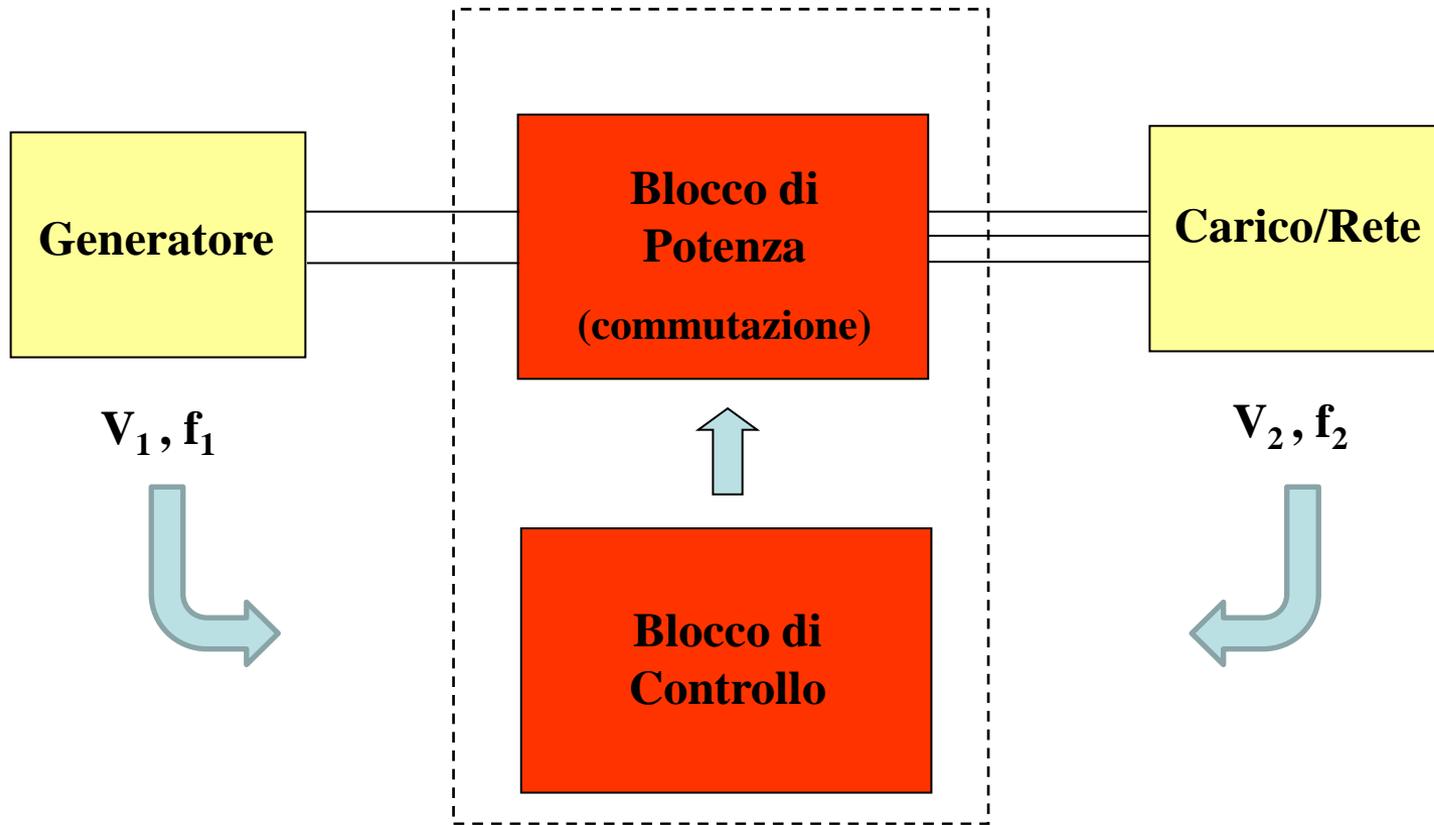
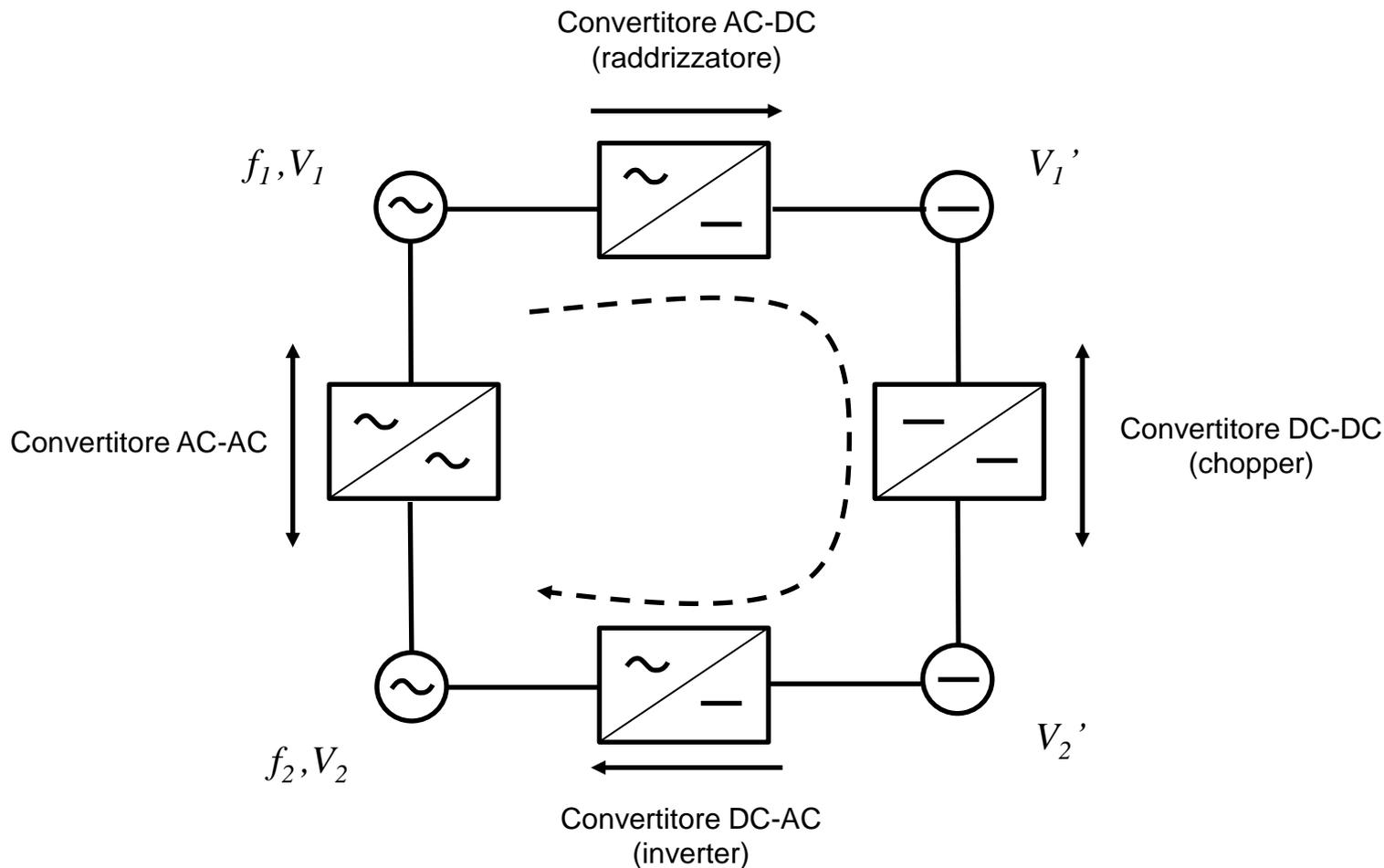


