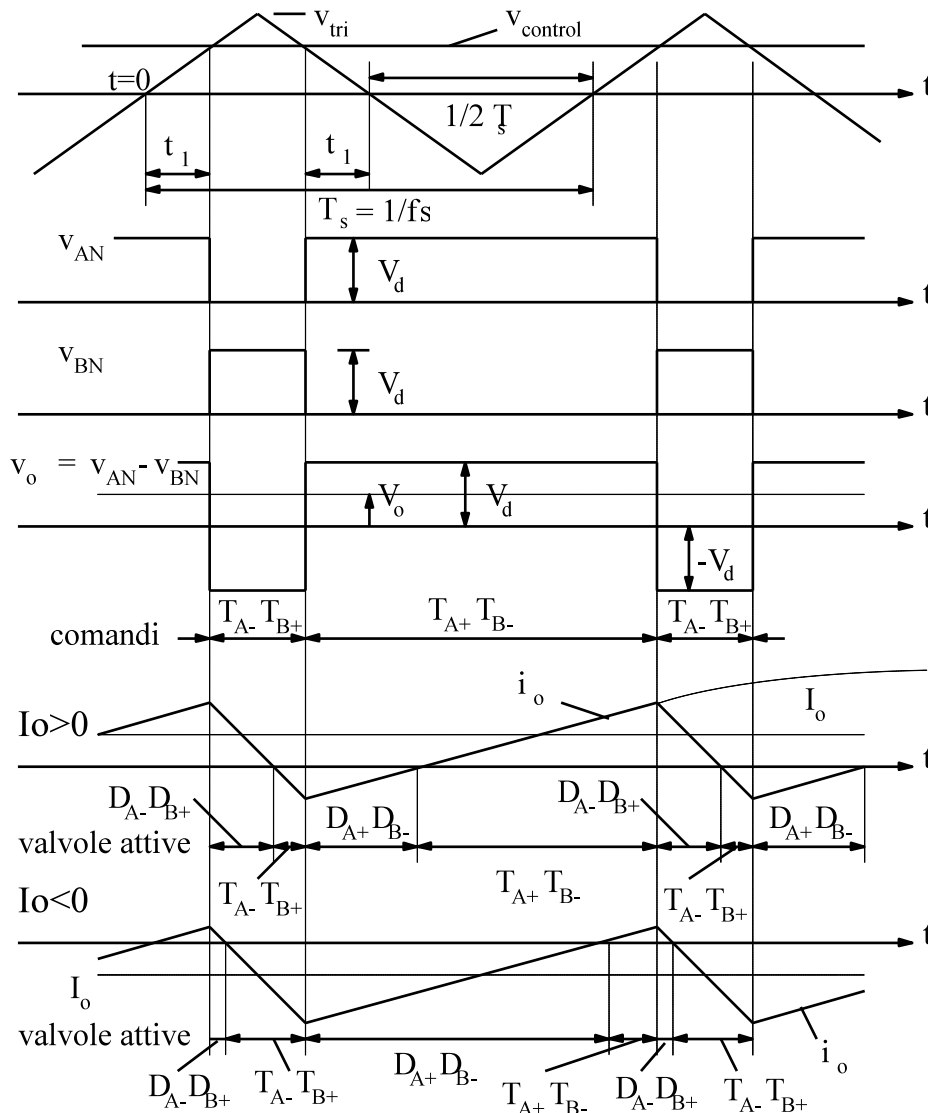


Figura 3-4. PWM bipolare

Senza tempi morti, il legame tensione in uscita/segnale di riferimento è lineare:

$$V_o = V_d \cdot v_{\text{control}} / v_{\text{tri max}}$$

L'introduzione di un tempo morto rende non lineare tale legame ed introduce l'effetto della corrente  $i_o$  sul legame stesso (il segno della tensione  $v_o$  sul carico dipende dal segno della corrente  $i_o$ ).

