

Elettronica degli azionamenti

INDICE

Elettronica degli azionamenti

VALVOLE DI POTENZA

GENERALITA'

VALVOLA NON COMANDATA: DIODO

VALVOLE COMANDATE

- a) VALVOLA COMANDATA IN CHIUSURA O ACCENSIONE: TIRISTORE
- b) VALVOLA COMANDATA IN CHIUSURA E APERTURA

INTERRUTTORI A STATO SOLIDO

CONVERTITORI STATICI

GENERALITA'

CONVERTITORI A PONTE

STRUTTURA DEI CONVERTITORI A PONTE

STRATEGIA DI CONTROLLO DEI CONVERTITORI DC/DC E DEGLI INVERTER

STRATEGIA DI COMANDO DEI RADDRIZZATORI CONTROLLATO E SEMICONTROLLATI

DOPPI BIPOLI COMMUTANTI

IL CHOPPER

CLASSIFICAZIONE DEI CHOPPER

STATO DEL CONVERTITORE

CONVERTITORI AC/DC A PONTE (RADDRIZZATORI)

GENERALITA'

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL RADDRIZZATORE NON CONTROLLATO (A DIODI)

RADDRIZZATORE MONOFASE NON CONTROLLATO

RADDRIZZATORE TRIFASE NON CONTROLLATO

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL RADDRIZZATORE CONTROLLATO (IN ACCENSIONE)

RADDRIZZATORE MONOFASE CONTROLLATO

RADDRIZZATORE TRIFASE CONTROLLATO

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL RADDRIZZATORE SEMICONTROLLATO

CONVERTITORI DC/DC A PONTE

GENERALITA'

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL CONVERTITORE DC/DC

CONVERTITORE DC/DC CON CONTROLLO PWM BIPOLARE

CONVERTITORE DC/DC CON CONTROLLO PWM UNIPOLARE

CONVERTITORI DC/AC A PONTE (INVERTER)

GENERALITA'

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DELL'INVERTER

INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO AD ONDA QUADRA

INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO PWM BIPOLARE

INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO PWM UNIPOLARE

INVERTER TRIFASE CON CONTROLLO AD ONDA QUADRA

INVERTER TRIFASE CON CONTROLLO PWM (bipolare)

VALVOLE DI POTENZA

GENERALITA'

Le valvole di potenza (a semiconduttore) rappresentano i componenti fondamentali dei convertitori.

Viene definita *valvola* un dispositivo a semiconduttore in grado di assumere due distinti stati: il primo, detto di *conduzione*, nel quale si comporta come una resistenza elettrica molto bassa (idealmente come un corto circuito) ed il secondo, detto di *blocco* o *interdizione*, nel quale presenta una resistenza elettrica molto alta (corrispondente idealmente ad un circuito aperto).

La transizione fra i due stati avviene in genere in tempi molto brevi, nell'ordine dei microsecondi.

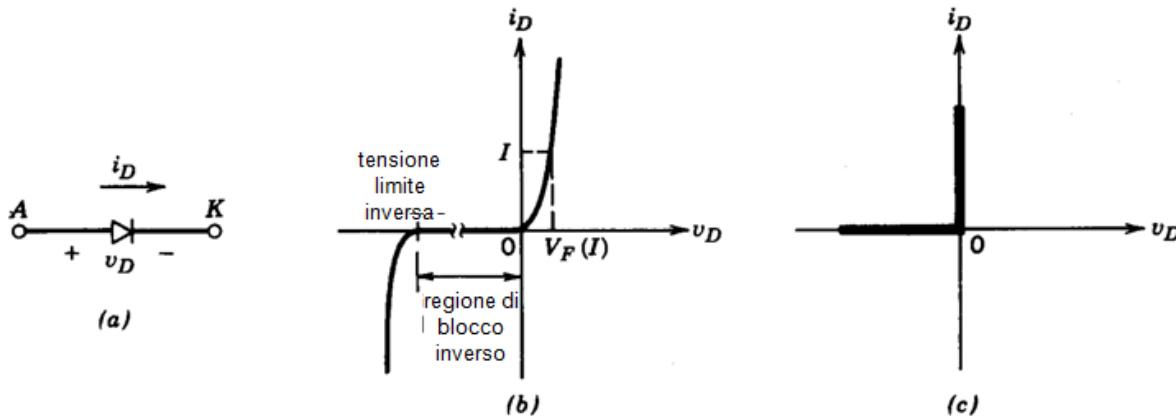
Si possono distinguere in *valvole* non comandate e in *valvole comandate* (o controllate) o solo in chiusura (o accensione) o sia in chiusura sia in apertura (spegnimento).

Pertanto i dispositivi a semiconduttore attualmente disponibili possono essere classificati in tre gruppi in base al loro grado di controllabilità, e cioè:

- 1) Diodi, il cui stato di conduzione (stato "on") o di interdizione (stato "off") è comandato dal circuito di potenza in cui il dispositivo è inserito.
- 2) Tiristori, il cui stato on è comandato con un segnale di controllo, mentre lo stato off è comandato dal circuito di potenza in cui sono inseriti.
- 3) Interruttori controllabili (Controllable Switches), in cui gli stati on ed off sono comandati da un segnale di controllo.

VALVOLA NON COMANDATA: DIODO

Simbolo grafico, caratteristica esterna statica i - v reale e ideale sono rappresentati in figura.



Diodo: a) simbolo; b) caratteristica i - v ; c) caratteristica ideale

Il diodo è una valvola non comandata caratterizzata da conduzione unidirezionale. La conduzione avviene polarizzando **direttamente** il diodo. Polarizzare direttamente significa applicare tra anodo e catodo una tensione positiva, superiore ad una tensione di soglia ($0,5 \div 0,6$ V), necessaria a colmare la zona di svuotamento e superare la barriera di potenziale tra la giunzione PN del dispositivo a semiconduttore e quindi innescare un significativo processo di conduzione. Quando il dispositivo è polarizzato direttamente conduce con una tensione ai suoi capi molto bassa ($0,7 \div 1,5$ V), crescente all'aumentare della corrente. Il diodo è polarizzato **inversamente** applicando una tensione negativa ai suoi capi. Quando è polarizzato inversamente circola una corrente estremamente piccola, corrente inversa di saturazione ($1 \div 10$ mA), dovuta ai portatori minoritari, finché non si raggiunge la regione di scarica distruttiva, break down, che può assumere valori fino a 6000 V (se la tensione inversa supera la tensione limite il diodo si danneggia irrimediabilmente a causa dell'elevato valore della corrente inversa e quindi della potenza che il diodo dovrebbe dissipare).

- Lo stato di on ed off dipende dal circuito esterno

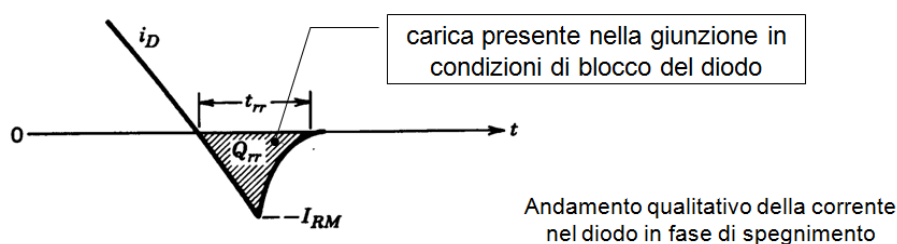
Caduta di tensione in conduzione e corrente in interdizione confrontate con la tensione e la corrente del circuito di potenza sono spesso talmente piccole che è lecito analizzare il circuito considerando ideale la caratteristica i - v del diodo.

Idealmente risulta

$$\begin{cases} v = 0 & \text{per } i > 0 \\ i = 0 & \text{per } v < 0 \end{cases}$$

Spegnimento del diodo

Il diodo passa dallo stato off a quello on in tempi estremamente rapidi (confrontati con i transistori del circuito di potenza in cui è inserito), mentre il passaggio inverso, dalla conduzione all'interdizione, la corrente inverte il segno per un tempo t_{rr} (per ripristinare la giunzione) prima di annullarsi definitivamente.



In base al tipo di applicazione si possono avere diversi tipi di diodi, e precisamente:

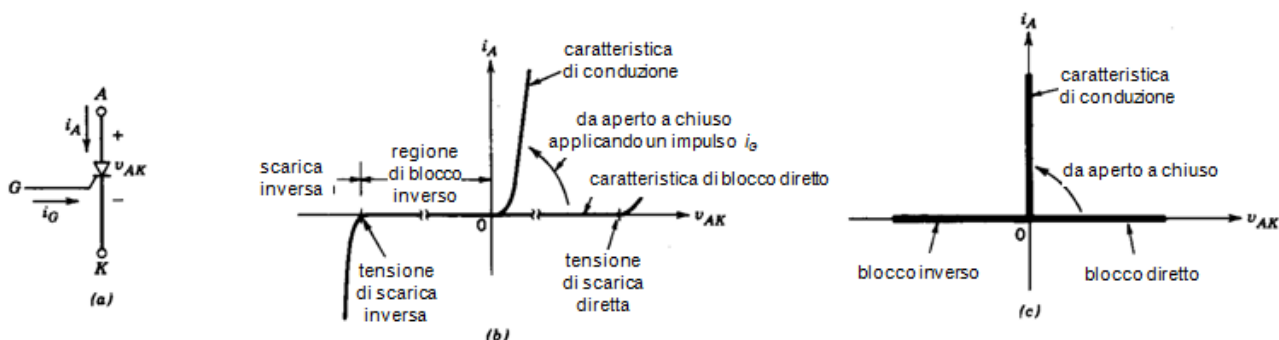
- Diodi *Schottky*: bassa caduta di tensione diretta ($\approx 0,3$ V) ma anche tensione limite inversa limitata (50÷100 V); applicazioni in circuiti a bassa tensione
- Diodi a ripristino veloce (*fast recovery diodes*): t_{rr} dell'ordine dei μ s; tensione limite inversa e corrente nominale dell'ordine delle centinaia di volt ed ampere; applicazioni per convertitori di potenze considerevoli con frequenze di commutazione elevate
- Diodi a frequenza di rete (*line-frequency diodes*): bassa caduta di tensione diretta ma t_{rr} relativamente elevato (va bene per applicazioni a frequenza di rete); tensione limite inversa dell'ordine dei kV e corrente nominale dei kA; applicazioni in raddrizzatori non controllati e convertitori con frequenze di commutazione prossime a quella di rete

VALVOLE COMANDATE

a) VALVOLA COMANDATA IN CHIUSURA O ACCENSIONE: TIRISTORE

È noto anche come SCR (Silicon Controlled Rectifier).

Simbolo grafico, caratteristica esterna statica i - v reale e ideale sono rappresentati in figura.



La caratteristica inversa è simile a quella del diodo.

Le caratteristiche dirette presentano due rami che individuano lo stato di blocco e quello di conduzione della valvola.

Nella condizione di polarizzazione diretta ($v_{AK} > 0$) la valvola permane nello stato di blocco; si porta in conduzione applicando un impulso positivo di corrente al terzo elettrodo di controllo detto griglia (gate).

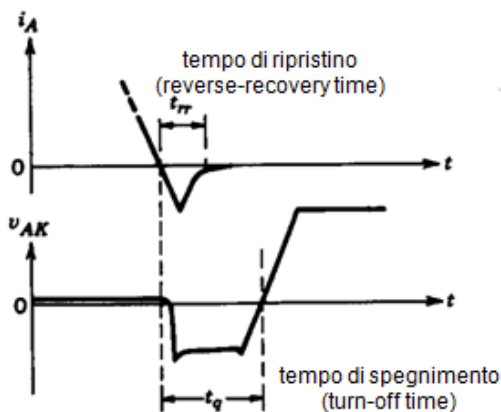
L'innesco del dispositivo è consentito per valori di tensione tanto più bassi quanto più elevato è il valore della corrente iniettata.

Una volta innescato il dispositivo continua a condurre anche se la corrente di griglia viene annullata.

L'interdizione si potrà verificare solo se, per cause dovute al circuito di potenza in cui è inserito il dispositivo, la corrente i_A scende a valori sufficientemente bassi o, ancora, se non si verificano più le condizioni di corretta polarizzazione delle giunzioni da parte della tensione v_{AK} .

Spegnimento dell'SCR

Per garantire lo spegnimento la tensione inversa deve essere applicata per un tempo maggiore di quello di spegnimento t_q (detto di turn off) durante il quale va mantenuta, costantemente, una tensione di contropolarizzazione anodo-catodo se si vuole evitare che il dispositivo, sottoposto, poi a tensioni anodo-catodo di polarizzazione possa innescarsi anche in assenza di controllo di griglia. (NB $t_q > t_{rr}$ – reverse recovery time, per cui $i_A = 0$)



I data sheet specificano t_q in base al valore della tensione inversa v_{AK} ed anche la velocità di risalita della tensione $dv_{AK}/dt > 0$ alla fine del tempo di spegnimento

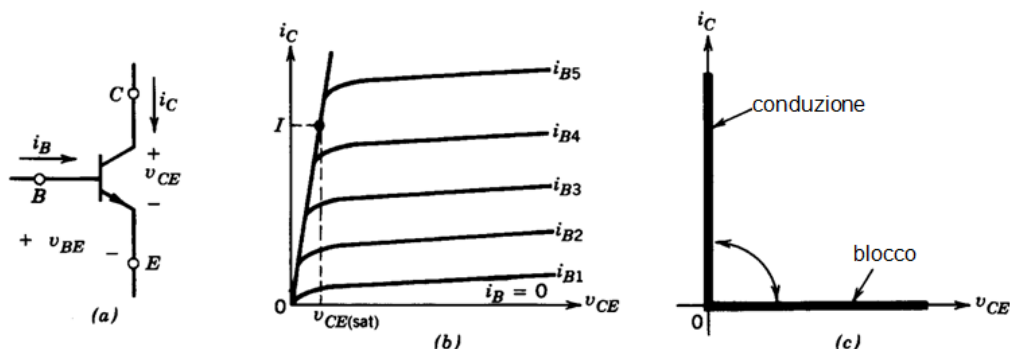
Tiristore: tempo di spegnimento t_q

In base al tipo di applicazione, si possono avere diversi tipi di tiristori, e precisamente:

- Tiristori a controllo di fase (*phase-control t.*): possono operare a frequenze prossime a quella di rete; tensioni di blocco fino a 5÷7 kV e valore medio della corrente fino a ≈4 kA; caduta di tensione diretta ≈1.5 V per tensioni di blocco fino a 1 kV, ≈3 V per tensioni più elevate (5÷7 kV); adatti per raddrizzatori controllati
- Tiristori per inverter (*inverter-grade t.*): hanno un basso tempo di spegnimento t_q (da pochi μs a ≈100 μs) e bassa caduta di tensione diretta (che cresce al ridursi di t_q); tensioni di blocco fino a ≈2,5 kV e correnti fino a ≈1,5 kA
- Tiristori attivati dalla luce (*light-activated t.*): sono innescati da impulsi luminosi convogliati mediante fibre ottiche; utilizzati in applicazioni HVDC per la trasmissione dell'energia elettrica, dove è necessario mettere più componenti in serie ed è difficile pilotarli in corrente (tensioni di blocco fino a ≈4 kV, correnti fino a ≈3 kA, cadute di tensione ≈2 V, potenza impulso luminoso ≈5 mW)

b) VALVOLA COMANDATA IN CHIUSURA E APERTURA
b1) TRANSISTORE A GIUNZIONE BIPOLARE (BJT)

Simbolo grafico, caratteristica i - v reale e ideale di un BJT NPN sono rappresentati in figura.



Transistor a giunzione bipolare BJT (NPN): a) simbolo; b) caratteristica i - v ; c) caratteristica ideale

Il dispositivo presenta tre morsetti: uno di segnale (base) e due di potenza (collettore ed emettitore).

Il BJT, utilizzato come interruttore controllabile, viene comandato in corrente e fatto funzionare alternativamente nella zona di interdizione (transistor aperto) o in quella di saturazione (transistor chiuso): una corrente di base I_B di valore opportuno, determina il passaggio dalla zona di interdizione a quella di conduzione. Una volta attivato, il dispositivo permane nello stato di conduzione se la I_B è fornita con continuità. La tensione $v_{CE(sat)}$, che si presenta tra i morsetti di potenza, assume valori dell'ordine di 1-2 Volt, per cui le perdite di potenza in conduzione sono di piccolo valore.

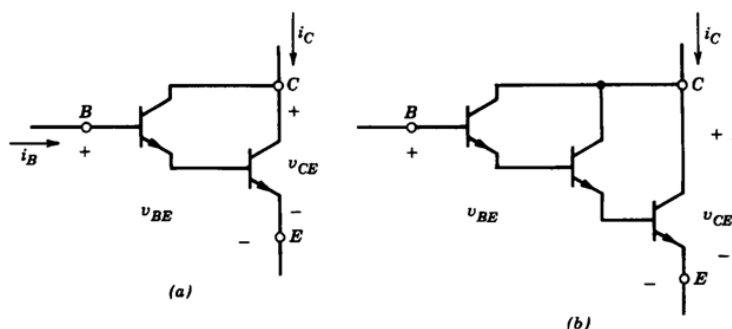
Il dispositivo è ora impiegato solo in applicazioni specifiche, rimpiazzato da MOSFET e IGBT.

Il coefficiente di temperatura negativo del dispositivo implica cautela nel collegamento parallelo di più dispositivi per incrementare il valore di corrente in conduzione. Una regola pratica adottata a tal fine consiste nell'applicare un derating in corrente di circa il 20%, ovvero, se idealmente bastano 4 transistor in parallelo, se ne mettono 5.

Definito, il guadagno statico di corrente:

$$h_{FE} = I_C / I_B$$

con I_C corrente di collettore ed I_B corrente di base, per portare il dispositivo in zona di saturazione bisogna fornire con continuità una corrente $I_B > I_C / h_{FE}$, con h_{FE} dell'ordine di 5÷10. Per ottenere guadagni di corrente di valore più elevato vengono utilizzate particolari configurazioni, caratterizzate da elevati valori del guadagno statico di corrente.



a) configurazione Darlington; b) triolo Darlington

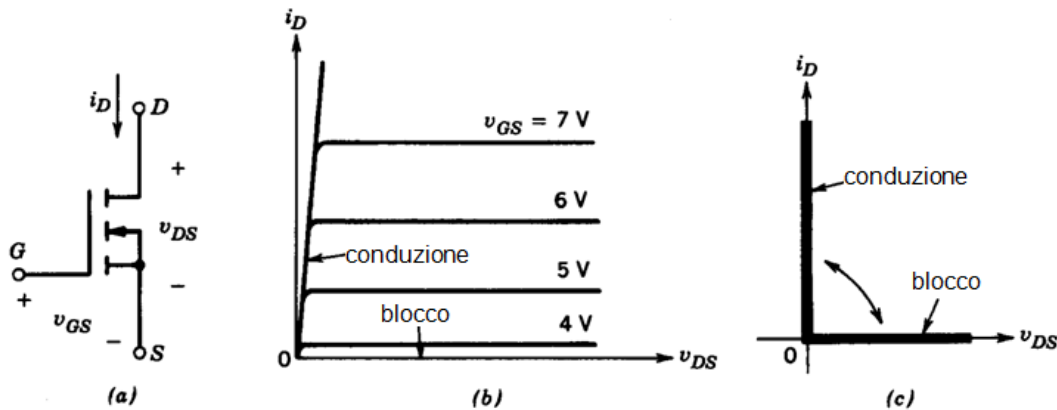
Le configurazioni riportate presentano tuttavia, alcuni svantaggi:

- i) la tensione $v_{CE(sat)}$ assume valori superiori a 2 Volt, per cui si hanno maggiori perdite in fase di conduzione;
- ii) i tempi di commutazione sono elevati.

Per quanto riguarda infine, i tempi di commutazione caratteristici di questi dispositivi, essi possono variare da poche centinaia di nanosecondi a qualche microsecondo. Inoltre, la massima tensione sopportabile dai BJT attualmente disponibili sul mercato è di circa 1400 Volt, mentre le portate in corrente sono dell'ordine delle centinaia di Ampere.

b2) TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO METALLO-OSSIDO-SEMICONDUCTORE (MOSFET)

Simbolo grafico, caratteristica i - v reale e ideale di un MOSFET A CANALE N sono rappresentati in figura.



MOSFET a canale N: a) simbolo; b) caratteristica i - v ; c) caratteristica ideale

Questi dispositivi sono a quattro morsetti: uno di segnale (gate.) e tre di potenza. Dei morsetti di potenza, due sono sempre collegati tra loro, pertanto i terminali accessibili sono due (drain e source).

I MOSFET sono dispositivi comandati in tensione: il passaggio dallo stato di interdizione a quello di conduzione si ha quando, con tensione diretta V_{DS} positiva, tra gate e source viene applicata una tensione (v_{GS}) superiore ad un valore, tipico del dispositivo, detto valore di "soglia", cioè $V_{GS} > V_{GS(th)}$. Una volta attivato, il dispositivo permane nello stato di conduzione solo se la tensione v_{GS} viene applicata con continuità. Ogni MOSFET presenta tuttavia un limite ben preciso alla massima tensione sopportabile tra gate e source (attualmente tale limite è di 20 Volt) e non sopporta sovratensioni, anche se di breve durata.

Attualmente sono disponibili MOSFET capaci di sopportare tensioni fino a 1000 Volt in corrispondenza di valori di corrente molto piccoli (qualche Ampere), e MOSFET capaci di sopportare elevati valori di corrente (centinaia di Ampere) in corrispondenza di piccoli valori di tensione (centinaia di Volt).

Coefficiente di temperatura positivo del dispositivo implica minore difficoltà per la messa in parallelo.

Per quanto riguarda i tempi di commutazione, essi sono molto piccoli: possono variare da poche decine a poche centinaia di nanosecondi.

Il MOSFET è pertanto competitivo con il BJT a basse tensioni, elevate frequenze ($<300 \div 400$ V, $>30 \div 100$ kHz).

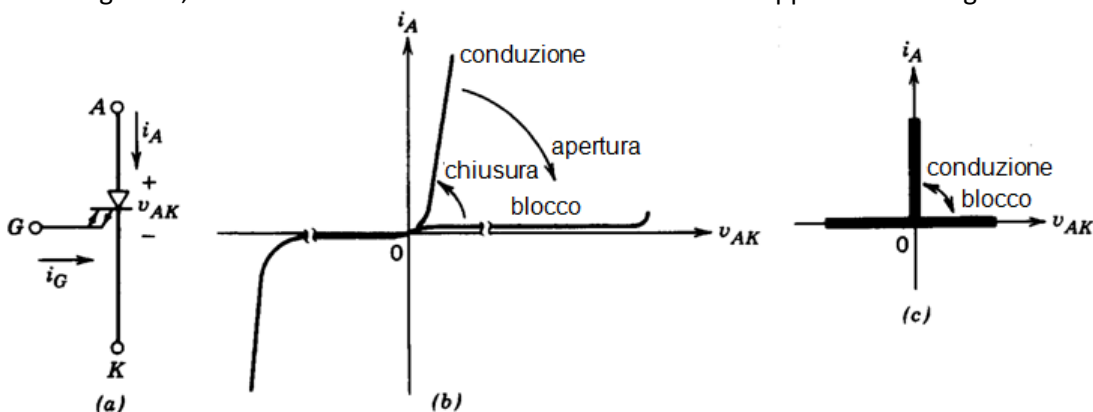
Nella zona di conduzione la tensione V_{DS} è proporzionale alla corrente I_D e pertanto si può definire la resistenza R_{DS} (resistenza ON) $R_{DS} = V_{DS} / I_D$. La resistenza di conduzione varia con la temperatura e aumenta al variare della tensione nominale di blocco BV_{DSS} .

$$r_{DS(on)} = k BV_{DSS}^{2.5 \div 2.7}$$

Valori tipici di R_{DS} : $0,1 \div 2 \Omega$ (c.d.t. $V_d = R_{DS} \cdot I_D = 5 \div 20$ V)

b3) TIRISTORE A SPEGNIMENTO DAL GATE (Gate-Turn-Off Thyristor - GTO)

Simbolo grafico, caratteristica i - v reale e ideale di un GTO sono rappresentati in figura.



GTO: a) simbolo; b) caratteristica i - v ; c) caratteristica ideale

Il GTO è un dispositivo comandato in corrente: la sua accensione richiede un impulso di corrente di gate di ampiezza opportuna. Una volta acceso, il GTO permane nello stato di conduzione senza bisogno che il terminale di gate sia interessato da una corrente continuativa. Lo spegnimento del dispositivo si ottiene facendo fluire nell'elettrodo di controllo una corrente inversa di ampiezza sufficientemente elevata ($1/4 - 1/3$ della corrente anodica), oppure applicando all'elettrodo di controllo stesso una contro tensione compresa tra 5 e 10 Volt.

Il GTO è in grado di bloccare tensioni negative il cui valore massimo dipende dal tipo di GTO utilizzato (tensione di breakdown).

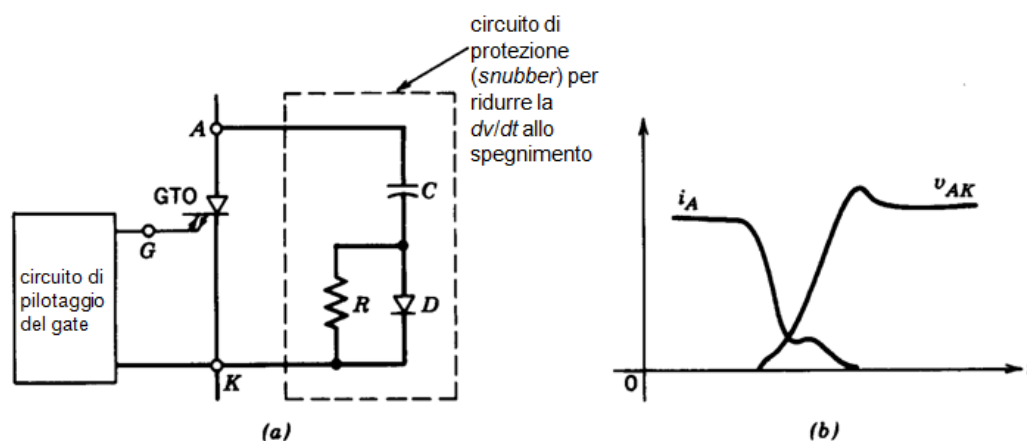
La tensione anodo - catodo in conduzione assume valori dell'ordine di 2 - 3 Volt, pertanto le perdite in conduzione di questi dispositivi risultano maggiori di quelle tipiche dei BJT e dei MOSFET.

I tempi di commutazione tipici di questi dispositivi sono molto elevati e variano da 1 a 25 microsecondi, bassa frequenza di commutazione ($\approx 100 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz max}$).

Attualmente sono disponibili GTO in grado di sopportare valori di tensione dell'ordine di 6000 Volt e valori di corrente dell'ordine di varie centinaia di Ampere (1.2 kA al massimo), impiego per potenze elevate.

Spegnimento del GTO

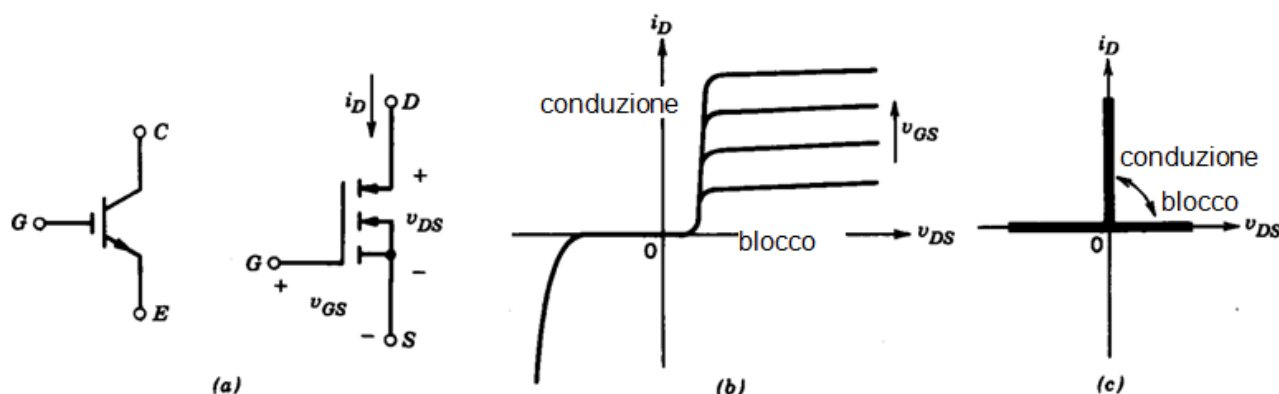
La massima pendenza con la quale può essere applicata al GTO una tensione diretta (massimo dv/dt) durante la fase di spegnimento dipende notevolmente dal valore della corrente da spegnere. Per proteggere questi dispositivi da eccessivi valori della dv/dt che potrebbero determinarne la rottura, vengono utilizzati opportuni, circuiti di smorzamento collegati in parallelo al dispositivo stesso.



Caratteristiche transitorie del GTO: a) circuito di protezione (snubber); b) spegnimento di un GTO

b4) TRANSISTORE BIPOLARE A GATE ISOLATO (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT)

Simbolo grafico, caratteristica $i-v$ reale e ideale di un IGBT sono rappresentati in figura.



IGBT: a) simbolo; b) caratteristica $i-v$; c) caratteristica ideale

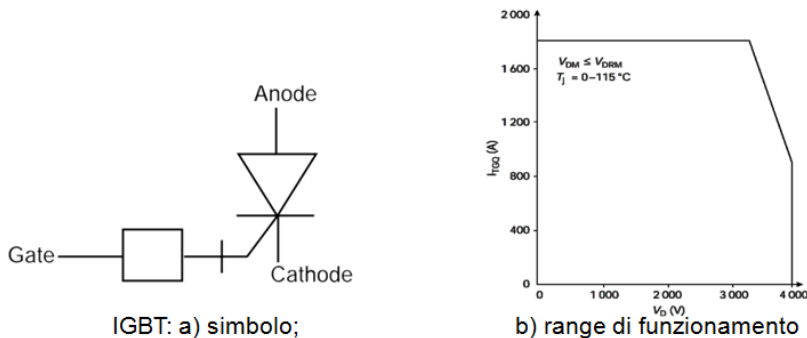
Il dispositivo è costituito dall'unione di un BJT e di un MOSFET per ottenere i vantaggi di entrambi. Come il MOSFET anche l'IGBT è comandato in tensione e necessita di piccoli valori della v_{GS} per l'accensione; come il BJT, presenta bassi valori di tensione in fase di conduzione e quindi basse perdite (cadute di tensione 2÷3 V con tensioni di blocco di 1000 V); come il GTO, invece, è in grado di bloccare le controtensioni.

La massima tensione sopportabile è di circa 3000 Volt; le portate di corrente sono dell'ordine delle centinaia di Ampere (max 1÷2 kA).

I tempi di commutazione tipici di questi dispositivi sono dell'ordine di qualche microsecondo.

b5) TIRISTORE COMMUTATO A GATE INTEGRATO (IGCT)

Simbolo grafico e range di funzionamento di un IGCT sono rappresentati in figura.

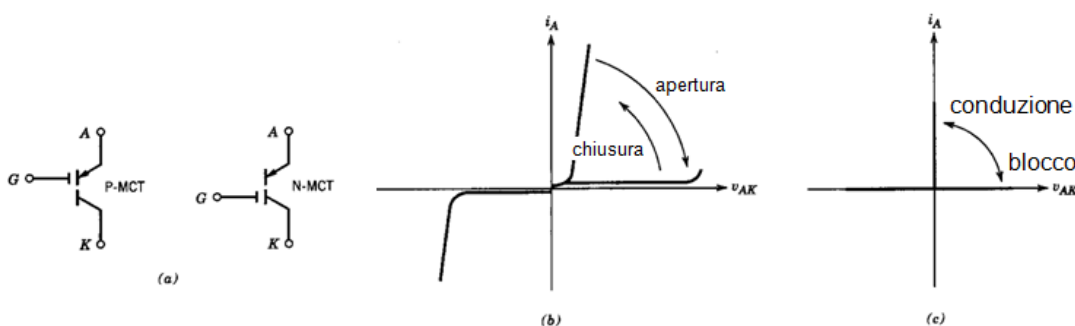


L'IGCT si può considerare un'evoluzione del GTO:

- Per lo spegnimento richiede un impulso negativo di corrente al gate $\approx i_A$ (drive di pilotaggio complesso)
- Tempi di spegnimento molto ridotti (snubber meno oneroso)
- Caduta di tensione $\approx 3V$ per componenti di taglia 4500V
- Bassa frequenza di commutazione ($\approx 500 \text{ Hz} \div 2 \text{ kHz max}$)
- Tensioni fino a 5500 V, correnti fino a 4000 A

b6) TIRISTORE CONTROLLATO A METALLO-OSSIDO-SEMICONDUCTORE (MCT)

Simbolo grafico, caratteristica i-v reale e ideale di un MCT sono rappresentati in figura.



Caratteristiche principali:

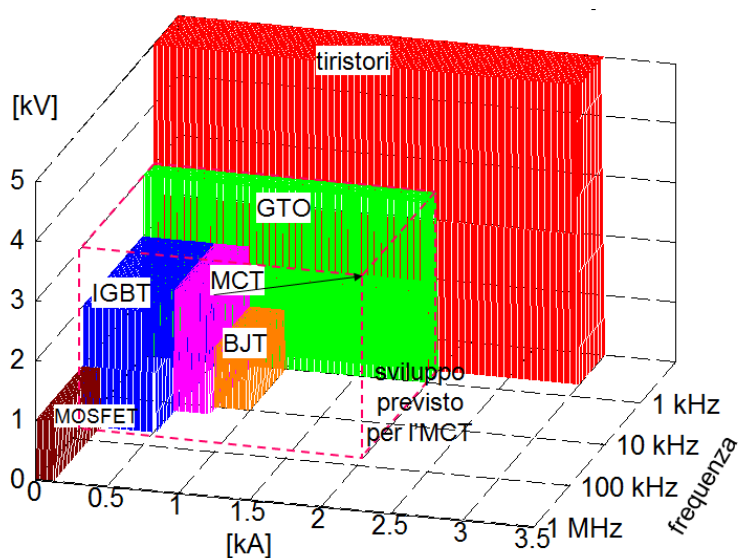
- Ha caratteristiche analoghe ai GTO ma è pilotato in tensione (circuitto di pilotaggio più semplice)
- Tempi di commutazione più brevi dei GTO ($\approx 1 \mu s$)
- Cadute di tensione inferiore agli IGBT
- Tensioni massime 1,5 kV (2÷3 kV prototipi)
- Correnti massime qualche centinaio di A
- Struttura più complessa \rightarrow sezione trasversale ridotta \rightarrow minore portata in corrente

CONFRONTO TRA DISPOSITIVI CONTROLLATI

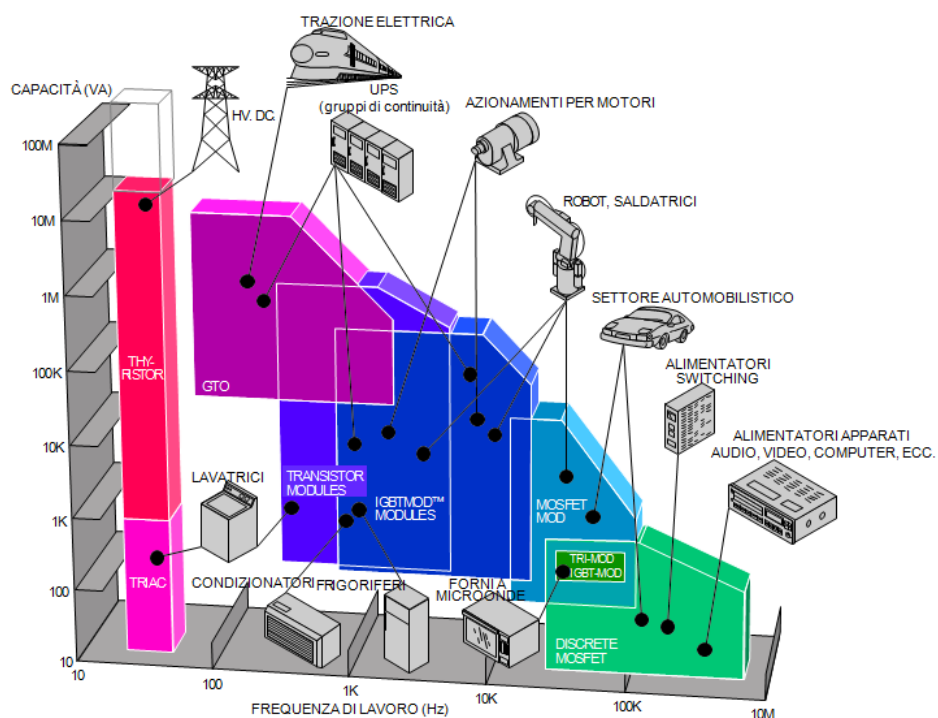
dispositivo	potenza pilotabile	velocità di commutazione
BJT/MD	Media	Media
MOSFET	Bassa	Alta
GTO/IGCT	Alta	Bassa
IGBT	Media	Media
MCT	Media	Media

Proprietà relative degli switch controllati

PRESTAZIONI LIMITE DEI VARI COMPONENTI



CAMPI DI IMPIEGO DEI VARI COMPONENTI



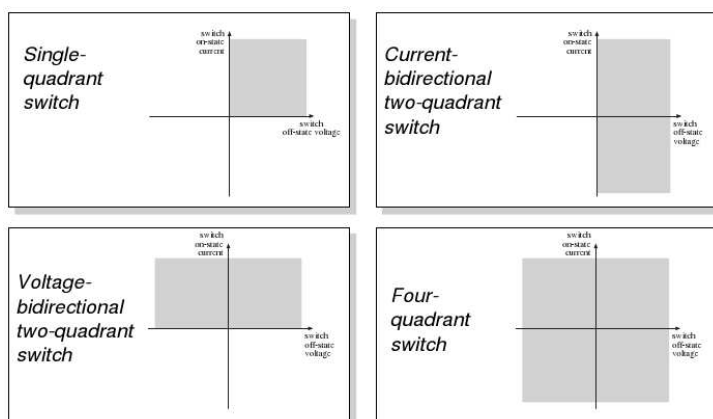
INTERRUTTORI A STATO SOLIDO

Le valvole descritte nella sezione precedente sono impiegate nella realizzazione dei convertitori statici come interruttori di potenza. Il funzionamento dei convertitori impiegati negli azionamenti sarà descritto considerando IDEALI gli elementi di commutazione.

L'utilizzo di un dispositivo di interruzione è rappresentato da un quadrante tensione-corrente nel quale sono riportate le caratteristiche primarie di un interruttore:

la tensione che è in grado di bloccare nello stato OFF;

le corrente che è in grado di condurre nello stato ON.



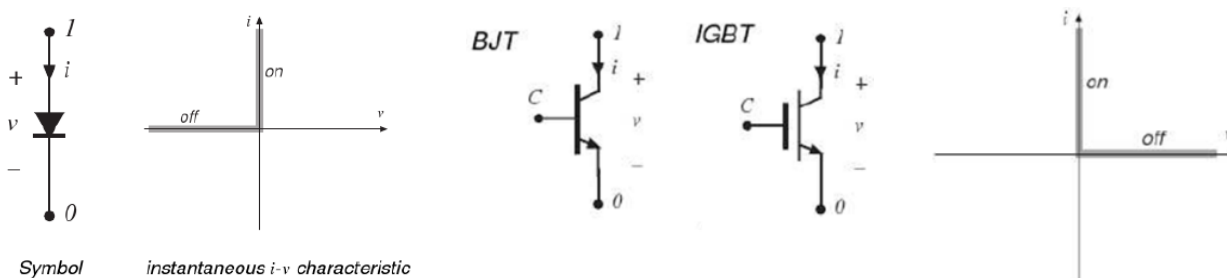
Ogni quadrante indica le polarità di V e il verso della I che caratterizzano il dispositivo.

In questo contesto si parlerà, quindi, di unipolarità/bipolarità della tensione e unidirezionalità/bidirezionalità della corrente; e con questo significato si parlerà, quindi, di interruttore o dispositivo unipolare o bipolare.

Gli interruttori si classificano in

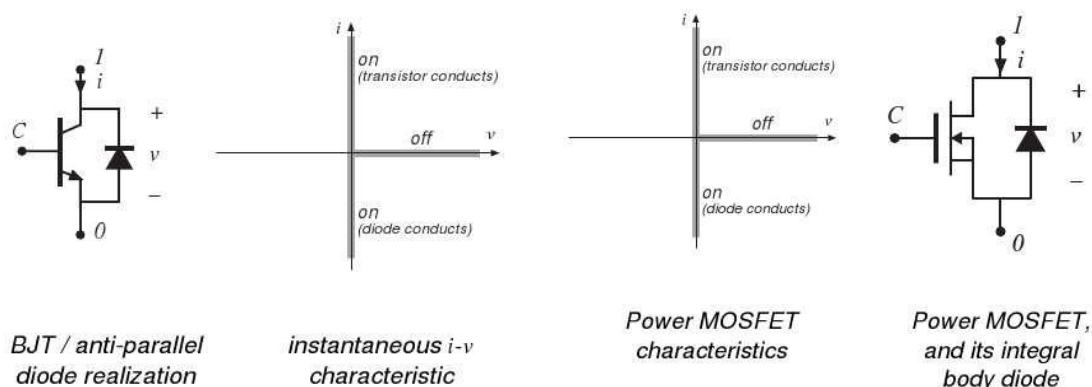
- **Interruttori a singolo quadrante** (V unipolare e I unidirezionale)

Esempi: diodo, BJT, MOSFET, IGBT



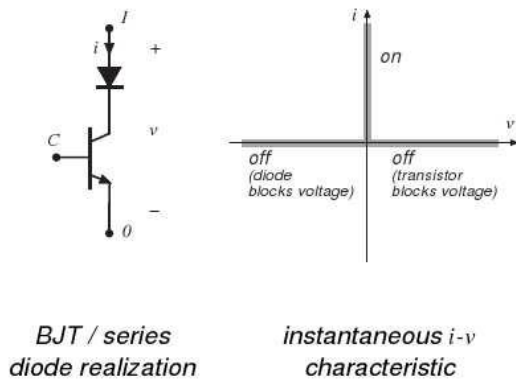
- **Interruttori a corrente bidirezionale:** può condurre qualsiasi I_{ON} , ma bloccare solo V_{OFF} positive.

Esempi: BJT o un MOS e un diodo posto in antiparallelo



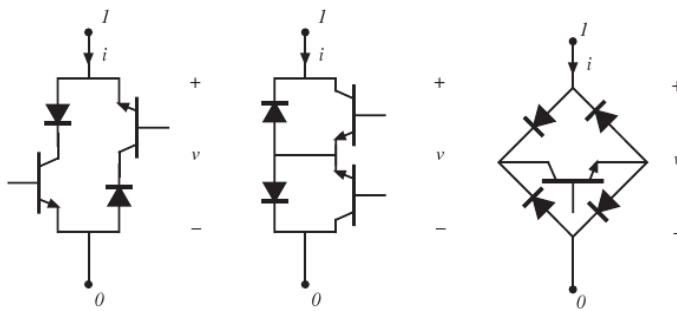
- **Interruttori a tensione bipolare:** può condurre solo I_{ON} positive, ma bloccare qualunque V_{OFF} .

Esempi: BJT e un diodo posto in serie oppure un tiristore



- **Interruttori a quattro quadranti:** si comportano come un interruttore ideale, bloccando qualsiasi V_{OFF} e lasciando scorrere ogni I_{ON} .

Esempi:



Una panoramica degli interruttori ideali, con indicazione del dispositivo corrispondente reale, è in figura

Action	Device	Quadrants	Restricted Switch Symbol	Device Symbol
Carries current in one direction, blocks in the other (forward-conducting reverse-blocking)	Diode			
Carries or blocks current in one direction (forward-conducting, forward-blocking)	BJT			
Carries in one direction or blocks in both directions (forward-conducting, bidirectional-blocking)	GTO			
Carries in both directions, but blocks only in one direction (bidirectional-carrying, forward-blocking)	FET			
Fully bidirectional	Ideal switch			

In base al tipo di comando applicato, gli interruttori realizzabili con valvole di potenza si distinguono in

- non controllabili o passivi: lo stato ON/OFF è controllato da V o I applicata (diodi)
- parzialmente controllabili o misti: uno stato è comandato in modo attivo, l'altro in modo passivo (SCR).
- controllabili o attivi: lo stato ON/OFF è controllato da un terzo terminale (MOS, BJT, IGBT, GTO)

Generico switch controllabile **tensione bipolare/corrente bidirezionale**

Il simbolo in figura rappresenta un interruttore in grado di sottostare a tensioni di entrambe le polarità e di consentire il transito di correnti in entrambi i versi.

Il funzionamento dell'interruttore è a 4 quadranti.

Idealmente, correnti e tensioni sono illimitate.

Generico switch controllabile **tensione bipolare/corrente unidirezionale**

Il simbolo grafico rappresenta **un interruttore a tensione bipolare** (la tensione può assumere entrambe le polarità). Dal punto di vista della corrente, invece, rappresenta un interruttore unidirezionale: il transito della corrente è possibile solo nel verso della freccia.

Quando è aperto blocca tensioni diretta e inversa senza condurre corrente.



Quando è chiuso, la corrente fluisce solo nel senso della freccia e con caduta di tensione nulla.

Idealmente, tensioni bloccate (diretta e inversa) e corrente (positiva) in conduzione possono assumere qualsiasi valore.

Switch controllabile **tensione unipolare/corrente bidirezionale**

L'interruttore controllabile precedente, connesso in antiparallelo con un diodo, costituisce un interruttore controllabile bidirezionale.

Il diodo è un dispositivo unipolare, unidirezionale non controllabile. Nella connessione indicata sopra prende il nome di diodo di ricircolo ed è spesso "integrato" nel dispositivo attivo che costituisce l'interruttore controllabile.