Convertitori Elettronici di Potenza



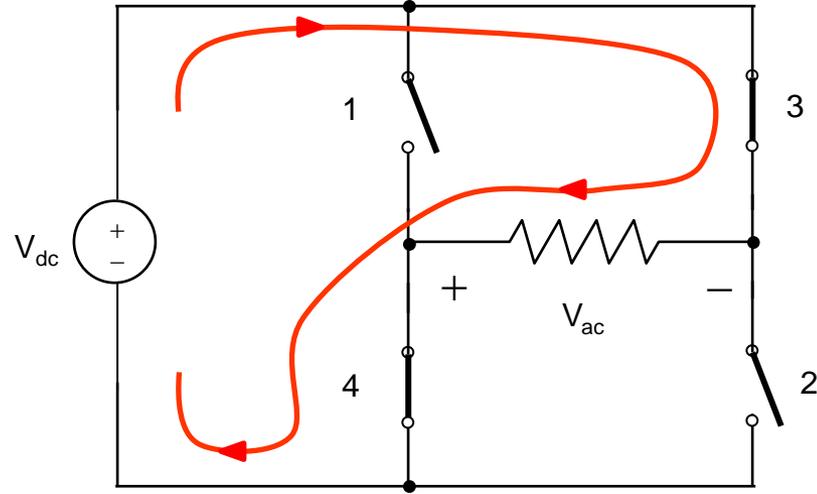
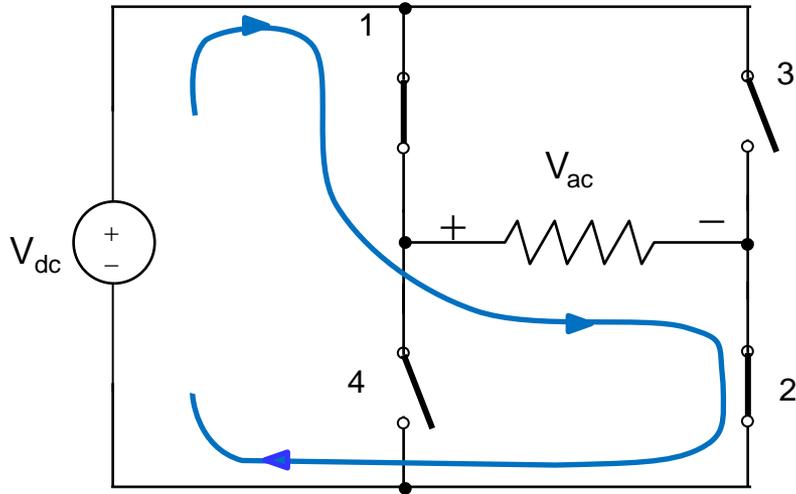
Schema di principio di un convertitore di potenza