Un tale metodo permette di passare con continuità da un valore massimo di tensione sul carico pari a  $V_d$  ad uno pari a  $-V_d$ .

Il fatto che la tensione sul carico durante il periodo  $t_{\text{on}}$  è  $V_d$  e durante  $t_{\text{off}}$  è  $-V_d$ , spiega il termine "bipolare" o a due livelli.

### 3.1.2.2 PWM con commutazione di tensione unipolare (o a tre livelli) (opz.)

In questo caso, se le valvole aventi catodi comuni (analogamente quelle ad anodi comuni) sono entrambe chiuse, la tensione sul carico risulta essere, in quell'istante, nulla. Il circuito di comando si basa sul confronto tra un'onda triangolare ( $v_{\text{tri}}$ ) con il segnale di riferimento ( $v_{\text{control}}$ ) e con il segnale di riferimento cambiato di segno ( $-v_{\text{control}}$ ).

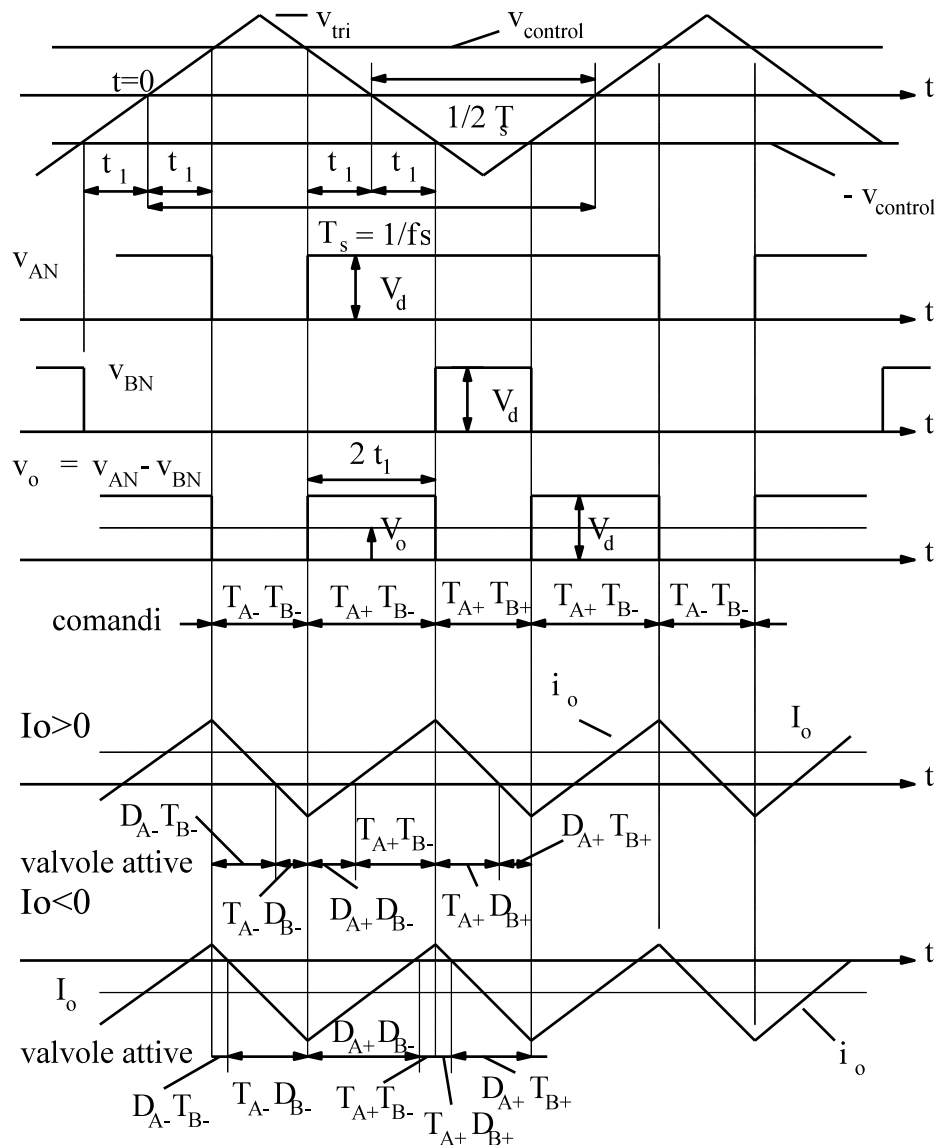


Figura 3-5. PWM unipolare

## CONVERSIONE STATICA

La risposta ottenuta con il metodo con tensione unipolare è migliore rispetto al bipolare (dal punto di vista del ripple di corrente) in quanto la frequenza effettiva è il doppio che nell'altro caso.