L'interruttore bidirezionale è, dunque, rappresentato in modo equivalente dalla coppia di elementi (uno attivo e l'altro passivo) che li realizzano circuitualmente.	 <p>Generico interruttore bidirezionale senza vincolo di polarità (funzionamento a 4 quadranti)</p>	 <p>Realizzazione pratica di un interruttore bidirezionale con vincolo di polarità (funzionamento a 2 quadranti)</p>
--	--	---

La connessione in antiparallelo rende unipolare l'interruttore ottenuto: (in uno stato di polarizzazione il diodo conduce spontaneamente). Questa situazione elimina la necessità che l'interruttore controllabile in antiparallelo al diodo sia di tipo bipolare: il dispositivo attivo a semiconduttore può quindi essere un SCR (dispositivo bipolare e unidirezionale controllato in chiusura), oppure un transistor BJT o un MOSFET (dispositivi unipolari e unidirezionali, controllati sia in apertura che in chiusura), oppure, ancora, un GTO, IGBT o MCT (entrambi dispositivi bipolari e unidirezionali, controllati sia in apertura che in chiusura). Gli SCR sono utilizzati soprattutto in vecchi impianti e per applicazioni in bassa frequenza o per altissime potenze, ma gli IGBT ed MCT sono in evoluzione e promettenti anche per queste applicazioni.

Ciascuno degli elementi circuitali sopra menzionati è rappresentato da uno specifico simbolo grafico che li individua in modo univoco: quando non interessa precisare un determinato dispositivo, si utilizza il simbolo dell'interruttore generico, che indica indistintamente uno di questi, senza specificare quale.

Tale simbolo si riscontra frequentemente nelle strutture a ponte dei convertitori statici ed impone un vincolo al verso della corrente (il transito è possibile solo nel verso della freccia), mentre la tensione potrebbe assumere entrambe le polarità, indipendentemente dal fatto che lo specifico dispositivo impiegato sia unipolare o bipolare (tale necessità viene, comunque, meno dalla presenza del diodo di ricircolo, che protegge dalla tensione inversa l'eventuale dispositivo unipolare).

L'insieme dei due elementi unidirezionali costituisce un interruttore bidirezionale. Il transito della corrente è consentito in entrambe le direzioni: attraverso il dispositivo attivo in un verso, attraverso il diodo nell'altro. La tensione ai suoi capi, in condizione di blocco (di entrambi i dispositivi), può presentare solo una determinata polarità (a polarità invertita il diodo risulta polarizzato direttamente e si porta spontaneamente in conduzione).

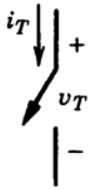
Nelle strutture a ponte dei convertitori statici (dc/dc converter e inverter), in ogni ramo sono presenti due interruttori bidirezionali in funzionamento complementare: in pratica la coppia di interruttori appartenenti allo stesso ramo è connessa e comandata in modo da realizzare un deviatore bidirezionale.

La coppia di interruttori funziona in modo complementare: quando uno è ON l'altro è OFF e viceversa. Non è consentita l'accensione di entrambi gli interruttori dello stesso ramo, altrimenti si avrebbe un corto circuito all'alimentazione. La complementarità dell'azionamento deve essere garantita dalla logica di controllo.

Idealmente, i due interruttori non sono mai contemporaneamente in blocco; in realtà, poiché le commutazioni ideali sono appunto irreali, per evitare la sovrapposizione di conduzione degli interruttori (cioè delle valvole che li realizzano), si inseriscono appositi tempi morti (banking time o dead time) tra l'apertura di una valvola e la chiusura dell'altra.

Si riassumono, di seguito, le **caratteristiche ideali** degli interruttori, gli scostamenti delle valvole impiegate dalle caratteristiche ideali, con attenzione alle caratteristiche di commutazione e relative perdite di potenza, che ne limitano il funzionamento nelle applicazioni pratiche.

Generico switch controllabile e caratteristiche dello switch ideale



Simbolo che denota uno switch controllabile generico

- Quando è aperto blocca tensioni diretta e inversa di qualsiasi valore senza condurre corrente
- Quando è chiuso, la corrente fluisce solo nel senso della freccia e può assumere qualsiasi valore positivo con caduta di tensione nulla
- Passaggio istantaneo da aperto a chiuso e viceversa
- Potenza di controllo trascurabile

Scostamenti dalla condizione ideale degli switch reali

- Le tensioni di blocco hanno un valore finito; la resistenza che il componente presenta in condizioni di blocco non è ∞ (è comunque tanto elevata da poter generalmente essere assunta tale)
- In conduzione, la corrente ha comunque un valore massimo ammissibile e la caduta di tensione non è nulla (perdite di conduzione P_{on})
- Il passaggio da aperto a chiuso e viceversa non è istantaneo (limitazione della frequenza di commutazione, perdite in commutazione P_s)
- La potenza di controllo (anche in condizioni transitorie) può non essere trascurabile

Caratteristiche desiderabili degli switch

- Valore modesto della corrente inversa in condizioni di blocco
- Piccolo valore di V_{on}
- Tempi di commutazione brevi \rightarrow alte frequenze di commutazione
- Elevate tensioni di blocco diretto e inverso (quest'ultima specifica può non essere richiesta se si ha un diodo in antiparallelo)
- Corrente diretta ammissibile elevata
- Coefficiente di temperatura positivo (messa in parallelo stabile)
- Limitata potenza di controllo
- Capacità di sopportare contemporaneamente valori nominali di tensione e corrente in fase di commutazione (si evita lo snubber)
- Capacità di sopportare elevate dv/dt e di/dt (risparmio sui circuiti di protezione, quali gli snubber)

Caratteristiche di commutazione (linearizzate)**PERDITE DI COMMUTAZIONE P_s**

$$P_s = \frac{W_{c(on)} + W_{c(off)}}{T_s} = \frac{1}{2} V_d I_o f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)})$$

P_s è proporzionale a:

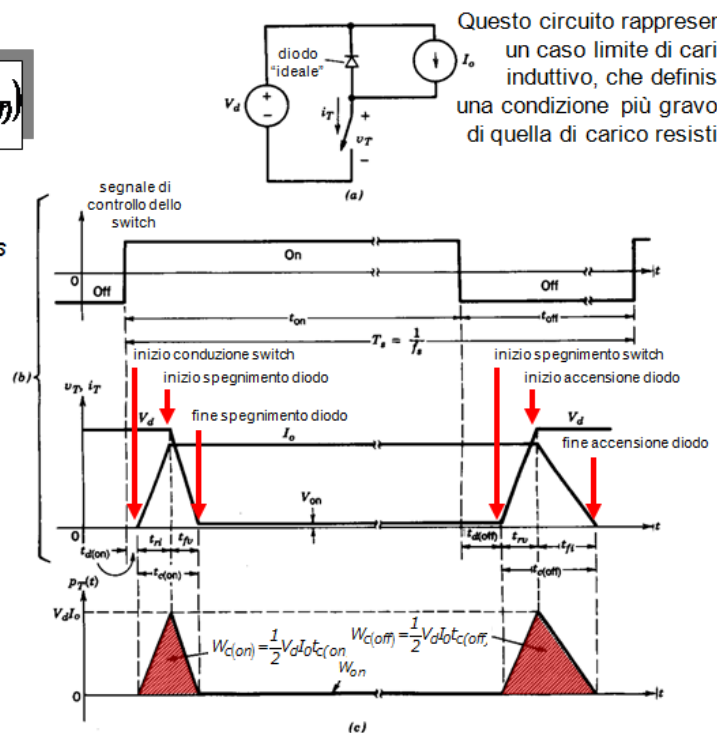
- frequenza di commutazione f_s
- tempi di accensione e spegnimento $t_{c(on)}$ e $t_{c(off)}$

PERDITE DI CONDUZIONE P_{on}

$$P_{on} = \frac{W_{on} t_{on}}{T_s} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s}$$

PERDITE TOTALI P_T

$$P_T = P_{on} + P_s$$



Caratteristiche di commutazione (linearizzate): (a) circuito di commutazione chiuso su elemento induttivo, (b) forme d'onda relative allo switch, (c) perdite istantanee nello switch

Considerazioni

- Caduta di tensione diretta $\rightarrow P_{on}$
- Tempi di commutazione $\rightarrow P_s \rightarrow$ limite di f_s
- Limiti in tensione e corrente \rightarrow potenza gestibile
- Potenza di pilotaggio \rightarrow facilità di controllo
- Coefficiente di temperatura \rightarrow Facilità di messa in parallelo
- Costo = Fattore di scelta

Conseguenze

- Rendimenti elevati \rightarrow bassa $P_{on} \rightarrow$ bassa caduta $V_{on} (\approx 0)$
- Frequenze f_s elevate \rightarrow tempi di commutazione ridotti (≈ 0)
- Circuito di controllo economico \rightarrow bassa potenza di controllo (≈ 0)

Circuiti di pilotaggio

- La velocità di commutazione e le perdite dipendono molto da come viene comandato il componente (adeguato circuito di pilotaggio)
- Tendenza futura: integrare il circuito di pilotaggio nel componente \rightarrow il sistema esterno deve fornire semplicemente un segnale logico (microprocessore)

Circuiti di protezione (snubber)

- Snubber di chiusura: limita le extracorrenti all'accensione
- Snubber di apertura: limita le sovratensioni all'apertura
- Snubber per ridurre le sollecitazioni in commutazione: evita che i valori di tensione e corrente sul componente siano elevati contemporaneamente (limita v_i = potenza istantanea)
- Tendenza futura: realizzare componenti in grado di sopportare sollecitazioni elevate (assenza di snubber \rightarrow meno componenti e complessità \rightarrow minor costo)

CONVERTITORI STATICI

GENERALITA'

I convertitori di potenza sono sistemi in grado di controllare il flusso di potenza modificando la forma dell'energia elettrica (ad esempio la tensione, la corrente o la frequenza).

La gamma di potenza gestita può variare da alcuni milliwatt a centinaia di megawatt .

Nell'elettronica di potenza viene trattata una considerevole quantità di energia elettrica: nell'industria, i convertitori utilizzati per controllare motori elettrici gestiscono potenze da alcune centinaia di watt a decine di megawatt.

Nei sistemi moderni, la conversione è attuata con dispositivi elettronici di potenza a semiconduttore come diodi, tiristori e transistori ed è definita statica perché non si avvale di macchine elettriche rotanti, come accadeva prima dell'avvento delle valvole al silicio.

Un convertitore elettronico di potenza è costruito da uno o più dispositivi che operano commutando dallo stato ON allo stato OFF e l'energia viene trasferita dall'ingresso all'uscita del convertitore. L'efficienza dei convertitori elettronici di potenza è massimizzata riducendo al minimo le dissipazioni di potenza dei dispositivi elettronici: le perdite di potenza dipendono dalla frequenza di commutazione, dalla tensione nello stato ON e dalla corrente che li attraversa nello stato OFF.

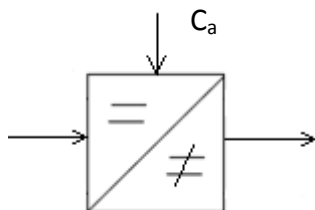
I sistemi di conversione di potenza possono essere classificati secondo il tipo di potenza di ingresso e in uscita:

- da AC a DC (raddrizzamento)
- da DC a DC (conversione) (Chopper o alimentatore a commutazione)
- da DC a AC (inversione)
- da AC a AC (conversione) (Cycloconverter e cycloinverter)

Si considerano le prime 3 tipologie di convertitori impiegate negli azionamenti.

Un **convertitore DC/DC** è un sistema che, inserito tra la rete di alimentazione e il carico, consente di convertire la tensione continua non regolata in una tensione continua di ampiezza variabile e controllabile.

Schematicamente



La regolazione della tensione di uscita avviene mediante un comando C_a che agisce sui tempi di conduzione dei dispositivi a semiconduttore realizzando la parzializzazione della tensione di uscita in modo che rimanga costante, al valore desiderato, anche se si hanno variazioni della tensione di alimentazione o del carico.

Idealmente i convertitori DC/DC hanno il compito di realizzare una tensione CONTINUA.

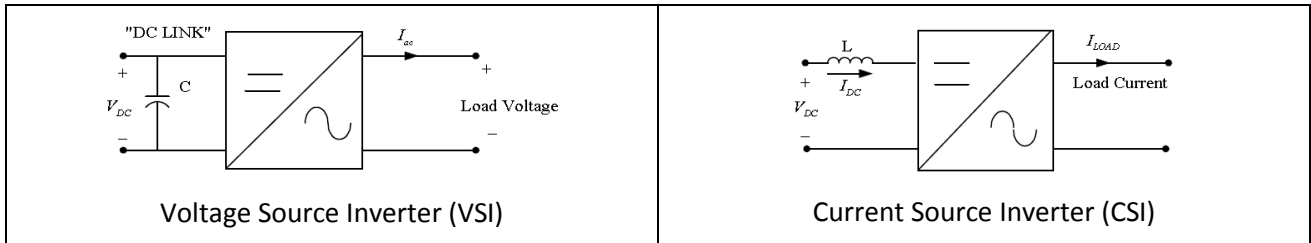
Nella pratica ci si accontenta di avere una tensione di uscita a valor medio desiderato, con un contenuto armonico sufficientemente piccolo rispetto a questo.

La strategia di controllo utilizzata è denominata PWM, modulazione a larghezza di impulso. La PWM può essere realizzata impiegando due distinte tecniche: bipolare o unipolare a seconda del tipo di polarità degli impulsi in uscita, ottenendo, rispettivamente, convertitori bipolari o unipolari.

Un **inverter** (convertitore DC/AC) è un sistema in grado di realizzare una conversione da una grandezza elettrica (corrente o tensione) continua ad una alternata.

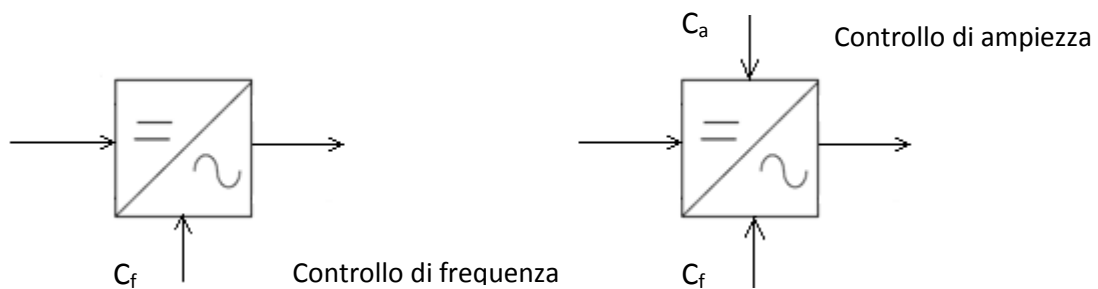
A seconda del tipo di sorgente, gli inverter possono essere a tensione impressa (VSI) oppure a corrente impressa (CSI).

Nel 1° caso all'ingresso del convertitore vi è un condensatore in derivazione per sostenere la tensione costante, nel 2° caso un induttore in serie per sostenere la corrente costante



Considerando l'inverter a tensione impressa, la strategia di controllo può essere ad onda quadra oppure a PWM.

Nel 1° caso la tensione alternata in uscita presenta ampiezza costante, in stretta relazione con l'ampiezza della tensione di ingresso: quindi è ad ampiezza non controllabile, nel 2° caso la tensione alternata in uscita è ad ampiezza variabile in relazione all'ampiezza di un segnale di controllo applicabile al convertitore.



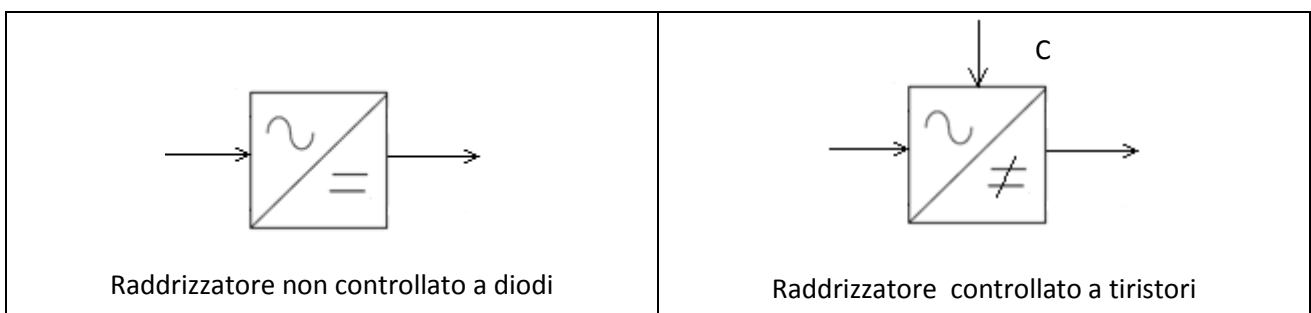
In entrambi i casi è possibile variare la frequenza del segnale alternato in uscita, che presenterà una significativa componente di prima armonica.

L'alimentazione al carico può essere monofase o trifase.

Un **raddrizzatore** (convertitore AC/DC) è un sistema che realizza la conversione di una tensione alternata in una tensione continua.

La tensione che si ottiene in uscita da un raddrizzatore non è rigorosamente costante, e in alcuni casi è addirittura fortemente variabile. Tuttavia ogni raddrizzatore è caratterizzato dalla presenza di una parte desiderata costituita da una significativa componente CONTINUA della tensione di uscita.

La tensione ottenuta da un raddrizzatore può essere costante o variabile. Nel primo caso avremo raddrizzatori non controllati, nel secondo raddrizzatori controllati



Nel primo schema il legame tra valor medio della tensione in uscita e valore efficace della tensione alternata in ingresso è univocamente determinato.

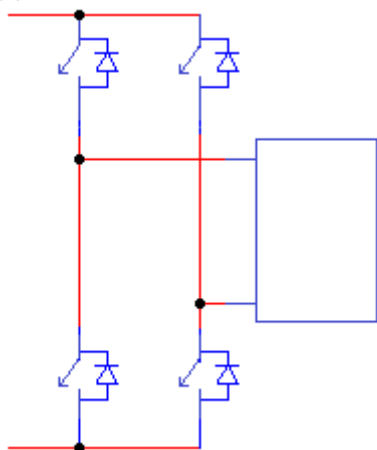
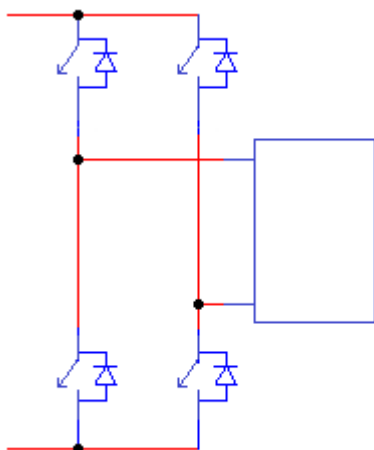
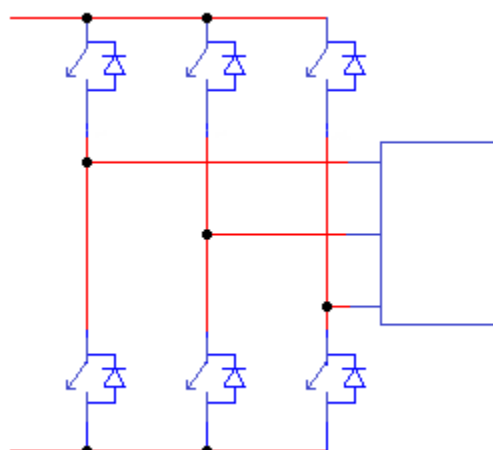
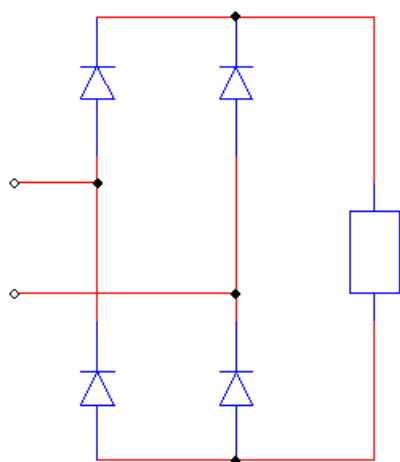
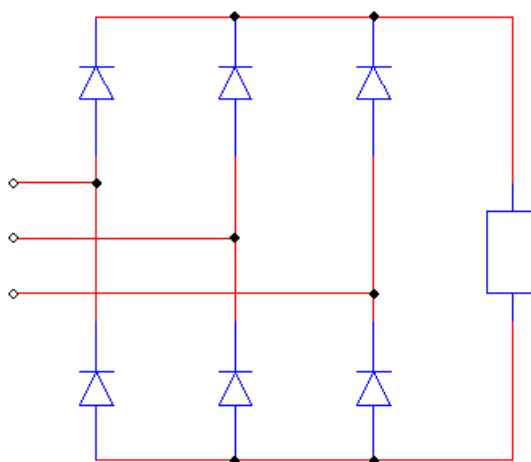
Nel secondo schema (raddrizzatore controllato) si controlla il valor medio e anche la polarità parzializzando l'onda della tensione di alimentazione.

CONVERTITORI A PONTE

I convertitori descritti sono spesso realizzati mediante strutture a **ponte** che consentono la massima versatilità di funzionamento.

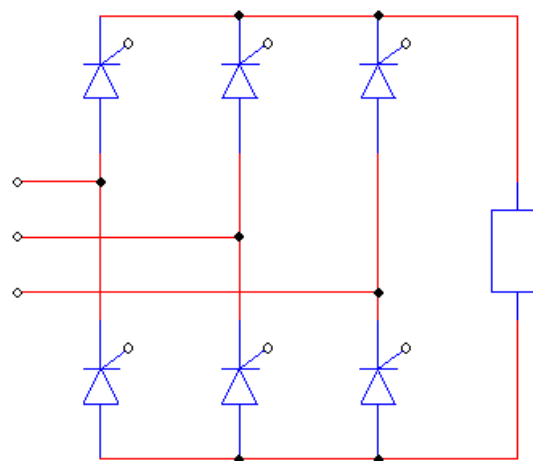
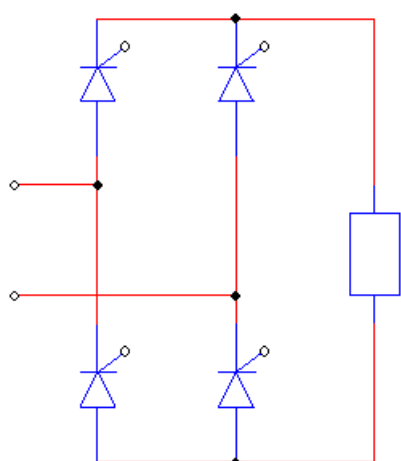
Questi convertitori, insieme ad elementi specifici che li caratterizzano, presentano spesso **strutture** (o configurazioni) e modalità di **controllo** comuni, che saranno preliminarmente descritti. In particolare i convertitori DC/DC e INVERTER presentano elementi comuni sia dal punto di vista circuitale che, a volte, anche per la strategia di controllo utilizzata. Un discorso a parte è riservato ai convertitori AC/DC (raddrizzatori), perché diversi dal punto di vista circuitale, anche se strutturalmente simili agli altri tipi di convertitori.

Il funzionamento dei convertitori sarà descritto successivamente considerando IDEALI i dispositivi elettronici che li costituiscono.

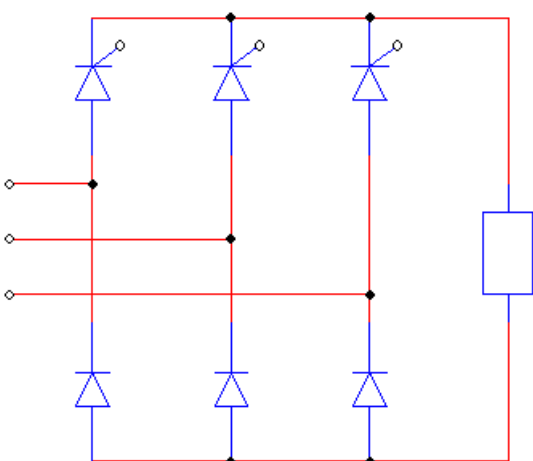
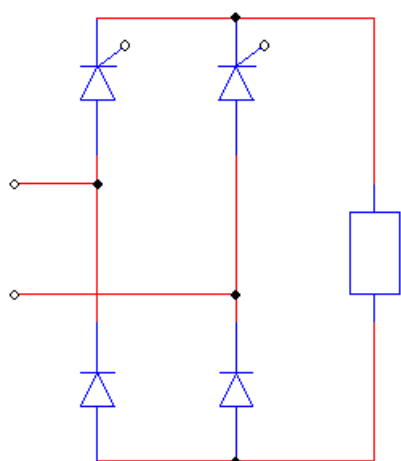
STRUTTURA DEI CONVERTITORI A PONTE**(1) CONVERTITORE DC/DC****(2) INVERTER MONOFASE****(3) INVERTER DC/DC TRIFASE****(4) RADDRIZZATORE MONOFASE NON CONTROLLATO****(5) RADDRIZZATORE TRIFASE NON CONTROLLATO**

(6) RADDRIZZATORE MONOFASE CONTROLLATO**(7) RADDRIZZATORE TRIFASE CONTROLLATO**

Sostanzialmente identiche a quelle non controllate con la sostituzione dei diodi con tiristori

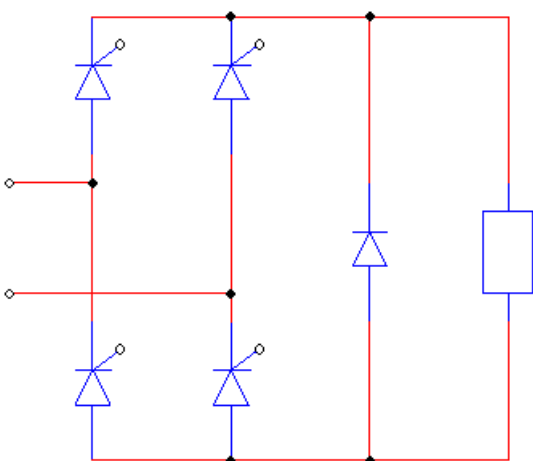
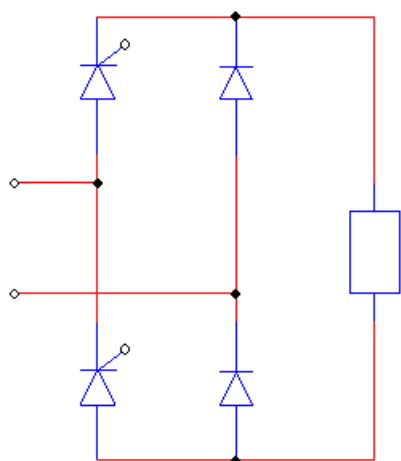
**(8) RADDRIZZATORE MONOFASE SEMICONTROLLATO****(9) RADDRIZZATORE TRIFASE SEMICONTROLLATO**

Strutture simmetriche (rami identici)

**(10) RADDRIZZATORE MONOFASE SEMICONTROLLATO****(11) RADDRIZZATORE MONOFASE SEMICONTROLLATO**

Strutture asimmetriche alternative alla (8).

La (10) è preferibile alla (8) e alla (11)



STRATEGIA DI CONTROLLO DEI CONVERTITORI DC/DC E DEGLI INVERTER

Le **strutture** 1, 2 e 3, riferite ai convertitori DC/DC e agli inverter, sono sostanzialmente identiche, anche dal punto di vista circuitale (la 3 ha un ramo in più delle altre 2 perché termina su un carico trifase).

In ogni ramo sono presenti due interruttori bidirezionali in funzionamento complementare già descritti nella sezione relativa agli interruttori a stato solido.

La struttura a ponte dei convertitori consente il funzionamento a 4 quadranti: la tensione sul carico può essere comandata come si desidera in valore e segno (il limite massimo in valore assoluto della tensione di uscita è pari alla tensione continua in ingresso), mentre la corrente è la risposta del carico alla tensione impressa.

Anche se i convertitori DC/DC e gli inverter hanno diversa finalità, la strategia di controllo PWM è comune ad entrambe le tipologie.

Il controllo PWM (modulazione a larghezza di impulsi) consiste nel comandare gli interruttori del ponte in modo da frazionare l'onda continua disponibile a monte del convertitore (DC BUS) e modularla all'uscita con impulsi di larghezza opportuna, al fine di regolare il valor medio per i convertitori DC/DC, ampiezza e frequenza della tensione alternata per gli inverter.

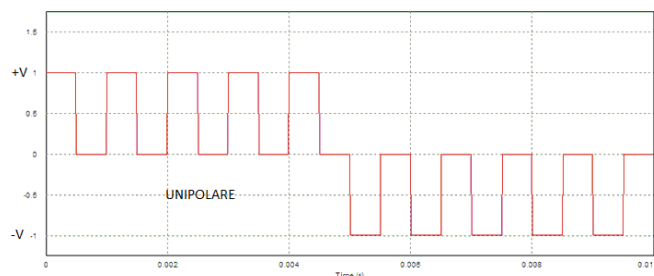
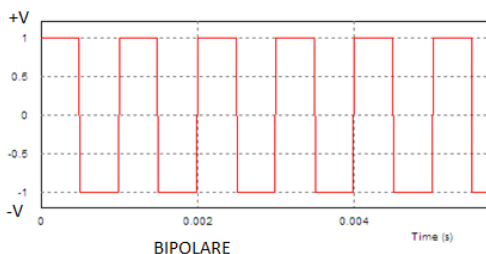
In funzione della polarità degli impulsi di tensione al carico si distinguono due tecniche:

- PWM BIPOLARE
- PWM UNIPOLARE

Mediante queste tecniche si realizzano rispettivamente convertitori bipolari o unipolari.

PWM Bipolare: ogni impulso di tensione al carico commuta tra due valori di polarità opposta (positiva e negativa). IMPULSI a 2 valori: $+V$ e $-V$.

PWM Unipolare: gli impulsi di tensione al carico sono unipolari. IMPULSI a tre valori $+V$, 0 e $-V$.



Il controllo PWM può essere impiegato sia per la conversione DC/DC (con tensione di controllo o modulante COSTANTE), sia per la conversione DC/AC (con tensione modulante SINUSOIDALE).

PWM BIPOLARE (CONVERTITORE DC/DC E INVERTER MONOFASE)

La tecnica di controllo PWM BIPOLARE consiste nel confrontare una tensione triangolare V_t (portante) periodica di ampiezza costante con UNA tensione di controllo V_{con} (tensione di controllo o modulante), COSTANTE nei convertitori DC/DC, SINUSOIDALE negli inverter, e generare i comandi agli interruttori statici sulla base del confronto operato. I rami del ponte sono comandati in modo asimmetrico, cioè le valvole sono comandate a coppie incrociate. La conduzione avviene nelle valvole comandate o nei diodi in parallelo a queste, a seconda del verso della corrente. In ogni periodo, come si vedrà in dettaglio, si distinguono 4 intervalli di conduzione: dopo ogni commutazione, per garantire continuità di scorrimento alla corrente, entrano prima in conduzione la coppia di diodi di ricircolo delle valvole attivate e successivamente, quando inverte la corrente, la coppia dei dispositivi attivi.

Come si vedrà in dettaglio: per i convertitori DC/DC risulta

$$V_0 = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}} \cdot V = k V_{con} \quad \text{con } V_{con} < \hat{V}_{Mt}$$

per i convertitori DC/AC (INVERTER MONOFASE) risulta

$$V_{01} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_a V \quad \text{con } m_a = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}} \quad V_{01} \text{ è il valore efficace della 1a armonica}$$

Quando l'ampiezza della modulante è maggiore della portante, nei DC/DC la tensione in uscita raggiunge i limiti della tensione continua in ingresso, negli inverter si va prima in sovrarmodulazione e poi l'onda degenera progressivamente verso un'ONDA QUADRA. Da questo punto l'ampiezza della tensione in uscita non è più controllabile e la prima armonica di questa è strettamente legata al valore della tensione continua in ingresso.

$$\text{Tensione concatenata MONOFASE } V_{01} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} V = 0,9 V \quad \text{ONDA QUADRA}$$

PWM BIPOLARE (INVERTER TRIFASE)

I comandi agli interruptori statici sono generati sulla base del confronto operato tra la portante triangolare V_t ed un sistema trifase simmetrico di tensioni alternate SINUSOIDALI. Risulta conveniente che le onde modulanti e la portante siano sincronizzate e che la frequenza della portante sia un multiplo dispari di tre della frequenza delle modulanti sinusoidali. Il controllo della componente fondamentale può essere eseguito con legge sostanzialmente lineare finché l'ampiezza della terna sinusoidale è minore dell'ampiezza della portante (come nel sistema monofase).

$$V_{01} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V \approx 0,612 m_a V \quad \text{TRIFASE IN ZONA LINEARE}$$

Aumentando l'ampiezza delle modulanti si va in sovrarmodulazione fino al caso limite dell'onda quadra.

$$\text{Tensione concatenata TRIFASE } V_{01} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V = 0,78 V \quad \text{ONDA QUADRA}$$

PWM UNIPOLARE (CONVERTITORE DC/DC E INVERTER MONOFASE)

La tecnica di controllo PWM UNIPOLARE consiste nel confrontare una tensione triangolare V_t (portante) periodica di ampiezza costante con DUE tensioni di controllo (una opposta all'altra: V_{con} e $V_{1con} = -V_{con}$), COSTANTI nei convertitori DC/DC, SINUSOIDALI negli inverter, e quindi generare i comandi agli interruptori del ponte in base ai confronti effettuati. I due rami non sono asserviti (come nella tecnica bipolare), ma comandati autonomamente sulla base dei due confronti.

In questo caso ci sono istanti nei quali sono attivate valvole incrociate e sono in conduzione le 2 valvole opposte oppure i due diodi (a seconda del verso della corrente) e altri istanti nei quali il carico è chiuso in corto circuito attraverso una valvola e un diodo posti su 2 rami diversi, entrambi nella parte superiore o entrambi nella parte inferiore (cambiando il verso della corrente, diodo e valvola si scambiano tra loro per quanto riguarda la conduzione).

Valgono le stesse relazioni del caso bipolare, ma tensione e corrente sul carico hanno frequenza doppia del segnale triangolare usato come portante → ripple inferiore.

STRATEGIA DI COMANDO DEI RADDRIZZATORI CONTROLLATO E SEMICONTROLLATI

Le strutture rappresentate in 4 e 5, riferite ai convertitori AC/DC, utilizzano valvole non controllate (diodi).

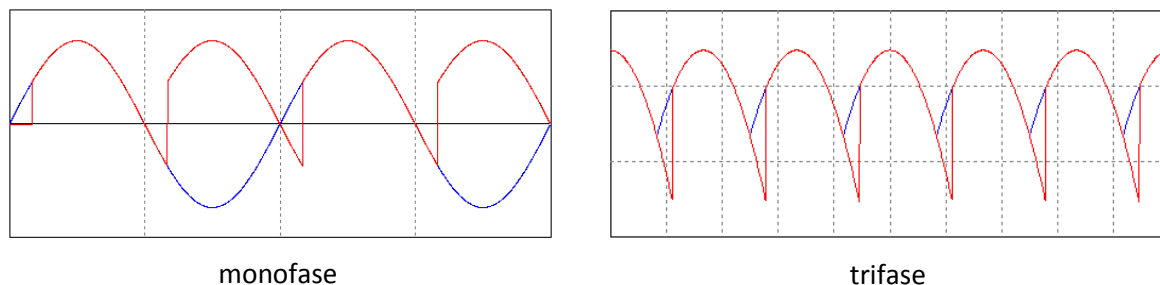
Il valor medio V_{d0} della tensione in uscita è strettamente legato al valore efficace V della tensione sinusoidale in ingresso.

Per la rete monofase (caratterizzata da un'onda sinusoidale $v(t) = \sqrt{2}V \sin \omega t$), tenuto conto che il ponte funziona da invertitore controllato dalla tensione in ingresso (cioè $v_o = v$ per $v > 0$ e $v_o = -v$ per $v < 0$) e quindi raddrizza la semionda negativa (raddrizzatore a doppia semionda), il valor medio della tensione in uscita risulta determinato ed è pari a $V_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V = 0,9 V$.

La tensione in uscita è circa il 90% della tensione efficace in ingresso e non è regolabile.

Per la rete trifase, considerata la funzione rettificatrice dei diodi, le regole di conduzione per i diodi connessi ad anodo comune e per quelli a catodo comune, il valor medio risulta $V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V = 1,35 V$ (con V = valore efficace della tensione concatenata in ingresso). Si tratta di un “buon valore”, maggiore del valore efficace della tensione concatenata, ma comunque non controllabile, come per la precedente rete monofase.

Se si vuole controllare il valor medio della tensione continua in uscita (senza ricorrere ad un trasformatore in ingresso) bisogna ricorrere alle strutture descritte in 6 e 7 (rispettivamente per il monofase e per il trifase). Con queste soluzioni, la conduzione delle valvole (comandate in accensione) avviene solo quando sono polarizzate correttamente e ricevono un impulso di innesco. Quindi è possibile ritardare il loro intervento modificando la forma d'onda in uscita e quindi il valor medio.



La tensione in uscita risulta funzione dell'angolo di ritardo.

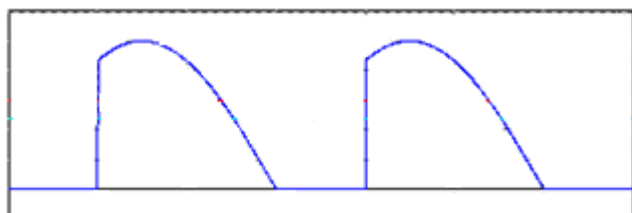
Per il sistema monofase risulta $V_{d\alpha} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V \cos \alpha = 0,9 V \cos \alpha = V_{d0} \cos \alpha$, analogamente per il sistema trifase $V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha = 1,35 V \cos \alpha = V_{d0} \cos \alpha$. Al variare di α è possibile il funzionamento a 2 quadranti (come raddrizzatore e come inverter).

Per α tra 0° e 90° il convertitore funziona da raddrizzatore con $P_d > 0$ ($V_d > 0$, $I_d > 0$).

Per α tra 90° e 180° il convertitore funziona da inverter con $P_d < 0$ ($V_d < 0$, $I_d > 0$).

Nei raddrizzatori controllati in sistemi monofase i comandi ai tiristori avvengono a coppie incrociate, sfasati tra loro di 180° . Nei sistemi trifase le valvole vengono attivate secondo una determinata sequenza, con segnali sfasati tra loro di 60° , alternando una superiore e una inferiore, con sfasamento di 120° tra ciascuna valvola della terna superiore e ciascuna della terna inferiore.

Infine le strutture a ponte semiconduttore sono utilmente impiegate quando non è necessario che il convertitore lavori in 2 quadranti. Quando la tensione ai capi dei tiristori arriva a 0, la tensione all'uscita del ponte viene bloccata, il carico risulta in corto e la rete di alimentazione scollegata dal carico. Le strutture 8, 10 e 11 sono equivalenti dal punto di vista della forma d'onda al carico. La 10 è preferibile perché i diodi conducono per un tempo maggiore dei tiristori (conducono $180^\circ + \alpha$ contro $180^\circ - \alpha$). Infine per il trifase è possibile utilizzare la struttura simmetrica 11.



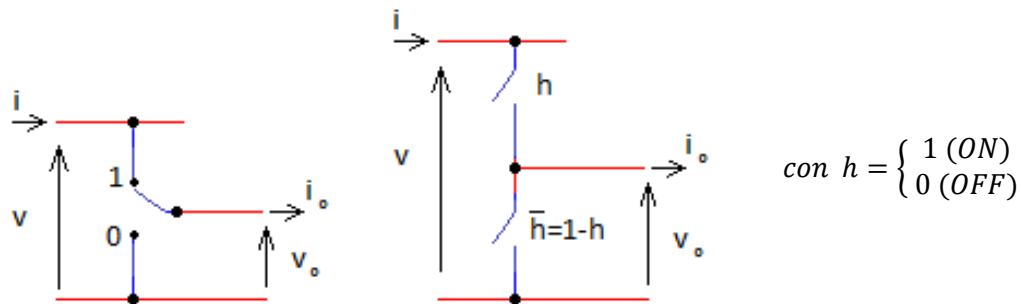
Il valor medio risulta

$$V_{d\alpha} = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \cdot \frac{(1+\cos\alpha)}{2} = V_{d0} f(\alpha) \quad V_{d0} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V \quad f(\alpha) = \frac{(1+\cos\alpha)}{2}$$

Il carico non vede la semionda negativa. Funziona solo nel primo quadrante.

DOPPI BIPOLI COMMUTANTI

Il doppio bipolo commutante è sostanzialmente un deviatore in configurazione doppio bipolo e può essere rappresentato nei due modi seguenti:

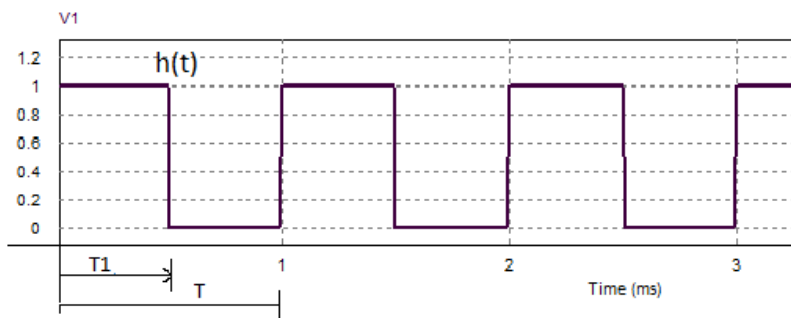


La seconda rappresentazione è preferibile perché corrisponde meglio alla sua realizzazione pratica con dispositivi commutanti separati. I due possibili stati del doppio bipolo possono essere specificati mediante il valore (0 – 1) ad una funzione di commutazione che indica lo stato di blocco o di conduzione dell'interruttore superiore ($h=1$ ON, $h=0$ OFF) e conseguentemente anche di quello inferiore (per via del loro funzionamento complementare).

$$\text{con } h = 1 \begin{cases} \text{interruttore sup. ON} \\ \text{interruttore inf. OFF} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} v_o = v \\ i = i_o \end{cases} \quad \text{con } h = 0 \begin{cases} \text{interruttore sup. OFF} \\ \text{interruttore inf. ON} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} v_o = 0 \\ i = 0 \end{cases}$$

$$\text{sinteticamente } \begin{cases} v_o = hv \\ i = hi_o \end{cases} \text{ con } h \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$$

Se il deviatore commuta periodicamente tra i due possibili stati, si ha:



$$\text{con } h = \begin{cases} 1 \text{ (ON) CHIUSO} \\ 0 \text{ (OFF) APERTO} \end{cases}$$

Definito il duty cycle $d = \frac{T1}{T}$

il valor medio di h è $h_m = \frac{T1}{T} = d \leq 1$

Se si applicano le funzioni di commutazione periodica al doppio bipolo commutante con tensione di ingresso V costante e corrente di carico I_o costante (cioè $v=V$ e $i_o=I_o$) si ottengono i valori medi di v_o e i .

Valori medi delle tensioni in uscita e delle correnti in ingresso $\begin{cases} V_o = dV \\ I = dI_o \end{cases}$

Queste relazioni spiegano il funzionamento del CHOPPER come frazionatore per ottenere grandezze con valor medio desiderato, variando il dutycycle.

IL CHOPPER

Il chopper è la pratica realizzazione di un doppio bipolo commutante (sostanzialmente un deviatore in configurazione doppio bipolo con eventuali vincoli di funzionamento).

I vincoli di funzionamento possono riguardare le grandezze elettriche (la polarità delle tensioni, il verso delle correnti).

La commutazione ciclica di questi interruttori (sempre in funzionamento complementare) può essere sfruttata per partizionare (chopperare) la tensione di ingresso in modo da ottenere in uscita una tensione impulsiva con valor medio voluto (nella realizzazione dei convertitori DC/DC) o con una componente di 1a armonica desiderata (nei convertitori DC/AC).

Nella realizzazione più semplice, il chopper è costituito da una valvola comandata, controllato sia in chiusura (on) che in apertura (off) e da un diodo di ricircolo, collegati in modo da realizzare un deviatore unidirezionale.

Le valvole sono rappresentate da un dispositivo attivo (MOSFET, BJT, IGBT o GTO) e consentono il transito delle correnti in una unica direzione, quindi possono essere impiegate come interruttori unidirezionali.

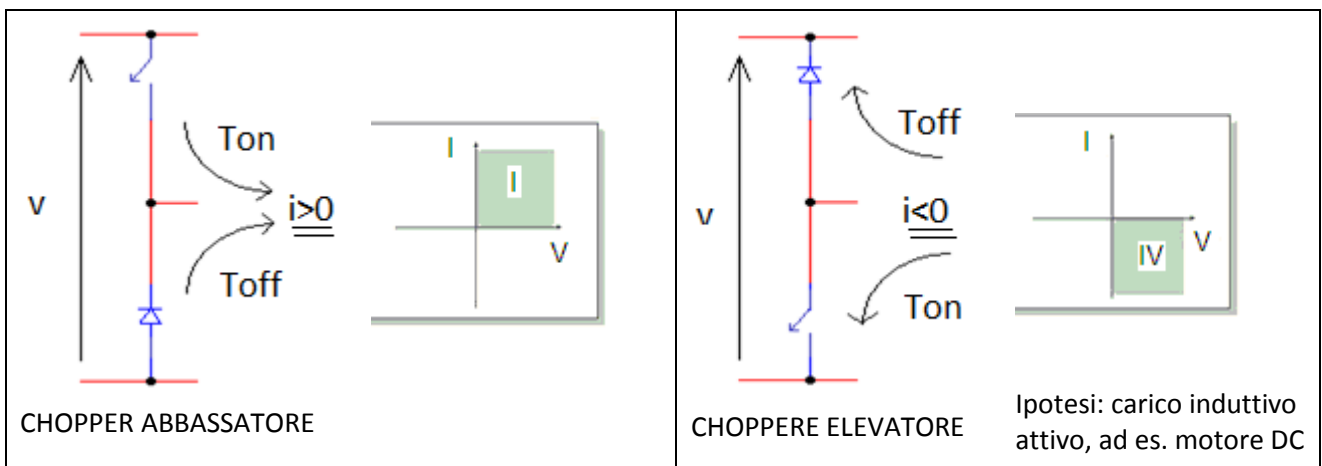
Questi dispositivi hanno un proprio simbolo grafico che li identifica in modo univoco. Per indicare, invece, genericamente uno di questi dispositivi, si usa il seguente simbolo grafico



Interruttore monodirezionale: il transito delle correnti è possibile solo nel verso della freccia

Nei CHOPPER, valvola e diodo sono collegati in modo da garantire il funzionamento complementare; cioè: quando uno di questi elementi è in conduzione l'altro è in blocco e viceversa. In realtà solo uno di questi elementi è controllabile (sia in chiusura che in apertura), l'altro si deve portare spontaneamente in condizioni di funzionamento complementare.