Classificazione dei Convertitori Elettronici di Potenza

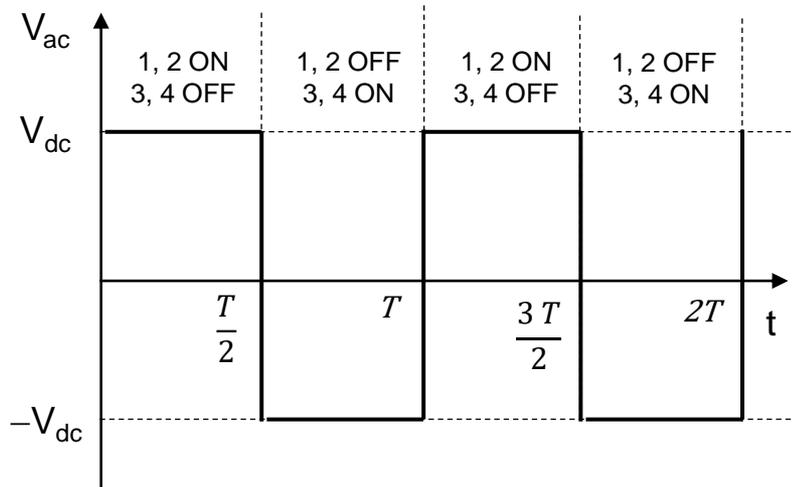


Il convertitore AC-AC di solito viene realizzato attraverso due (tre) stadi AC-DC, (DC-DC) e DC-AC

Convertitori a Commutazione



Schema di principio di un inverter monofase con 4 interruttori ideali



La tensione in uscita è distorta: non è una funzione sinusoidale del tempo ma un'onda quadra periodica

Teorema di Fourier

$$a(t) = a(t + nT) \quad \text{Funzione periodica tale che} \quad \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |a(t)| dt < \infty$$

(una funzione periodica, limitata, con un numero finito di punti di discontinuità nel periodo soddisfa le ipotesi di convergenza della serie di Fourier)

$$a(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t)] \quad \text{dove} \quad \omega = \frac{2\pi}{T}$$

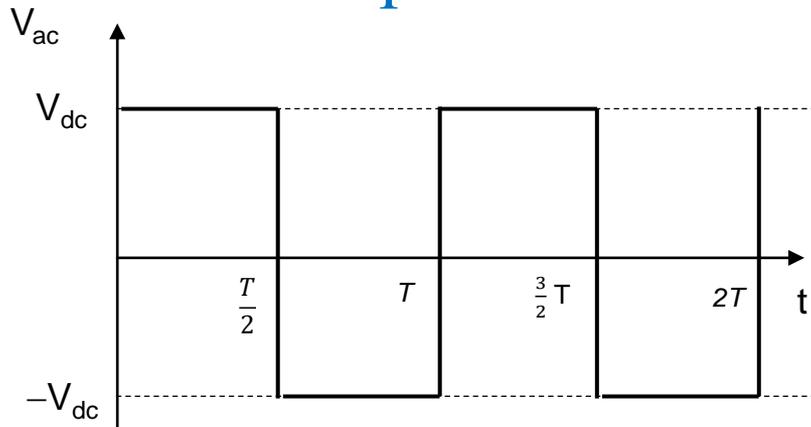
$$A_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} a(t) \cos(k\omega t) dt \quad B_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} a(t) \sin(k\omega t) dt$$

$$a(t) = \langle a \rangle + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega t + \theta_k)$$

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} \quad \cos(\theta_k) = \frac{A_k}{C_k} \quad \sin(\theta_k) = -\frac{B_k}{C_k}$$

Sotto opportune ipotesi (non particolarmente restrittive) un segnale periodico di data frequenza è scomponibile nella somma del suo valore medio più una serie infinita di componenti armoniche con frequenze multiple della frequenza del segnale (frequenza fondamentale)

Scomposizione armonica di un'onda quadra -1



$$\frac{A_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ac}(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} V_{dc} dt - \int_{T/2}^T V_{dc} dt \right] = 0$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{pulsazione fondamentale}$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T V_{ac}(t) \cos(k\omega t) dt = \frac{2V_{dc}}{T} \int_0^{T/2} \cos(k\omega t) dt - \frac{2V_{dc}}{T} \int_{T/2}^T \cos(k\omega t) dt =$$

$$= 2V_{dc} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(kx) dx - \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \cos(kx) dx \right] = 0$$

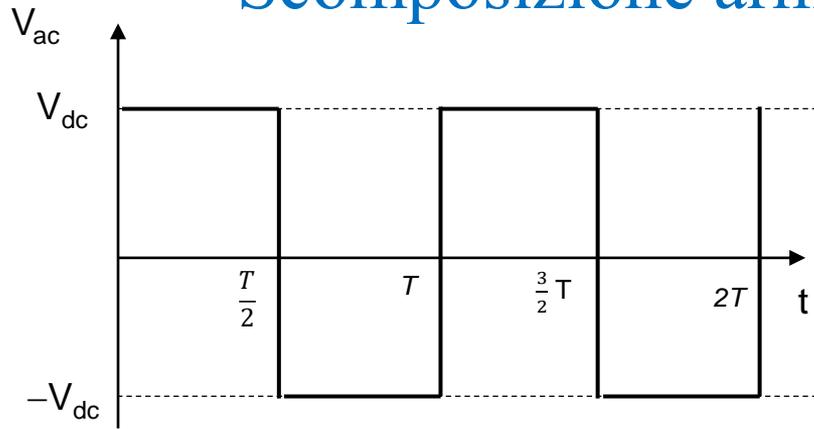
$$k = 1, 2, \dots$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T V_{ac}(t) \sin(k\omega t) dt = \frac{2V_{dc}}{T} \int_0^{T/2} \sin(k\omega t) dt - \frac{2V_{dc}}{T} \int_{T/2}^T \sin(k\omega t) dt =$$

$$= 2V_{dc} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(kx) dx - \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \sin(kx) dx \right] = \frac{2V_{dc}}{2\pi} \left[\frac{-\cos(kx)}{k} \Big|_0^{\pi} - \frac{-\cos(kx)}{k} \Big|_{\pi}^{2\pi} \right] =$$