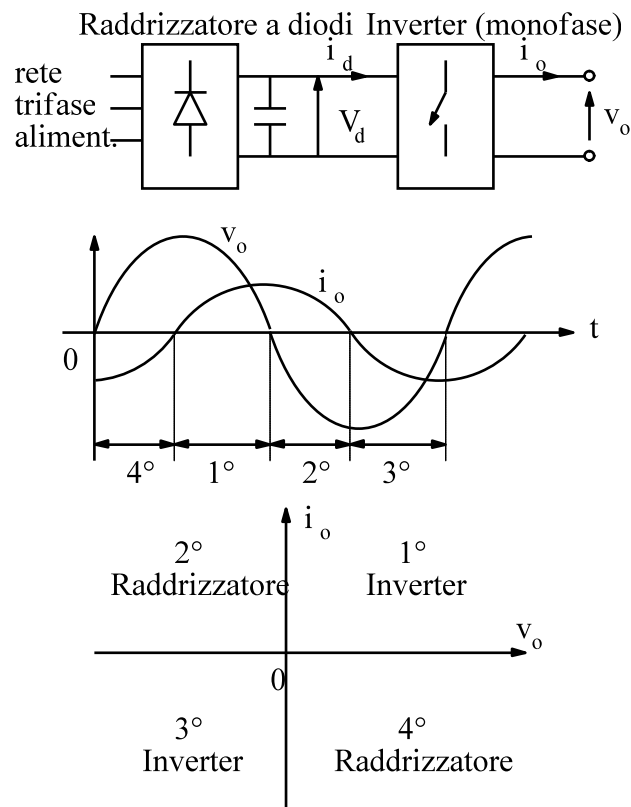
# Capitolo 4

## I convertitori per azionamenti

### Conversione cc-ca

#### 4.1 Convertitori cc/ca

Sono generalmente inseriti in un sistema caratterizzato da due convertitori in cascata, il primo, lato rete, che funziona come raddrizzatore, e l'altro, lato motore, che funziona da inverter. Il secondo è il vero convertitore cc/ca e può funzionare su 4 quadranti in modo che risulti possibile il cambiamento di segno del flusso di potenza



**Figura 4-1. Funzionamento su 4 quadranti**

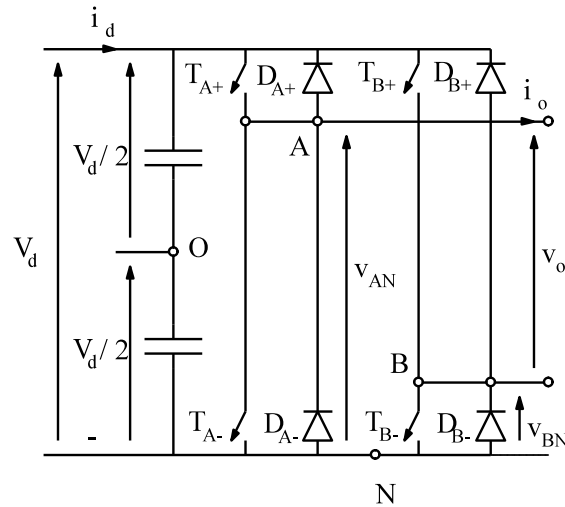
Esistono due tipi di inverter:

- a tensione impressa (VSI) in cui la sorgente è una tensione costante (come in Figura 4-2),
- corrente impressa (CSI) in cui la sorgente è equivalente ad un generatore di corrente costante; in questo caso l'inverter non è niente altro che uno strumento in grado di convogliare la corrente nei morsetti opportuni (utilizzato per grosse potenze).