Sono possibili le seguenti configurazioni circuitali:

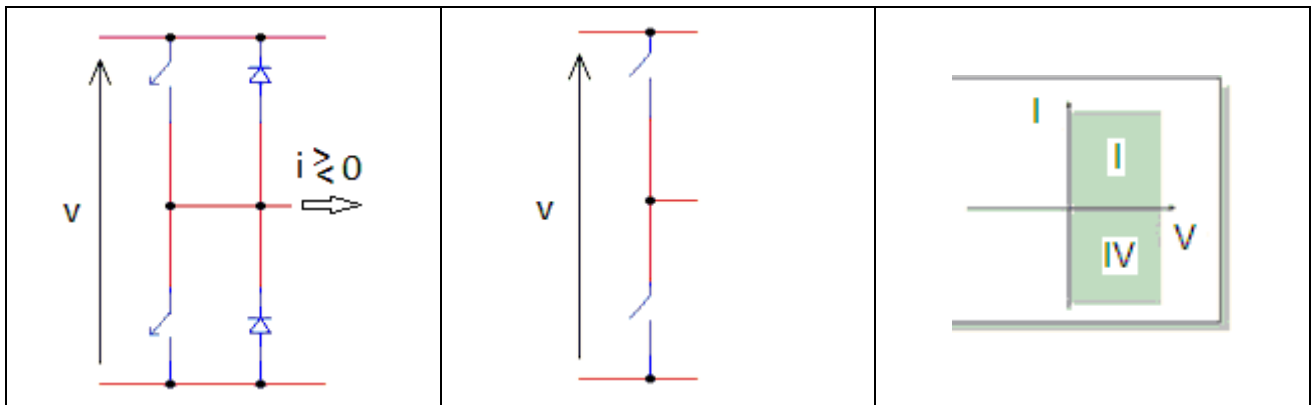


In figura sono evidenziati gli elementi circuitali interessati dal flusso di corrente in corrispondenza ai diversi stati delle valvole.

Parte superiore e inferiore possono essere viste singolarmente come due interruttori monodirezionali.

L' "insieme" della parte superiore e inferiore rappresenta un deviatore monodirezionale.

Infine, l'unione delle due configurazioni porta al cosiddetto CHOPPER BIDIREZIONALE.



In entrambe le configurazioni di questa struttura deve essere

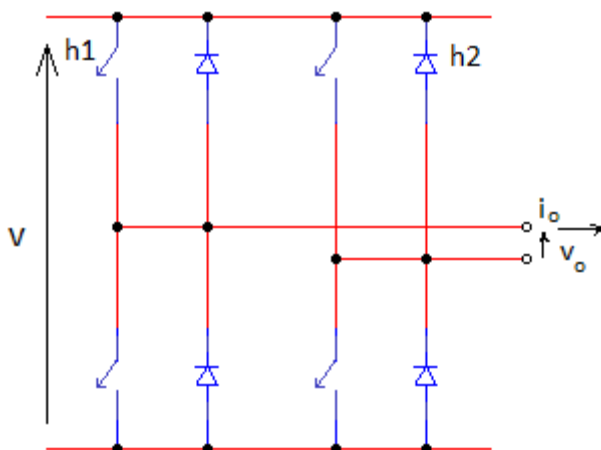
$$V > 0 \quad (\text{vincolo di polarità})$$

mentre i può essere $>$ oppure $<$ di 0 (nessun vincolo di direzionalità)

È compito del controllo mantenere la complementarietà delle valvole, altrimenti si ha corto circuito.

Il CHOPPER BIDIREZIONALE è l'elemento base presente in ogni ramo dei ponti dei convertitori DC/DC e inverter (DC/AC).

Collegando opportunamente una coppia di chopper bidirezionali si ottengono le configurazioni a ponte



A seconda dello stato dei 2 deviatori possiamo avere:

$$\begin{cases} v_o = v \\ i = i_o \end{cases} \text{ con } \begin{cases} h_1 = 1 \\ h_2 = 0 \end{cases} \quad \text{oppure} \quad \begin{cases} v = 0 \\ i = 0 \end{cases} \text{ con } \begin{cases} h_1 = 0 \\ h_2 = 0 \end{cases} \text{ o } \begin{cases} h_1 = 1 \\ h_2 = 1 \end{cases} \quad \text{oppure} \quad \begin{cases} v_o = -v \\ i = -i_o \end{cases} \text{ con } \begin{cases} h_1 = 0 \\ h_2 = 1 \end{cases}$$

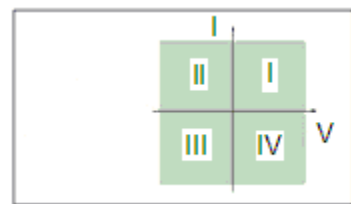
Sinteticamente

$$\begin{cases} v_o = h_p v \\ i = h_p i_o \end{cases} \text{ con } h_p = h_1 - h_2 \quad \begin{cases} 1 \\ 0 \\ -1 \end{cases}$$

Con questa configurazione v deve essere > 0 , mentre non ci sono vincoli per quanto riguarda i_o .

I valori di v_o e i potranno essere $>$ o $<$ di zero o nulli.

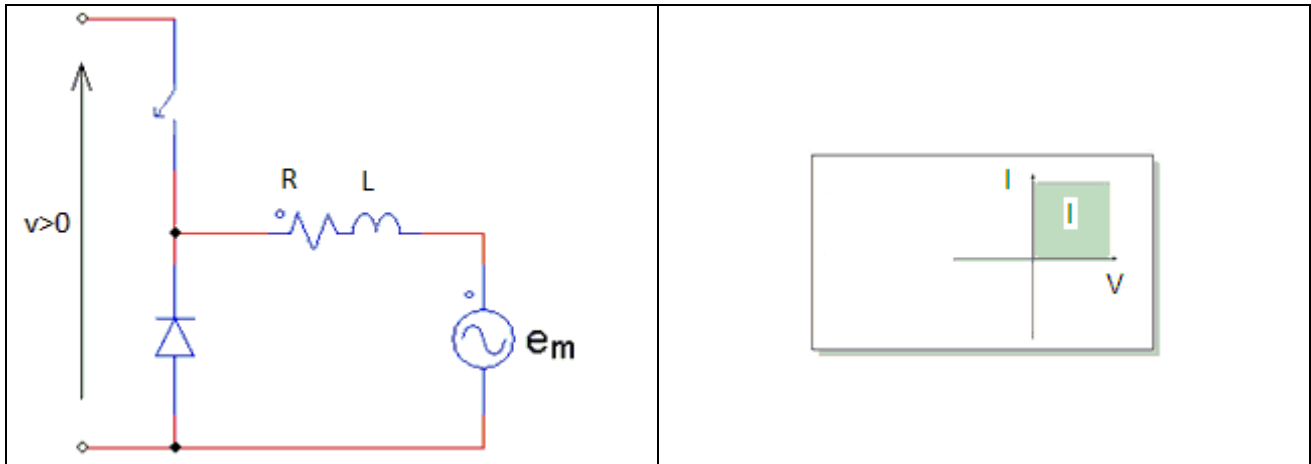
È consentito il funzionamento a quattro quadranti.



CLASSIFICAZIONE DEI CHOPPER

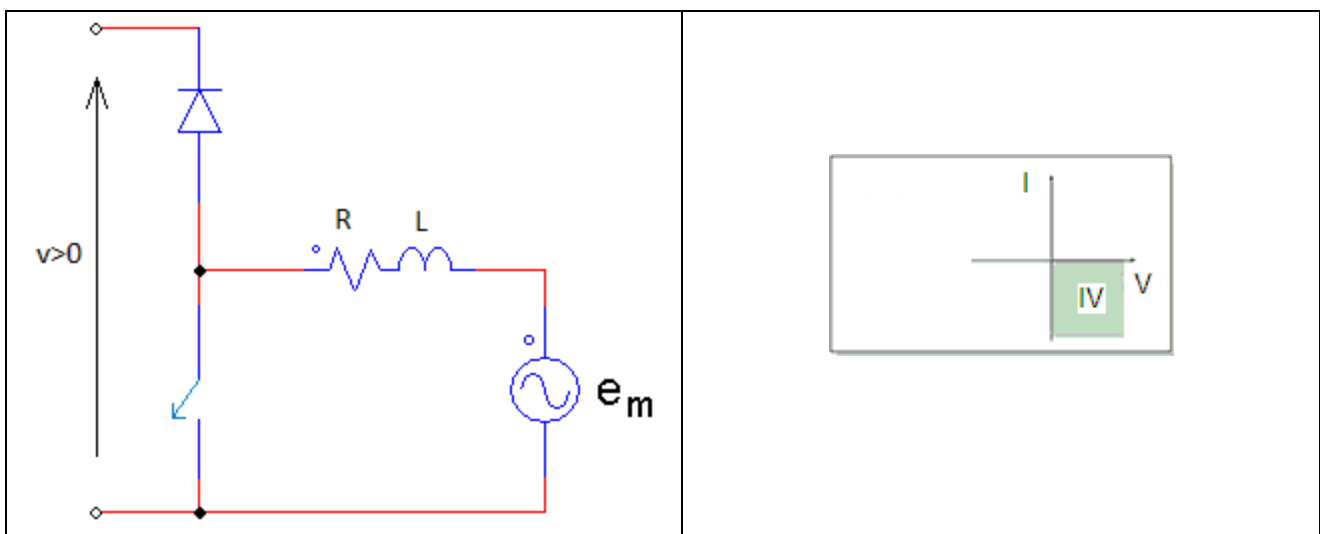
I chopper sono convertitori utilizzati nell'alimentazione di motori in continua. Si distinguono in varie classi a seconda del quadrante di lavoro che occupano.

1)



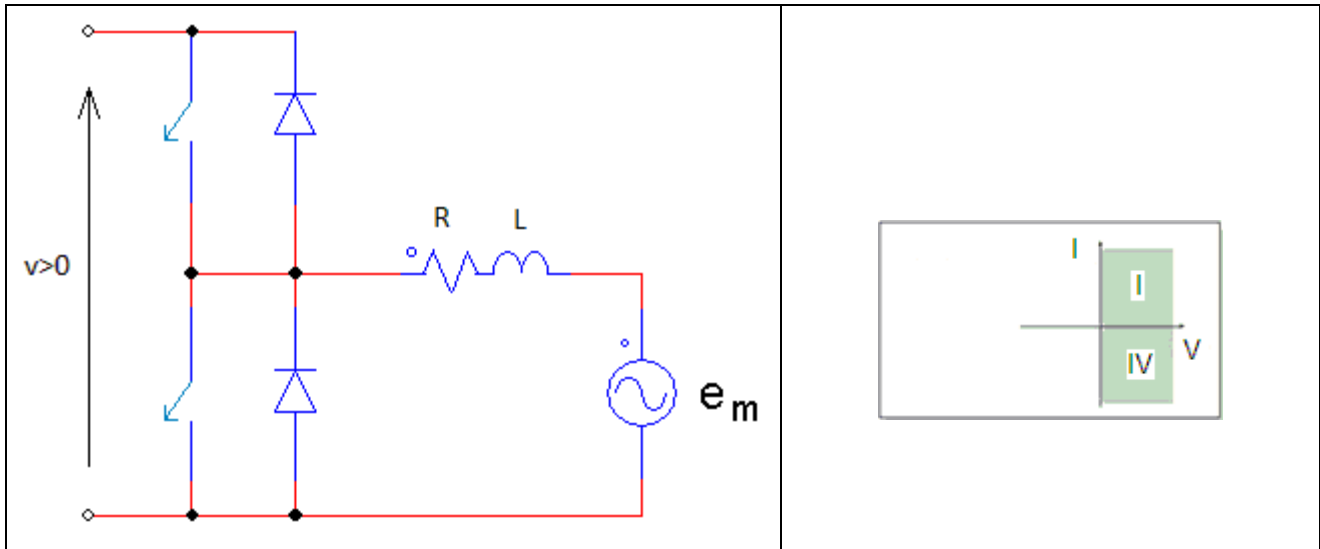
Alimentano motori che non possono rigenerare frenate né invertire la rotazione.

2)



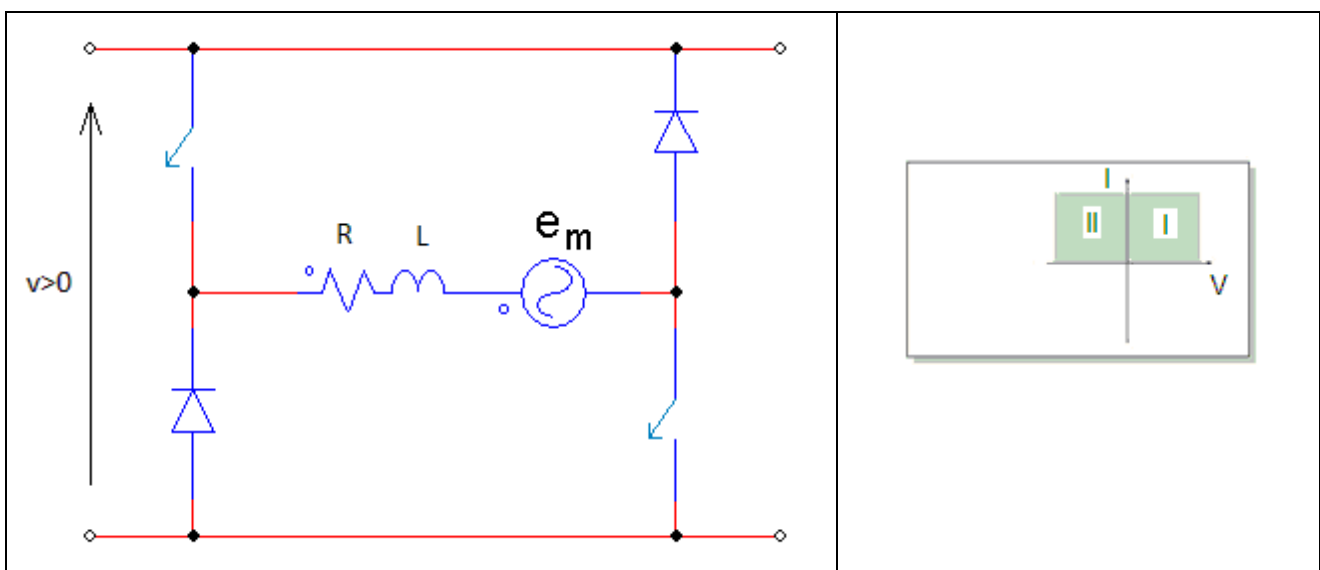
Servono a variare le tensioni di uscita di una dinamo, fissato il verso di rotazione della dinamo, fissate la corrente e la tensione di uscita.

3)



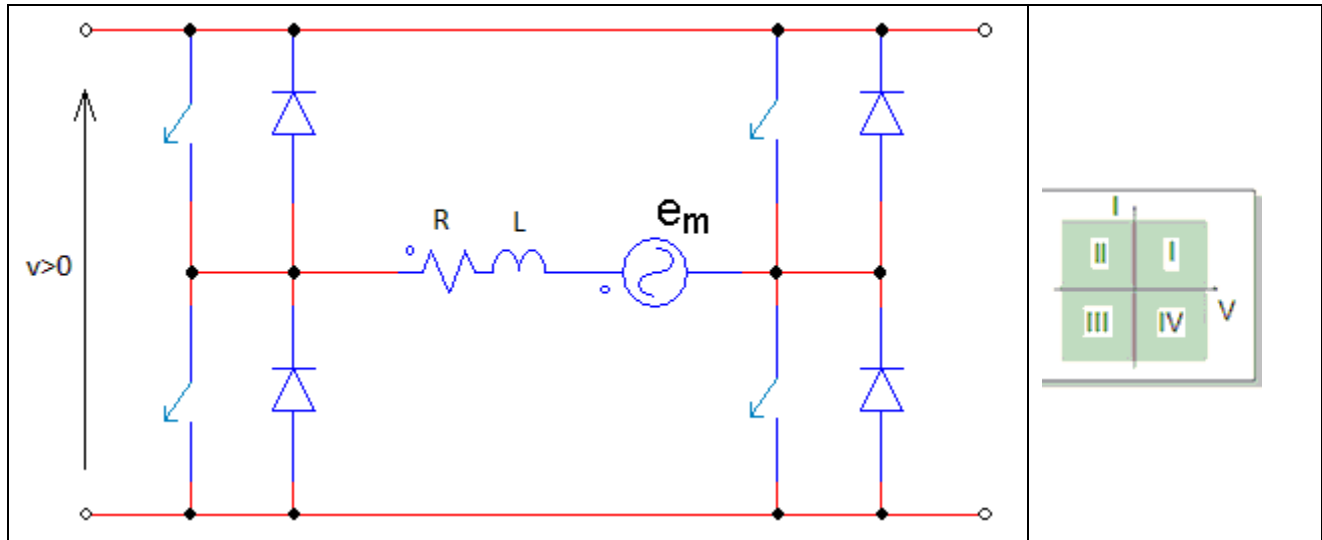
Sono chopper che permettono il funzionamento da motore o da generatore di una macchina in corrente continua con verso di rotazione fissato. Sono l'unione dei primi. Configurazione adatta ad alimentare motori in cc con possibilità di frenatura a recupero di energia.

4)



Permettono il funzionamento di un motore in cc anche da generatore, però per il funzionamento da generatore occorre invertire il verso di rotazione.

5)



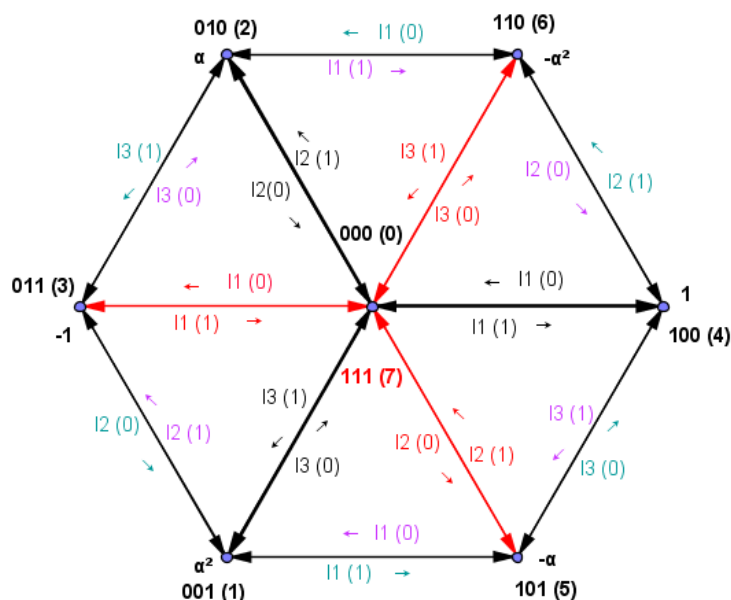
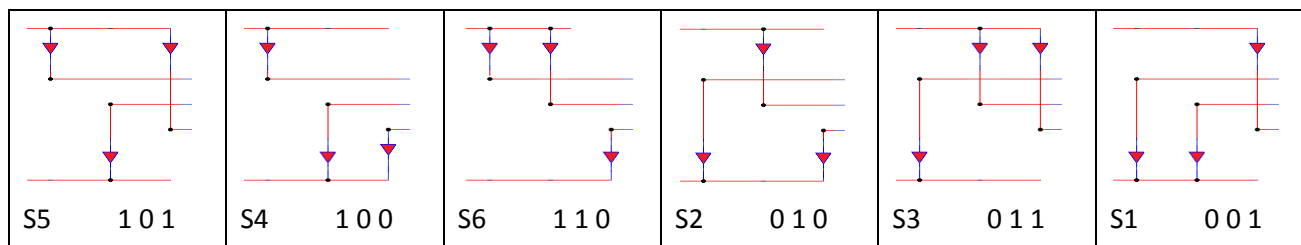
Questi chopper funzionano in tutti e quattro i quadranti variando la configurazione degli switches; chiudendone e/o aprendone altri si ottengono tutte le altre categorie. Inoltre si ha il funzionamento da motore con inversione della rotazione.

STATO DEL CONVERTITORE

Nei convertitori DC/DC e negli inverter, il pilotaggio degli interruttori dello stesso ramo avviene in modo complementare: l'insieme dei due interruttori costituisce un deviatore.

Nei sistemi trifase, l'intera struttura a ponte con i sei interruttori bidirezionali può essere schematizzata con 3 deviatori (con 2 nei sistemi monofase).

Indicato con 1/0 la posizione di ciascun deviatore (1 collegamento al bus superiore, 0 collegamento al bus inferiore) i possibili stati dell'inverter sono rappresentati in figura



Gli stati 4, 2, 1 possono essere ritenuti stati fondamentali (corrispondenti ad 1 solo deviatore in posizione 1, cioè collegato al bus superiore a tensione $+V_d$).

Nel piano complesso, tali stati corrispondono ai vertici di una terna di vettori sfasati tra loro di 120° .

Introdotta l'operatore complesso $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ i tre vettori definiti precedentemente possono essere identificati dalla terna $1 \ \alpha \ \alpha^2$, i rimanenti stati occupano posizioni opposte alla terna precedente, quindi $-1 \ -\alpha \ -\alpha^2$, ciascuno corrispondente alla somma di due vettori adiacenti ($1 + \alpha = -\alpha^2$, $1 + \alpha^2 = -\alpha$, $\alpha + \alpha^2 = -1$), ma anche somma binaria e decimale di due stati fondamentali adiacenti a questo).

Due stati adiacenti sono raggiungibili con una sola transizione.

Il punto centrale corrisponde agli stati 0 (000) e 7 (111) è raggiungibile da qualunque altro stato con una sola transizione: lo stato 0 è raggiungibile da ciascuno degli stati fondamentali, lo stato 7 da quelli non fondamentali [0 è anche la somma di 2 vettori opposti, mentre 7 corrisponde alla somma binaria e decimale di due stati opposti]. Gli stati 0 e 7 sono definiti stati nulli.

La transizione da uno stato ad un altro può essere rappresentato indicando per ogni linea che congiunge due stati adiacenti (raggiungibili con una transizione) l'"ingresso" che determina tale transizione ed il relativo valore. Per ingresso si intende il deviatore azionato e per valore dell'ingresso la sua posizione di contatto (1/0) al bus superiore.

La transizione da uno stato all'altro avviene commutando ciclicamente i deviatori.

Negli inverter ad onda quadra i due stati corrispondenti alla chiusura di entrambi gli interruttori superiori e inferiori (che determinano una situazione di corto circuito del carico) non sono utilizzati, mentre lo sono nei convertitori a PWM.

(Analogamente, per i convertitori DC/DC o inverter monofase con controllo PWM bipolare non sono utilizzati gli stati 00 e 11, mentre lo sono nel controllo PWM unipolare)

Lo stato di un convertitore è completamente definito dalla posizione delle valvole/interruttori comandate.

Ogni deviatore di un ramo è costituito da una coppia di interruttori bidirezionali in funzionamento complementare.

Le valvole comandate specificano quali tratti di ramo del convertitore sono in conduzione.

Poiché ogni interruttore bidirezionale è costituito da una coppia di elementi circuitali (un dispositivo attivo ed uno passivo in contro-parallelo), lo stato del convertitore (indicativo delle valvole comandate) specifica solo i tratti di ramo in conduzione, non quale dei due dispositivi sia percorso da corrente, determinato, invece, dal verso della corrente.

Nel caso di un carico fortemente induttivo, gli istanti immediatamente successivi all'attivazione di una valvola, comportano l'intervento in conduzione del diodo di ricircolo in antiparallelo alla valvola comandata, e solo successivamente della valvola stessa, quando inverte il verso della corrente.

Nei convertitori trifase, va osservato che in caso di carico fortemente induttivo (con sfasamento tensione / corrente superiore a 60° elettrici, non si verifica mai la conduzione simultanea delle 3 valvole, ma solo di due dispositivi attivi ed uno passivo e viceversa.

Negli inverter, la generazione di una terna di tensioni di sequenza diretta avviene pilotando le valvole in modo da determinare la transizione attraverso stati disposti in senso antiorario nel diagramma delle transizioni.

CONVERTITORI AC/DC A PONTE (RADDRIZZATORI)

GENERALITA'

Le reti elettriche di Trasmissione e Distribuzione si dividono in due categorie

- Reti a tensione continua (DC)
- Reti a tensione alternata (AC)

A volte gli utilizzatori richiedono un'alimentazione con tensione continua, pertanto è necessario CONVERTIRE la rete elettrica in alternata in una rete in continua. A questo scopo si provvede con un raddrizzatore.

Un raddrizzatore (convertitore AC/DC) è un sistema che realizza la conversione di una tensione alternata in una tensione continua.

La tensione che si ottiene in uscita da un raddrizzatore non è rigorosamente costante, e in alcuni casi è addirittura fortemente variabile. Tuttavia ogni raddrizzatore è caratterizzato dalla presenza di una parte desiderata costituita da una significativa componente CONTINUA della tensione di uscita. La parte indesiderata è denominata RIPPLE.

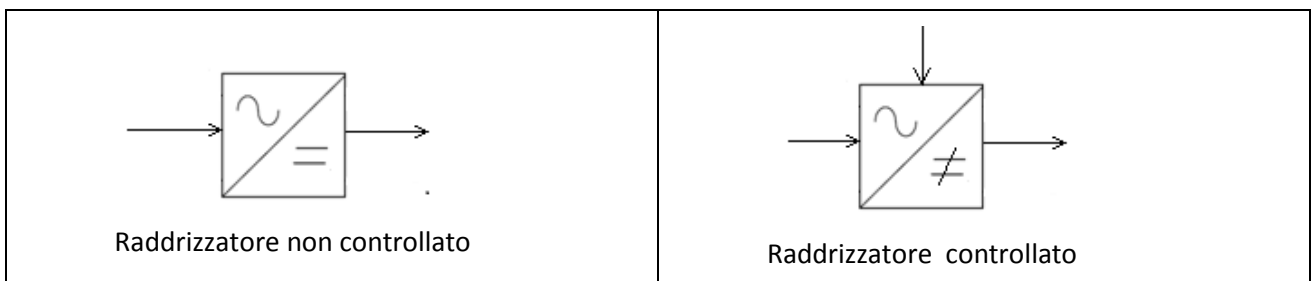
La rete di distribuzione, da cui realizzare il convertitore, può essere:

- Monofase
- Trifase

In generale un raddrizzatore può essere di due tipi:

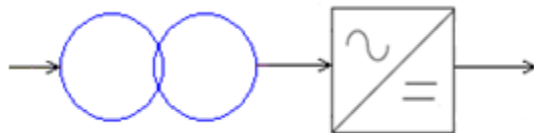
- A tensione di uscita costante
- A tensione di uscita variabile

Gli schemi a blocchi corrispondenti sono i seguenti:

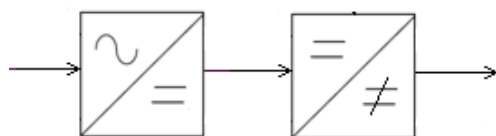


Nel primo schema il legame tra valor medio della tensione in uscita e valore efficace della tensione alternata in ingresso è univocamente determinato.

Se per soddisfare i requisiti in uscita è necessario un diverso valore efficace in ingresso, bisogna inserire un trasformatore tra la rete e il convertitore.



Una soluzione alternativa per ottenere il livello di tensione desiderato in uscita consiste nel far seguire al convertitore AC/DC un convertitore DC/DC.



Nel secondo schema (raddrizzatore controllato) si controlla il valor medio e anche la polarità parzializzando l'onda della tensione di alimentazione.

Il primo tipo di convertitore si realizza utilizzando valvole non controllate (diodi), il secondo tipo con valvole controllate, ad es. valvole controllate in chiusura (accensione) cioè SCR (tiristori), oppure valvole controllate in chiusura e apertura cioè GTO o SCS. I BJT (di solito in configurazione DARLINGTON), MOSFET e IGBT sono valvole pilotate da un segnale continuo (segnale di corrente in base per il primo, segnale di tensione al gate per gli altri due), mentre gli SCR e i GTO richiedono un segnale impulsivo di corrente al gate (l'SCS, invece, è sostanzialmente un SCR con un extraterminale di gate, cioè funziona come il GTO, ma invece di uno ha due gate di controllo).

SCR e GTO sono in grado di sopportare tensioni bipolari, mentre BJT, MOSFET e IGBT sopportano solo tensioni unipolari.

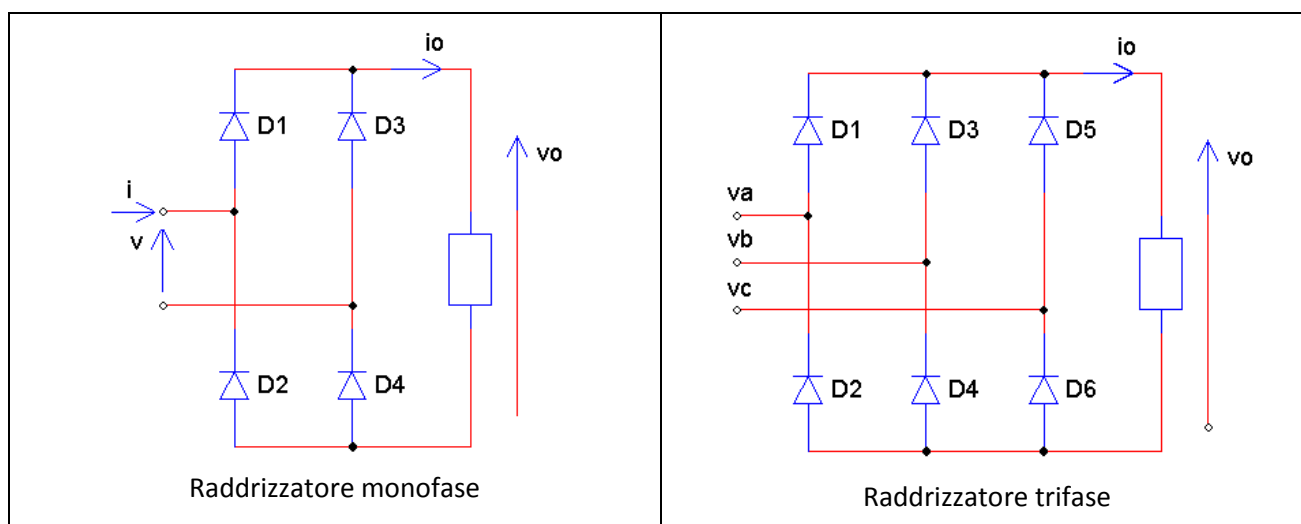
Tutte le valvole sopracitate consentono solo un flusso unidirezionale di corrente.

Altro discorso vale per i TRIAC e i DIAC: i primi equivalgono a due SCR collegati in antiparallelo con il gate in comune, mentre i secondi si utilizzano solitamente per innescare il gate di un TRIAC o di un SCR.

Limitando l'analisi ai soli raddrizzatori **a ponte**, le possibili strutture circuitali sono le seguenti:

- Raddrizzatore non controllato
- Raddrizzatore semicontrollato
- Raddrizzatore controllato in chiusura
- Raddrizzatore controllato sia in chiusura che in apertura (non sarà analizzato)

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL RADDRIZZATORE NON CONTROLLATO (A DIODI)



Nella prima struttura ci sono due rami disposti in parallelo, ciascuno costituito da due diodi in colonna, nella seconda ci sono tre rami.

Le due strutture contengono due o tre diodi collegati ad anodo comune e altrettanti collegati a catodo comune.

REGOLE DI CONDUZIONE

1. Tra due o più diodi collegati a catodo comune conduce quello che ha potenziale di anodo più alto	<p>Diagramma di tre diodi collegati ai loro catodi in un unico punto comune. I loro anodi sono collegati a tre linee separate.</p>
2. Tra due o più diodi collegati ad anodo comune conduce quello che ha potenziale di catodo più basso	<p>Diagramma di tre diodi collegati ai loro anodi in un unico punto comune. I loro catodi sono collegati a tre linee separate.</p>

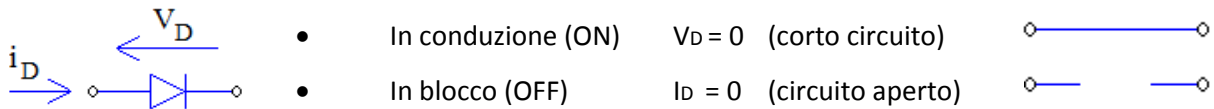
RADDRIZZATORE MONOFASE NON CONTROLLATO

Diodi sullo stesso ramo non conducono mai contemporaneamente e non sono mai contemporaneamente in blocco. (Altro discorso per la struttura a ponte semicontrollato).

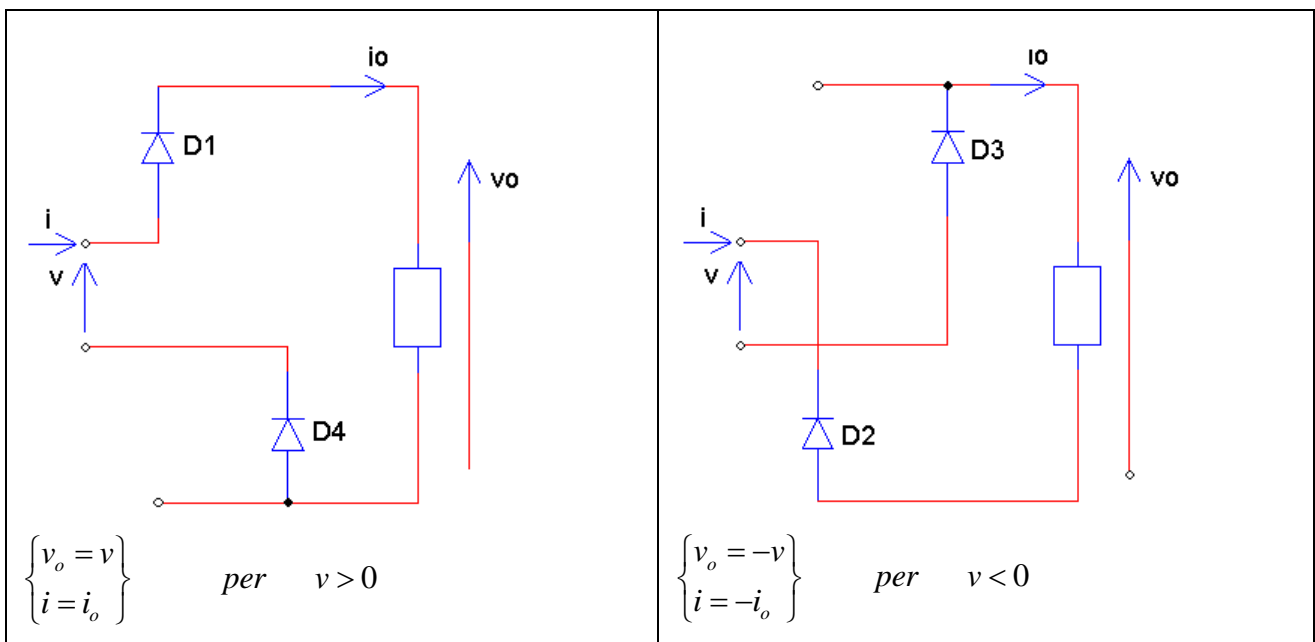
I diodi del ponte conducono sempre a coppie incrociate:

- D1 e D4 se $v > 0$ (tra D1 e D3 conduce D1 per la regola 1, tra D2 e D4 conduce D4 per la regola 2)
- D3 e D2 se $v < 0$ (per le stesse regole: tra D1 e D3 conduce D3, tra D2 e D4 conduce D2)

Considero i diodi ideali:



Dato il funzionamento asimmetrico del ponte, risultano possibili questi due modi di funzionamento



In sintesi

$$\left\{ \begin{matrix} v_o = hv \\ i = hi_o \end{matrix} \right\} \quad \text{con} \quad h = \begin{cases} 1 & \text{per } v > 0 \\ -1 & \text{per } v < 0 \end{cases}$$

In pratica il ponte è un INVERTITORE CONTROLLATO dalla tensione in ingresso v .

Mentre per i diodi

$$D = ON \quad \left\{ \begin{matrix} i_D = i_o \\ v_D = 0 \end{matrix} \right\} \quad D = OFF \quad \left\{ \begin{matrix} i_D = 0 \\ v_D = -v_o \end{matrix} \right\}$$

Pertanto noti v e i_o (tensione alla sorgente e corrente al carico) si possono ricavare v_o e i (tensione al carico e corrente alla sorgente) e le grandezze elettriche relative ai diodi.

Ai suppose nota la tensione in ingresso $v(t) = \sqrt{2}V \sin \omega t$ (sinusoidale) e la corrente al carico $i_o(t) = I_d$ (costante nell'ipotesi di carico fortemente induttivo $\omega L \gg R \rightarrow \frac{L}{R} \gg T$).

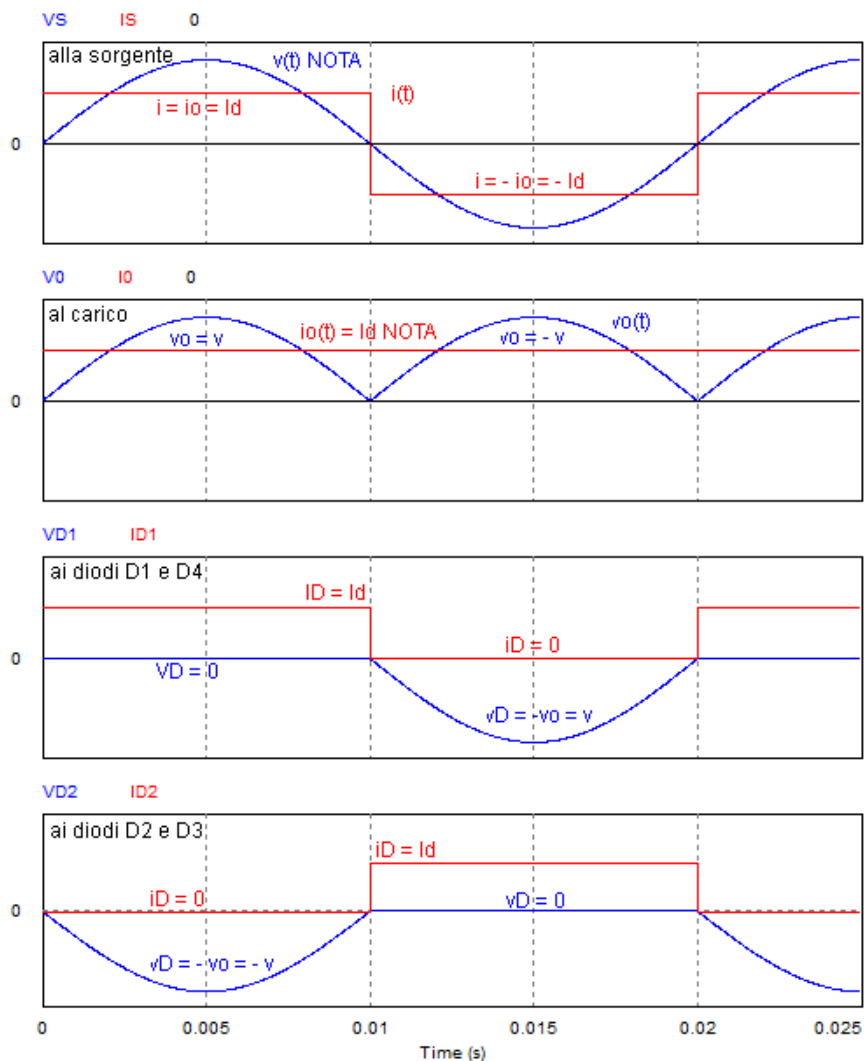
Si considera un solo periodo (poi le grandezze si ripetono nel tempo)

1° SEMIPERODO

$$v(t) > 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{al carico} \\ \text{alla sorgente} \\ \text{ai diodi } D_1, D_4 \text{ (ON)} \\ \text{ai diodi } D_2, D_3 \text{ (OFF)} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} v_o = v = \sqrt{2}V \sin \omega t \\ i = i_o = I_d \\ i_D = i_o = I_d, \quad v_D = 0 \\ i_D = 0, \quad v_D = -v_o = -v \end{array} \right.$$

2° SEMIPERODO

$$v(t) < 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{al carico} \\ \text{alla sorgente} \\ \text{ai diodi } D_1, D_4 \text{ (OFF)} \\ \text{ai diodi } D_2, D_3 \text{ (ON)} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} v_o = -v = -\sqrt{2}V \sin \omega t \\ i = -i_o = -I_d \\ i_D = 0, \quad v_D = -v_o = -v \\ i_D = i_o = I_d, \quad v_D = 0 \end{array} \right.$$



$v = \sqrt{2}V \sin \omega t$ è la tensione di ingresso nota

I_d è il valore noto della corrente al carico

Dai grafici si vede che

- tensione e corrente al carico sono sempre $> 0 \rightarrow$ funzionamento del ponte monofase limitato al I° quadrante
- La tensione al carico è una sequenza periodica di semionde positive di sinusoide (il raddrizzatore è denominato a doppia semionda perché in uscita ci sono due semionde nel periodo della tensione di ingresso). Il periodo della forma d'onda di uscita è uguale a metà del periodo della tensione di rete; l'ondulazione di tensione (e anche della corrente, nel caso reale con L non ∞) ha una fondamentale a frequenza doppia della frequenza di rete.

Si ricavano le GRANDEZZE CARATTERISTICHE

AL CARICO

Tensione media $V_d = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi V \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V = 0,9 V$
 (la tensione media di uscita è circa il 90% della tensione efficace in ingresso)

Valore efficace della tensione $V_o = V$ (ovviamente = al valore efficace della tensione di rete)

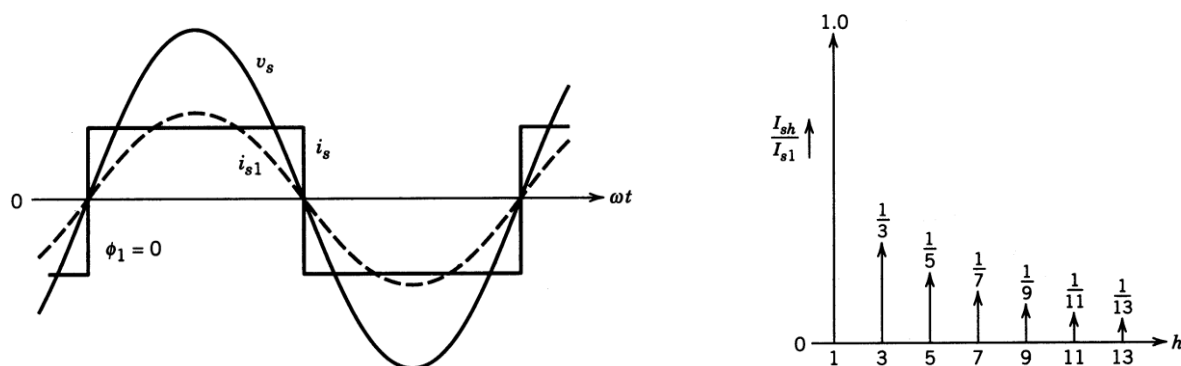
Potenza media $P_d = V_d \cdot I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cdot I_d = 0,9 A$
 (la potenza media in uscita è circa il 90% della potenza apparente in ingresso A)

* V_d non è regolabile

ALLA SORGENTE (RETE DI ALIMENTAZIONE)

Le corrente sulla rete è un'onda quadra

Le componenti spettrali della corrente secondo Fourier in funzione dell'ordine di armonicità h sono:



Il valore efficace della corrente è $I = I_d$

Il valore efficace della prima armonica di corrente è $I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} I_d = 0,9 I_d$

Il valore efficace della altre armonica di corrente è $I_h = I_1/h$ con h dispari

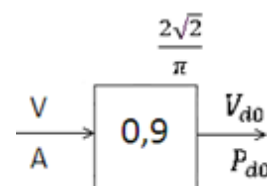
La corrente distorcente è $I_{dis} = \sqrt{I^2 - I_1^2} = \sqrt{I_d^2 - (0,9 I_d)^2} = 0,435 I_d$

Coefficiente di distorsione armonica T. H. D. % = $\frac{I_{dis}}{I_1} \% = \frac{0,436}{0,9} 100 \% = 48,34 \%$

* risulta un alto coefficiente di distorsione armonica

Potenza $A = V I_d = \frac{1}{0,9} V_d I_d = 1,111 P_d = 1,111 P_d$

Valore al quale va dimensionato l'eventuale trasformatore da anteporre al raddrizzatore per regolare la tensione in uscita .