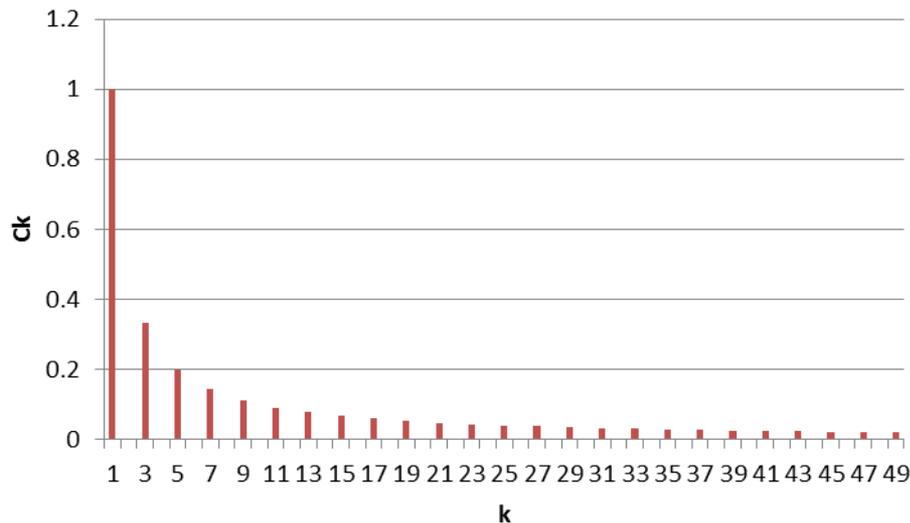
$$= \frac{2V_{dc}}{k\pi} [1 - (-1)^k] = \begin{cases} 0 & \text{se } k \text{ pari} \\ \frac{4V_{dc}}{k\pi} & \text{se } k \text{ dispari} \end{cases}$$

Scomposizione armonica di un'onda quadra - 2



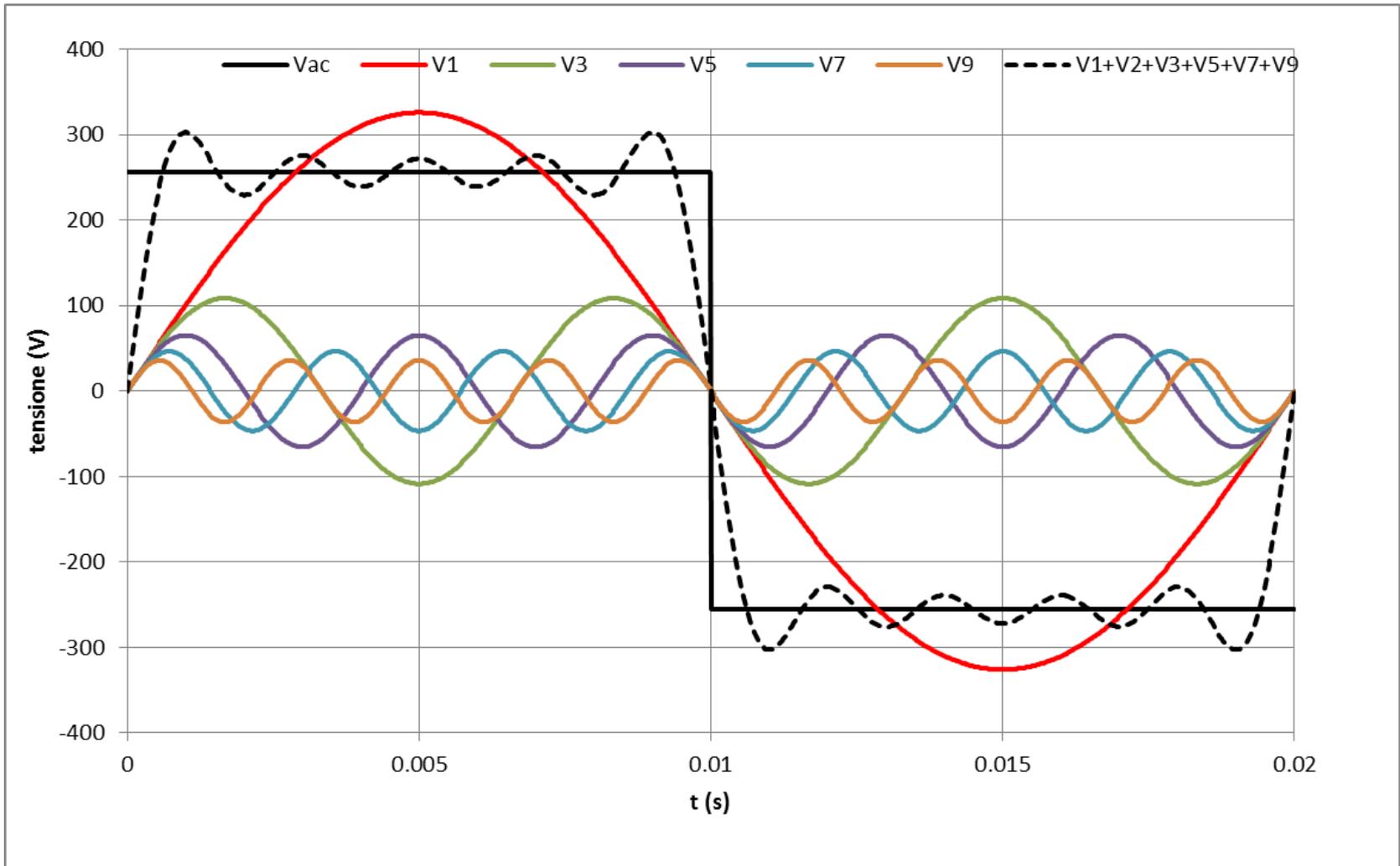
$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{pulsazione fondamentale}$$

$$V_{ac}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin([2k+1]\omega t)}{2k+1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left\{ \sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \dots \right\}$$