Gli inverter a tensione impressa si possono dividere in:

- inverter con modulazione di larghezza di impulso (PWM)
- inverter ad onda quadra, in cui la tensione in ingresso è controllata dal raddrizzatore.

Lo schema di un convertitore cc/cc a ponte può essere utilizzato per soddisfare efficacemente le caratteristiche di un inverter monofase.

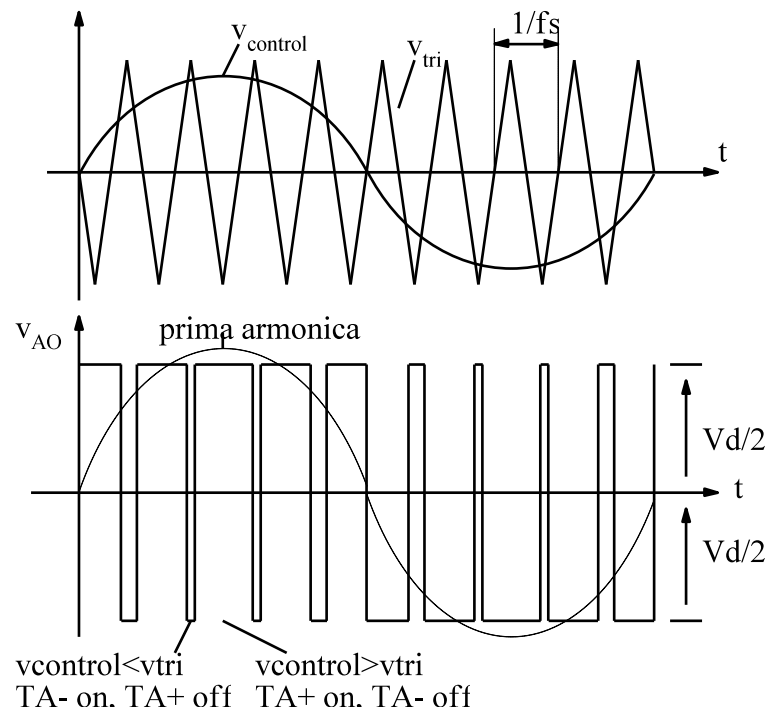


**Figura 4-2. Inverter monofase a tensione impressa**

E' stato aggiunto il morsetto O ottenuto collegando due condensatori uguali a monte del convertitore (al posto del condensatore classico di filtro).

#### 4.1.1 Controllo delle forme d'onda con modalità PWM

Il controllo si ottiene confrontando una onda sinusoidale,  $v_{\text{control}}$  (della stessa frequenza della tensione in uscita [modulante] e con ampiezza regolabile), con un'onda triangolare (portante: di frequenza opportunamente elevata, ma limitata dalle possibili perdite del convertitore; l'ampiezza  $v_{\text{tri}}$  rimane costante)



**Figura 4-3. PWM sinusoidale**

Il rapporto di modulazione di ampiezza ( $m_a$ ) è definito come rapporto tra il valore massimo della tensione di controllo ed il valore di cresta dell'onda triangolare. Il rapporto tra la frequenza della portante (triangolare) e la frequenza della modulante (sinusoidale) viene indicato con  $m_f$ .