AI DIODI

DIODI ON corrente media

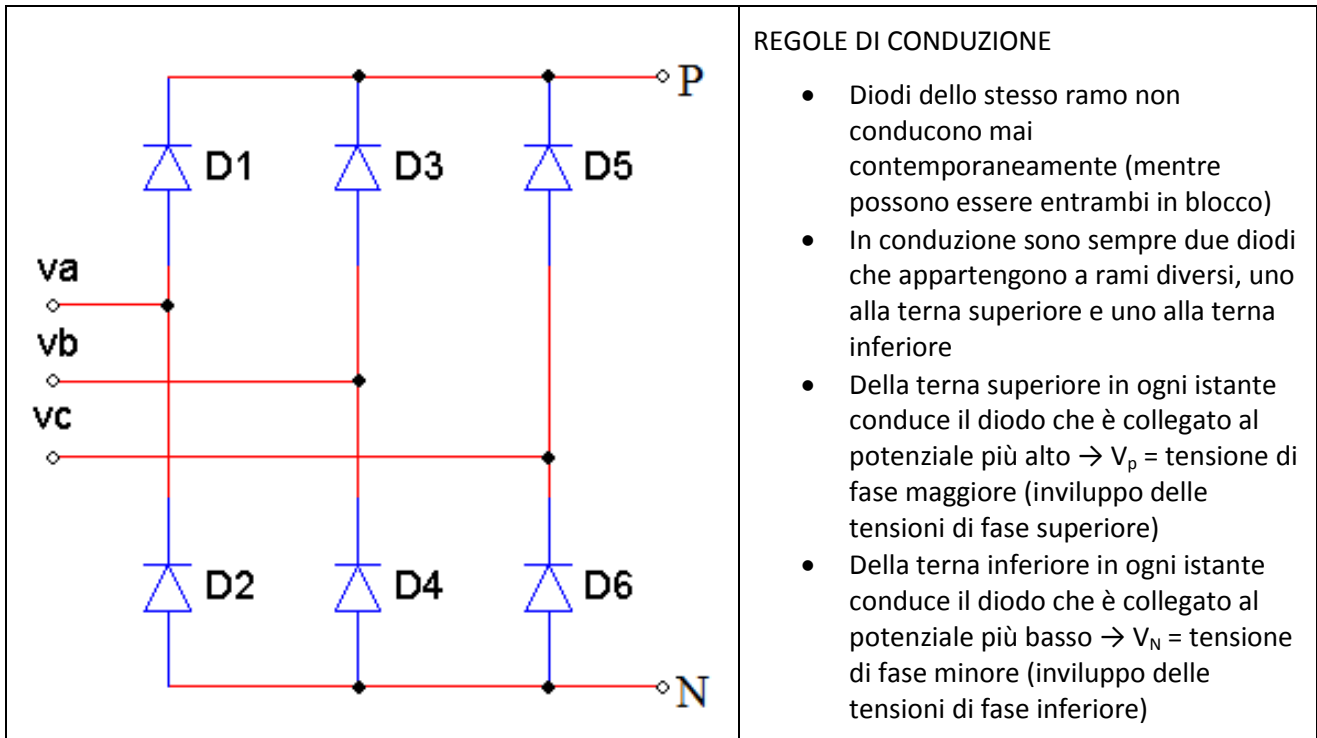
$$I_D = \frac{1}{2} I_d$$

DIODI OFF tensione inversa massima

$$\hat{V}_{Di} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_d = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_d = \frac{\pi}{2} V_d = 1,57 V_d$$

RADDRIZZATORE TRIFASE NON CONTROLLATO

Ipotesi: come sempre si ipotizza un carico fortemente induttivo $i_o(t) = I_d$ costante.



La tensione V_{PN} è la differenza tra le due tensioni, cioè è la tensione concatenata tra le fasi che in ogni istante sono collegate ai diodi in conduzione.

Il funzionamento del convertitore è sinteticamente rappresentato dalle forme d'onda della tensione al carico e delle correnti alla sorgente (in relazione all'andamento delle tensioni di fase).

Ogni diodo superiore conduce per $1/3$ di periodo; idem quelli inferiori che, però, sono sfasati di $1/3$ di periodo rispetto a quelli superiori.

Le correnti di fase hanno un tipico andamento di onda "quasi quadra" (QSW), con minori armoniche e minor distorsione rispetto al raddrizzatore monofase.

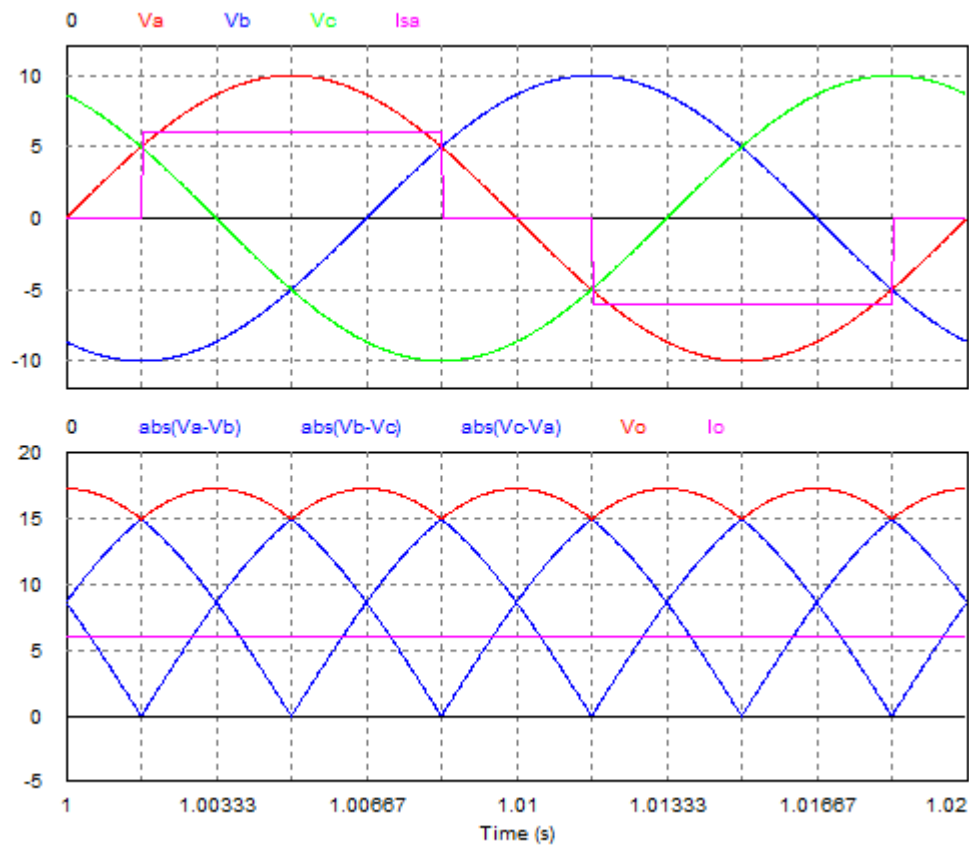
La tensione al carico è quasi continua, costituita da una serie di cupolotti (archi di senoide: la differenza di due sinusoidi è ancora una senoide).

La tensione al carico presenta un "elevato" valor medio in confronto al raddrizzatore monofase.

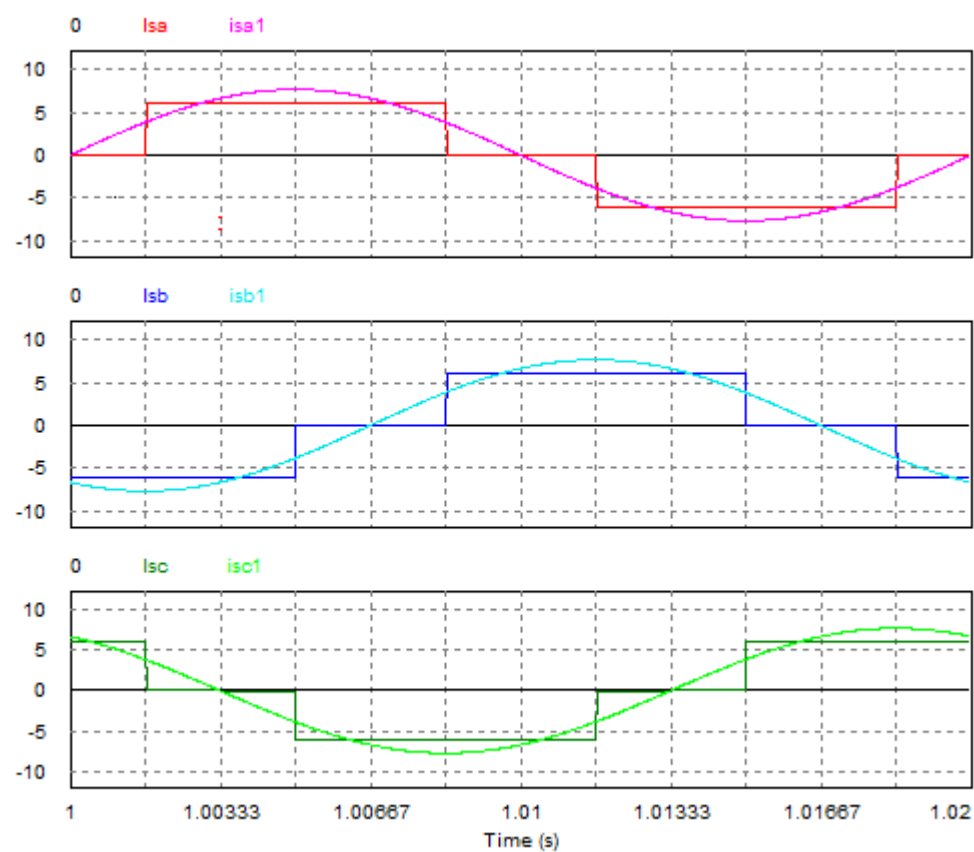
Inoltre, la tensione in uscita è periodica di periodo $T/6$ e la frequenza del ripple è 6 volte quella della tensione in ingresso (la fondamentale del ripple è a $6f$).

La forma d'onda al carico è composta da 6 segmenti per ogni periodo della frequenza di linea e per questo il raddrizzatore è spesso chiamato raddrizzatore a sei impulsi.

Tensioni di fase e una corrente di fase alla sorgente

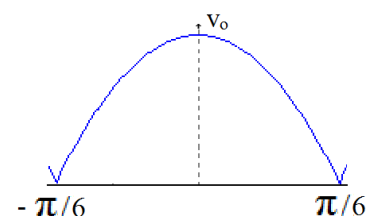


Correnti di fase e loro prima armonica alla sorgente



AL CARICO

Considerato un cupolotto, e scelta l'origine $t=0$ quando la tensione concatenata è al massimo, si può scrivere $v_o(t) = \sqrt{2}V \cos \omega t$ dove V è il valore efficace delle tensioni concatenate



Valor medio $V_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V \cos \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi/3} V = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V = 1,35 V$

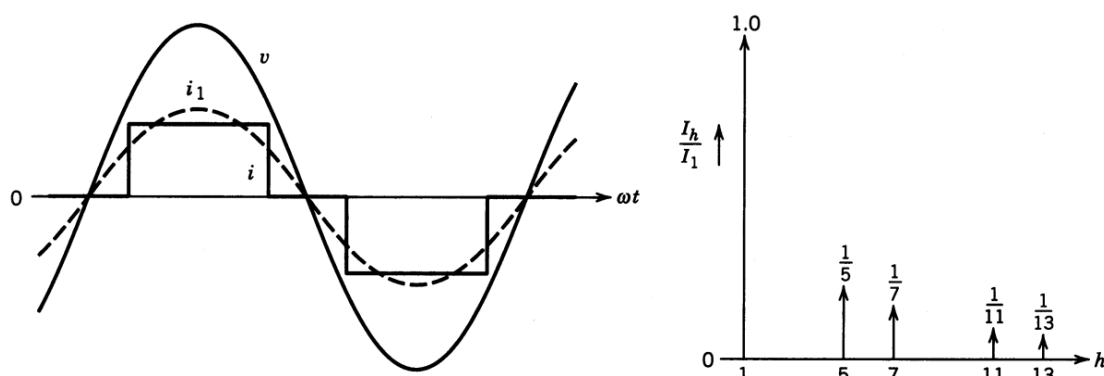
(è un buon valore: maggiore del valore efficace della tensione concatenata)

Potenza media $P_d = V_d \cdot I_d = 1,35 V I_d$

ALLA SORGENTE (RETE DI ALIMENTAZIONE)

Le corrente sulla rete è un'onda quasi quadra (QSW)

Le componenti spettrali della corrente secondo Fourier in funzione dell'ordine di armonicità h sono:



Non esistono né armoniche pari né armoniche multiple di 3.

Il valore efficace della corrente di linea è $I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0,816 I_d$

Il valore efficace della prima armonica di corrente è $I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} I_d \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0,78 I_d$

Il valore efficace delle altre armoniche di corrente è $I_h = I_1/h$ con $h = 5, 7, 11, 13, \dots$

La corrente distorcente è $I_{dis} = \sqrt{I^2 - I_1^2} = \sqrt{\frac{2}{3} - (0,78)^2} I_d = 0,242 I_d$

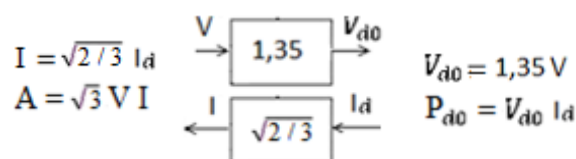
Coefficiente di distorsione armonica T. H. D. % = $\frac{I_{dis}}{I_1} \% = \frac{\sqrt{\frac{2}{3} - (0,78)^2}}{\frac{\sqrt{6}}{\pi}} 100 \% \cong 31 \%$

*valore inferiore rispetto all'onda quadra del sistema monofase (31% contro il 48%)

Potenza in ingresso $A = 3 V_f I = \sqrt{3} V I = \sqrt{3} V \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{2} V I_d = \sqrt{2} \frac{P_d}{1,35} = 1,047 P_d$

Valore per dimensionare l'eventuale trasformatore

per regolazione della tensione in uscita .



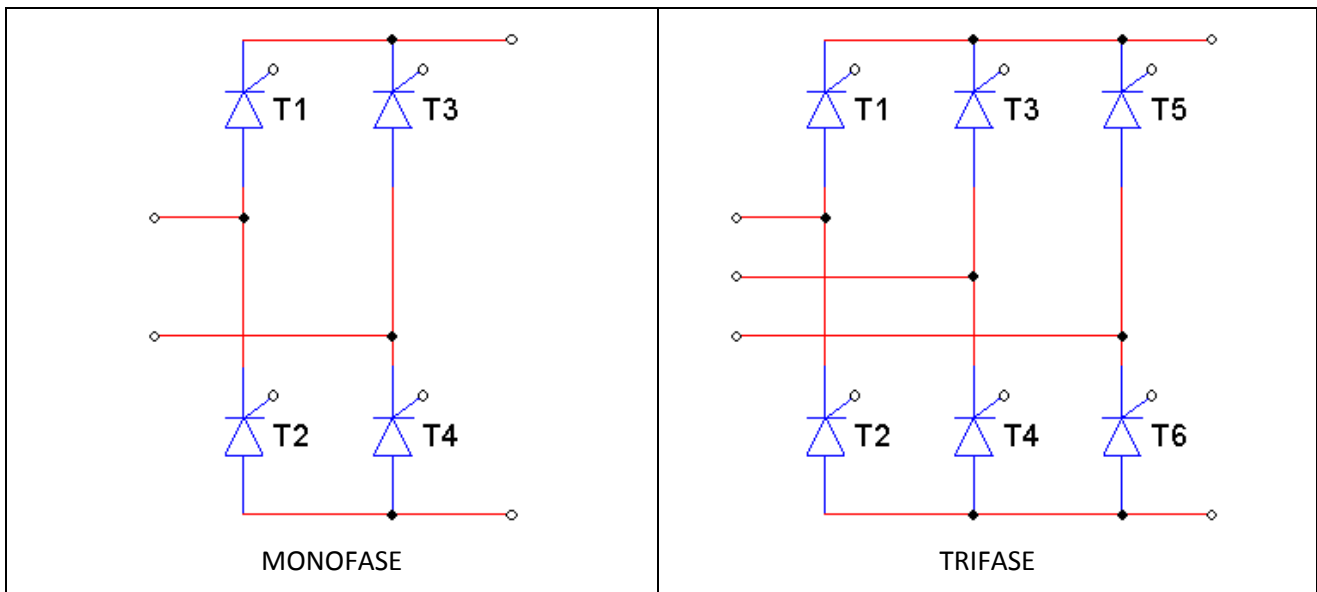
AI DIODI

DIODI ON corrente media $I_D = \frac{1}{3} I_d$

DIODI OFF tensione inversa massima $\hat{V}_{Di} = \sqrt{2} V = \sqrt{2} \frac{V_d}{1,35} = 1,047 V_d$

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL RADDRIZZATORE CONTROLLATO (IN ACCENSIONE)

SCHEMI



Rispetto ai convertitori AC/DC non controllati, i diodi sono sostituiti da tiristori (SCR).

CONDIZIONI DI CONDUZIONE per i tiristori

- vanno in ON quando & $\left\{ \begin{array}{l} \text{sono correttamente polarizzati} \\ \text{ricevono un impulso di innesco al terminale di GATE} \end{array} \right\}$
- vanno in OFF quando si annulla la corrente

Ipotesi: carico fortemente induttivo $i_o(t) = I_d$ costante.

Nel convertitore monofase i tiristori sono pilotati a coppie incrociate (mezzo periodo per ogni coppia).

FUNZIONAMENTO:

- quando la tensione in ingresso si inverte e polarizza inversamente i tiristori in conduzione, gli altri, pur correttamente polarizzati, non vanno in conduzione fino a quando ricevono l'impulso di innesco. Nel frattempo, per via del carico fortemente induttivo, la corrente continua a fluire attraverso quelli che risultano contro polarizzati. Pertanto la tensione ai capi di quelli in conduzione rimane nulla, mentre la tensione al carico diventa negativa.
- I tiristori polarizzati correttamente entrano in conduzione quando, dopo un ritardo pari ad $\alpha = \omega t_\alpha$ rispetto all'istante di accensione spontanea, ricevono l'impulso di innesco. Allora gli altri tiristori cessano di condurre e la tensione al carico ridiventa positiva.

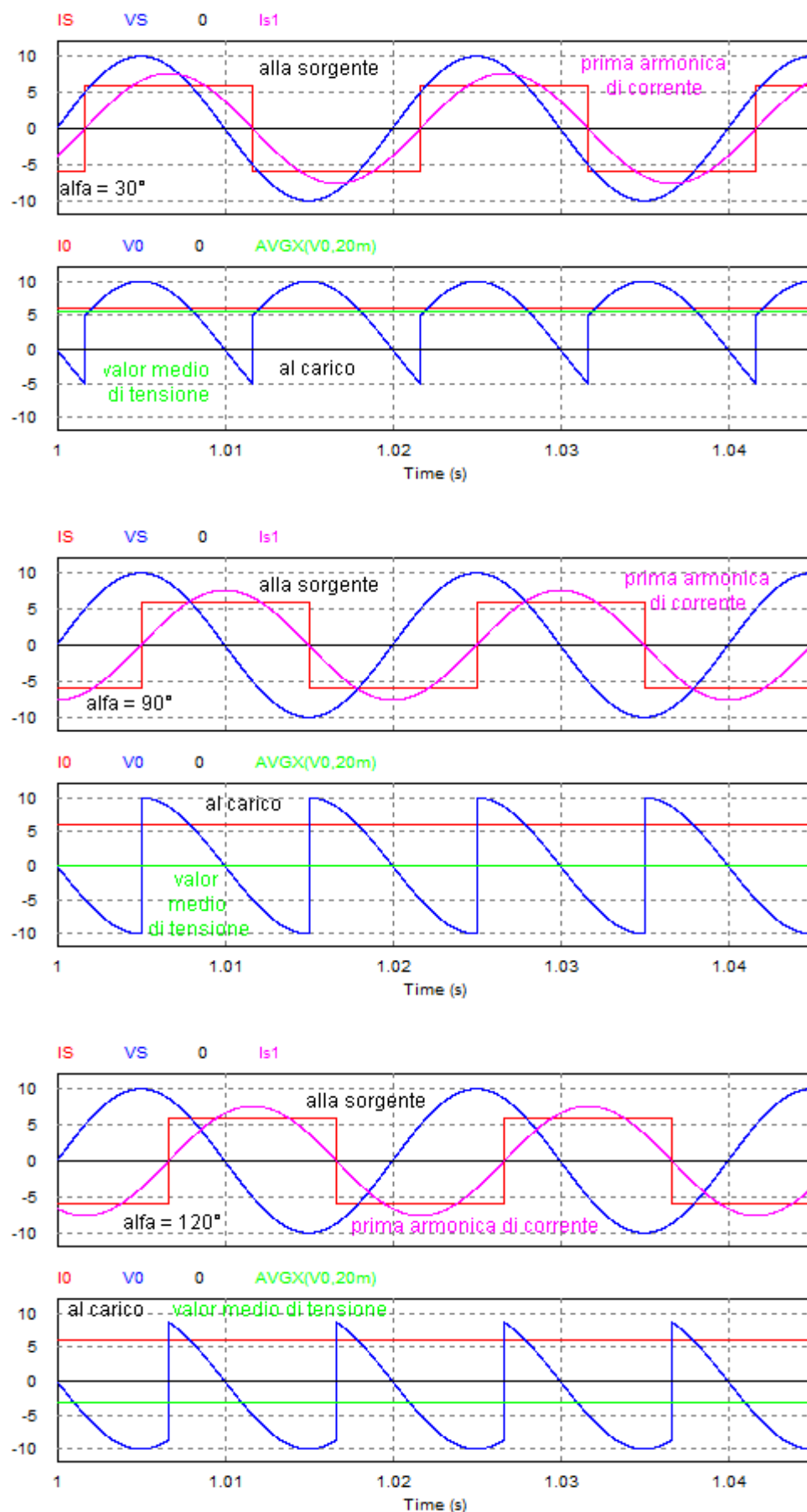
COMANDI

- Nel sistema monofase i tiristori sono comandati a coppie incrociate, nel sistema trifase le valvole sono comandate secondo la sequenza T1 - T6 - T3 - T2 - T5 - T4 - T1 ... sfasate tra loro di 60° ; i segnali inviati alle valvole dispari sono sfasati tra loro di 120° e, analogamente, i segnali inviati alle valvole pari sono sfasati tra loro di 120° .
- I tiristori della terna superiore sono comandati in sequenza per $1/3$ del periodo, ciascuno in modo tale che il proprio tempo di conduzione sia condiviso in tempi uguali con ciascuno dei 2 tiristori della terna inferiore appartenenti agli altri 2 rami, anch'essi comandati in sequenza per $1/3$ di periodo, ma sfasati di $1/6$ di periodo rispetto a quelli superiori.

Il funzionamento dei due sistemi, monofase e trifase è rappresentato dalle forme d'onda seguenti.

RADDRIZZATORE MONOFASE CONTROLLATO

Correnti e tensioni alla sorgente e al carico per diversi valori dall'angolo di innesco (30° , 90° , 120°)

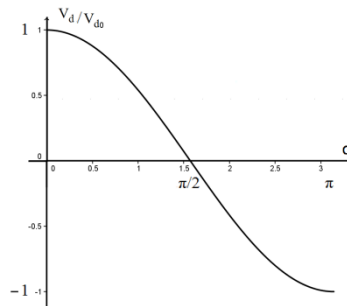


AL CARICO

Tensione media $V_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V \cos \alpha = 0,9 V \cos \alpha = V_{d0} \cos \alpha$

Potenza $P_d = V_d \cdot I_d = 0,9 V I_d \cos \alpha = P_{d0} \cos \alpha$

V_{d0} e P_{d0} sono i corrispondenti valori del sistema non controllato



* V_d è regolabile per $\alpha > \pi/2$ si ha trasferimento di energia dal lato DC al lato CA (funzionamento da inverter, su 2 quadranti)

IN INGRESSO

Le corrente sulla rete è un'onda quadra

L'analisi spettrale fornisce gli stessi risultati del convertitore non controllato (è solo temporalmente sfasata rispetto alla tensione → potenza reattiva)

Il valore efficace della corrente è $I = I_d$

Il valore efficace della prima armonica di corrente è $I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = 0,9 I_d$

Il valore efficace delle altre armoniche di corrente è $I_h = I_1/h$ con h dispari

La corrente distorcente è $I_{dis} = \sqrt{I^2 - I_1^2} = \sqrt{I_d^2 - (0,9 I_d)^2} = 0,435 I_d$

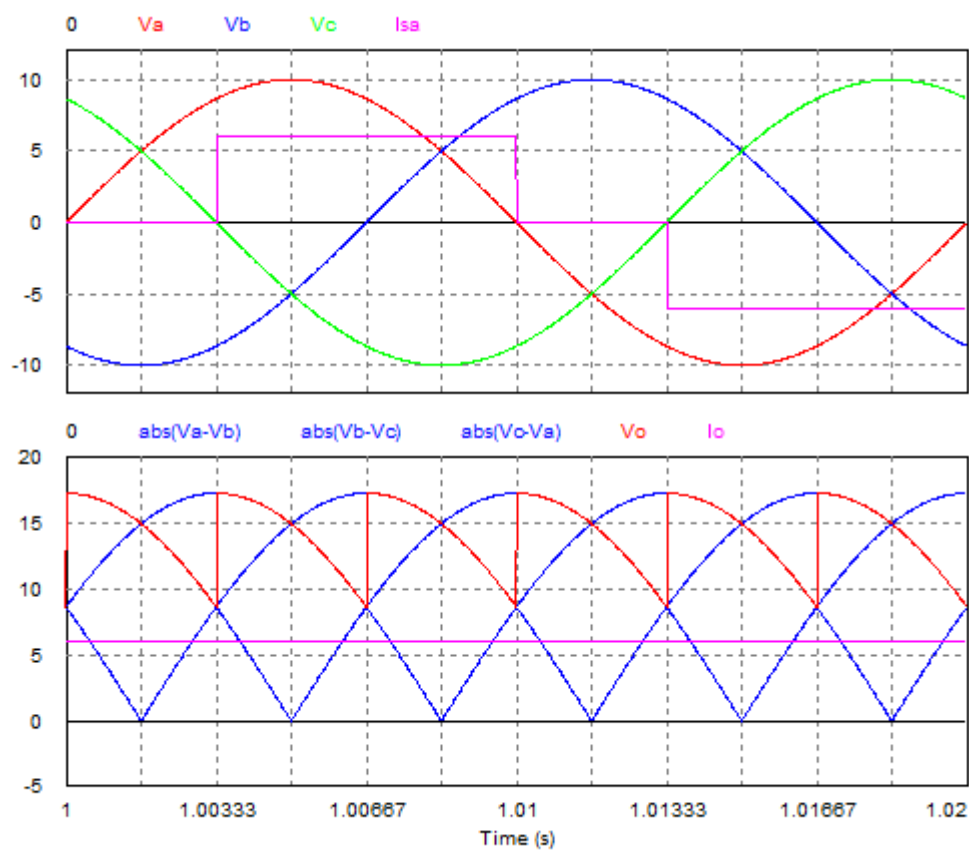
Coefficiente di distorsione armonica T. H. D. % = $\frac{I_{dis}}{I_1} \% = \frac{0,436}{0,9} 100 \% = 48,34 \%$

Potenza $A_1 = V \cdot I_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2} = V \cdot 0,9 I_d = 0,9 A$ $A = V \cdot I = V \cdot I_d$

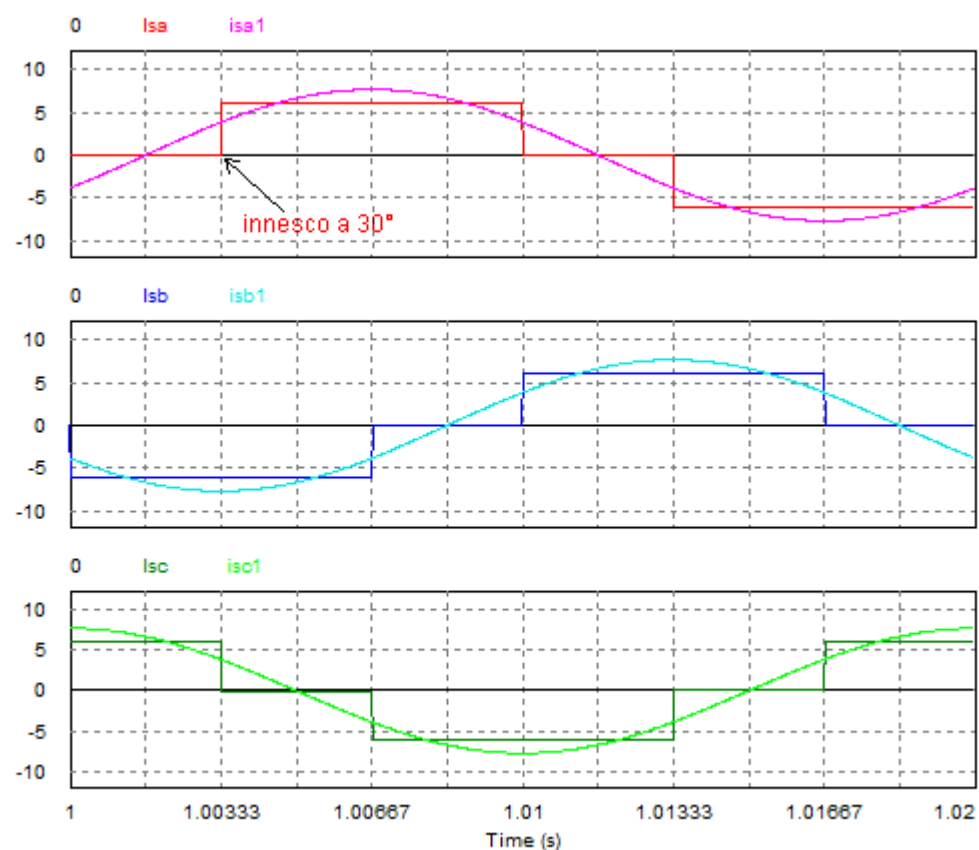
Fattore di Potenza $\cos \phi = \cos \alpha$

RADDRIZZATORE TRIFASE CONTROLLATO

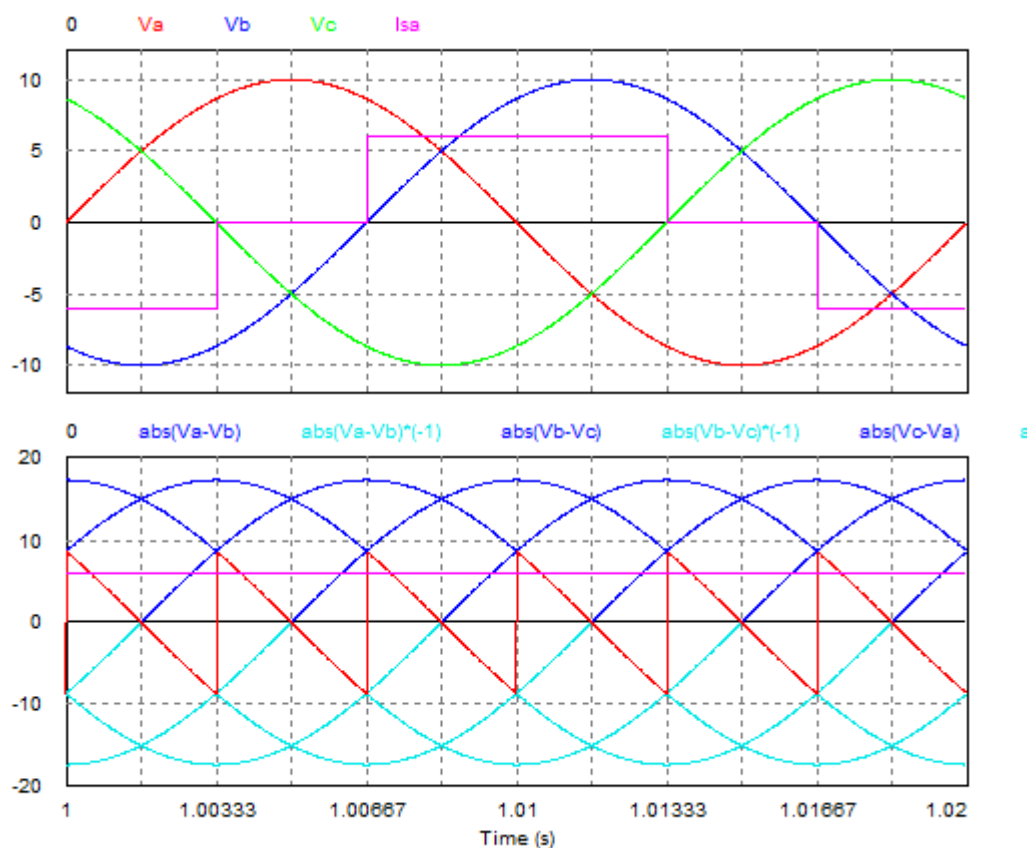
Tensioni di fase e una corrente di fase alla sorgente per diversi angoli di innesco (30° , 90° , 120°)



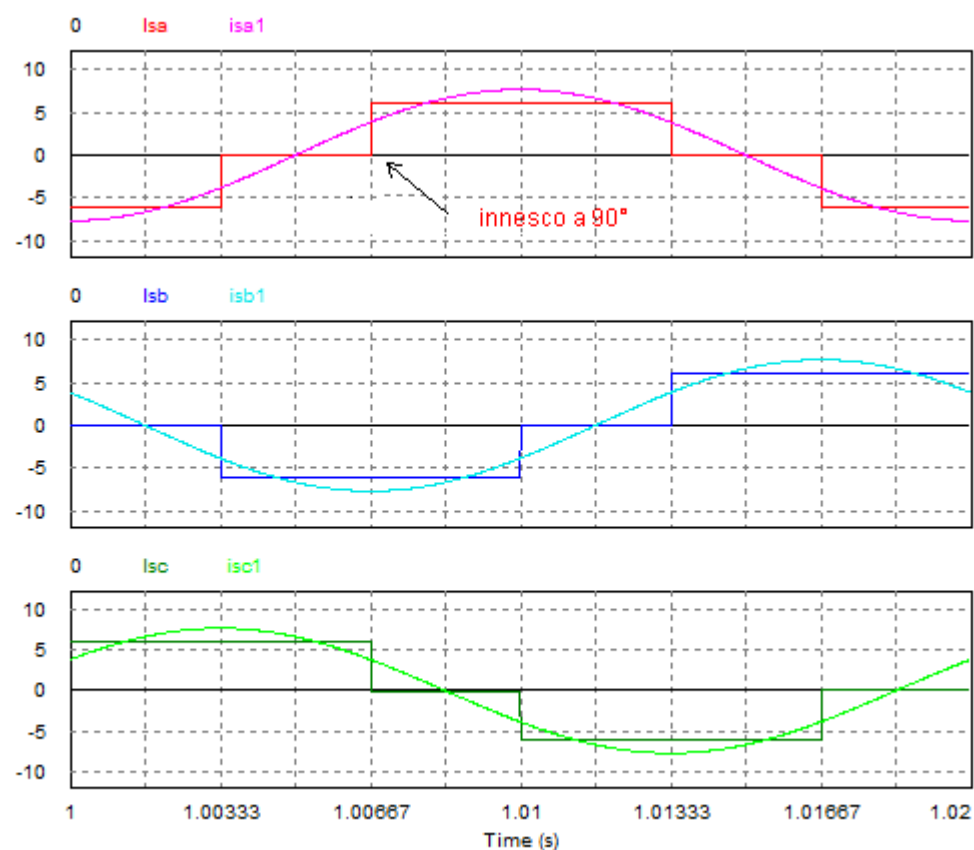
Correnti di fase e loro prima armonica alla sorgente (angoli di innesco 30°)



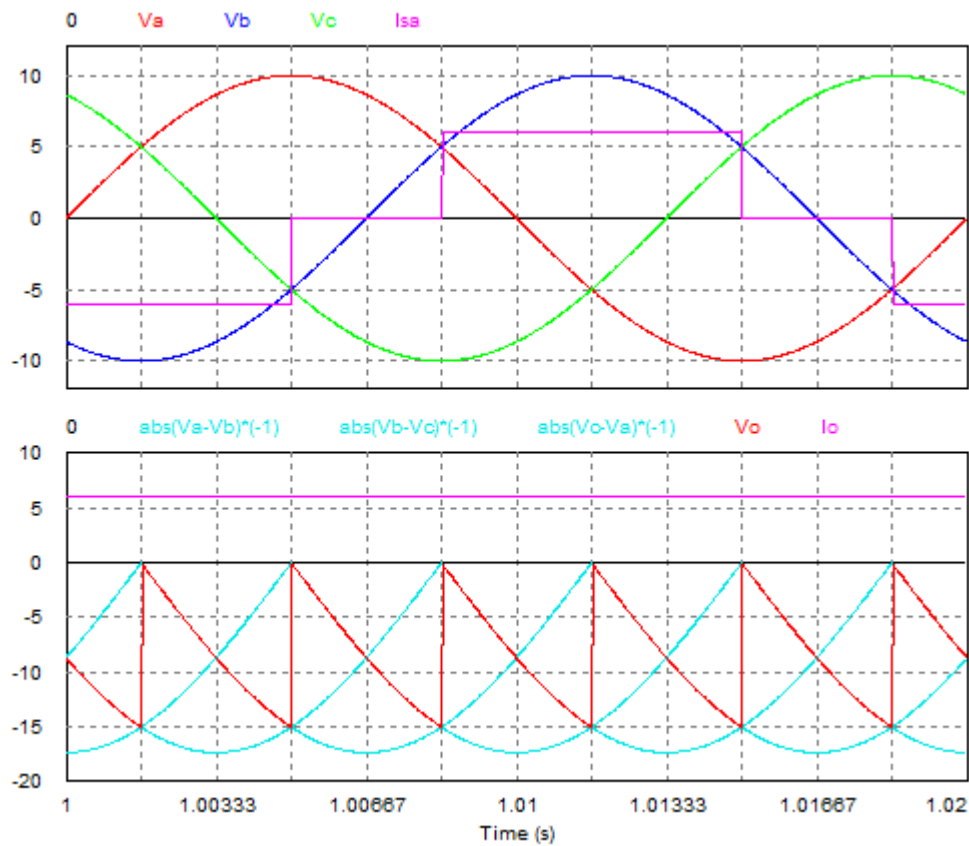
Tensioni di fase e una corrente di fase alla sorgente per angolo di innesco di 90°



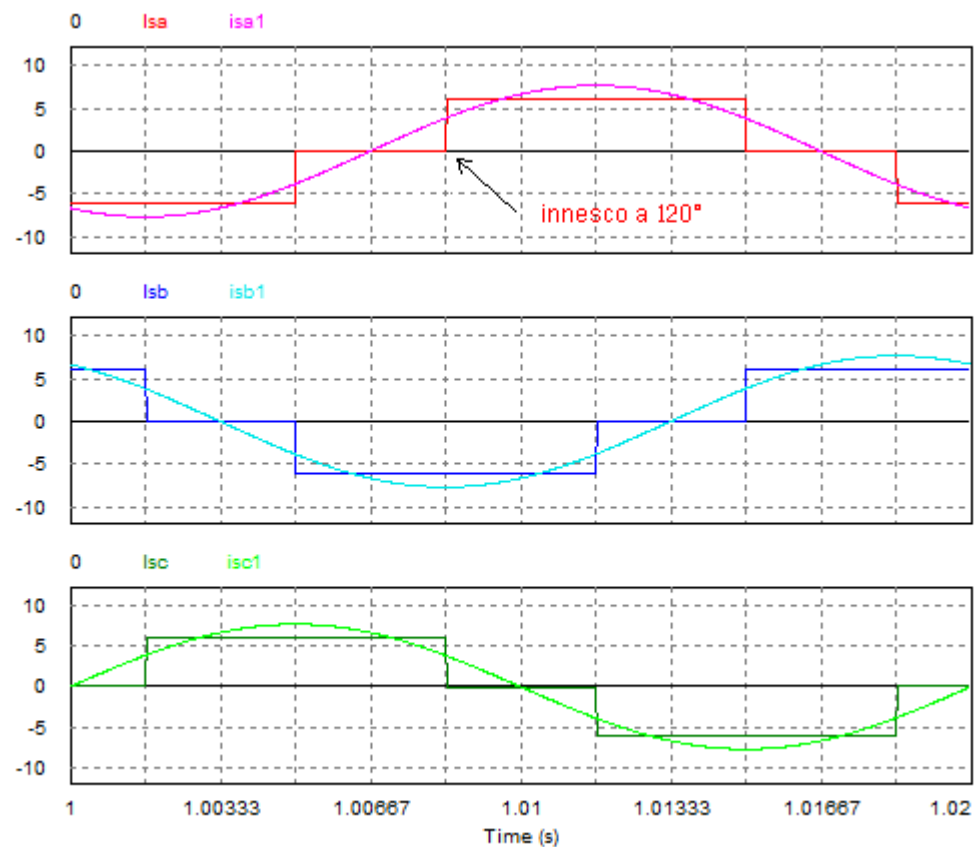
Correnti di fase e loro prima armonica alla sorgente (angoli di innesco 90°)



Tensioni di fase e una corrente di fase alla sorgente per angolo di innesco di 120°



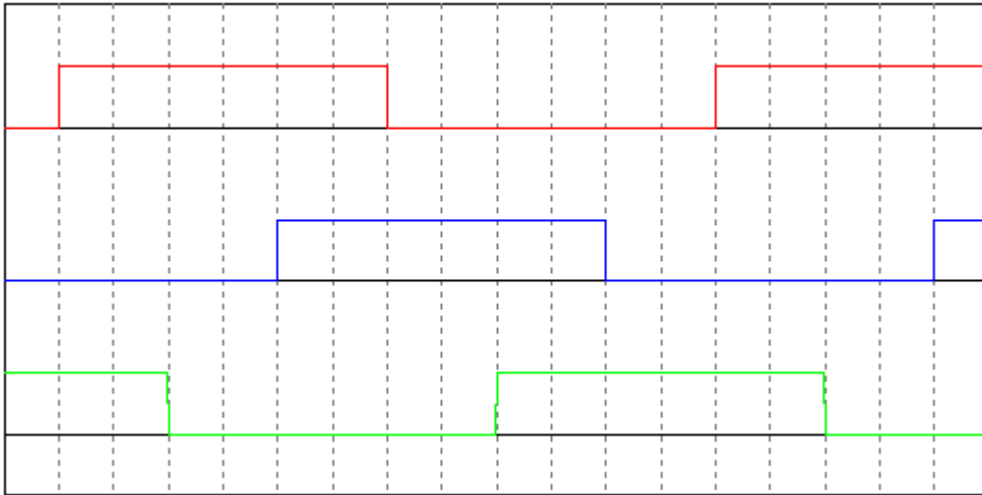
Correnti di fase e loro prima armonica alla sorgente (angoli di innesco 120°)



Comandi alle valvole

In figura sono rappresentati i comandi alle valvole poste sul lato superiore del ponte.

Le valvole poste nel lato inferiore sono comandate in modo complementare rispetto a quelle superiori.



I segnali di accensione delle valvole sono forniti in modo da creare un angolo di ritardo α rispetto all'istante di accensione spontanea che si avrebbe se il ponte fosse a diodi

Le valvole sono comandate nella sequenza T1 - T6 - T3 - T2 - T5 - T4 - T1 con sfasamento di 60° ; i segnali inviati alle valvole dispari e pari sono sfasati tra loro di 120° .