Spettro armonico (assumendo unitaria l'ampiezza della armonica fondamentale)

Scomposizione armonica di un'onda quadra - 3



$$V_{dc} = 256 \text{ (V)}, V1_{eff} = 230.5 \text{ (V)}$$

Effetti dovuti alle armoniche - 1

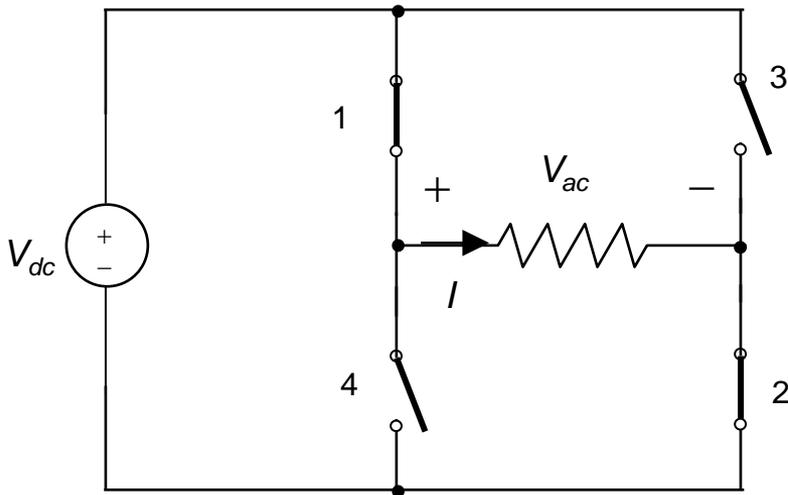
Le armoniche della corrente riducono la qualità della energia provocando:

- Aumento del valore efficace della corrente, con conseguente surriscaldamento ed invecchiamento precoce di trasformatori, cavi, motori, generatori e condensatori.

$$A_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} a^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left[\sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega t + \vartheta_k) \right]^2 dt = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} [C_k \cos(k\omega t + \vartheta_k)]^2 dt$$

$$A_{eff}^2 = \sum_{k=1}^{\infty} C_{k,eff}^2 \geq C_{1,eff}^2$$

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \cos(k\omega t + \vartheta_k) \cos(h\omega t + \vartheta_h) dt = \begin{cases} \frac{T}{2} & \text{se } h = k \\ 0 & \text{se } h \neq k \end{cases}$$



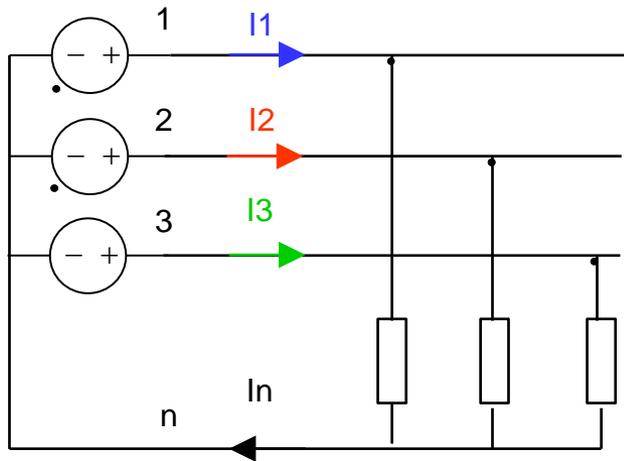
$$\begin{aligned} \langle p(t) \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T RI^2(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_{ac}^2(t)}{R} dt = \frac{V_{ac,eff}^2}{R} = \frac{V_{dc}^2}{R} \end{aligned}$$

$$\langle p_1(t) \rangle = \frac{V_{1,eff}^2}{R} = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 R} = 0.81 \langle p(t) \rangle$$