Se  $v_{tri} > v_{control}$  conduce  $T_{A+}$  ( $v_{AO} = V_d/2$ ), altrimenti conduce  $T_{A-}$  ( $v_{AO} = -V_d/2$ )

Se  $m_a$  rimane minore di 1, si osserva che:

- l'ampiezza  $V_{AO1}$  della prima armonica risulta essere uguale a  $m_a$  volte  $V_d/2$
- si hanno armoniche raggruppate in bande intorno ai multipli della frequenza della portante (per  $m_f \geq 9$ )

Il valore di  $m_f$  deve essere dispari in modo da ottenere una tensione in uscita simmetrica rispetto all'origine e con una semionda simmetrica rispetto all'asse delle ordinate. In questo modo, per la prima simmetria, nella serie di Fourier compaiono solo sinusoidi, mentre per la seconda, nello spettro, compaiono solo armoniche dispari.

Più elevata è  $m_f$  più è facile filtrare le armoniche rimanenti con un classico filtro passa-basso. Il limite all'innalzamento del valore di  $m_f$  viene imposto dalle perdite nel convertitore che sono proporzionali alla frequenza ( $f_s$ ) stessa.

Con valori elevati di  $m_f$  ( $>21$ ) è possibile eseguire un controllo PWM in modo asincrono (tenere fissa la frequenza della portante e variare la frequenza della modulante). In questo modo, però, vengono introdotte delle subarmoniche vicino alla frequenza nulla, che risultano, in alcune applicazioni, inaccettabili. E' necessario, in questi casi e nel caso in cui  $m_f$  sia piccolo ( $<21$ ) variare la frequenza della modulante insieme alla portante in modo di mantenere costante  $m_f$ .

La limitazione a 1 di  $m_a$  comporta una limitazione sul valore della prima armonica (nel caso di onda quadra il valore massimo della prima armonica vale  $4/\pi$  di  $V_d/2$ ). Per valori superiori di  $m_a$  il valore di  $V_{AO1}$  aumenta, ma non ha più proporzionalità ad  $m_a$  stessa. Si ha il funzionamento in sovrarmodulazione, in cui compaiono, nello spettro, ulteriori armoniche, anche a frequenze basse.

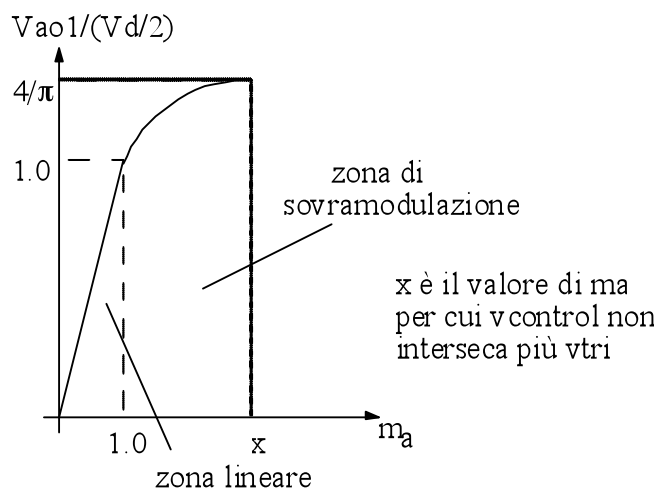


Figura 4-4. Rapporto di modulazione

## 4.2 Inverter trifase

Una possibile soluzione circuitale consiste nell'aggiungere una gamba all'inverter monofase visto in precedenza. Ogni gamba viene pilotata in modo indipendente. Il numero di valvole necessarie risulta essere di 12 (6 valvole più 6 diodi in antiparallelo).

Lo schema è quello rappresentato in figura in cui tre rami (A, B, C) permettono di ottenere tre tensioni controllabili e indipendenti.