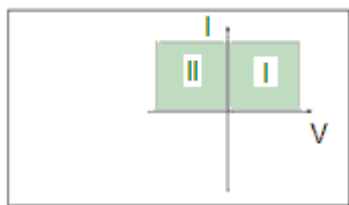
AL CARICO

$$\text{Valor medio} \quad V_d = \frac{1}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} v_o(t) dt = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha = 1,35 V \cos \alpha = V_{d0} \cos \alpha$$

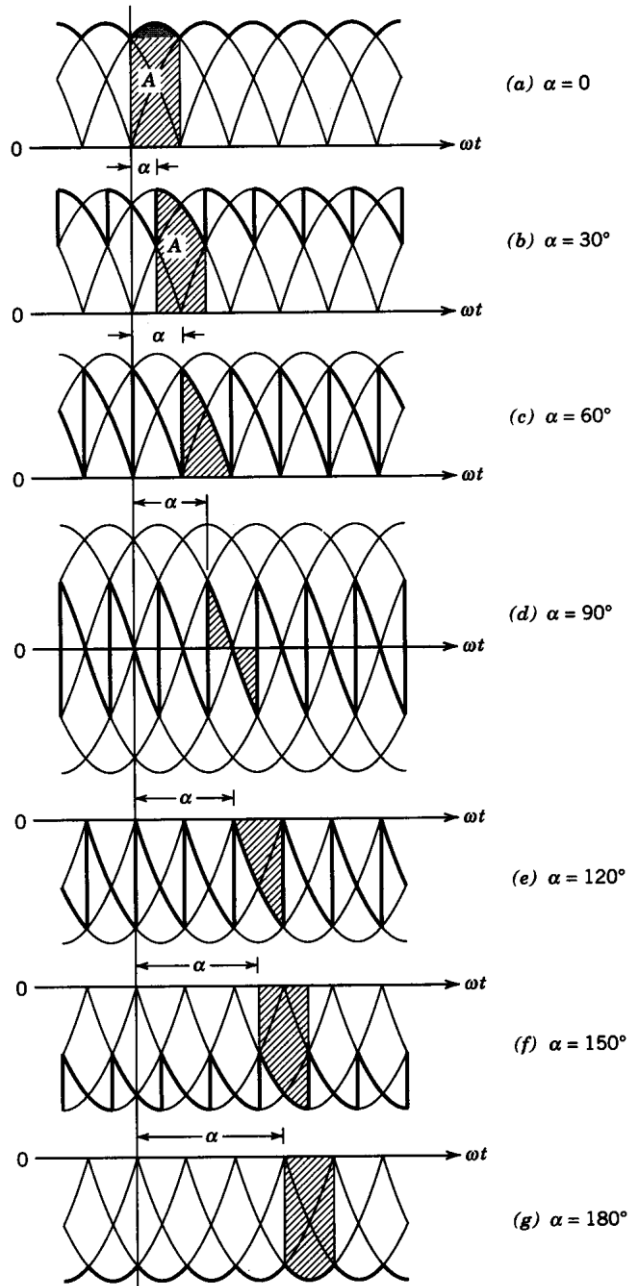
Per α tra 0 e 90° il convertitore funziona da raddrizzatore con $P_d > 0$

Per α tra 90° e 180° il convertitore funziona da inverter con $P_d < 0$

Il convertitore funziona su 2 quadranti

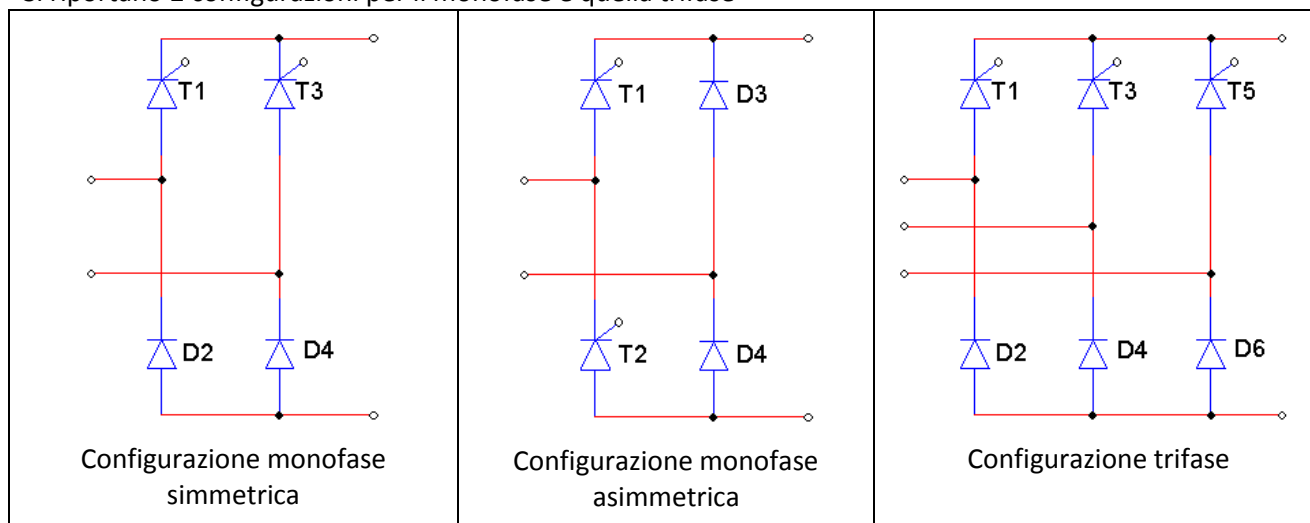


Andamento della tensione v_d al variare di α : $v_d = A/(\pi/3)$



STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL RADDRIZZATORE SEMICONTROLLATO

Si riportano 2 configurazioni per il monofase e quella trifase

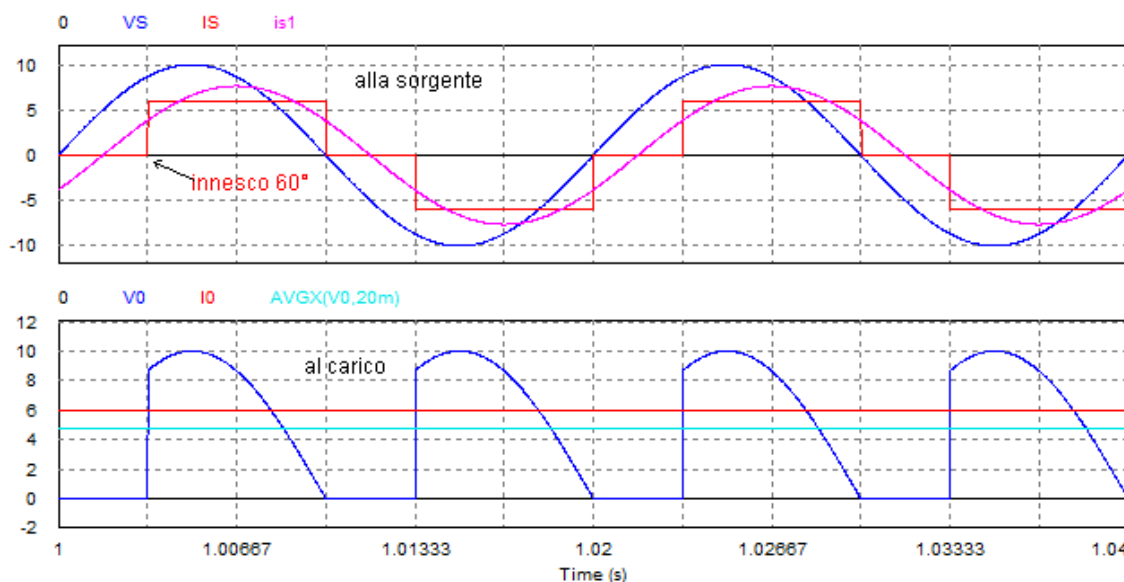


Ipotesi: carico fortemente induttivo.

Limitando l'analisi alle configurazioni monofase, queste funzionano in modo un po' differente, ma per entrambe la tensione al carico è la stessa.

Quando la tensione al carico si inverte e il tiristore che era in conduzione va in OFF, l'altro non conduce fino a quando riceve l'impulso di innesco (ritardato di α). Intanto i diodi sono in grado di condurre entrambi: la coppia diodi (i 3 diodi per il caso trifase) si comporta come un diodo di ricircolo. Nella versione asimmetrica i tiristori conducono per $180^\circ - \alpha$ e i diodi per $180^\circ + \alpha$, e risulta più vantaggiosa perché utilizza i diodi per un tempo maggiore.

Quando la tensione ai capi dei tiristori arriva a zero la tensione all'uscita del ponte viene bloccata e la rete scollegata dal carico, così il carico risulta in corto.

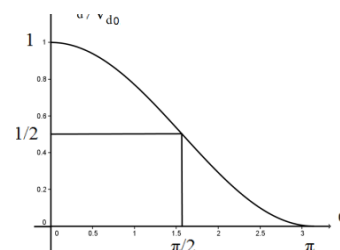


AL CARICO

$$\text{Valor medio} \quad V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{V} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\hat{V}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_d = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \cdot \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} = V_{d0} f(\alpha) \quad \text{Con } V_{d0} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V \quad e \quad f(\alpha) = \frac{(1 + \cos \alpha)}{2}$$

Il carico non vede la semionda negativa. Funziona solo nel primo quadrante.

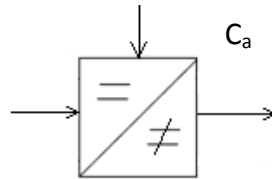


CONVERTITORI DC/DC A PONTE

GENERALITA'

Un convertitore DC/DC è un sistema che, inserito tra la rete di alimentazione e il carico, consente di convertire la tensione continua non regolata in una tensione continua di ampiezza variabile e controllabile.

Schematicamente

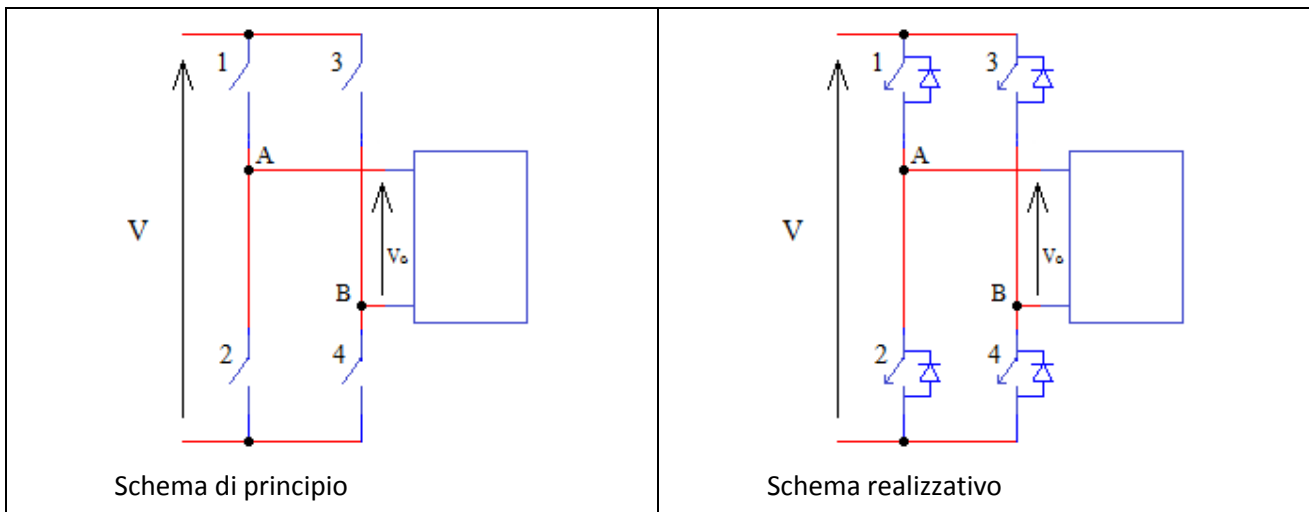


La regolazione della tensione di uscita avviene mediante un comando C_a che agisce sui tempi di conduzione dei dispositivi a semiconduttore realizzando la parzializzazione della tensione di uscita in modo che rimanga costante, al valore desiderato, anche se si hanno variazioni della tensione di alimentazione o del carico.

Idealmente i convertitori DC/DC hanno il compito di realizzare una tensione CONTINUA.

Nella pratica ci si accontenta di avere una tensione di uscita a valor medio desiderato, con un contenuto armonico sufficientemente piccolo rispetto a questo.

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DEL CONVERTITORE DC/DC



Il ponte presenta 2 rami (o gambe) in parallelo ed ogni ramo è costituito da una coppia di interruttori bidirezionali in funzionamento complementare, che realizzano un deviatore bidirezionale. A proposito di questa struttura vale quanto descritto nelle relative sezioni dedicate ai convertitori statici ed agli interruttori a stato solido.

La strategia di controllo utilizzata nei convertitori DC/DC a ponte è di tipo PWM (modulazione a larghezza di impulso).

La PWM consiste nel comandare gli interruttori del ponte in modo da frazionare l'onda continua disponibile a monte del convertitore (DC BUS) e modularla ai morsetti del carico con impulsi di larghezza opportuna, in modo che il valor medio della tensione impulsiva sul carico segua l'andamento desiderato, stabilito da una o due tensioni di riferimento (o controllo).

In funzione della polarità degli impulsi di tensione al carico si distinguono due tecniche:

- PWM BIPOLARE
- PWM UNIPOLARE

Mediante queste tecniche si realizzano rispettivamente convertitori bipolari o unipolari.

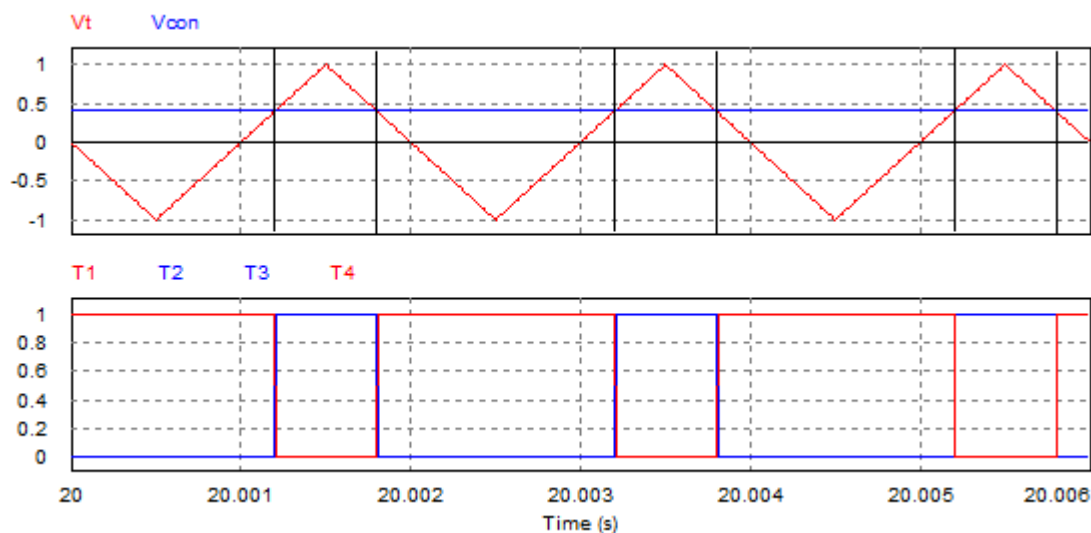
A proposito delle tecniche di controllo bipolare/unipolare vale quanto descritto nella citata sezione dedicata ai convertitori statici.

CONVERTITORE DC/DC CON CONTROLLO PWM BIPOLARE

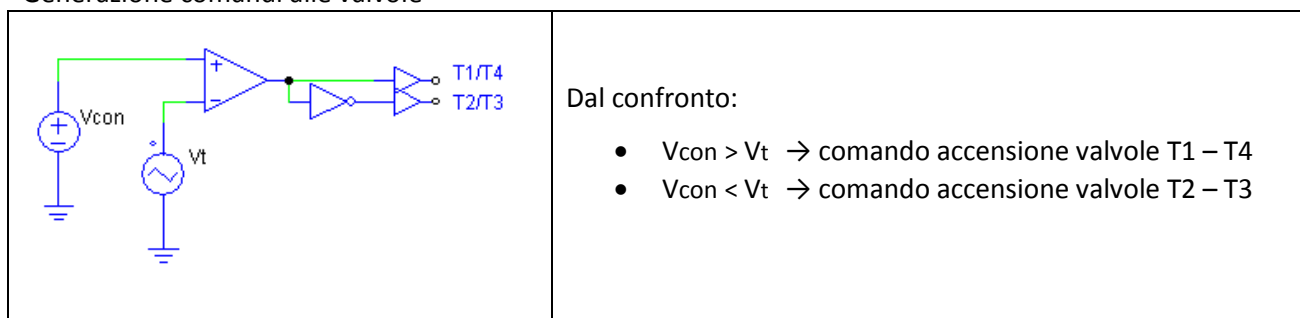
La tecnica di controllo PWM Bipolare consiste nel confrontare una tensione V_t periodica triangolare (portante) di ampiezza costante con una tensione di controllo V_{con} (modulante) costante (sinusoidale negli inverter), e generare i comandi agli interruttori a stato solido sulla base del confronto operato.

Con questa tecnica, nell'ipotesi di interruttori ideali senza tempi morti, i due rami del ponte sono comandati in modo asimmetrico, cioè le valvole sono comandate a coppie incrociate (T1 –T4 e T2 –T3).

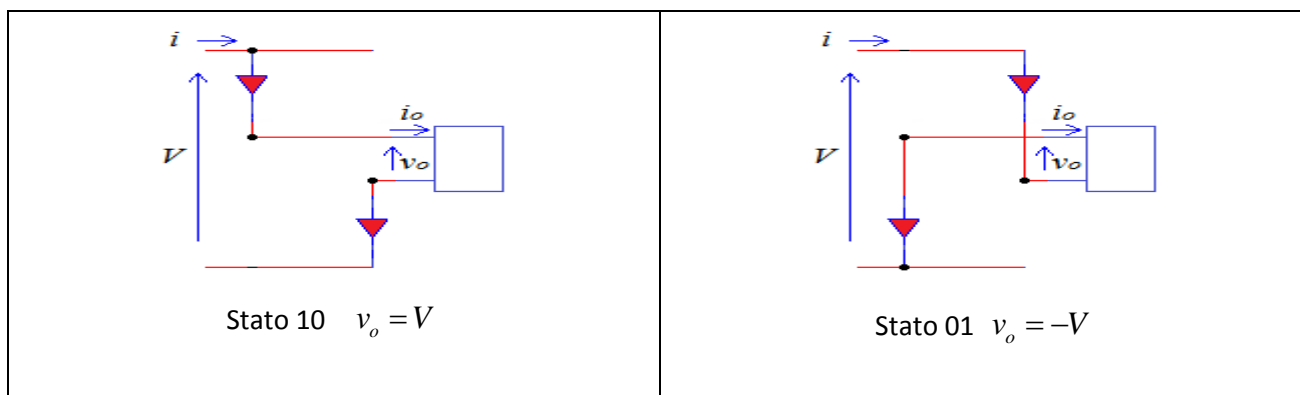
Confronto portante/modulante e comandi alle valvole



Generazione comandi alle valvole



Gli interruttori del ponte possono quindi trovarsi in uno di questi stati di funzionamento



La coppia 10 o 01 indica lo stato dei deviatori di entrambi i rami.

Indicato con 0 o 1 lo stato del deviatore di ogni ramo e considerato il funzionamento complementare di ogni coppia di interruttori dello stesso ramo, è sufficiente specificare lo stato di conduzione o blocco dell'interruttore superiore.

Per ogni ramo:

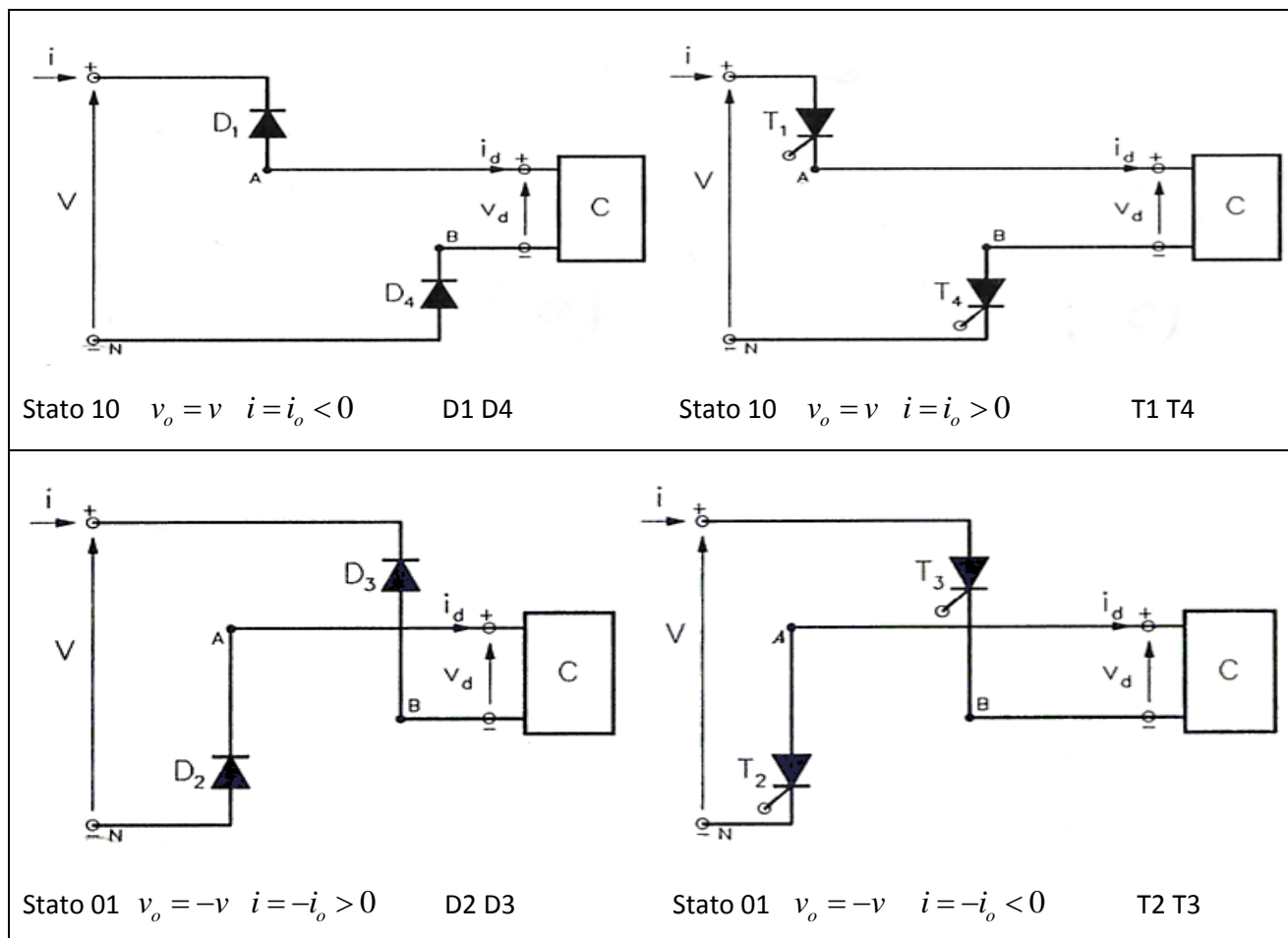
- STATO 1 interruttore superiore ON interruttore inferiore OFF
- STATO 0 interruttore superiore OFF interruttore inferiore ON

Dunque, allo stato 10 e 01 corrispondono

$$\text{per } 10 \begin{cases} v_o = v \\ i = i_o \end{cases} \quad \text{per } 01 \begin{cases} v_o = -v \\ i = -i_o \end{cases}$$

Poiché ciascun interruttore è realizzato dalla coppia valvola + diodo in antiparallelo, sarà il verso della corrente a stabilire quale dei due dispositivi conduce.

I circuiti corrispondenti ai vari stati di conduzione sono quindi i seguenti:



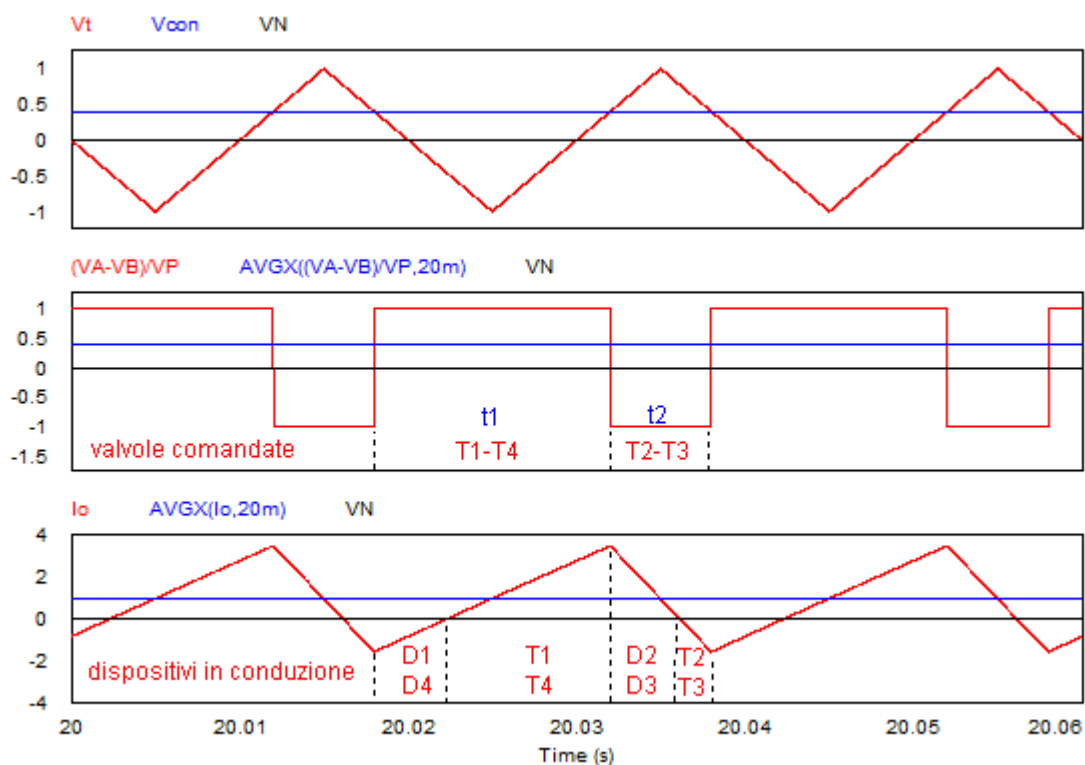
(da notare che quando $v_o = v$ risulta $i = i_o$, mentre quando $v_o = -v$ risulta $i = -i_o$)

Quando conducono i diodi la corrente di alimentazione si inverte.

Mentre negli inverter la tensione di controllo è sinusoidale, nei convertitori DC/DC V_{con} è COSTANTE.

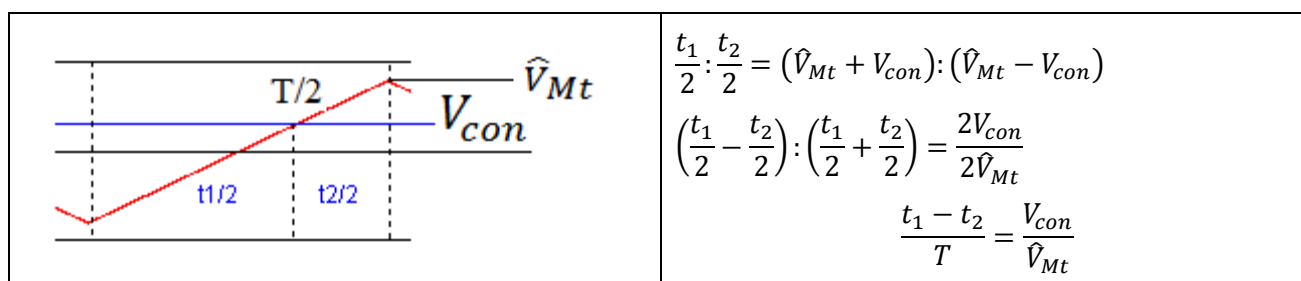
Rappresento i cronodiagrammi relativi al convertitore DC/DC BIPOLARE. L'andamento della corrente per un carico fortemente induttivo è di tipo triangolare e inoltre, per ragione di continuità, la variazione della corrente in aumento e in diminuzione in ogni periodo deve essere uguale.

Considero $V_{con} > 0$ (ma va bene anche per $V_{con} < 0$) e considero positivo il valor medio della corrente al carico (potrebbe essere > 0 oppure < 0 : non cambia nulla). Inoltre evidenzio gli elementi a semiconduttore che costituiscono gli interruttori effettivamente in conduzione durante i vari intervalli di tempo.



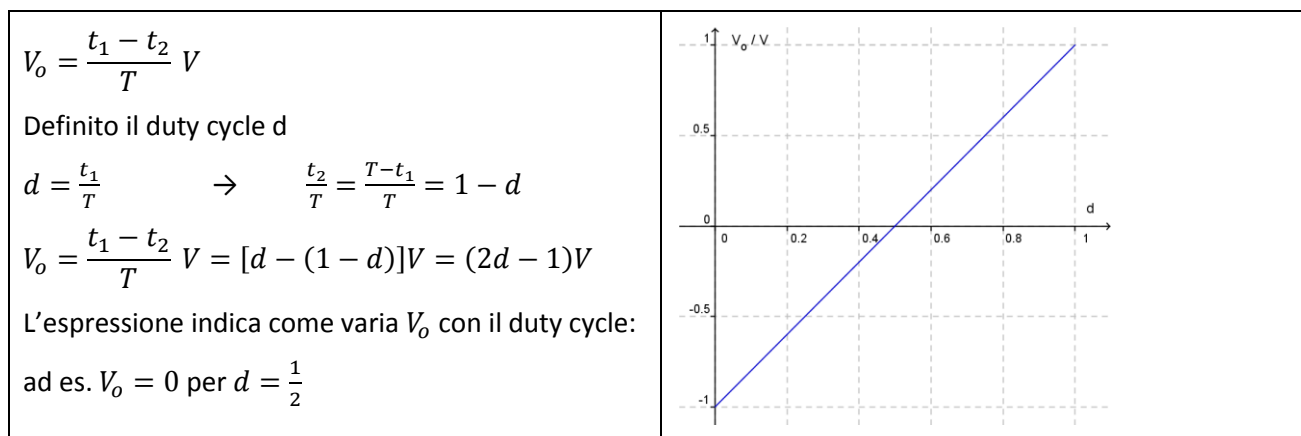
In ogni periodo risultano evidenti 4 distinti intervalli di conduzione ai quali corrispondono gli stati di conduzione dei dispositivi sopra riportati. La conduzione dei diodi di ricircolo avviene immediatamente dopo l'attivazione delle valvola in parallelo a questi, prima che la corrente inverta il verso di percorrenza (cosa che non può avvenire bruscamente, mentre bruscamente inverte la corrente in ingresso).

Geometricamente, in un semiperiodo



La tensione di uscita è costituita da una serie di impulsi di larghezza costante.

Il valor medio della tensione V_o sul carico risulta proporzionale alla tensione di controllo V_{con} .



Inoltre

$$\frac{t_1 - t_2}{T} = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}}$$

Quindi

$$V_o = \frac{t_1 - t_2}{T} V = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}} V = K V_{con}$$

Cioè la tensione media sul carico è proporzionale alla tensione di controllo V_{con} , la quale può essere negativa; in tal caso anche V_o risulta negativa.

Evidenziando la tensione continua V in ingresso, risulta

$$V_o = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}} V$$

e, definito, in modo analogo a quanto si fa con gli inverter:

$$m_a = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}}$$

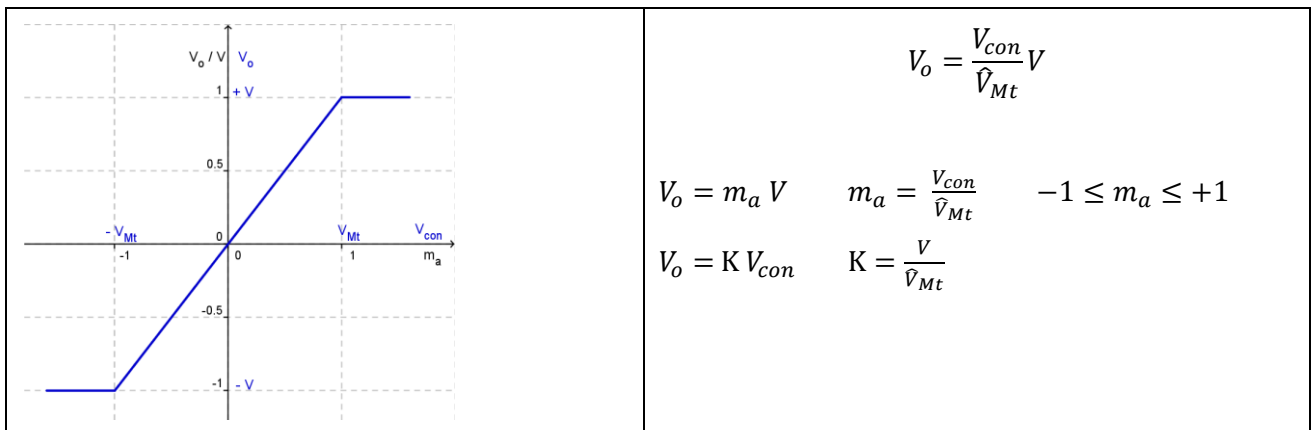
risulta

$$V_o = m_a V \quad -1 \leq m_a \leq +1 \quad (\text{la proporzionalità vale fintantoché } |m_a| \leq 1)$$

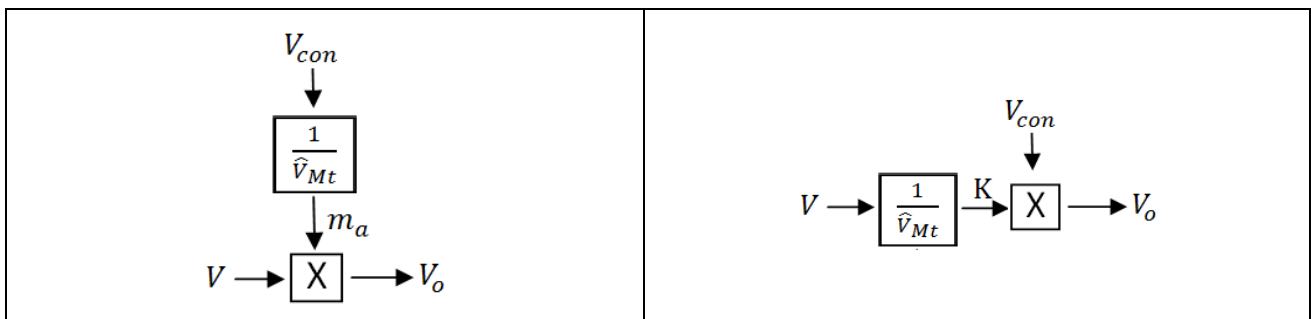
Con $m_a \geq 1$ conducono sempre T_1 e $T_4 \rightarrow V_o = V$

Con $m_a \leq -1$ conducono sempre T_2 e $T_3 \rightarrow V_o = -V$

La tensione in uscita può essere regolata tra V e $-V$



Schemi a blocchi

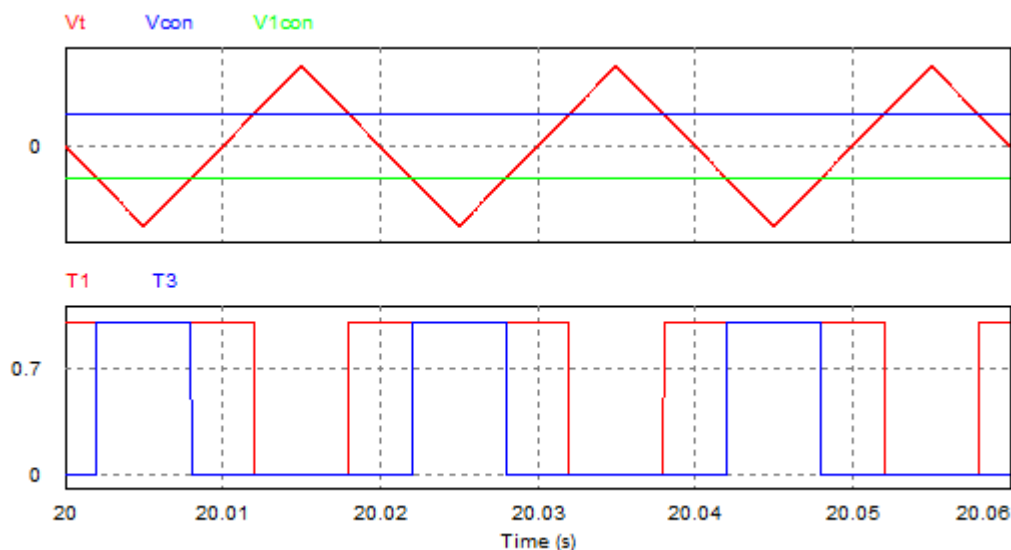


CONVERTITORE DC/DC CON CONTROLLO PWM UNIPOLARE

La tecnica di controllo PWM Unipolare consiste nel confrontare una tensione V_t periodica triangolare (portante) di ampiezza costante con 2 tensioni di controllo (una opposta all'altra: v_{con} e $v_{1con} = -v_{con}$) costanti (sinusoidali negli inverter) e generare i comandi agli interruttori statici sulla base dei confronti effettuati.

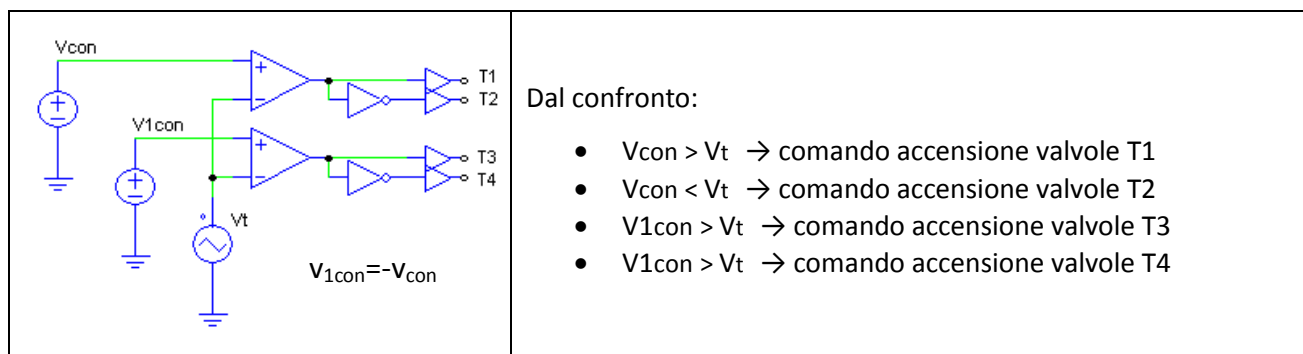
Con questa tecnica, i rami del ponte non sono asserviti, ma comandati autonomamente sulla base dei 2 confronti effettuati.

Confronto portante/modulante e comandi alle valvole



Nel primo diagramma è rappresentato il confronto della portante triangolare con le 2 modulanti opposte. Nel secondo diagramma è indicato lo stato di conduzione delle valvole superiori dei rami del ponte (quelle inferiori sono in stato complementare); negli istanti in cui sono attivate entrambe quelle superiori o entrambe quelle inferiori il carico è in corto, non c'è assorbimento di corrente dal DC BUS e la corrente circola interessando le 2 valvole attivate (conduce un dispositivo attivo in un ramo e un diodo di ricircolo sull'altro ramo: quali dipende dal verso della corrente); negli istanti in cui sono attivate valvole incrociate conducono la coppia di dispositivi attivi o la coppia diodi a seconda del verso della corrente.

Generazione comandi alle valvole

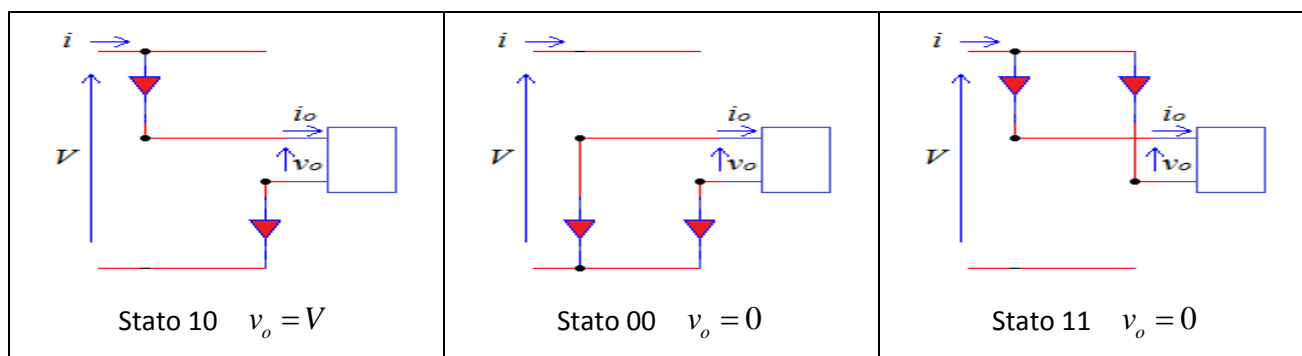


Indicato con 0 o 1 lo stato del deviatore di ogni ramo e considerato il funzionamento complementare di ogni coppia di interruttori dello stesso ramo, è sufficiente specificare lo stato di conduzione o blocco dell'interruttore superiore.

Astrattamente, i possibili stati di una coppia di interruttori sono 4: 00, 01, 11, 10.

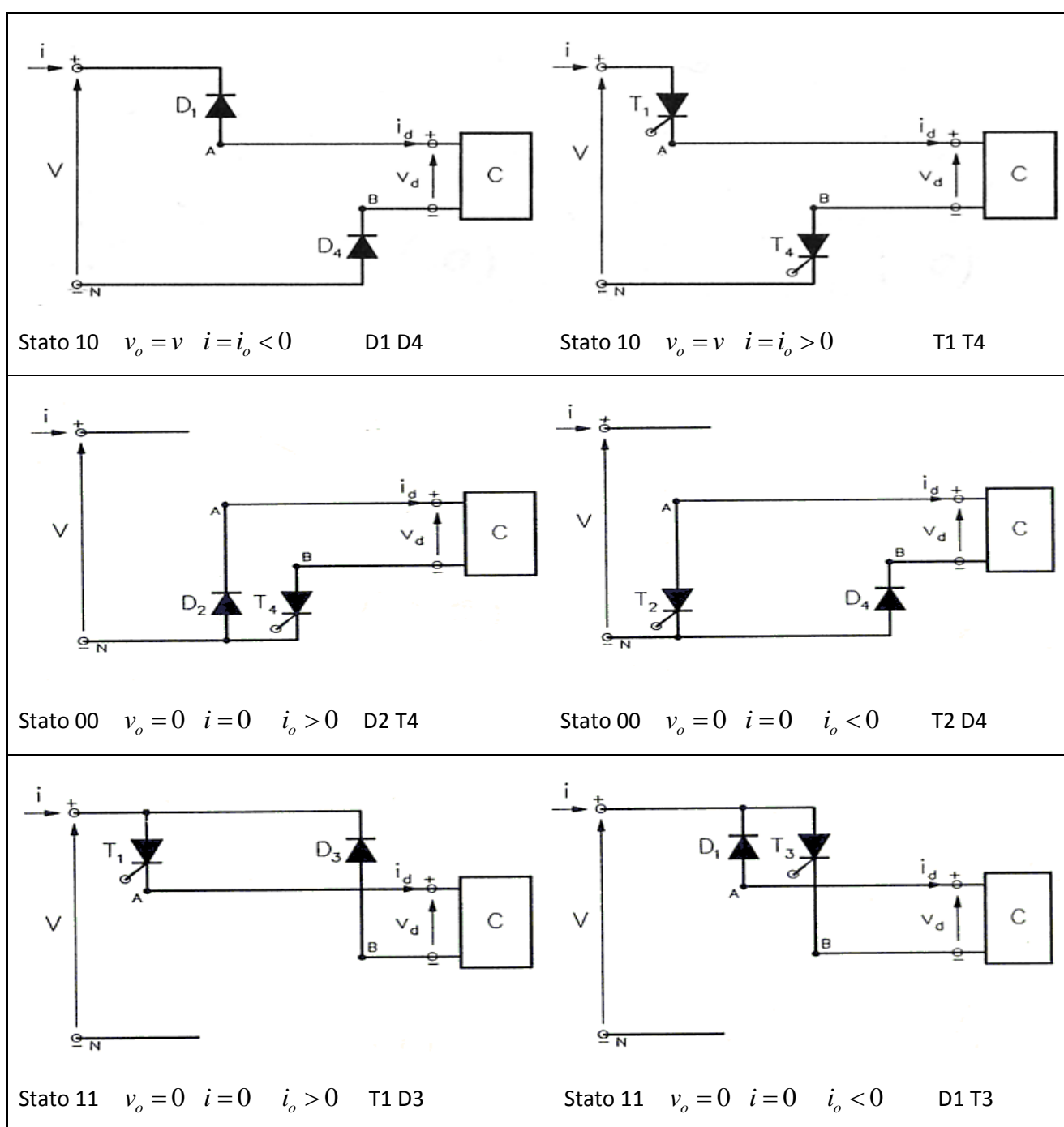
Concretamente, stabilito il valore della modulante V_{con} , risultano determinati 3 stati. Nell'esempio, con $V_{con} > 0$, gli stati possibili sono 10, 00, 11, mentre è escluso lo stato 01 (con $V_{con} < 0$, gli stati possibili sono invece 01, 00, 11, mentre è escluso lo stato 10 sostituito dallo stato 01).

Stati degli interruttori



A ciascuno di questi stati corrispondono 2 diverse configurazioni di dispositivi in conduzione a seconda del verso delle correnti al carico i_o .

Dispositivi in conduzione nei diversi stati



Rappresento i cronodiagrammi relativi al funzionamento del convertitore, evidenziando i comandi alle valvole e la tensione al carico.

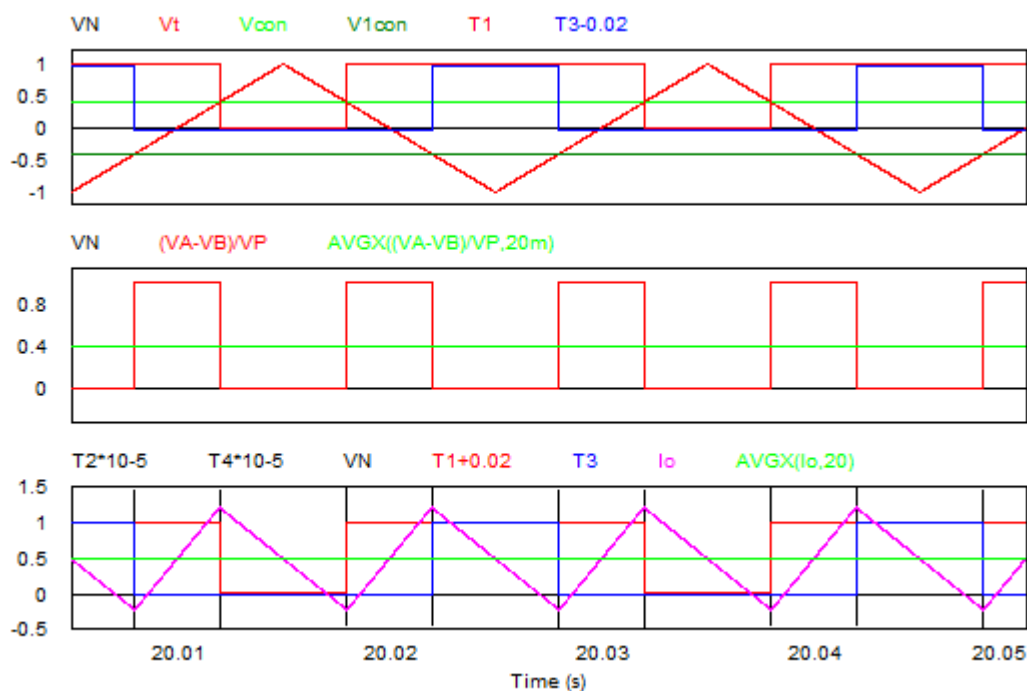
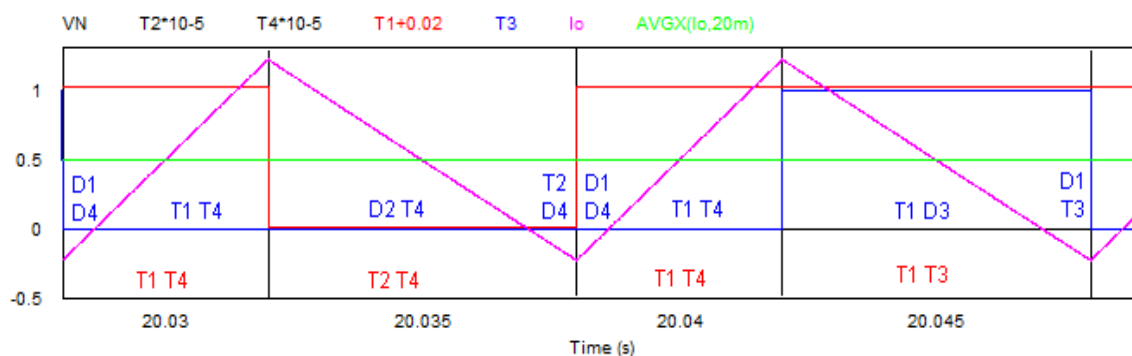


Grafico1: confronto portante triangolare con i 2 livelli in continua e comandi alle valvole al lato superiore del ponte (il comando T3 è leggermente traslato per ragioni di compressione grafica).