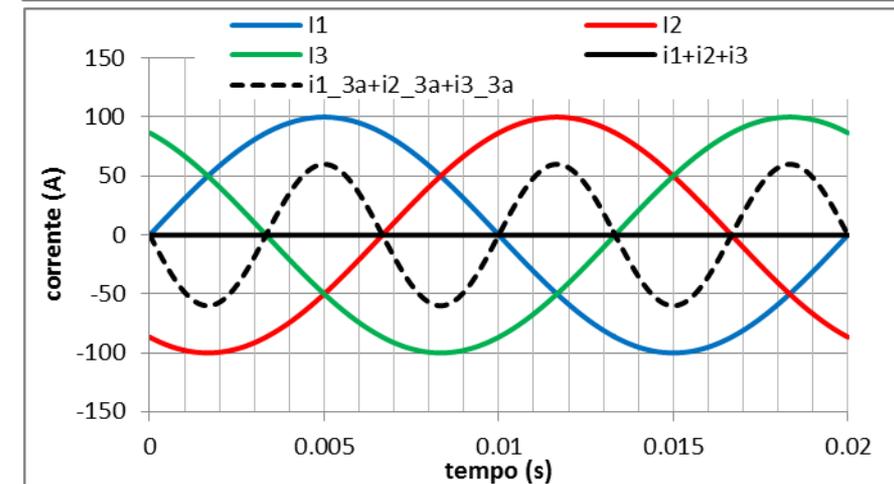
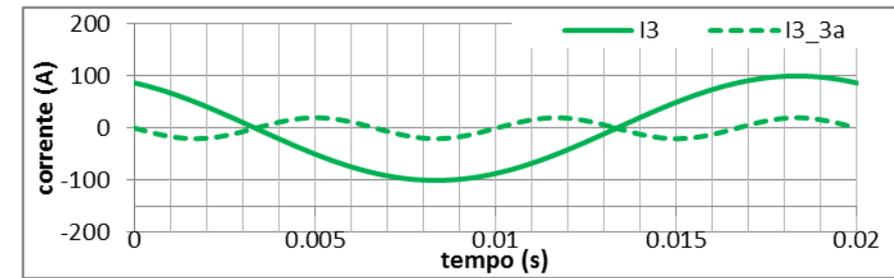
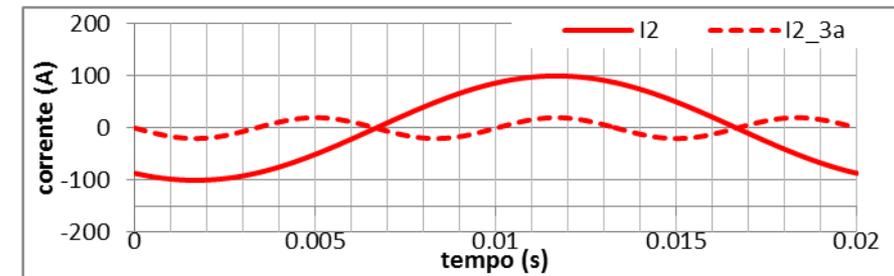
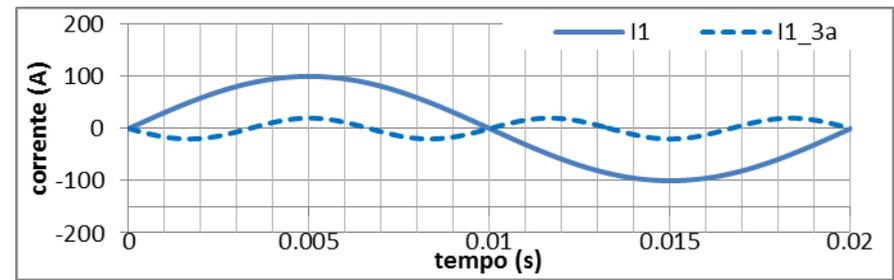
Facendo i conti con l'armonica fondamentale si sottostima la potenza dissipata di circa il 20% ($\langle p(t) \rangle = 1.23 \langle p_1(t) \rangle$)

Effetti dovuti alle armoniche - 2

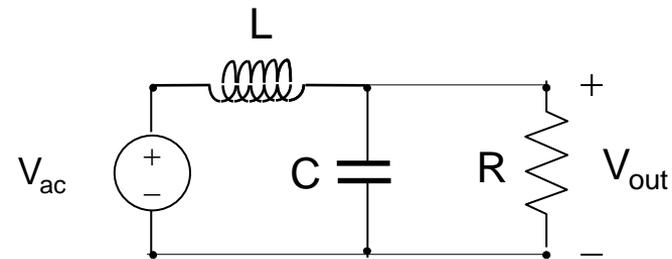
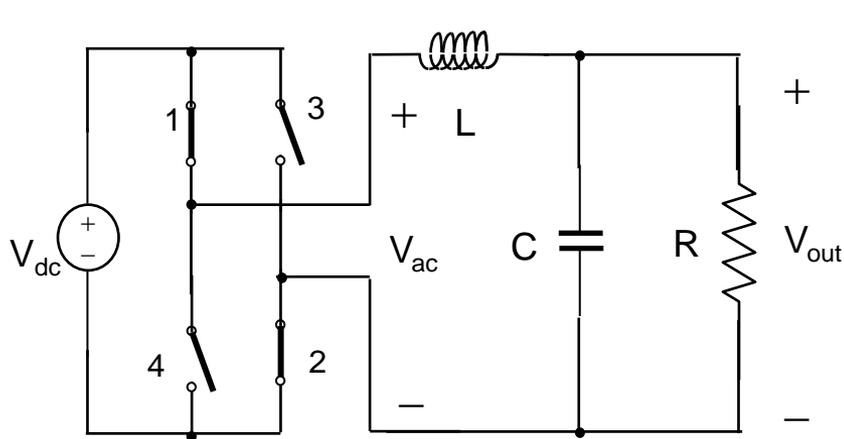
- Sovraccarico del conduttore di neutro a causa delle terze armoniche di corrente che circolano nei fili di linea che, risultando in fase tra di loro, hanno somma non nulla.



- Deformazione della tensione e possibile malfunzionamento delle utenze più sensibili (sfarfallio dei display elettronici e dell'illuminazione, scatto di interruttori, guasti ai computer ed errori di lettura degli indicatori di misura).