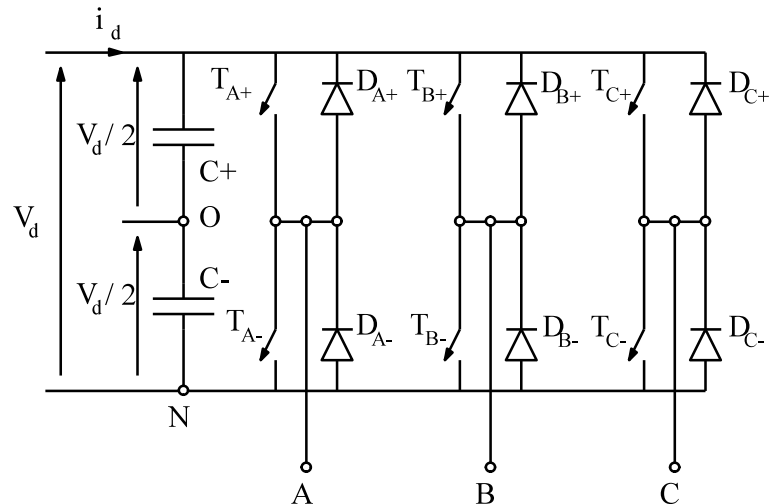


Figura 4-5. Inverter trifase

I rami vengono controllati indipendentemente l'uno dall'altro secondo una modalità simile al ponte monofase unipolare. Il controllo viene eseguito confrontando tre tensioni di controllo di tipo sinusoidale, sfasate di  $120^\circ$  ( $2\pi/3$ ) tra loro, con una triangolare. In questo modo la tensione concatenata (o di linea) assume la forma tipica di un'onda unipolare. Se  $m_f$  è dispari e multiplo di 3 le terze armoniche e le loro multiple sono eliminate dal collegamento trifase.

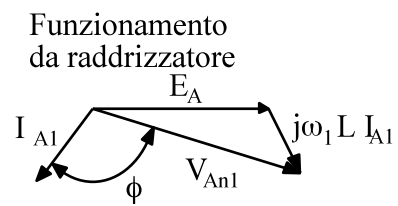
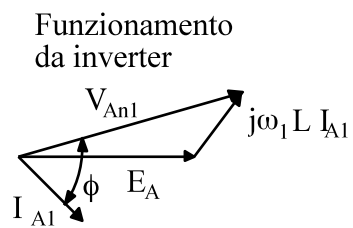
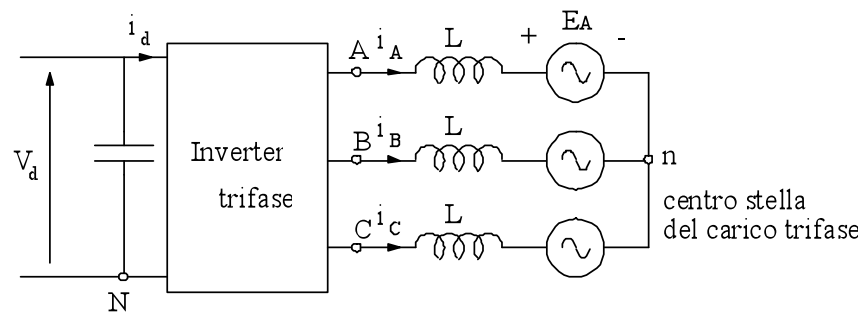
Se  $m_a$  rimane minore di 1, il valore efficace della tensione concatenata risulta essere pari a:

$$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a \frac{V_d}{2} \quad \text{dove } \sqrt{3} \text{ si riferisce la legame tensione di linea (concatenata)/tensione di fase;}$$

$$\sqrt{2} \text{ al legame valore massimo/valore efficace.}$$

Per  $m_a$  maggiore di 1 il legame non è più lineare, sorgono armoniche a tutte le frequenze. Il valore massimo del valore efficace della tensione di linea vale  $\sqrt{6/\pi} V_d$ , che è il valore fornito dal funzionamento ad onda quadra.

Un inverter trifase può funzionare sia da invertitore vero e proprio che da raddrizzatore potendo variare a piacere la fase di  $V_{An}$  rispetto a  $E_A$ .



**Figura 4-6. Funzionamento di un inverter trifase**