Grafico 2: tensione al carico (valore normalizzato) e valor medio normalizzato della tensione al carico. Il valor medio della tensione al carico è univocamente determinato dai livelli assegnati alle tensioni di confronto. Gli impulsi di tensione al carico sono unipolari.

Grafico 3: la corrente al carico è triangolare per effetto del carico fortemente induttivo; nell'esempio ha valor medio > 0 e assume sia valori positivi che negativi.

A prescindere dal verso della corrente, i tratti di ramo interessati alla conduzione sono quelli delle valvole comandate: se a condurre effettivamente sia l'elemento attivo (valvola) o quello passivo (diodo), ciò dipende dal verso della corrente. Nel funzionamento considerato, in ogni semiperiodo l'andamento della corrente inverte. Subito dopo le commutazioni, la corrente al carico non può invertire di segno e pertanto entrano in conduzione i diodi: la coppia diodi se sono pilotate le valvole incrociate (stato 10), un diodo e una valvola se le valvole comandate appartengono entrambe al lato superiore o inferiore del ponte (11 oppure 00).



Nel riquadro, le scritte in rosso indicano le valvole comandate, in blu i dispositivi in conduzione (T1 e T3 rappresentano i comandi alle valvole superiori).

Nel primo tratto di salita della corrente lo stato delle valvole è 10, cioè sono comandate le valvole incrociate T1 e T4 (T4 è in stato complementare rispetto a T3); nel tratto in cui la corrente è negativa sono in conduzione i diodi D1 e D4, quando inverte di segno cessano di condurre i diodi ed entrano in conduzione T1 e T4. Nello stato 00 o 11 sono comandate entrambe le valvole superiori o inferiori e il carico viene cortocircuitato tramite un diodo di un ramo e una valvola dell'altro. Quando dallo stato 10 si va allo stato 00 (secondo tratto, sono comandate le valvole inferiori) la corrente comincia a scendere: il carico è chiuso in cto-cto dal diodo D2 e T4 finché la corrente è > 0 (primo tratto discendente), poi quando la corrente inverte di segno si portano in conduzione T2 e D4. Nel terzo tratto (corrente ascendente) siamo ancora nello stato 10 e tutto va come nel primo tratto. Quando si passa allo stato 11, il carico viene cortocircuitato da T1 e D3 fintantoché $lo > 0$, poi da D1e T3 quando lo diventa negativa. Quando si ritorna allo stato 10 si riparte da capo. La sequenza di stati nel periodo considerato è 10 00 10 11.

Analisi del convertitore

$$V_o = \frac{t_1}{T} V \quad \text{ma} \quad \frac{t_1}{T} = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}} \rightarrow$$

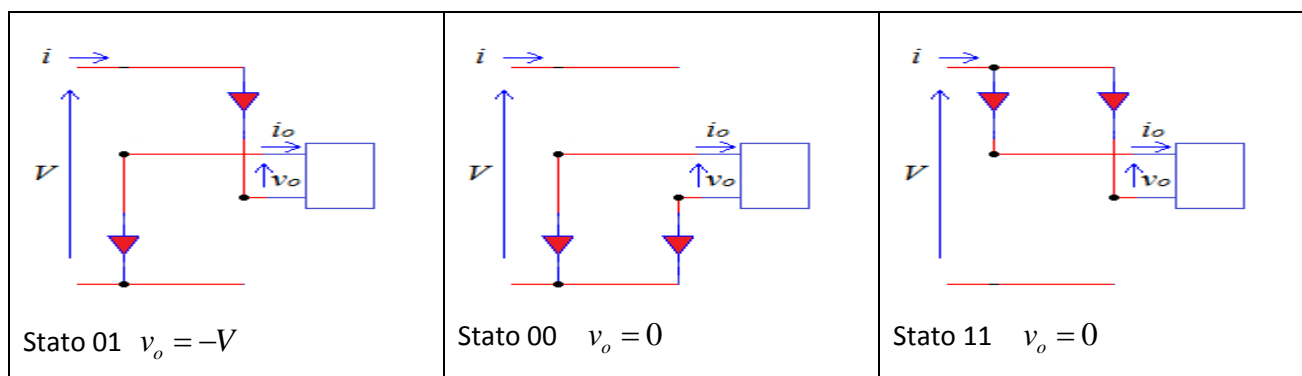
$$V_o = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{Mt}} V \quad \text{come nel caso bipolare}$$

Gli impulsi di tensione al carico sono unipolari positivi; la tensione e la corrente al carico hanno frequenza doppia del segnale triangolare (portante). Ciò significa minor ripple.

Scambiando tra loro V_{con} e V_{1con} (cioè $V_{con} < 0$ e $V_{1con} > 0$), si scambiano tra loro i comandi T1 con T3 e T2 con T4.

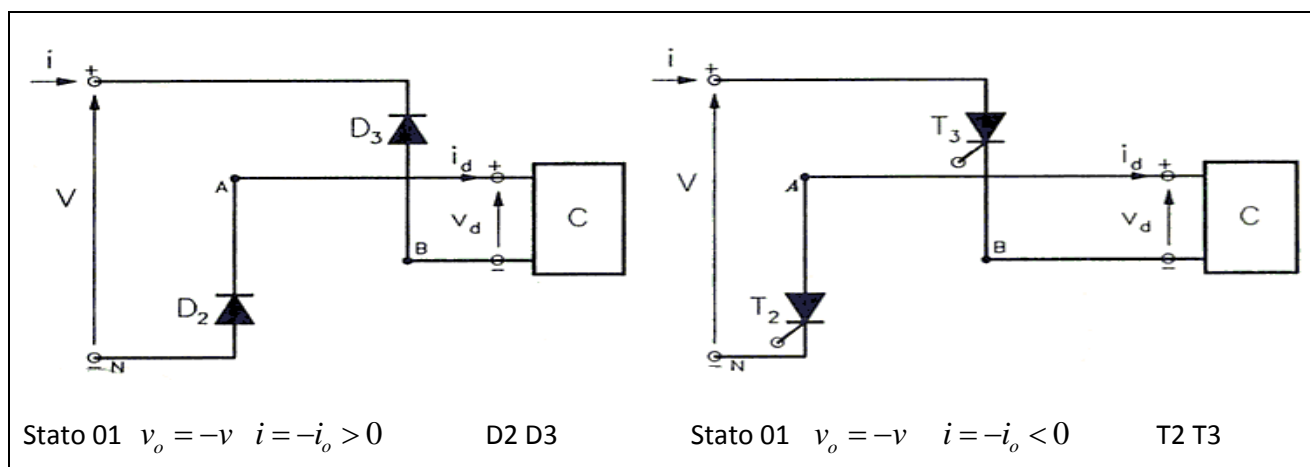
La sequenza di stati diventa ora 01 00 01 11.

I circuiti interessati alla conduzione ora sono i seguenti

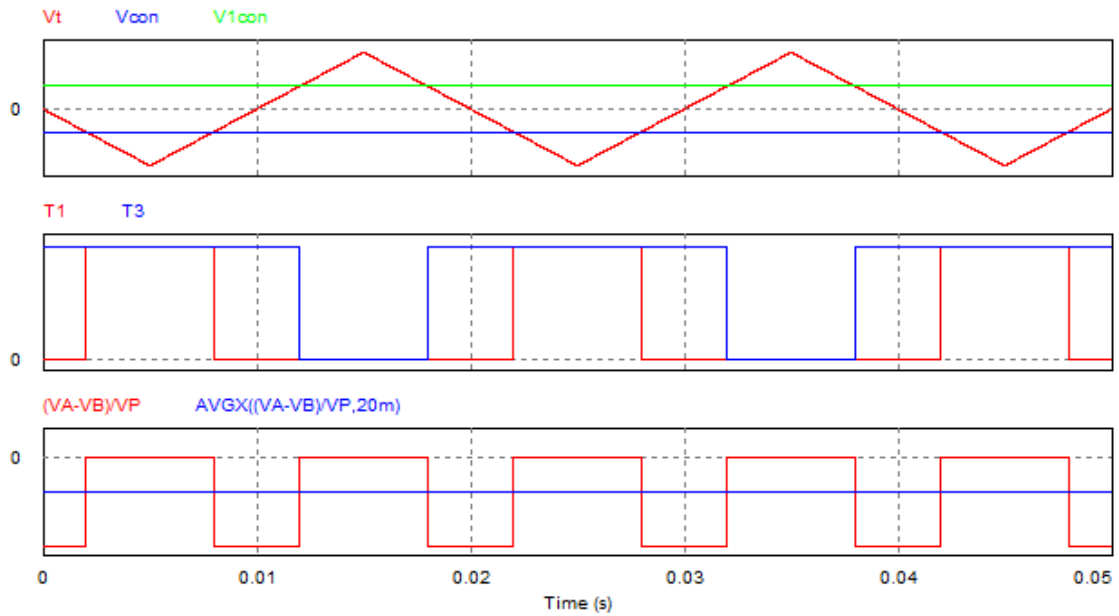


I dispositivi in conduzione, corrispondenti agli stati 00 e 11 sono già stati rappresentati. A questi si aggiungono le configurazioni circuitali corrispondenti al primo stato 01, che sostituisce lo stato 10 nel caso di V_{con} negativa.

Dispositivi in conduzioni nello stato 01



In questo caso, la tensione al carico è costituita da impulsi unipolari negativi e il valor medio è negativo



In conclusione:

$$V_o = \frac{V_{con}}{V_{Mt}} V \quad \text{in ogni caso}$$

Se V_{con} è positiva il valor medio di v_o è positivo, se V_{con} è negativa il valor medio di v_o è negativo.

Gli impulsi di tensione al carico sono:

- unipolari positivi se $V_{con} > 0$
- unipolari negativi se $V_{con} < 0$

Tensione e corrente al carico hanno frequenza doppia del segnale triangolare (portante), e conseguentemente il ripple è minore rispetto al caso bipolare.

Ripple in uscita

Il ripple è dato dal valore efficace di v_o meno il valore medio V_o .

Nel **caso bipolare** abbiamo trovato $V_o = V_d(2D_1 - 1)$. Il valore efficace vale invece:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} V_d^2 dt + \int_{t_1}^{T_s/2-t_1} V_d^2 dt + \int_{T_s/2-t_1}^{T_s} V_d^2 dt \right]} = V_d$$

Quindi il valore efficace del ripple di tensione è

$$V_{ripple,rms} = \sqrt{V_{o,rms}^2 - V_o^2} = \sqrt{V_d^2 - V_o^2} = V_d \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2}$$

Essendo inoltre

$$\frac{V_o}{V_d} = 2D_1 - 1$$

Otteniamo

$$V_{ripple,rms} = 2V_d \sqrt{D_1(1-D_1)}$$

Nel **caso unipolare** invece abbiamo:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} V_d^2 dt + \int_{t_1}^{T_s/2-t_1} V_d^2 dt + \int_{T_s/2-t_1}^{T_s/2+t_1} V_d^2 dt + \int_{T_s/2+t_1}^{T_s} V_d^2 dt \right]} = V_d \sqrt{\frac{4t_1}{T_s}} = V_d \sqrt{\frac{v_{control}}{V_{tri}}} = V_d \sqrt{2}$$

Quindi, facendo le opportune sostituzioni otteniamo

$$V_{ripple,rms} = \sqrt{V_{o,rms}^2 - V_o^2} = \sqrt{V_d^2(2D_1 - 1) - V_d^2(2D_1 - 1)^2} = V_d \sqrt{-4D_1 + 6D_1 - 2}$$

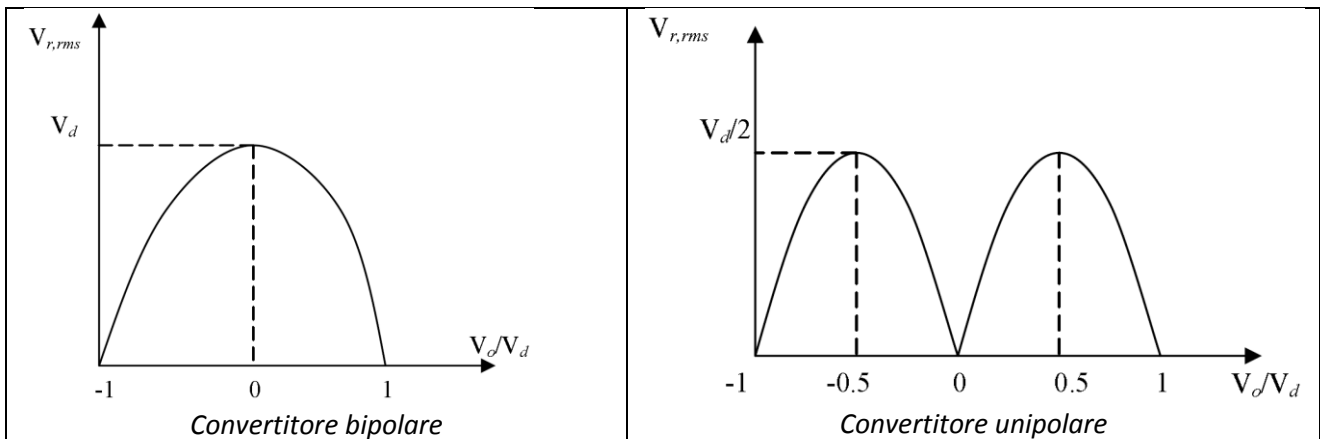
Essendo

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_o}{V_d} + 1 \right)$$

possiamo esprimere tutto in funzione di V_o/V_d e otteniamo:

$$V_{ripple,rms} = \sqrt{V_{o,rms}^2 - V_o^2} = \sqrt{V_d^2(2D_1 - 1) - V_o^2} = \sqrt{V_d^2 \left(\frac{V_o}{V_d} + 1 - 1 \right) - V_o^2} = \sqrt{V_d^2 \left(\frac{V_o}{V_d} - \frac{V_o^2}{V_d^2} \right)} = V_d \sqrt{\frac{V_o}{V_d} \left(1 - \frac{V_o}{V_d} \right)}$$

Gli andamenti della tensione di ripple in funzione di V_o/V_d risultano:



In definitiva si nota che per quanto riguarda il ripple la strategia unipolare è sempre più conveniente di quella bipolare a parità di f_s .

CONVERTITORI DC/AC A PONTE (INVERTER)

GENERALITA'

Un **inverter** (convertitore DC/AC) è un sistema in grado di realizzare una conversione da una grandezza elettrica (corrente o tensione) continua ad una alternata.

A seconda del tipo di sorgente, gli inverter possono essere a tensione impressa (VSI) oppure a corrente impressa (CSI).

Nel 1° caso all'ingresso del convertitore vi è un condensatore in derivazione per sostenere la tensione costante, nel 2° caso un induttore in serie per sostenere la corrente costante



Considerando l'inverter a tensione impressa, la strategia di controllo può essere ad onda quadra oppure a PWM (modulazione a larghezza di impulso).

La struttura può essere a presa centrale o semiponte (half-bridge) oppure a ponte (full-bridge).

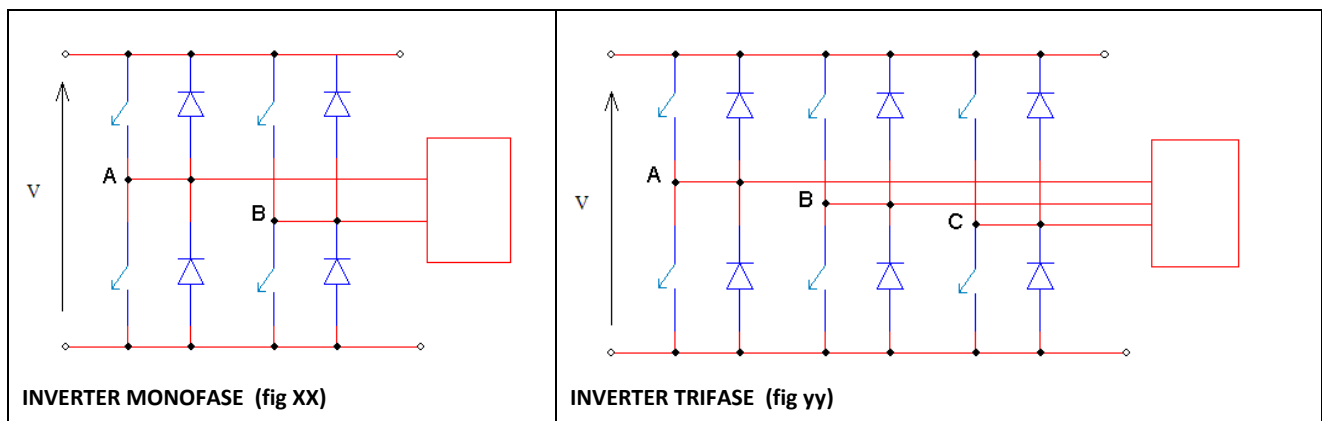
L'alimentazione al carico può essere monofase o trifase.

In seguito saranno considerati i convertitori VSI (a tensione impressa) sia **monofase** che **trifase** con struttura a ponte intero (si tralascia la struttura a semiponte).

I convertitori VSI sono alimentati da una tensione V di valore costante.

L'alimentazione al carico può essere monofase o trifase.

STRUTTURA E FUNZIONAMENTO DELL'INVERTER



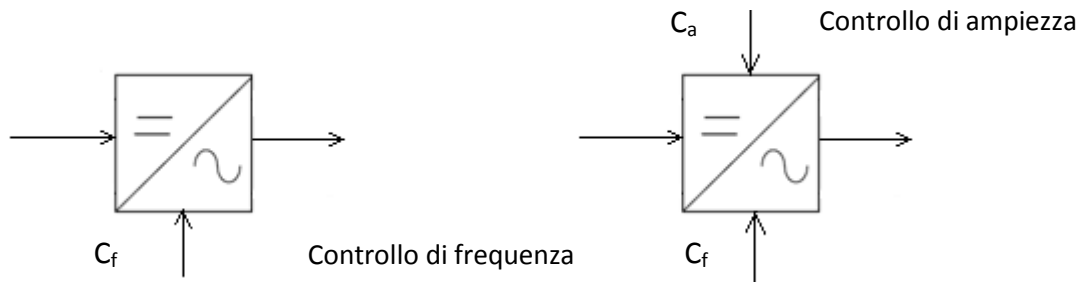
La descrizione delle strutture è analoga a quella relativa ai convertitori DC/DC: il ponte presenta 2 o 3 rami (o gambe) in parallelo ed ogni ramo è costituito da una coppia di interruttori bidirezionali in funzionamento complementare, che realizzano un deviatore bidirezionale. A proposito di questa struttura vale quanto descritto nell'apposita sezione dedicata ai convertitori di potenza ed agli elementi in comune tra loro.

Il funzionamento dell'inverter dipende dalla strategia di controllo adottata in relazione alla necessità (o meno) di poter variare l'ampiezza dell'alimentazione al carico.

La strategia utilizzabile nel controllo dell'inverter può essere:

- AD ONDA QUADRA più semplice, ma meno versatile
- PWM più complesso; maggior dissipazione a causa di commutazioni più frequenti, filtraggio armoniche meno critico

Nel 1° caso la tensione alternata in uscita presenta ampiezza costante, in stretta relazione con l'ampiezza della tensione di ingresso: quindi è ad ampiezza non controllabile, nel 2° caso la tensione alternata in uscita è ad ampiezza variabile in relazione all'ampiezza di un segnale di controllo applicabile al convertitore.



In entrambi i casi è possibile variare la frequenza del segnale alternato in uscita, che presenterà una significativa componente di prima armonica.

CONTROLLO AD ONDA QUADRA

La strategia di controllo denominata AD ONDA QUADRA consiste nel comandare gli interruttori del ponte in modo da collegare ciascun terminale del carico per mezzo periodo al morsetto positivo dell'alimentazione in continua e per mezzo periodo al morsetto negativo, sfasando le commutazioni in modo da ottenere al carico un sistema simmetrico di tensione. Per alimentazione monofase al carico, le commutazioni ai due rami saranno complementari, come per le valvole che appartengono allo stesso ramo, mentre per alimentazione trifase al carico, la commutazione di due fasi saranno ritardate (rispetto alla prima) rispettivamente di $1/3$ e $2/3$ di periodo.

CONTROLLO PWM (modulazione a larghezza di impulso)

La strategia di controllo denominata PWM consiste nel comandare gli interruttori del ponte in modo da frazionare l'onda continua disponibile a monte del convertitore (DC BUS) e modularla ai morsetti all'uscita con impulsi di larghezza opportuna, al fine di regolare il ampiezza e frequenza della tensione alternata come stabilito da una o più tensioni di riferimento (o controllo).

In funzione della polarità degli impulsi di tensione al carico si distinguono due tecniche:

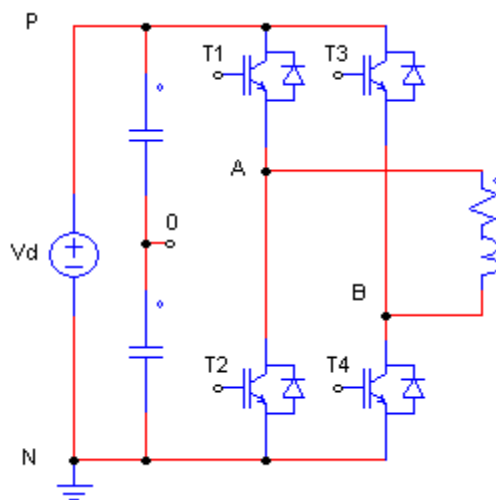
- PWM BIPOLARE
- PWM UNIPOLARE

Mediante queste tecniche si realizzano rispettivamente convertitori bipolari o unipolari.

A proposito delle tecniche di controllo bipolare/unipolare vale quanto descritto nella citata sezione dedicata ai convertitori statici.

INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO AD ONDA QUADRA

La struttura di potenza è rappresentata in (fig XX) e qui ripresa



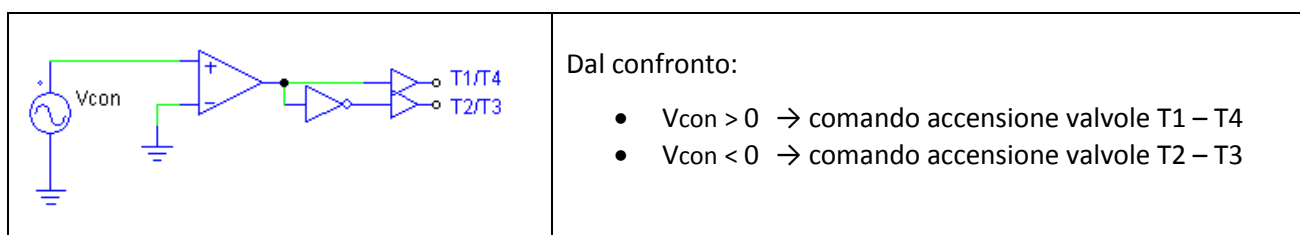
Si ipotizza un carico fortemente induttivo.

Il controllo ad onda quadra consiste nel comandare gli interruttori del ponte in modo da collegare ciascun terminale del carico per mezzo periodo al morsetto positivo dell'alimentazione in continua e per mezzo periodo al morsetto negativo.

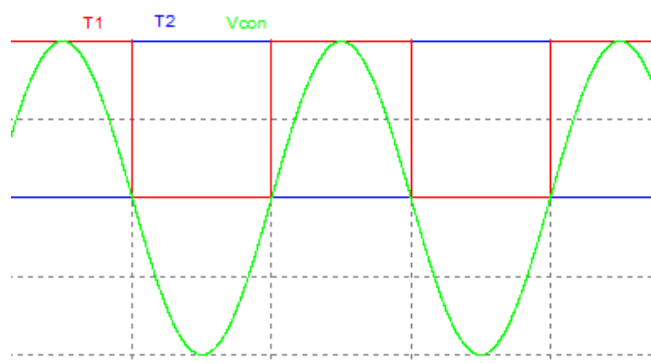
Con questa tecnica, nell'ipotesi di interruttori ideali senza tempi morti, i due rami del ponte sono comandati in modo asimmetrico, cioè le valvole sono comandate a coppie incrociate ($\frac{1}{2}$ periodo T1 e T4 e l'altro $\frac{1}{2}$ periodo T2 e T3).

VALVOLE COMANDATE	T1 T4	T2 T3	T1 T4	T2 T3	T1 T4
----------------------	----------	----------	----------	----------	----------

Generazione comandi alle valvole



Il circuito in figura rappresenta un rivelatore di zero. L'uscita del comparatore commuta in corrispondenza del passaggio per lo zero del segnale alternato V_{con} generando i comandi di commutazione delle valvole.



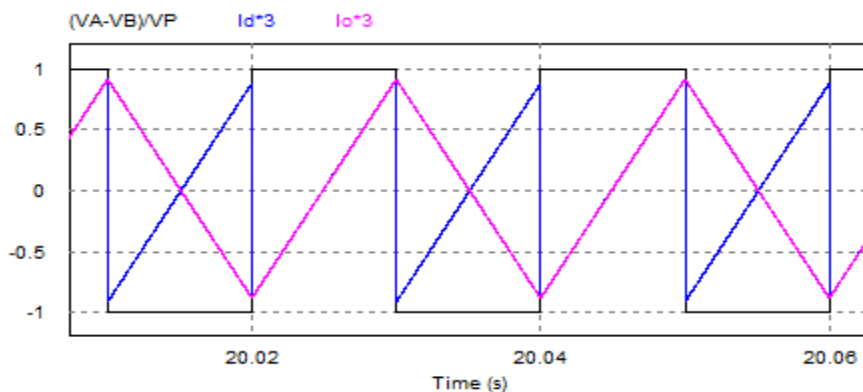
Negli intervalli di tempo in cui sono comandate T1 e T4 il terminale A risulta connesso a P e il terminale B risulta connesso a N e la tensione sul carico è $V_o = V_{AB} = V_d$. Viceversa, negli istanti in cui sono comandate T2 e T3, sul carico avremo $V_o = -V_d$. Avendo ipotizzato un carico fortemente induttivo, la corrente avrà un andamento triangolare simmetrico.

Quando viene comandata la commutazione delle valvole, queste non vanno immediatamente in conduzione: la conduzione delle valvole avviene quando le condizioni del circuito lo consentono (dipende dal verso della corrente al carico).

Dopo la commutazione, la corrente al carico (induttivo) non può variare bruscamente invertendo istantaneamente il verso di circolazione (perché la corrente è una variabile di stato) quindi continuerà a circolare con lo stesso verso (attraverso i diodi di ricircolo posti ai capi delle valvole comandate) fino a quando si annullerà e poi invertirà il verso di circolazione.

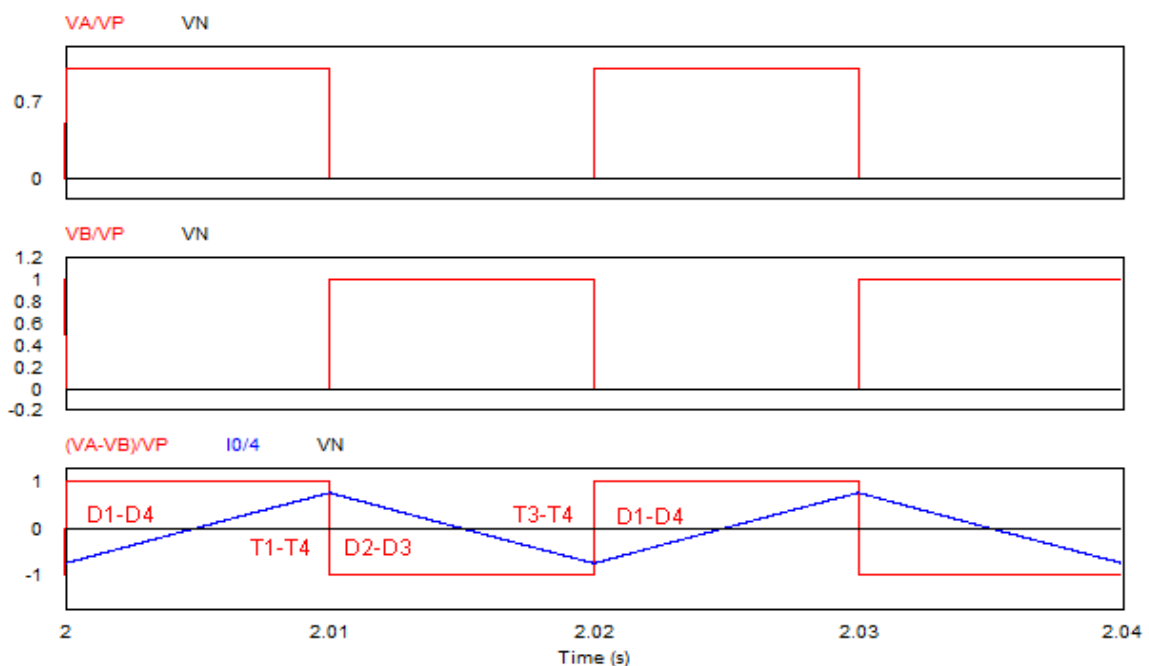
A quel punto cesserà il flusso di corrente attraverso i diodi ed entreranno in conduzione le valvole comandate. Pertanto, durante questi intervalli di tempo, saranno interessati alla conduzione della corrente i tratti di ramo in cui sono presenti le valvole comandate, ma in conduzione potrebbero essere i diodi.

Più precisamente: dopo la commutazione delle valvole, prima condurranno i diodi (di freewheeling) posti in antiparallelo, e poi le valvole stesse.



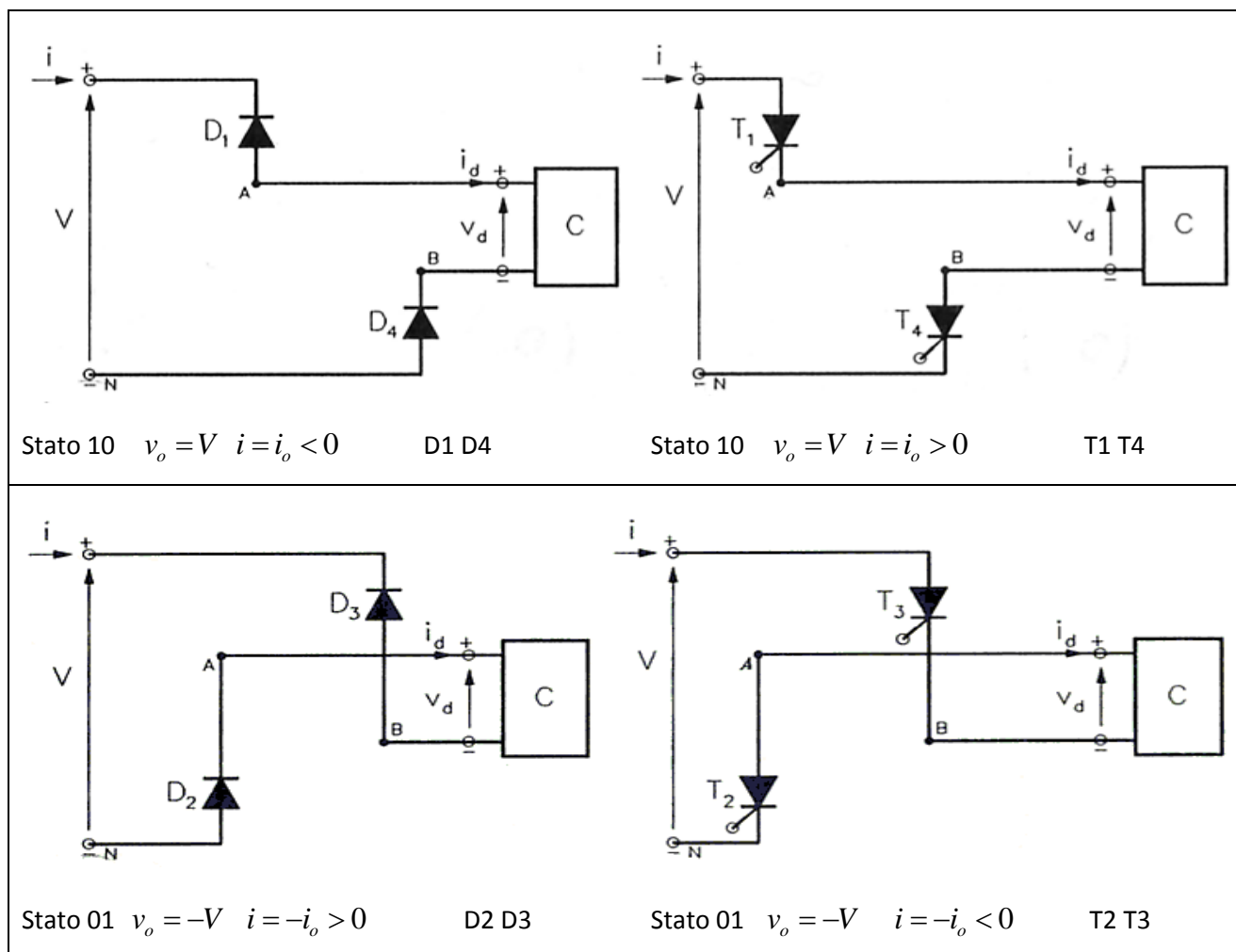
I grafici mostrano l'andamento della corrente al carico e alla sorgente durante la commutazione della tensione provocata dal comando alle valvole: la corrente al carico ha un andamento triangolare, mentre la corrente in ingresso inverte bruscamente con un andamento a dente di sega.

Rappresento i cronodiagrammi di tensione e corrente nell'inverter .

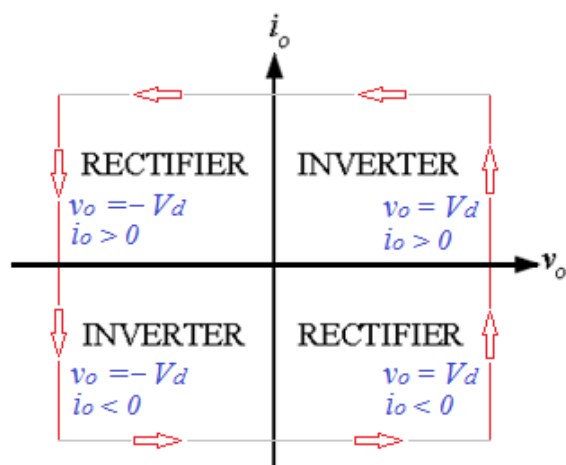


Nei primi 2 grafici sono rappresentati i potenziali ai terminali del carico rispetto al terminale negativo della tensione continua d'ingresso (normalizzati rispetto a questa). Nel terzo sono rappresentate tensione e corrente al carico con l'indicazione dei dispositivi effettivamente in conduzione ad ogni intervallo.

In ogni periodo risultano evidenti 4 distinti intervalli di conduzione. A questi intervalli corrispondono 4 distinti circuiti interessati alla conduzione. Correnti e tensioni al carico sono indicate con la convenzione di segno degli utilizzatori.



Come si vede l'inverter, ogni periodo, opera su 4 quadranti nel piano V-I funzionando da inverter e da raddrizzatore.



L'analisi di Fourier della forma d'onda quadra della tensione al carico fornisce uno spettro in cui sono presenti la prima armonica più tutte le armoniche dispari.

Il valore efficace è banalmente:

$$V_{AB} = V_d$$

Valore efficace (e ampiezza) della prima armonica sono:

$$V_{AB1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} V_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d = 0,9 V_d \quad (\hat{V}_{AB1} = \frac{4}{\pi} V_d = 1,273 V_d)$$

Il valore efficace della altre armoniche

$$V_{ABh} = V_{AB1}/h \text{ con } h = \text{dispari}$$

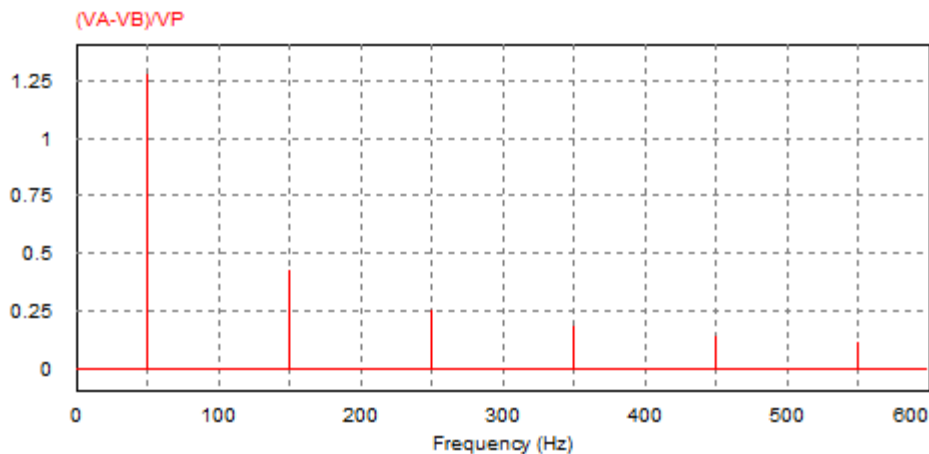
La tensione distorcente è

$$V_{ABdis} = \sqrt{V_{AB}^2 - V_{AB1}^2} = \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} V_d = 0,435 V_d$$

Coefficiente di distorsione armonica

$$\text{T. H. D. \%} = \frac{V_{ABdis}}{V_{AB1}} \% = \frac{\sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}} 100 \% = 48,34 \%$$

Spettro



L'ampiezza delle componenti spettrali è inversamente proporzionale all'ordine di armonicità.

Le varie armoniche sono abbastanza vicine, in frequenza, alla prima armonica e la loro soppressione (se necessaria) richiede filtri non così semplici. La frequenza dell'onda ottenuta è pari alla frequenza di commutazione di ogni valvola. Volendo, si può variare la f della tensione in uscita variando la f di commutazione delle valvole. L'ampiezza della tensione in uscita è strettamente legata all'alimentazione in continua. Per poter variare l'ampiezza della tensione in uscita si ricorre ad una diversa tecnica di controllo (PWM) con la quale si ottiene uno spettro "migliore" ai fini della soppressione delle armoniche superiori. Tale vantaggio, però, si paga in termini di maggiori perdite a causa delle commutazioni più frequenti.

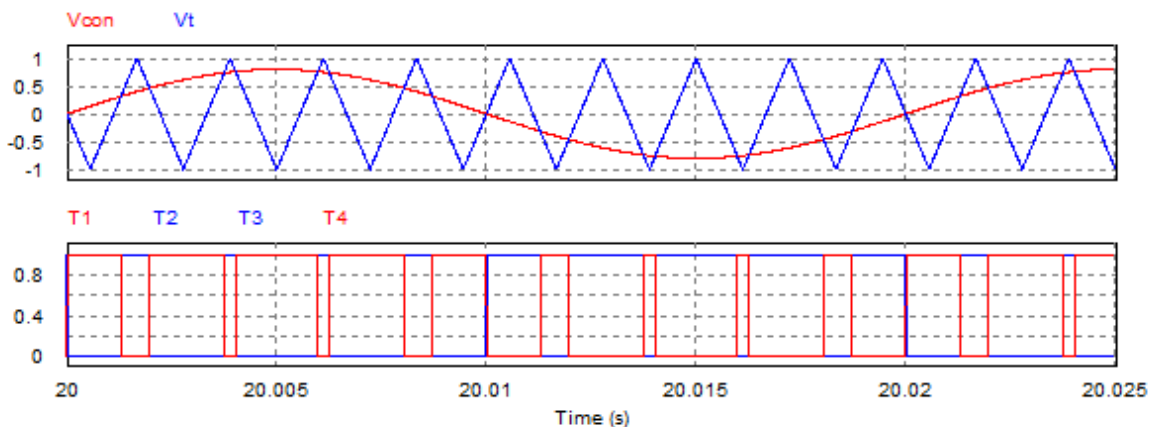
INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO PWM BIPOLARE

La struttura di potenza è rappresentata in (fig XX)

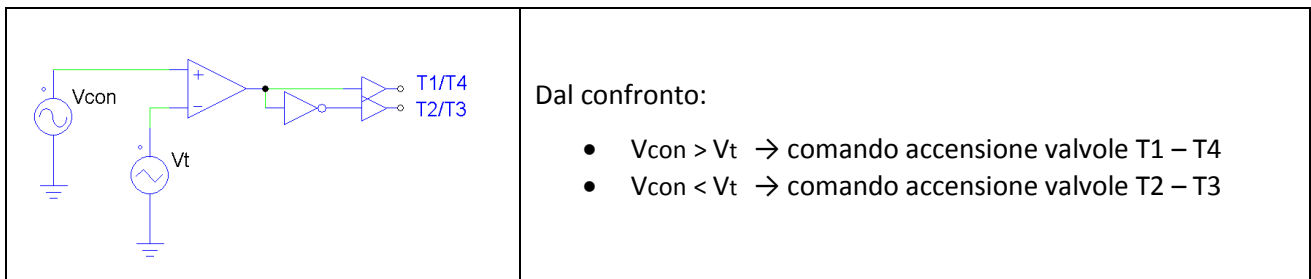
La tecnica di controllo PWM Bipolare consiste nel confrontare una tensione V_t periodica triangolare (portante) di ampiezza costante con una tensione di controllo V_{con} sinusoidale (modulante) costante nei convertitori DC/DC, e generare i comandi agli interruttori statici sulla base del confronto operato.

Con questa tecnica, nell'ipotesi di interruttori ideali senza tempi morti, i due rami del ponte sono comandati in modo asimmetrico, cioè le valvole sono comandate a coppie incrociate (T1 –T4 e T2 –T3). Il comando alle valvole è analogo nel controllo ad ONDA QUADRA, che è un caso particolare della PWM: degenera in questo con $m_a \gg 1$.

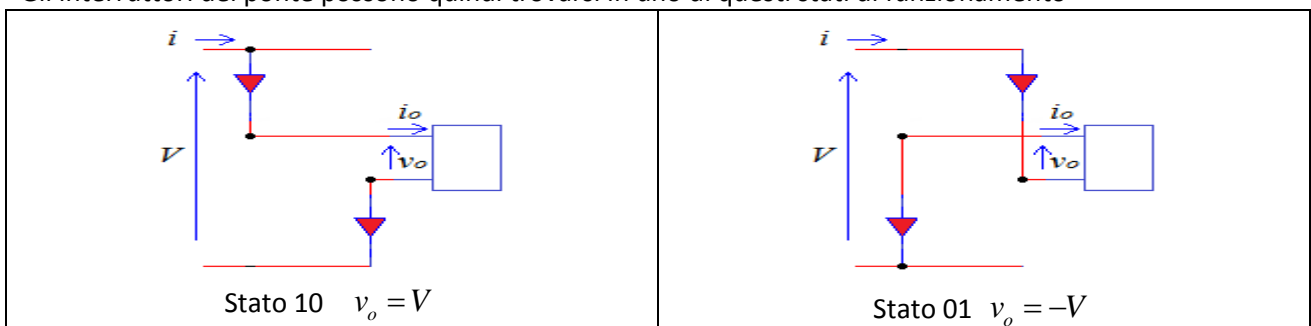
Confronto portante/modulante e comandi alle valvole



Generazione comandi alle valvole



Gli interruttori del ponte possono quindi trovarsi in uno di questi stati di funzionamento



I simboli in figura rappresentano le valvole attivate e la chiusura del corrispondente ramo, mentre la corrente può avere verso opposto: in tal caso scorre attraverso il diodo di ricircolo in parallelo alla valvola attivata.

La coppia di interruttori dello stesso ramo è azionata in modo complementare (da deviatore).

La coppia 10 o 01 indica lo stato dei deviatori di entrambi i rami, specifica lo stato di conduzione o blocco dell'interruttore superiore, secondo il criterio espresso nella sezione relativa al convertitore DC/DC.

Per ogni ramo:

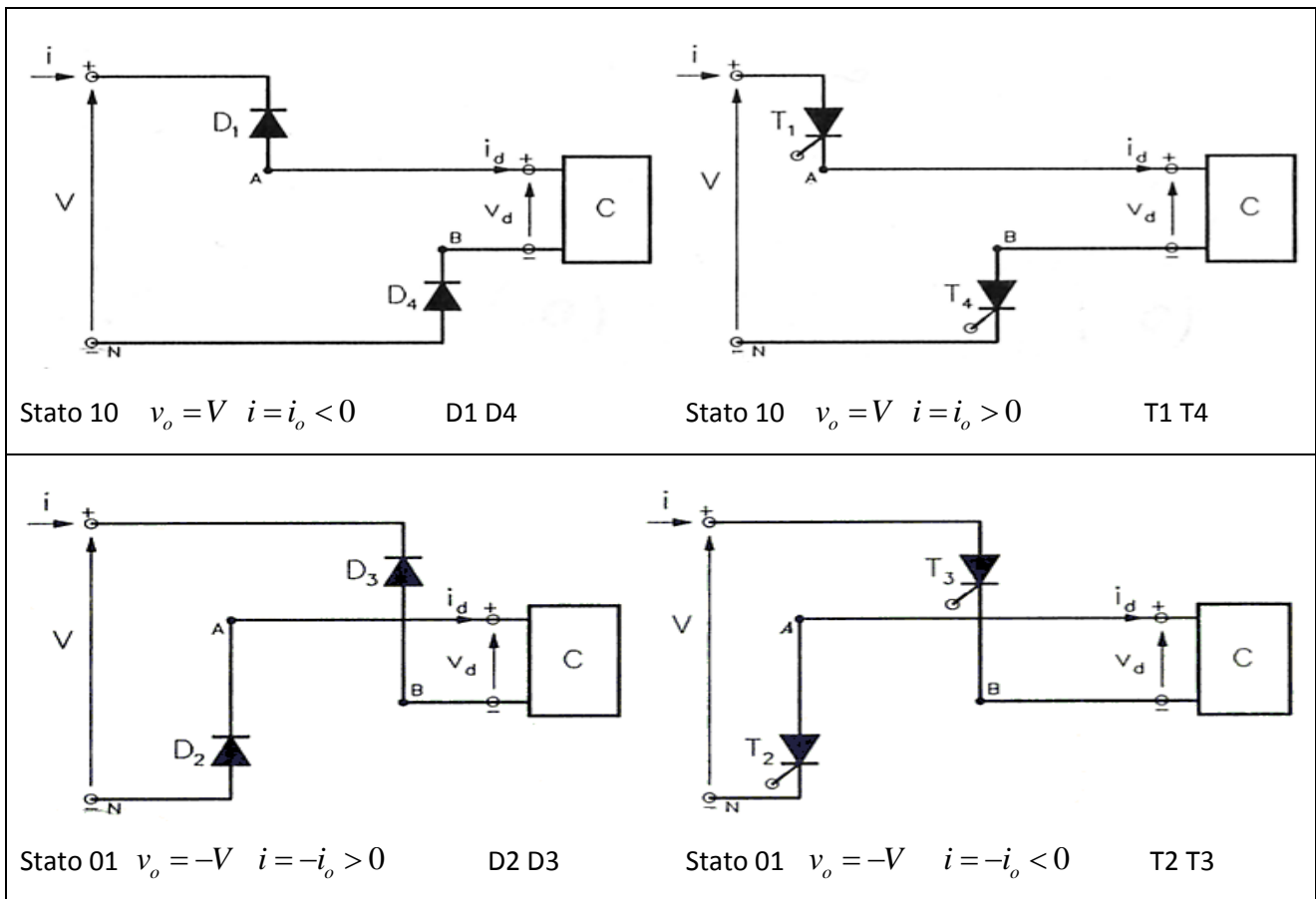
- STATO 1 interruttore superiore ON interruttore inferiore OFF
- STATO 0 interruttore superiore OFF interruttore inferiore ON

Dunque, allo stato 10 e 01 corrispondono

$$\text{per } 10 \begin{cases} v_o = V \\ i = i_o \end{cases} \quad \text{per } 01 \begin{cases} v_o = -V \\ i = -i_o \end{cases}$$

Poiché ciascun interruttore è realizzato dalla coppia valvola + diodo in antiparallelo, sarà il verso della corrente a stabilire quale dei due dispositivi conduce.