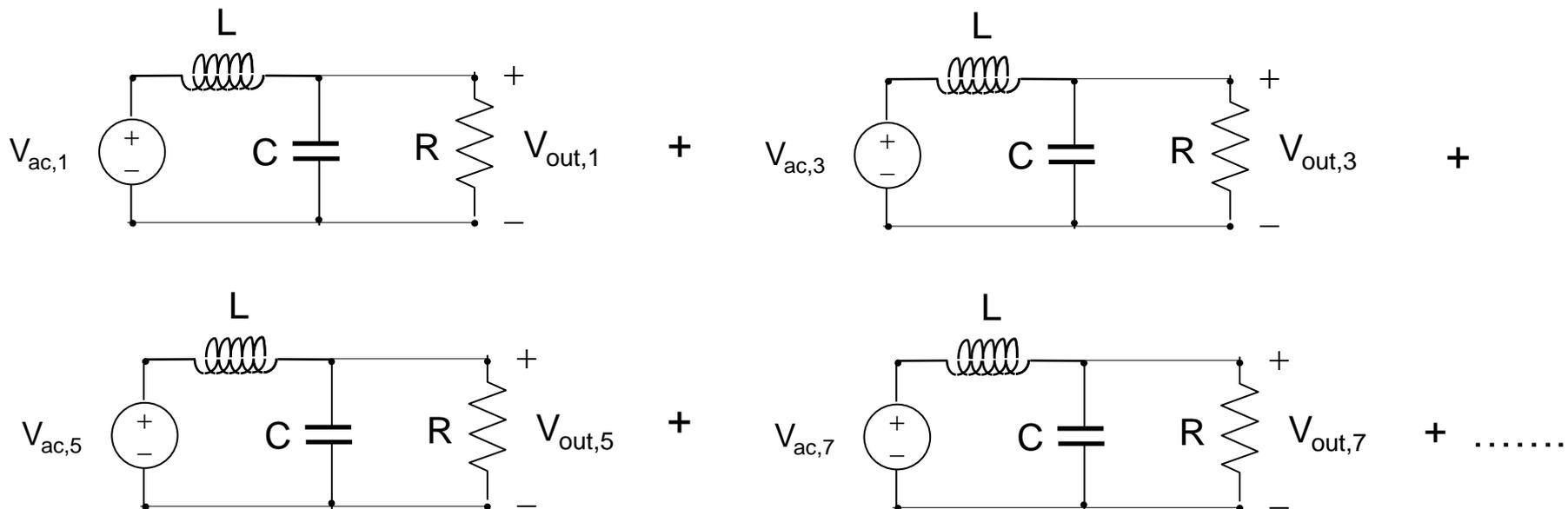


Filtro LC - 1

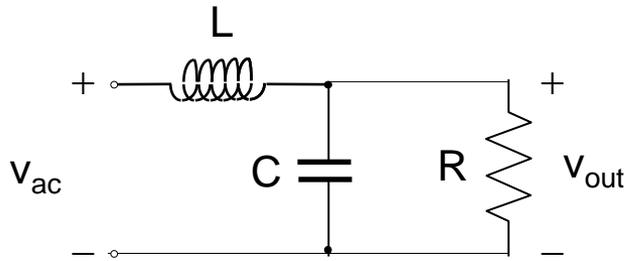


$$V_{ac}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \left\{ \sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{3} + \frac{\sin(5\omega t)}{5} + \dots \right\}$$