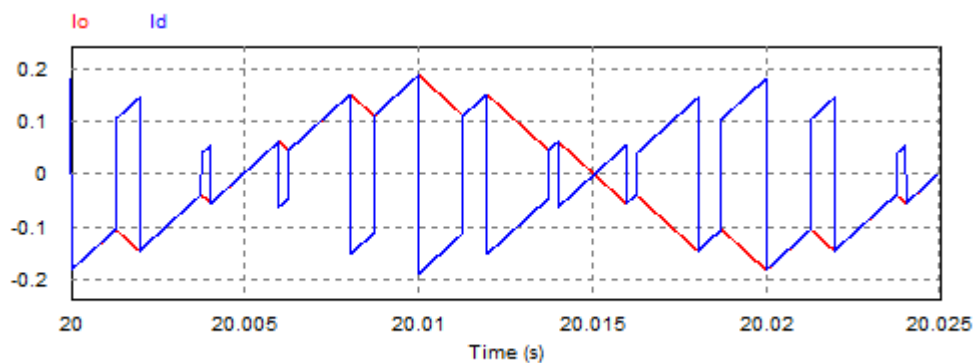
I circuiti corrispondenti ai vari stati di conduzione sono quindi i seguenti:



(da notare che quando $v_o = V$ risulta $i = i_o$, mentre quando $v_o = -V$ risulta $i = -i_o$)

Quando conducono i diodi la corrente di alimentazione si inverte ($i_d < 0$).

Corrente al carico e alla sorgente (carico fortemente induttivo)



I grafici mostrano l'andamento della corrente al carico e alla sorgente. Con $i_o < 0$ conducono alternativamente la coppia D1-D4 e T2-T3; con $i_o > 0$ conducono alternativamente la coppia T1-T4 e D2-D3; in entrambi i casi quando conducono i diodi la corrente di alimentazione inverte bruscamente ($i_d < 0$).

In $t = 20.005$ la corrente al carico i_o da negativa diventa positiva: cambia la conduzione delle valvole comandate T1 e T4: cessano di condurre i diodi D1-D4 e si portano in conduzione le valvole comandate.

Mentre nei convertitori DC/DC la tensione di controllo è costante, negli inverter V_{con} è SINUSOIDALE.

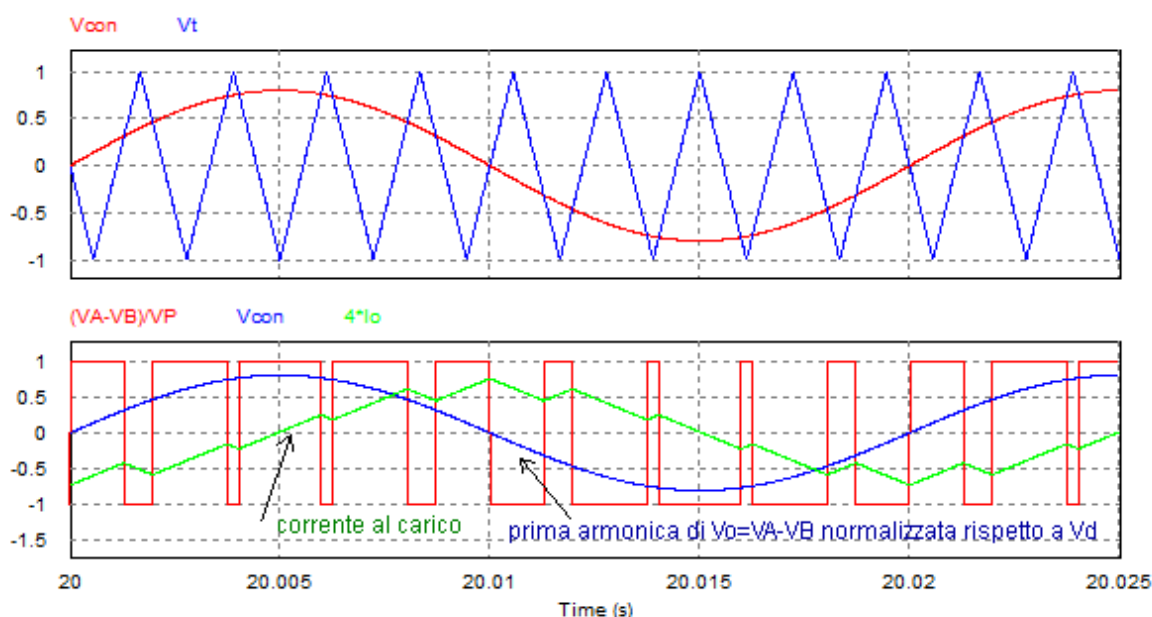
$$V_{con}(t) = V_{MC} \sin \omega_1 t$$

Si definiscono 2 indici di modulazione

- Indice di modulazione di ampiezza $m_a = \frac{V_{MC}}{V_{Mt}}$ rapporto tra ampiezza della modulante sinusoidale e quella della portante triangolare
- Indice di modulazione di frequenza $m_f = \frac{f_t}{f_1}$ rapporto tra frequenza della portante e quella della modulante

Di seguito è rappresentato il cronodiagramma del confronto tra portante triangolare e segnale di controllo o modulante sinusoidale e dell'uscita impulsiva al carico con relativa prima armonica e andamento della corrente al carico.

Forme d'onda dell'INVERTER CON CONTROLLO PWM BIPOLARE (sincrona)

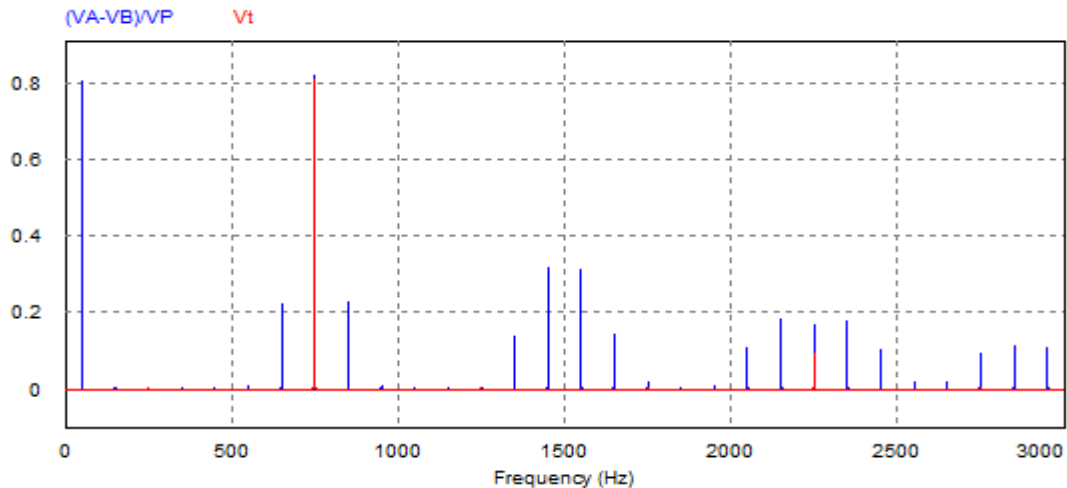


Tensione al carico e sua prima armonica sono normalizzati rispetto all'alimentazione continua V_d $m_a = 0,8$ e $m_f = 9$ dispari intero / PWM sincrona. La corrente al carico i_o è sfasata di 90° in ritardo rispetto alla prima armonica della tensione $V_o (=V_A - V_B)$ (carico fortemente induttivo).

Con $m_a \leq 1$ (ampiezza della modulante < di quella della portante) la tensione nel carico è impulsiva e la larghezza degli impulsi è proporzionale all'ampiezza del segnale modulato.

La 1^a armonica del segnale di uscita e suo valore efficace sono:

$$v_{o1}(t) = m_a \cdot V_d \sin \omega_1 t \quad V_{o1} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_a \cdot V_d$$

Caratteristiche spettrali del segnale di uscita

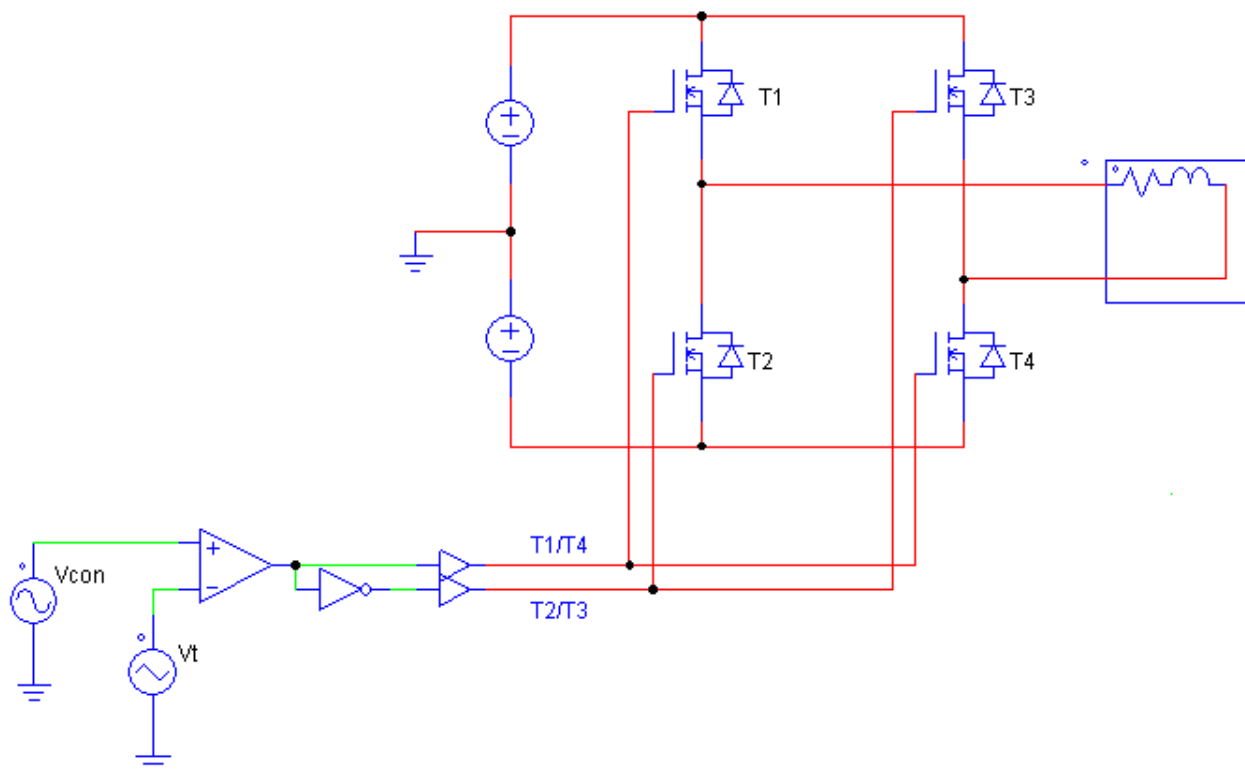
In figura è rappresentato lo spettro normalizzato delle ampiezze del segnale di uscita, e della portante triangolare sovrapposta per confronto ($m_a = 0,8$ e $m_f = 15$ dispari intero / PWM sincrona).

Osservazioni sulle componenti spettrali:

- la 1 armonica è alla freq della modulante
- le altre componenti spettrali sono centrate a freq multiple della portante
- mancano le armoniche di freq $2n \cdot f_t$, cioè le freq multiple pari della portante
- esistono “bande laterali” attorno alle armoniche della portante, costituite da componenti distanziate da queste per multipli interi della freq della modulante (come nei segnali modulati in frequenza), in modo tale che attorno alle armoniche pari della portante ci sono armoniche dispari della modulante e viceversa
- le ampiezze delle componenti spettrali dipendono da m_a (nei segnali modulati in frequenza le ampiezze delle componenti spettrali dipendono dall’indice di modulazione tramite le funzioni di Bessel)
- la larghezza delle componenti spettrali significative e quindi delle bande laterali intorno ai multipli di f_p dipende da m_a e da m_f
- se si sceglie la freq della portante multiplo intero di quella della modulante (m_f intero) non abbiamo la presenza di subarmoniche (modulazione SINCRONA)
- con m_f dispari la forma d’onda presenta semionde positive e negative uguali tra loro (simmetria di semionda), quindi nello spettro mancano le armoniche pari
- se m_f è molto grande $f_p \gg f_1$ le componenti nella banda laterale inferiore attorno alla 1^a armonica della portante hanno ampiezza molto piccola – si può fare modulazione ASINCRONA (le subarmoniche della frequenza fondamentale sono piccole e non danno fastidio).

La PWM bipolare è una tecnica utilizzata in sistemi monofase: PWM sincrona per bassi indici di modulazione di frequenza ($m_f < 21$), asincrona per valori più elevati: con l’indice di modulazione di ampiezza $m_a < 1$ l’ampiezza della prima armonica dell’uscita, normalizzata rispetto alla tensione continua in ingresso, varia linearmente con m_a (zona lineare). Se si vuole aumentare l’ampiezza della fondamentale si può ricorrere alla sovramodulazione ($m_a > 1$). In questo caso, però, l’ampiezza della prima armonica non varia più linearmente con m_a e, aumentando sempre più l’ampiezza della modulante, la forma d’onda della tensione dell’inverter degenera da una forma d’onda modulata a larghezza d’impulso ad un’onda quadra. Per un inverter ad **onda quadra** il valor efficace massimo che si ottiene è:

$$V_{ol} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \cdot V_d$$



INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO PWM BIPOLARE (sistemi monofase)

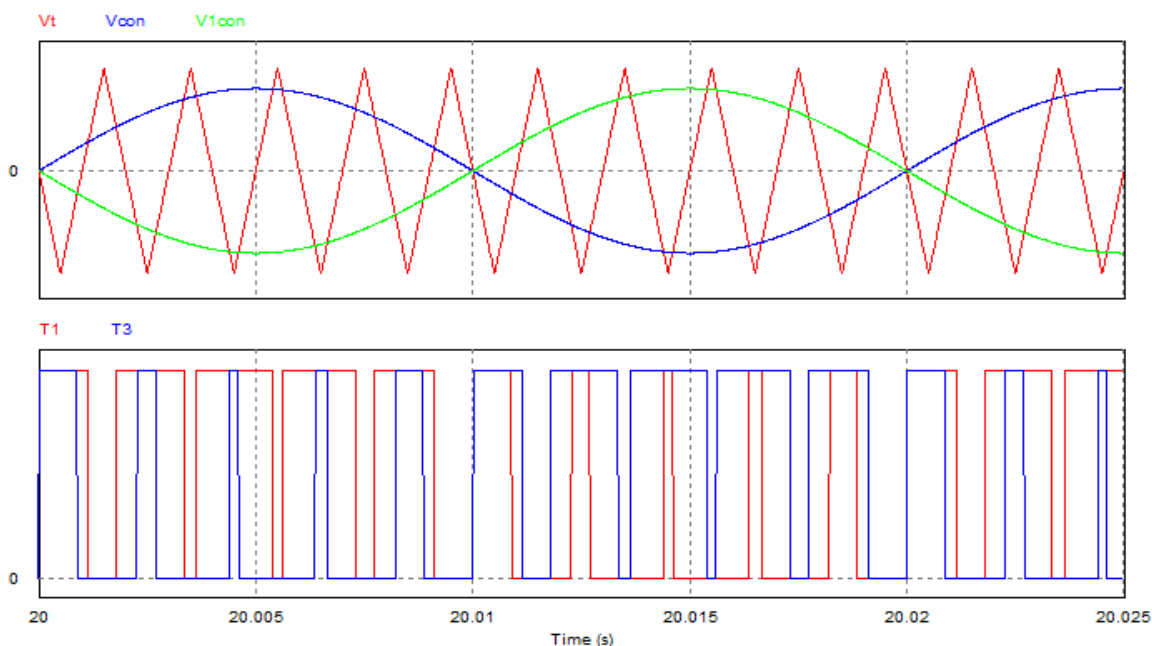
INVERTER MONOFASE CON CONTROLLO PWM UNIPOLARE

La struttura di potenza è rappresentata in (fig XX)

La tecnica di controllo PWM Unipolare consiste nel confrontare una tensione V_t periodica triangolare (portante) di ampiezza costante con 2 tensioni di controllo (una opposta all'altra: v_{con} e $v_{1con} = -v_{con}$) sinusoidali (costanti nei convertitori DC/DC) e generare i comandi agli interruttori statici sulla base dei confronti effettuati.

Con questa tecnica, i rami del ponte non sono asserviti, ma comandati autonomamente sulla base dei 2 confronti effettuati.

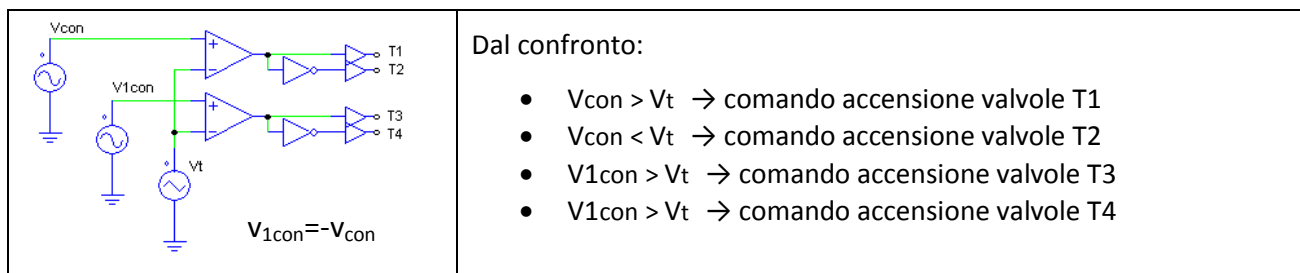
Confronto portante/modulante e comandi alle valvole



Nel primo diagramma è rappresentato il confronto della portante triangolare con le 2 modulanti opposte.

Nel secondo diagramma è indicato lo stato di conduzione delle valvole superiori dei rami del ponte (quelle inferiori sono in stato complementare); negli istanti in cui sono attivate entrambe quelle superiori o entrambe quelle inferiori il carico è in corto, non c'è assorbimento di corrente dal DC BUS e la corrente circola interessando le 2 valvole attivate (conduce un dispositivo attivo in un ramo e un diodo di ricircolo sull'altro ramo: quali dipende dal verso della corrente); negli istanti in cui sono attivate valvole incrociate conducono la coppia di dispositivi attivi o la coppia diodi a seconda del verso della corrente.

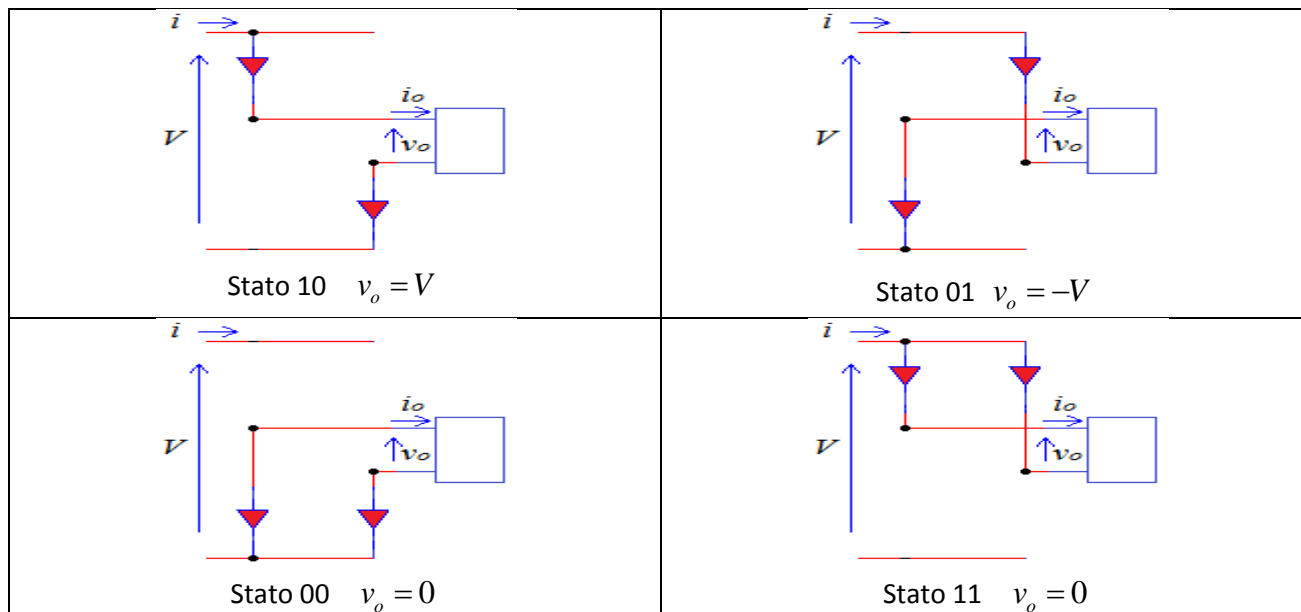
Generazione comandi alle valvole



Indicato con 0 o 1 lo stato del deviatore di ogni ramo e considerato il funzionamento complementare di ogni coppia di interruttori dello stesso ramo, è sufficiente specificare lo stato di conduzione o blocco dell'interruttore superiore.

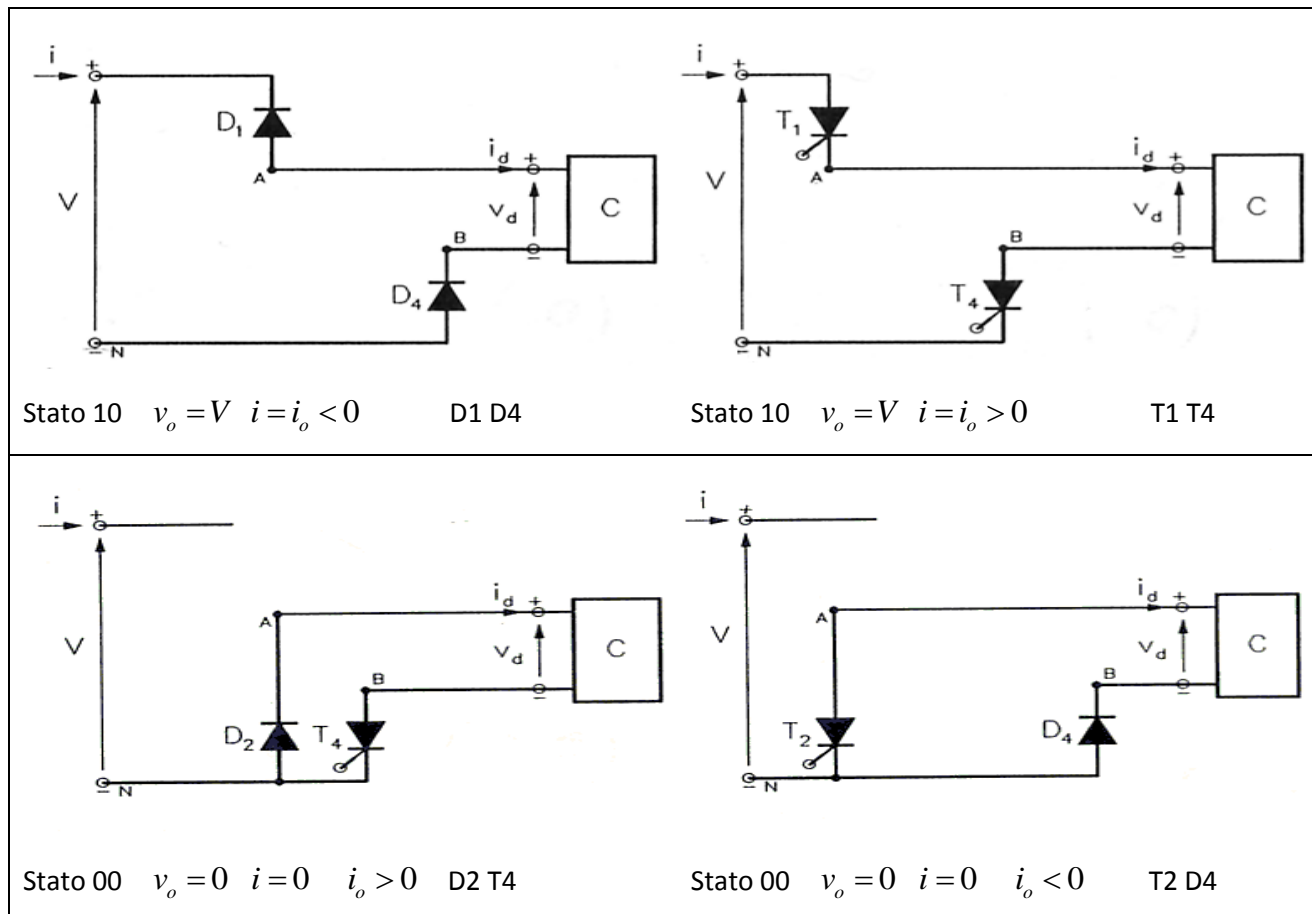
Nel funzionamento dell'inverter la coppia di deviatori nei 2 rami può trovarsi in 4 diversi stati: 00, 01, 11, 10, in corrispondenza dei quali possono risultare attivate valvole disposte in modo incrociato (stati 01, 10), entrambe del lato inferiore (00) oppure entrambe del lato superiore (11).

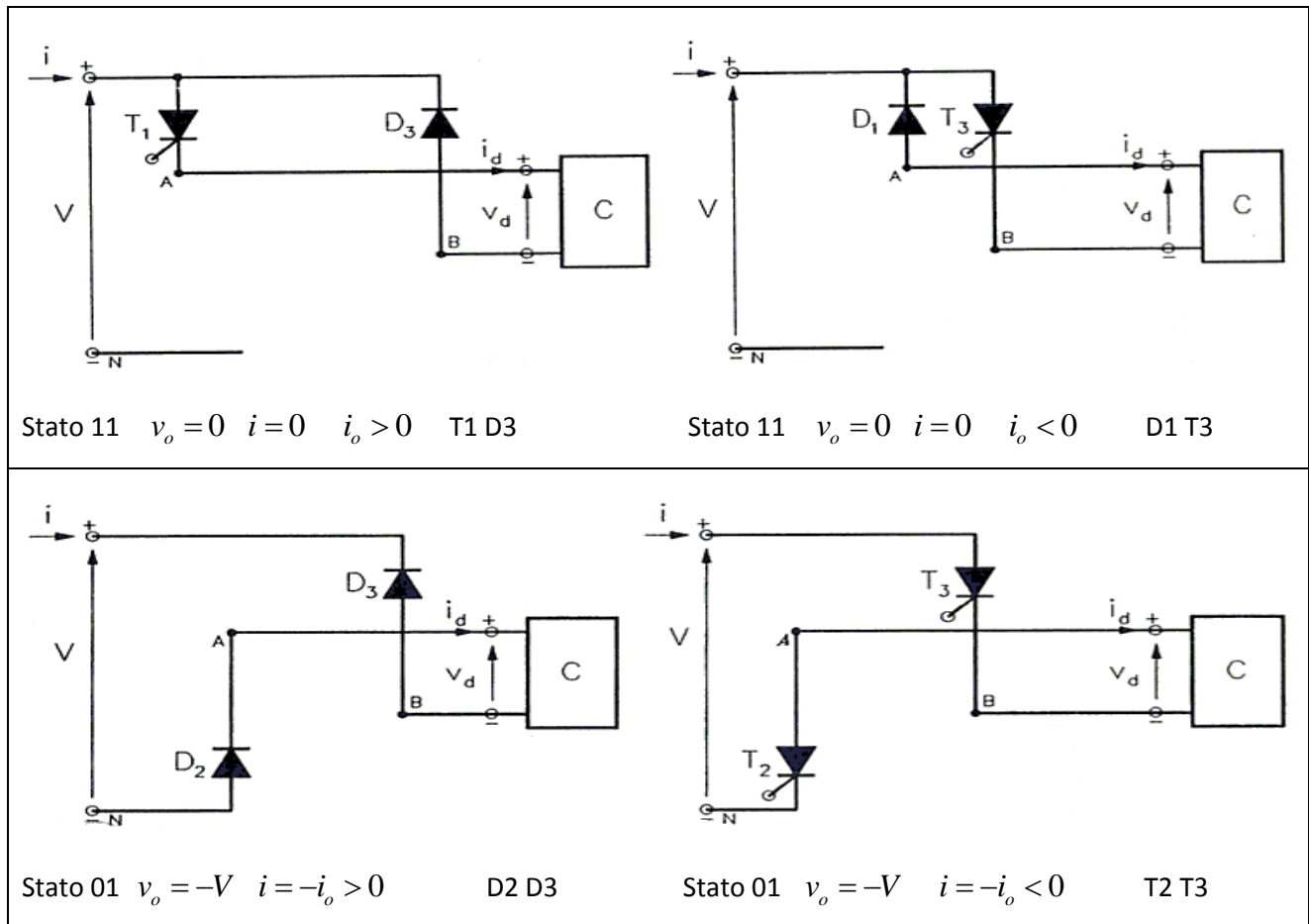
Stati dell'inverter (i simboli in figura rappresentano le valvole attivate, la corrente può avere verso opposto)



I dispositivi effettivamente in conduzione possono essere una coppia di valvole o diodi incrociati, oppure una valvola e un diodo, entrambe inferiori o entrambe superiori, a seconda del verso della corrente (come specificato nella sezione relativa ai convertitori DC/DC).

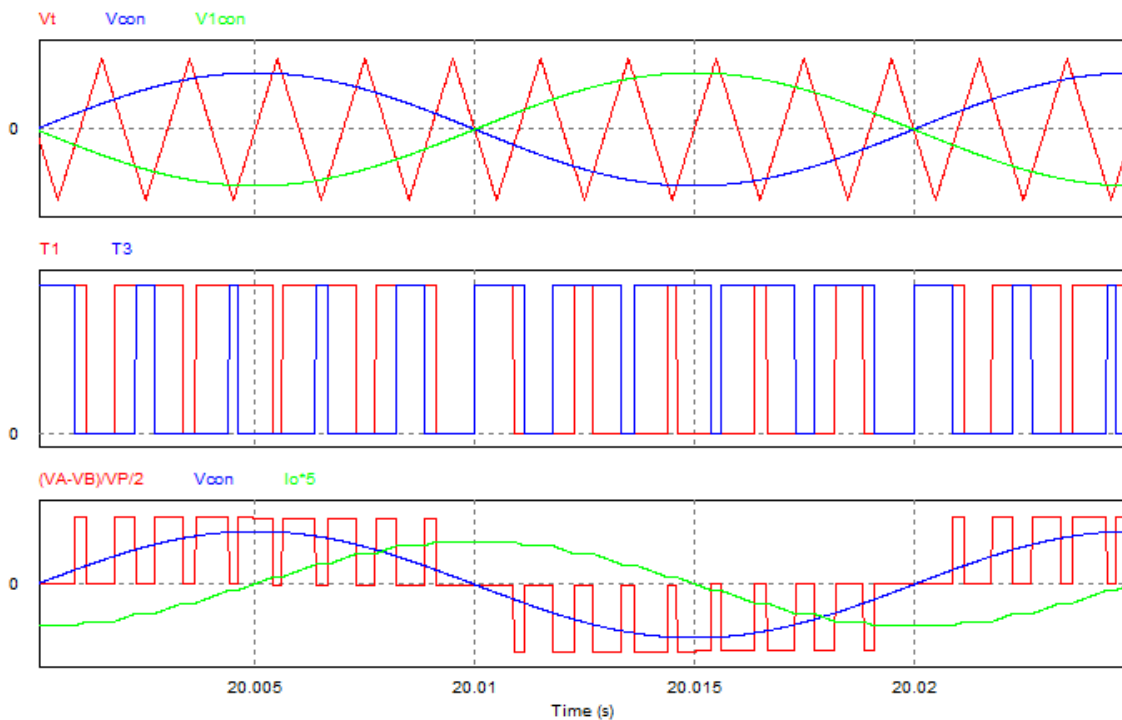
Dispositivi in conduzione in corrispondenza dei vari stati





Nel diagramma seguente è rappresentato l'andamento della tensione in uscita, della sua prima armonica e della corrente al carico (con carico fortemente induttivo).

Forme d'onda dell'inverter con controllo PWM UNIPOLARE (sincrona)



Tensione al carico e sua prima armonica sono normalizzati rispetto all'alimentazione continua V_d , $m_a = 0,8$ e $m_f = 10$ intero pari / PWM sincrona. La corrente al carico è sfasata di 90° in ritardo rispetto alla prima armonica della tensione di uscita (carico fortemente induttivo).

Come nel caso della modulazione PWM Bipolare

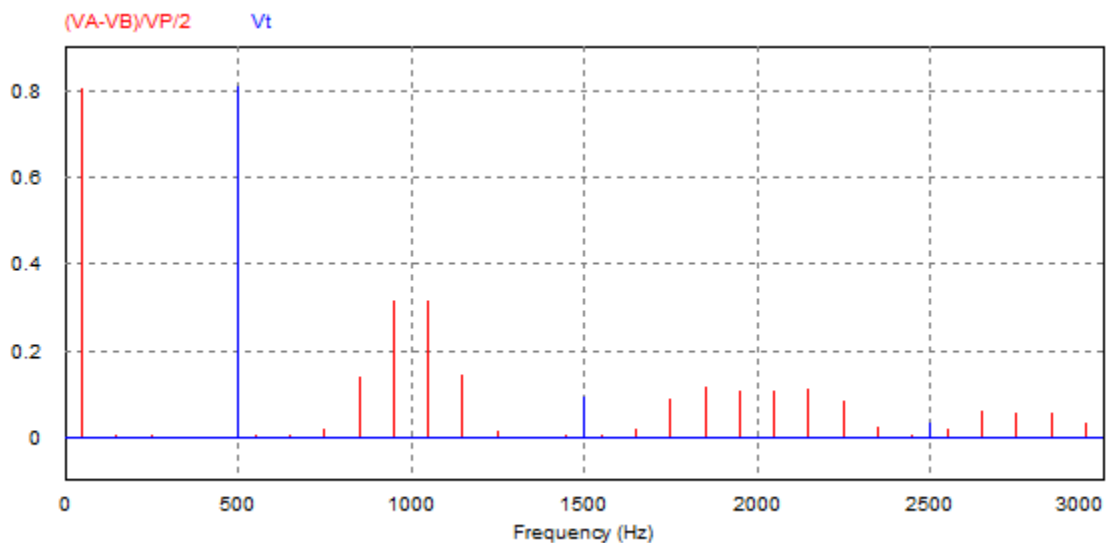
Con $m_a \leq 1$ (ampiezza della modulante < di quella della portante) la tensione nel carico è impulsiva e la larghezza degli impulsi è proporzionale all'ampiezza del segnale modulato.

La 1^a armonica del segnale di uscita e suo valore efficace sono:

$$v_{o1}(t) = m_a \cdot V_d \sin \omega_1 t \quad V_{o1} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_a \cdot V_d$$

Aumentando m_a si va in sovramodulazione e non sussiste più la relazione di linearità tra la prima armonica della tensione alternata di uscita e l'ampiezza della modulante sinusoidale.

Caratteristiche spettrali del segnale di uscita



Spetto della tensione di uscita e della portante triangolare per confronto.

Tensioni e correnti in uscita presentano frequenza doppia rispetto al PWM Bipolare (nello spettro della forma d'onda mancano le bande laterali attorno alla frequenza multiple dispari della frequenza della portante triangolare (i grappoli sono attorno alle frequenze multiple pari della portante).

Per confronto, è tracciato anche lo spettro della portante (costituito da armoniche dispari) mentre la tensione di uscita presenta "grappoli" di frequenze intorno alle armoniche pari della portante, distanziate da queste per multipli interi dispari della frequenza fondamentale (modulante e prima armonica dell'uscita) o - in altre parole - distanziate tra loro per multipli pari della modulante.

Le armoniche multiple pari della fondamentale mancano perché c'è simmetria di semionda.

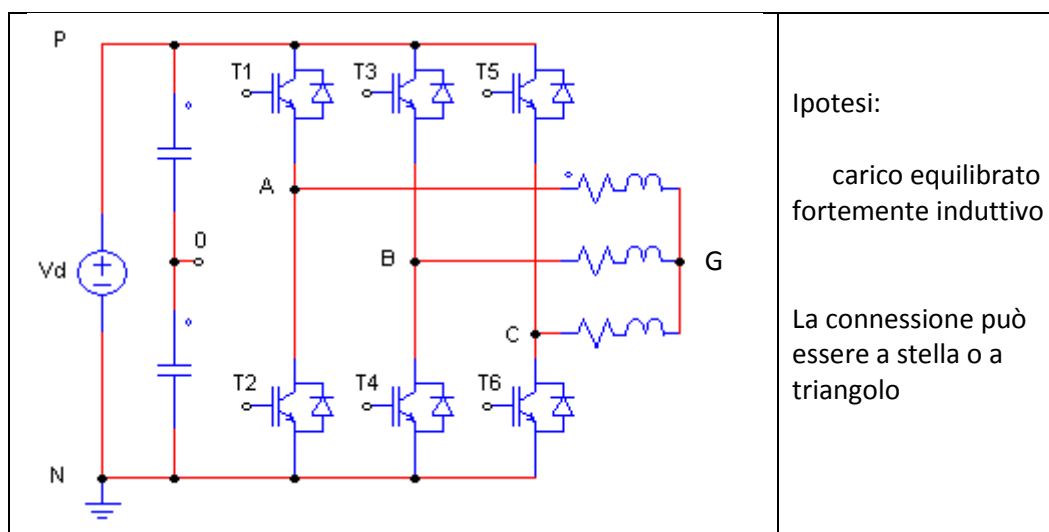
Il rapporto m_f di modulazione di frequenza è pari per la PWM unipolare, dispari per la PWM bipolare

Mancano le armoniche di freq $n \cdot f_t$, cioè le freq multiple della portante.

Le componenti armoniche in uscita sono ridotte (e più distanziate) rispetto alla strategia bipolare (le componenti più vicine alla fondamentale sono centrate attorno alla seconda armonica della portante).

INVERTER TRIFASE CON CONTROLLO AD ONDA QUADRA

La struttura di potenza, già rappresentata in (fig YY), è qui riportata nuovamente

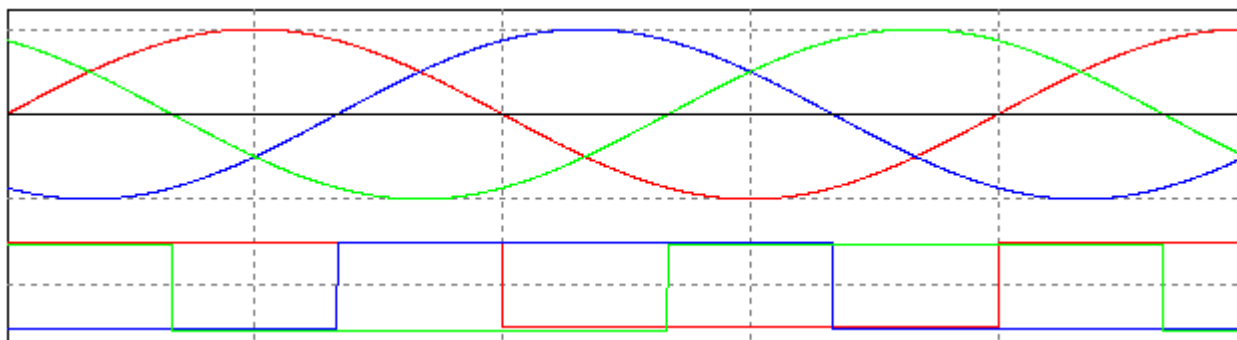
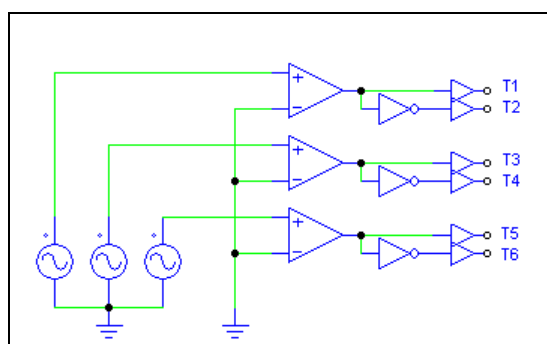


LOGICA DI CONTROLLO: Ciascun terminale A,B,C viene collegato per $\frac{1}{2}$ periodo al morsetto positivo dell'alimentazione in continua e l'altro $\frac{1}{2}$ periodo al morsetto negativo (le valvole dello stesso ramo sono comandate in modo complementare: una in ON l'altra in OFF). Per ottenere un sistema simmetrico di tensione, la commutazione delle altre 2 fasi devono essere ritardate di 120° e 240° rispetto alla prima fase ($1/3T$ e $2/3T$).

Ogni periodo risulta suddiviso in 6 intervalli durante i quali sono pilotate le valvole relative ai tre rami. I comandi avvengono commutando ciclicamente le valvole dei tre rami ad intervalli di $1/3$ di periodo passando dagli stati 101, 100, 110, 010, 011, 001 (assenti gli stati 000 e 111)

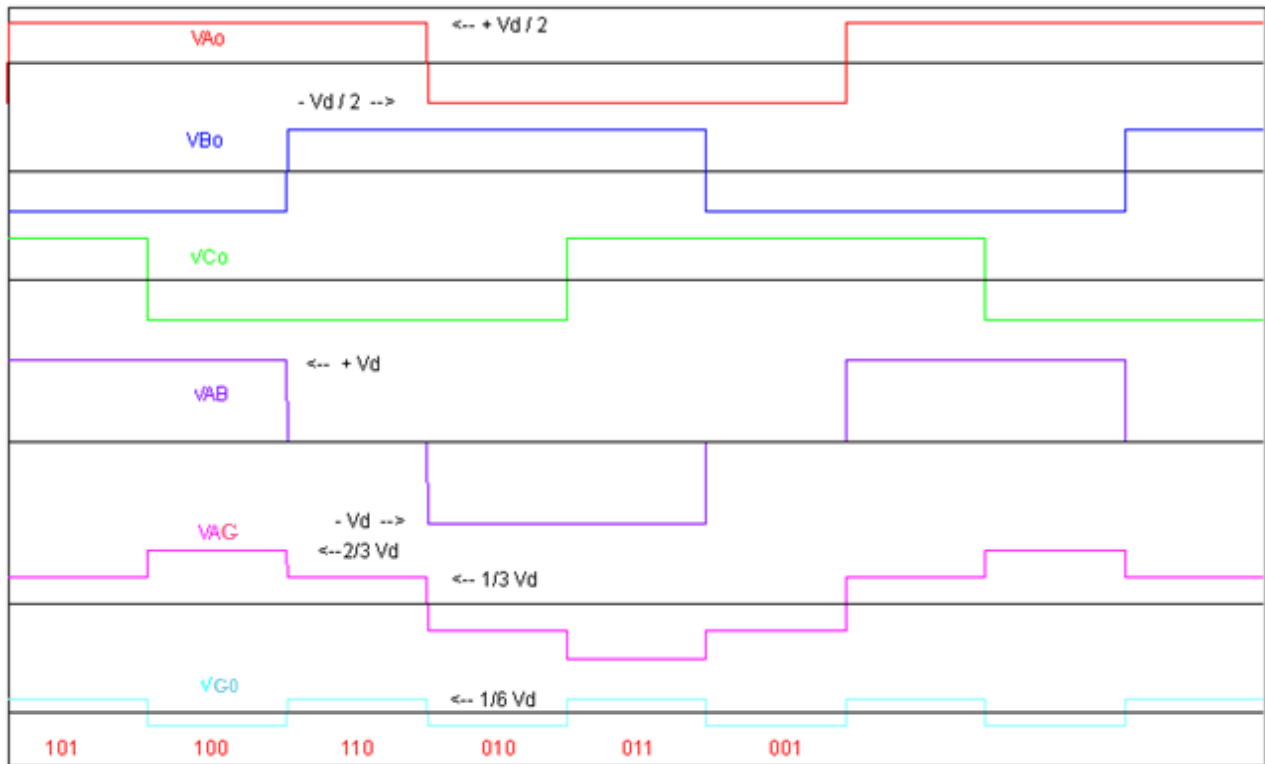
VALVOLE COMANDATE	T1-T4-T5 101	T1-T4-T6 100	T1-T3-T6 110	T2-T3-T6 010	T2-T3-T5 011	T2-T4-T5 001	T1-T4-T5 101
----------------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------	-----------------

I tre segnali di modulazione sono sfasati tra loro di 120° e costituiscono una terna diretta

**Generazione comandi alle valvole**

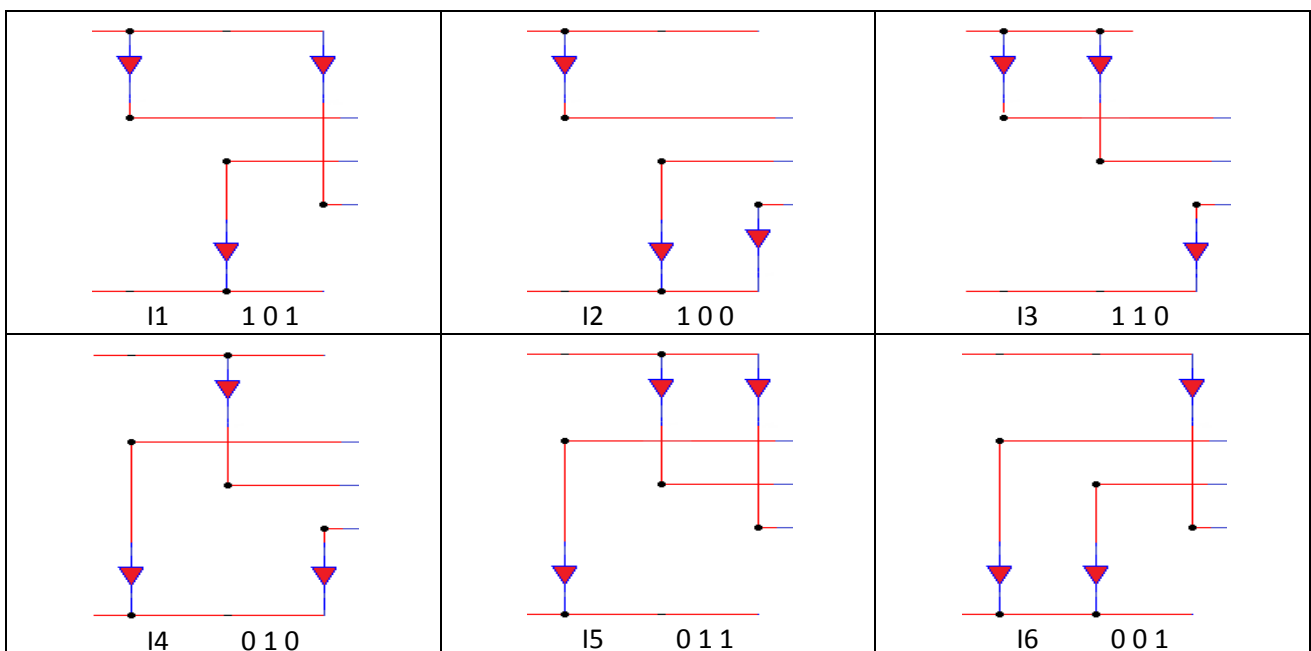
Dal confronto:

- $V_{ma} > 0 \rightarrow$ comando accensione valvole T1
- $V_{ma} < 0 \rightarrow$ comando accensione valvole T2
- $V_{mb} > 0 \rightarrow$ comando accensione valvole T3
- $V_{ma} < 0 \rightarrow$ comando accensione valvole T4
- $V_{mc} > 0 \rightarrow$ comando accensione valvole T5
- $V_{mc} < 0 \rightarrow$ comando accensione valvole T6

CRONODIAGRAMMA

In figura sono rappresentate: le tensioni di fase dell'inverter (tensioni rispetto al punto centrale 0 dell'alimentazione di ingresso, detto centro virtuale), la prima delle tensioni concatenate V_{AB} (le altre 2 sono sfasate in ritardo di $(1/3)T$ e $(2/3)T$), una delle tensioni di fase al carico V_{AG} e la tensione V_{Go} di centro stella al carico rispetto al centro virtuale. Il periodo della tensione in uscita è costituito da 6 intervalli equispaziati di 60° a cui corrispondono 6 diversi stati dell'inverter identificati dallo stato di conduzione delle valvole (più precisamente quelle superiori). Allo stato di conduzione ON può corrispondere la conduzione del dispositivo attivo oppure del diodo di ricircolo posto in antiparallelo a questo. Sarà il verso della corrente a decidere quale dei due conduce.

Rappresentazione schematicamente dei vari stati dell'inverter, così come si presentano nella sequenza:

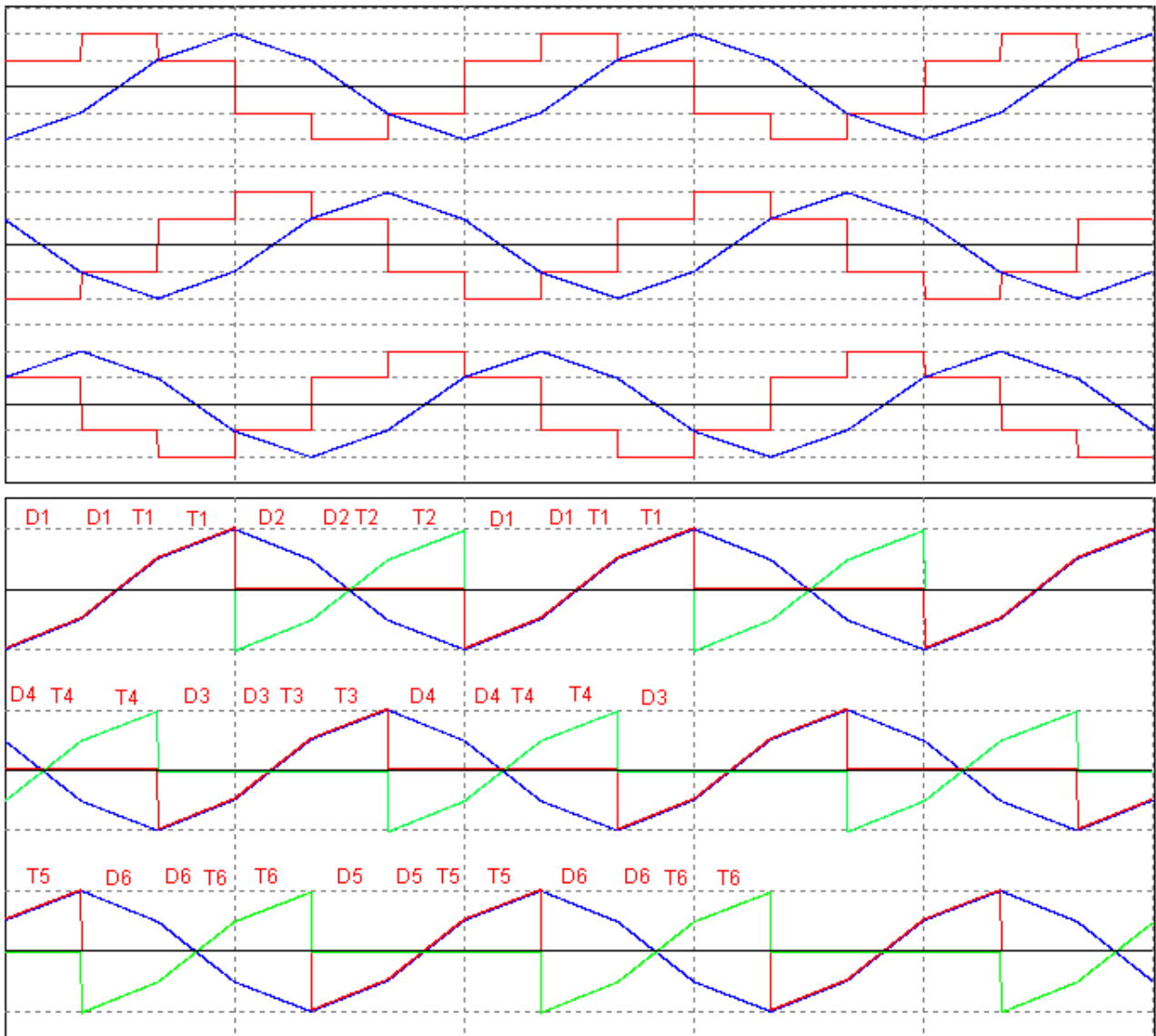


Nel passaggio da uno stato all'altro avviene la commutazione delle valvole di un ramo e la corrente in quel ramo dovrà invertire il verso di percorrenza, ma non potrà farlo bruscamente per via del carico induttivo.

Quindi, a ridosso delle commutazioni di un ramo, la corrente continuerà a fluire attraverso il diodo di freewheeling posto ai capi della valvola del ramo comandato in accensione (fino a quando invertirà di segno e allora condurrà la valvola stessa). Ad es: nel passaggio dall'intervallo 1 all'intervallo 2 avviene la commutazione della valvola al ramo 3; viene spenta la valvola T₅ e comandata l'accensione della valvola T₆. La corrente che prima fluiva attraverso T₅ ora prosegue a condurre attraverso D₆ e solo quando cambierà di segno entrerà in conduzione la valvola T₆. Lo stesso meccanismo succederà per le altre valvole nelle altre commutazioni di stato (nel passaggio da un intervallo all'altro).

Nella prima immagine della figura seguente sono rappresentati **tensioni e correnti alle fasi del carico**. Le tre fasi sono reciprocamente sfasate di 120°, ogni corrente di fase è sfasata di 90° dalla propria tensione (carico fortemente induttivo).

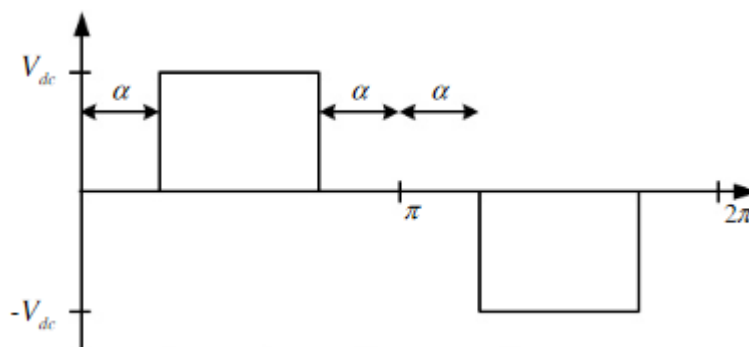
Nella seconda immagine sono evidenziati i **dispositivi circuitali effettivamente in conduzione**: in blu la corrente al carico, in rosso conduzione dei dispositivi lato superiore, in verde quelli del lato inferiore. Notare che dopo l'attivazione di una valvola nel primo tratto conduce il diodo in parallelo a questa, mentre la valvola entra in conduzione quando la corrente inverte di segno.



La commutazione di una valvola avviene ogni 60°. Nell'es. in figura, il carico fortemente induttivo impone alla corrente di ogni fase un ritardo di 90° sulla omologa tensione. Quando il ritardo è maggiore di 60° la commutazione di una valvola viene comandata quando sono in conduzione due valvole e un diodo. Perciò subito dopo avremo in conduzione una sola valvola e 2 diodi. Con queste condizioni di carico, non si verifica mai la contemporanea conduzione delle 3 valvole.

Sul contenuto armonico delle tensioni al carico

Le tensioni concatenate sono tensioni a 3 livelli ($+V_d$, 0 , $-V_d$) e hanno la tipica forma d'onda "quasi quadra" (quasi square wave/QSW). (fdo già riscontrata a proposito della corrente in linea del raddrizzatore trifase non controllato)



Caratteristiche della f.d.o:

- il valor medio è nullo
- è una funzione dispari (simmetrica rispetto all'origine) e quindi non ci sono termini coseno nello sviluppo in serie di Fourier (in realtà cambiando l'origine degli assi di $\pi/2$ può essere considerata una funzione pari); presenta simmetria di semionda, quindi non esistono armoniche pari.

L'analisi secondo Fourier (*) porta ai seguenti risultati:

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \cos(n\alpha)$$

- Ciò significa che: la prima armonica può essere controllata variando α , mentre saranno eliminate le armoniche per cui $n = \frac{90^\circ}{\alpha}$ e multipli dispari (in realtà, per la simmetria di semionda, mancheranno anche tutte le armoniche pari). Nel nostro caso, essendo $\alpha=30^\circ$, oltre a tutte le armoniche pari, mancheranno anche la terza armonica e quelle multiple di 3. Quindi le armoniche che si incontrano sono di ordine 5, 7, 11, 13, 17, 19 e così via, di ampiezza inversamente proporzionale all'ordine di armonicità.

Mentre il valore efficace della concatenata risulta

$$V_{AB} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v_{AB}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} 2 V_d^2 \frac{T}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d = 0,816 V_d$$

Valore efficace (e ampiezza) della prima armonica sono:

$$V_{AB1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} V_d \cos(30^\circ) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} V_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d = 0,78 V_d \quad (\hat{V}_{AB1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d = 1,1 V_d)$$

Il valore efficace delle altre armoniche

$$V_{ABh} = V_{AB1}/h \text{ con } h = 5, 7, 11, 13, \dots$$

La tensione distorcente è

$$V_{ABdis} = \sqrt{V_{AB}^2 - V_{AB1}^2} = \sqrt{\frac{2}{3} V_d^2 - \frac{6}{\pi^2} V_d^2}$$

Coefficiente di distorsione armonica

$$\text{T. H. D. } \% = \frac{V_{ABdis}}{V_{AB1}} \% = \frac{\sqrt{\frac{2}{3} - (0,78)^2}}{\frac{\sqrt{6}}{\pi}} 100 \% \cong 31 \%$$

La tensione concatenata ottenuta con inverter trifase è meno deformata rispetto al caso monofase (31 % contro il 48%).

Sulle tensioni di fase V_{AG} , V_{BG} e V_{CG} rispetto al centro stella (G).

$$V_{AG} = V_{AN} + V_{NG} \quad \text{e così via le altre}$$

In un sistema trifase simmetrico, le tensioni di fase danno somma nulla

$$V_{AG} + V_{BG} + V_{CG} = V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} + 3V_{NG} = 0 \quad \text{quindi}$$

$$V_{NG} = -\frac{1}{3}(V_{AG} + V_{BG} + V_{CG}) \quad \text{perciò}$$

$$V_{AG} = \frac{2}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}(V_{BN} + V_{CN})$$

$$V_{BG} = \frac{2}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{CN})$$

$$V_{CG} = \frac{2}{3}V_{CN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN})$$

Risulta, inoltre, $V_{A0} = V_{AG} + V_{G0}$

da cui

$$V_{AG} = V_{A0} - V_{G0}$$

espressione comoda per l'analisi spettrale, essendo praticamente noto a priori lo sviluppo in serie delle due fdo, nelle quali la tensione di fase può essere decomposta (**).

La fdo V_{AG} , infatti, può essere considerata come differenza di due onde quadre dispari a valor medio nullo, una a frequenza tripla dell'altra, di sviluppo noto: la prima somma di seni / armoniche dispari, l'altra di seni a frequenza tripla in fase con la prima. La differenza porta alla cancellazione delle armoniche multiple di 3

$$V_{A0}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} [\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{9} \sin(9\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots]$$

$$V_{G0}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{6} [\sin(3\omega t) + \frac{1}{3} \sin(9\omega t) + \frac{1}{5} \sin(15\omega t) + \dots] \quad [\text{freq tripla di } V_{A0}(t)]$$

Da cui

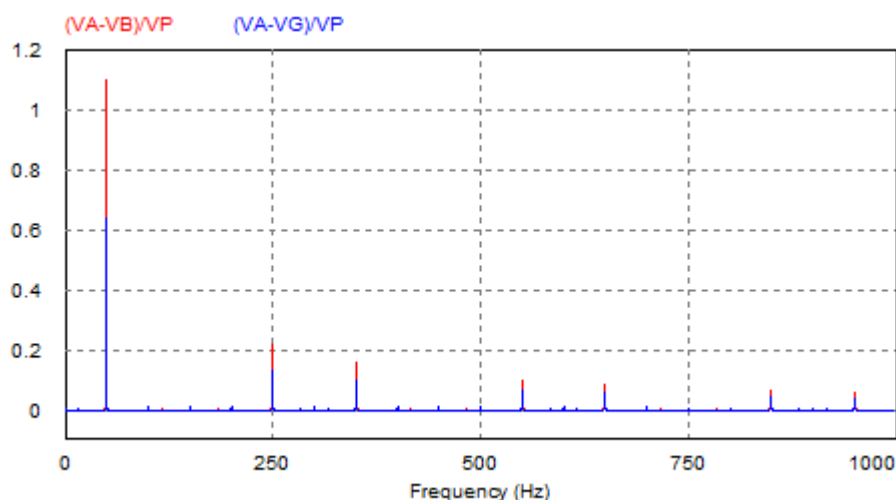
$$V_{AG}(t) = V_{A0}(t) - V_{G0}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} [\sin(\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \dots]$$

Le tensioni di fase al carico sono a 4 livelli (six step), hanno ampiezza massima $2/3 (V_d)$, sono prive delle armoniche pari, prive di 3^a armonica e delle multiple di 3.

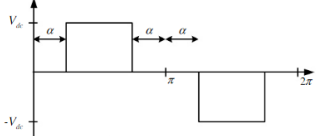
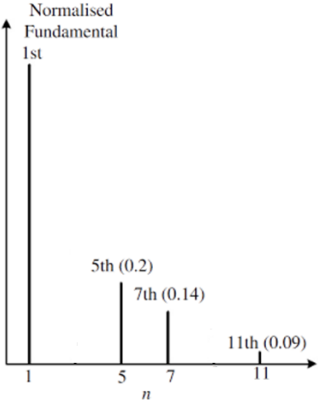
L'ampiezza della prima armonica (e delle successive) è:

$$\hat{V}_{AG1} = \frac{2}{\pi} V_d = 0,637 V_d \quad \hat{V}_{AGh} = \hat{V}_{AG1}/h \quad \text{con } h = 5, 7, 11, 13, \dots$$

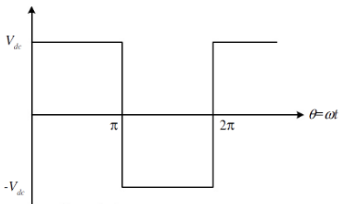
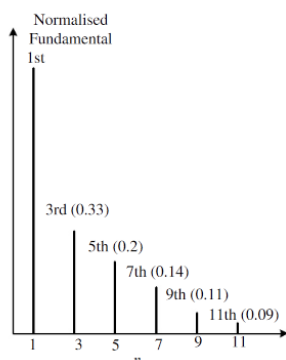
Gli spettri delle ampiezze delle concatenate e delle tensioni di fase (sovrapposti per confronto) sono



(*)

<p>Quasi-square wave (QSW)</p>  <p>Note that $a_n = 0$. (due to half - wave symmetry)</p> $b_n = 2 \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{dc} \sin(n\theta) d\theta \right] = \frac{2V_{dc}}{n\pi} \left[-\cos n\theta \right]_{\alpha}^{\pi-\alpha}$ $= \frac{2V_{dc}}{n\pi} [\cos(n\alpha) - \cos n(\pi - \alpha)]$ <p>Expanding :</p> $\cos n(\pi - \alpha) = \cos(n\pi - n\alpha)$ $= \cos n\pi \cos n\alpha + \sin n\pi \sin n\alpha = \cos n\pi \cos n\alpha$ $\Rightarrow b_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} [\cos(n\alpha) - \cos n\pi \cos n\alpha]$ $= \frac{2V_{dc}}{n\pi} \cos(n\alpha) [1 - \cos n\pi]$	<p>Harmonics control</p> <p>If n is even, $\Rightarrow b_n = 0$,</p> <p>If n is odd, $\Rightarrow b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \cos(n\alpha)$</p> <p>In particular, amplitude of the fundamental is :</p> $b_1 = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cos(\alpha)$ <p>Note :</p> <p>The fundamental, b_1, is controlled by varying α</p> <p>Harmonics can also be controlled by adjusting α.</p> <p>Harmonics Elimination :</p> <p>For example if $\alpha = 30^\circ$, then $b_3 = 0$, or the third harmonic is eliminated from the waveform. In general, harmonic n will be eliminated if :</p> $\alpha = \frac{90^\circ}{n}$	<p>spettro con $\alpha = 30^\circ$</p>  <p>Mancano armoniche pari e multiple di 3</p>
--	---	--

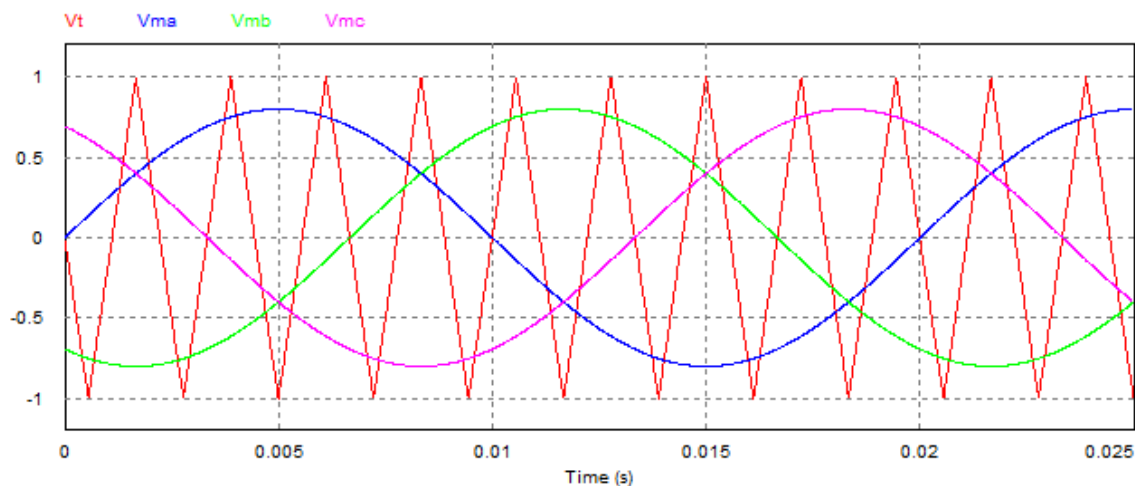
(**)

<p>Harmonics of square-wave</p>  $a_o = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} V_{dc} d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} -V_{dc} d\theta \right] = 0$ $a_n = \frac{V_{dc}}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \cos(n\theta) d\theta - \int_{\pi}^{2\pi} \cos(n\theta) d\theta \right] = 0$ $b_n = \frac{V_{dc}}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \sin(n\theta) d\theta - \int_{\pi}^{2\pi} \sin(n\theta) d\theta \right]$	<p>Solving,</p> $b_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left[-\cos(n\theta) \right]_0^{\pi} + \cos(n\theta) \Big _{\pi}^{2\pi}$ $= \frac{V_{dc}}{n\pi} [(\cos 0 - \cos n\pi) + (\cos 2n\pi - \cos n\pi)]$ $= \frac{V_{dc}}{n\pi} [(1 - \cos n\pi) + (1 - \cos n\pi)]$ $= \frac{2V_{dc}}{n\pi} [1 - \cos n\pi]$ <p>When n is even, $\cos n\pi = 1$</p> $b_n = 0$ <p>(i.e. even harmonics do not exist)</p> <p>When n is odd, $\cos n\pi = -1$</p> $b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi}$	<p>Spectra of square wave</p> 
---	--	--

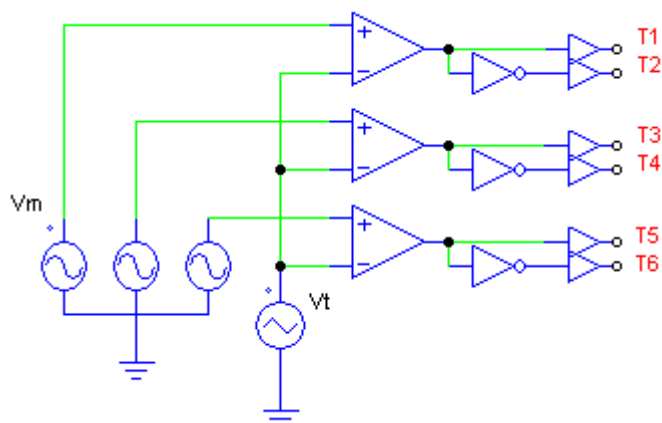
INVERTER TRIFASE CON CONTROLLO PWM (bipolare)

Le valvole del ponte vengono comandate sull'esito del confronto tra l'onda portante triangolare e 3 tensioni sinusoidali di controllo sfasate di 120° . La frequenza delle tensioni concatenate che si vuole ottenere si imposta agendo sulla frequenza dei segnali modulanti, mentre la freq del segnale portante triangolare viene scelta pari ad un multiplo intero dispari di 3 della freq della tensione di uscita (3,9,15.....).

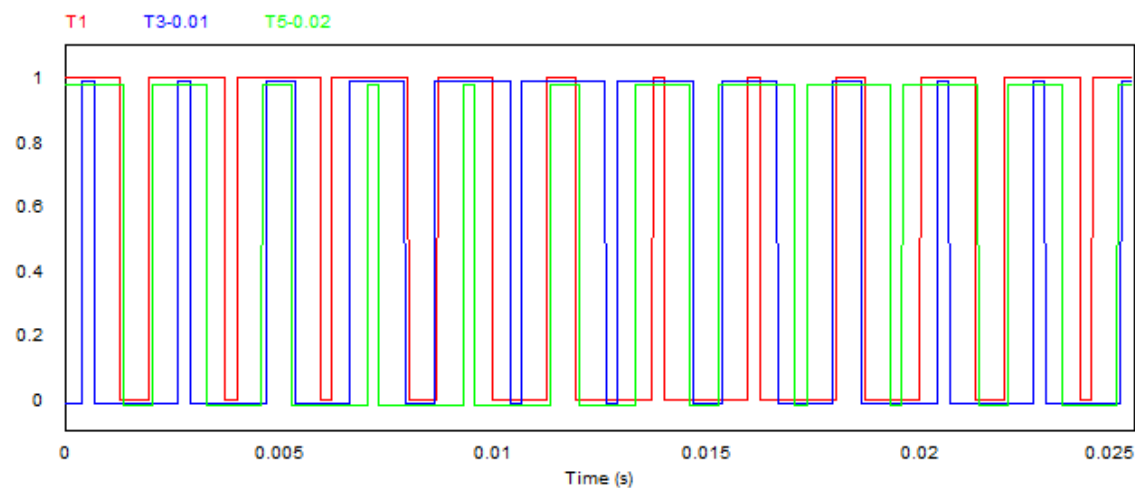
Confronto portante triangolare / modulante terna trifase sinusoidale simmetrica



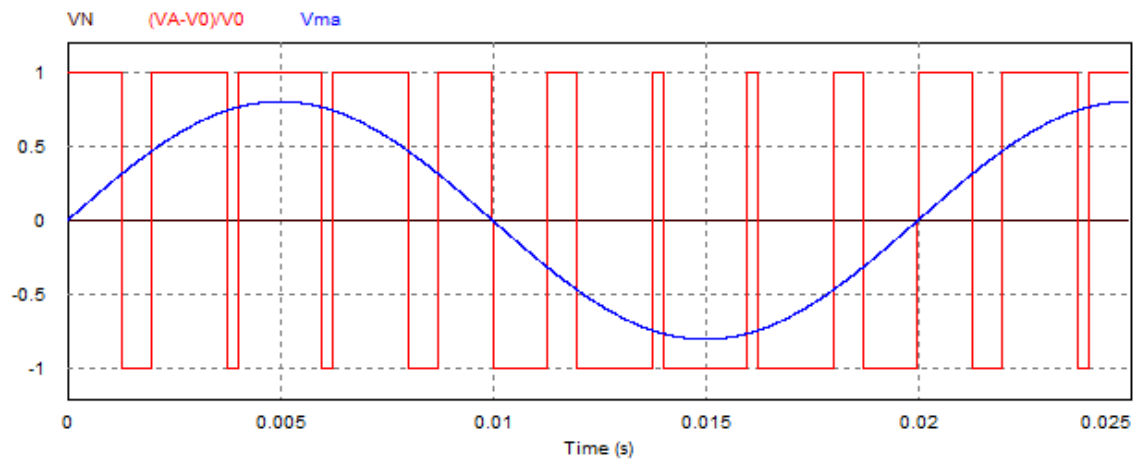
Circuito di generazione dei comandi alle valvole



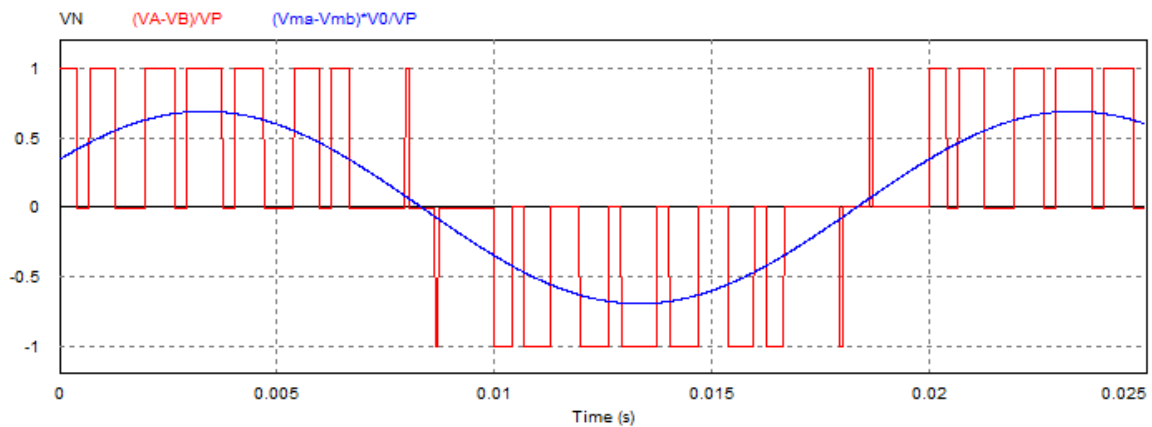
Comandi alle valvole (T2,T4 e T6 sono complementari rispettivamente a T1, T3 e T5)



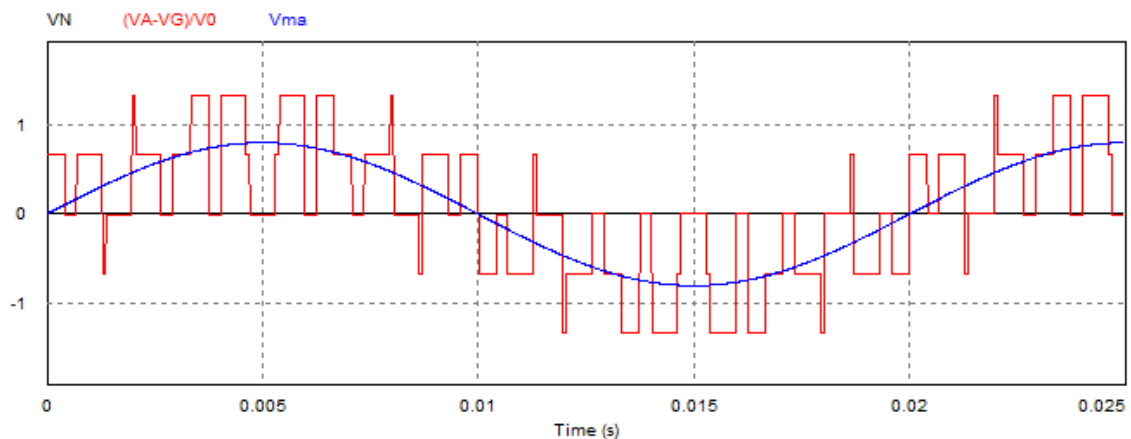
Tensione di polo (V_{A0}) rispetto al centro virtuale 0 dell'alimentazione e sua prima armonica (valori normalizzati rispetto a $V_d/2$) $m_a=0,8$ e $m_f=9$



Tensione concatenata in uscita (V_{AB}) e sua prima armonica (valori normalizzati rispetto a V_d) sfasata di 30° rispetto alla tensione di fase



Tensione di fase in uscita (V_{AG}) rispetto al centro stella e sua prima armonica (normalizzate rispetto a $V_d/2$)



L'ampiezza della prima armonica in uscita può essere regolata agendo su m_a tramite l'ampiezza delle tensioni di controllo.

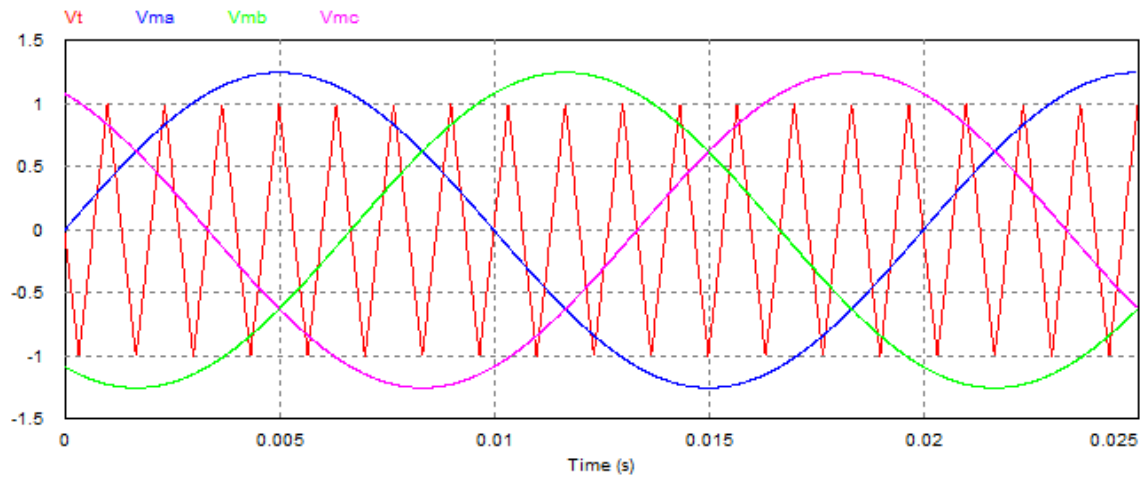
La prima armonica della concatenata in zona lineare risulta (in valore efficace e ampiezza massima):

$$V_{AB1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \approx 0,612 m_a V_d \quad \hat{V}_{AB1} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_d = 0,866 m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0)$$

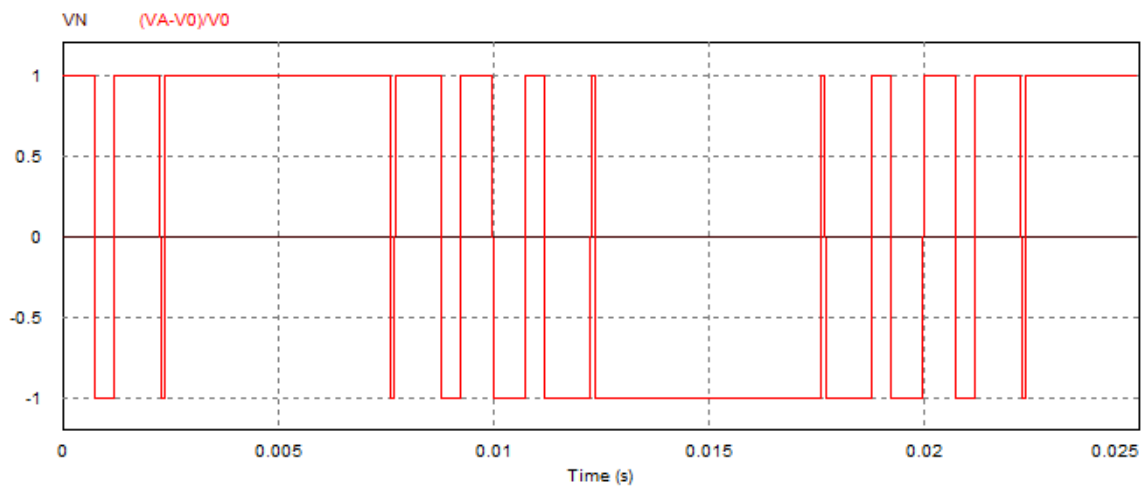
La concatenata è $\sqrt{3}$ volte il valore della tensione di fase.

Quando m_a supera il valore di 1 si esce dalla zona di linearità e si va in sovrarmodulazione.

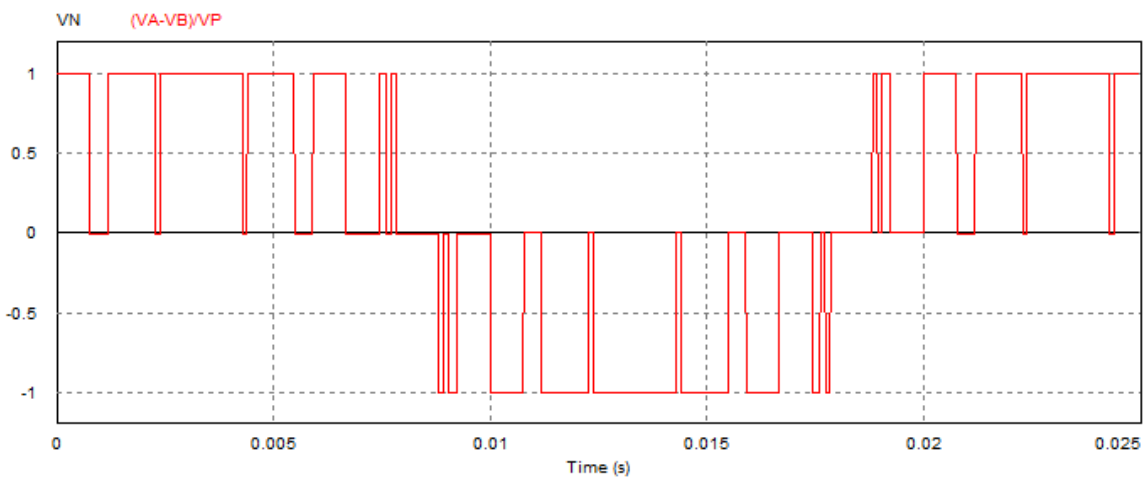
Confronto portante / modulante in sovrarmodulazione ($m_a = 1,25$ $m_f = 15$)



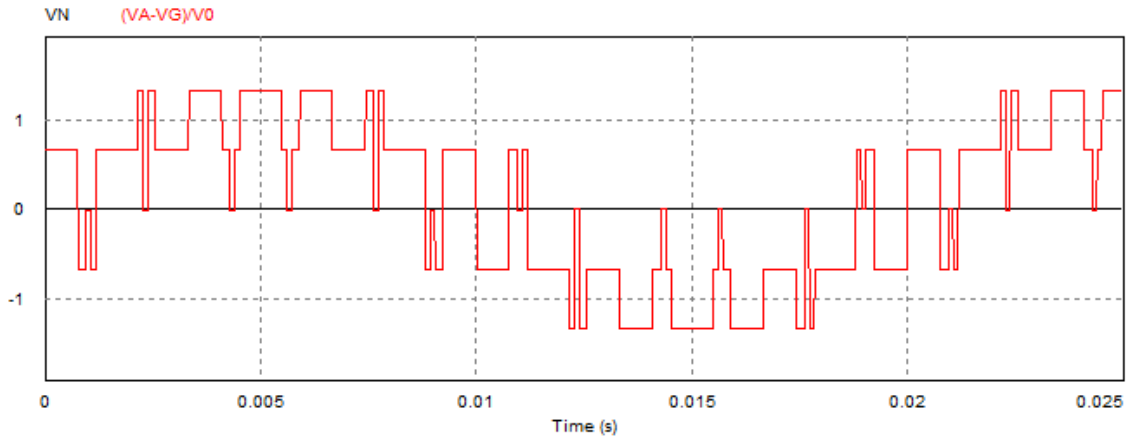
Tensione di fase dell'inverter (fase a rispetto al centro virtuale dell'alimentazione) normalizzata a $V_d/2$



Tensione concatenata in uscita (V_{AB}) normalizzata a V_d



Tensione di fase in uscita (V_{AG}) normalizzata a $V_d/2$



Aumentando ancora ma si arriva al caso limite del controllo ad onda quadra, nel quale

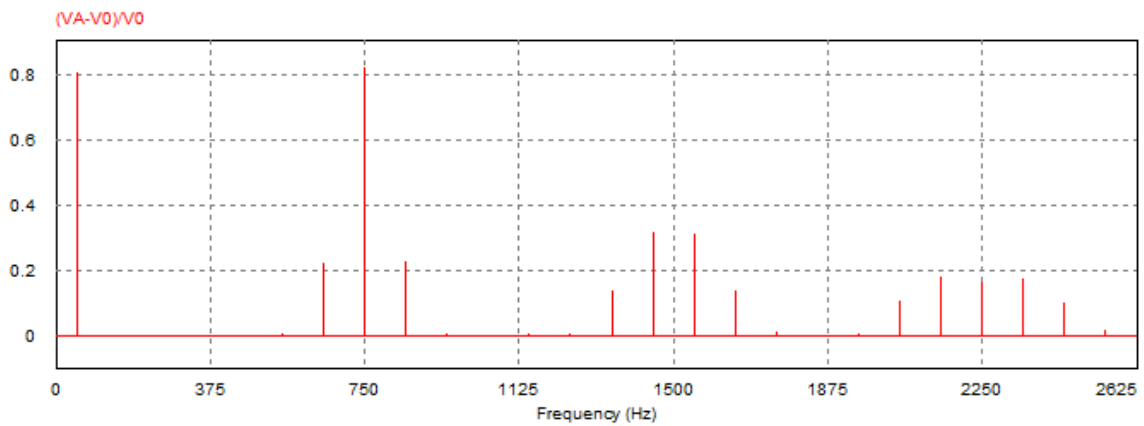
$$V_{AB1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d = 0,78 V_d$$

$$\hat{V}_{AB1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d = 1.1 V_d$$

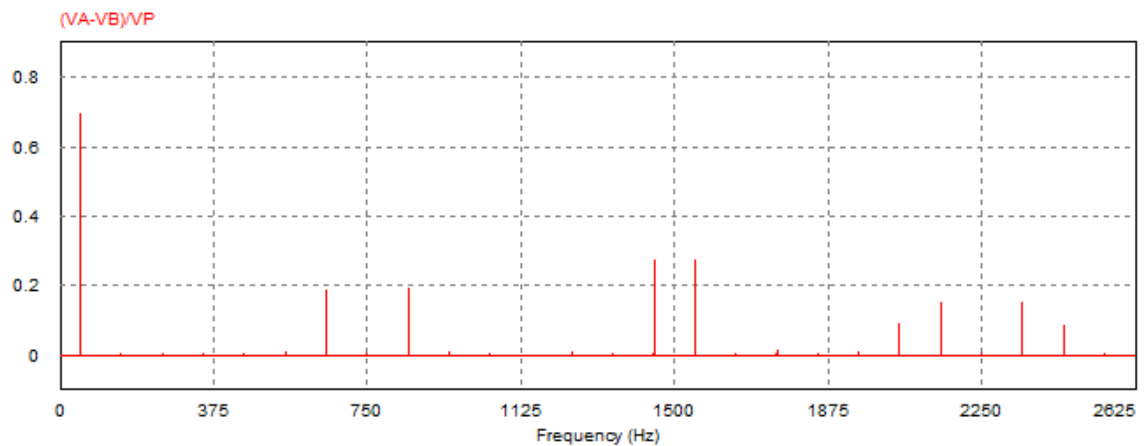
Spettro delle ampiezze della tensione in uscita

- In sottoscillazione

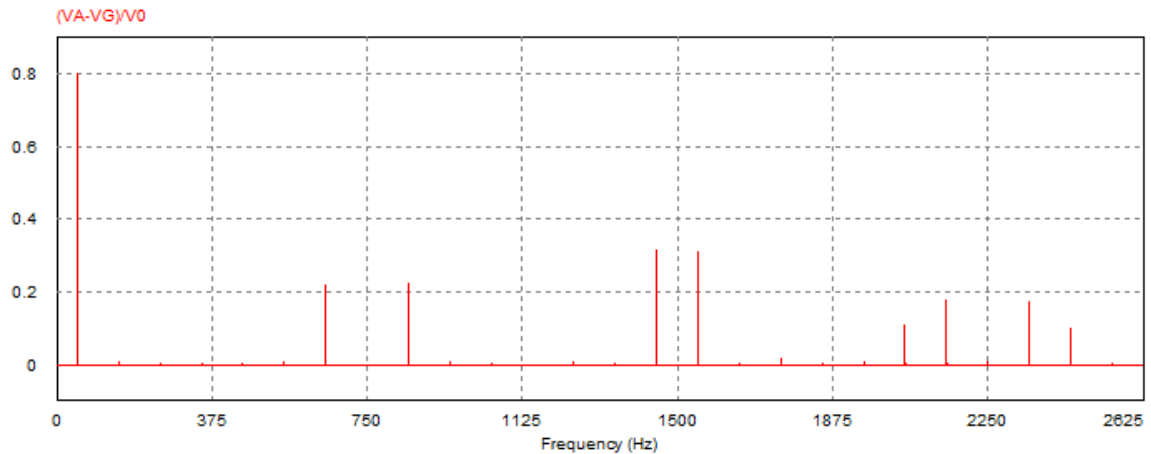
Spettro delle tensioni di fase dell'inverter (rispetto al punto centrale dell'alimentazione in continua)
 $m_a = 0,8$ e $m_f = 15$ normalizzato a $V_d/2$



Spettro dell'uscita (concatenata) normalizzato a V_d



Spettro della tensione di fase al carico (rispetto al centro stella) normalizzato a $V_d/2$



Gli spettri delle fasi e delle concatenate in uscita presentano armoniche alla freq modulante e grappoli di armoniche intorno a multipli interi della frequenza portante. Lo spettro delle fasi dell'inverter (tensioni rispetto al centro virtuale dell'alimentazione), presenta componenti multiple dispari della freq portante attorno alle quali sono presenti componenti distanziate di multipli interi pari della freq modulante, mentre attorno alle componenti pari (assenti) vi sono armoniche distanziate da queste di multipli interi dispari della freq modulante. Rispetto allo spettro delle tensioni di fase dell'inverter nello spettro delle fasi del carico e delle concatenate sono assenti le componenti alle freq multiple della freq portante.