Applicando il principio di sovrapposizione degli effetti



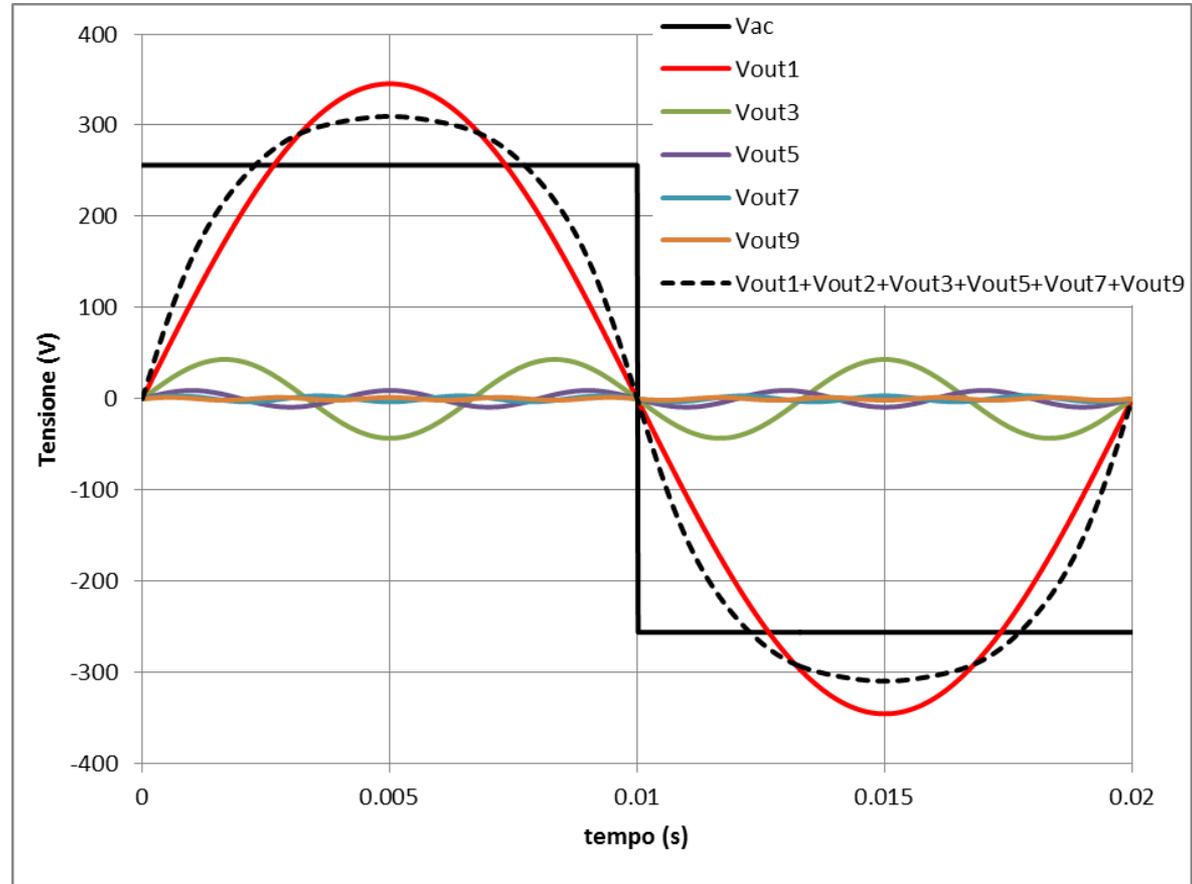
Filtro LC - 2



$R = 10 \Omega$
 $L = 20 \text{ mH}$
 $C = 0.15 \text{ mF}$

k	$V_{ac,k}$ (V)	$V_{out,k}$ (V)	$V_{out,k}/V_{ac,k}$
1	325.9	345.4	1.06
3	108.6	43.2	0.40
5	65.2	9.1	0.14
7	46.6	3.3	0.07
9	36.2	1.5	0.04

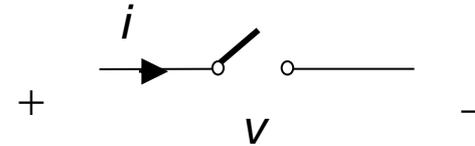
Le tensioni sono i valori massimi



Interruttori statici

Un interruttore ideale è privo di perdite:

- Interruttore chiuso $v = 0, p = v i = 0$
- Interruttore aperto $i = 0, p = v i = 0$



Un interruttore statico presenta delle perdite sia durante la conduzione che durante la commutazione

Perdite di commutazione (P_s)

$$P_s = \frac{W_{c(on)} + W_{c(off)}}{T_s}$$

$$W_{c(on)} = \int_{t_{c(on)}} p(t) dt \quad W_{c(off)} = \int_{t_{c(off)}} p(t) dt$$

P_s è proporzionale a:

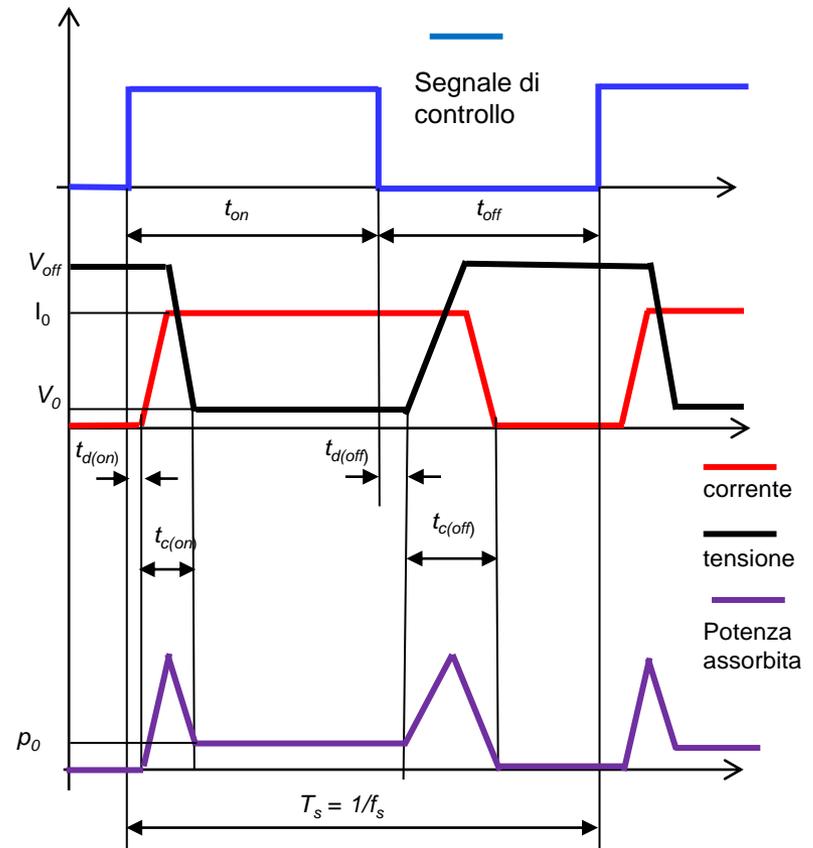
- frequenza di commutazione f_s
- tempi di accensione e spegnimento $t_{c(on)}$ e $t_{c(off)}$

Perdite di conduzione (P_{on})

$$P_{on} = V_0 I_0 \frac{t_{on}}{T_s} \quad (t_{c(on)} + t_{c(off)} \ll t_{on})$$

Perdite totali (P_{tot})

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



Tensione e corrente vs. tempo (figura non in scala)

Componenti Elettronici di Potenza -1

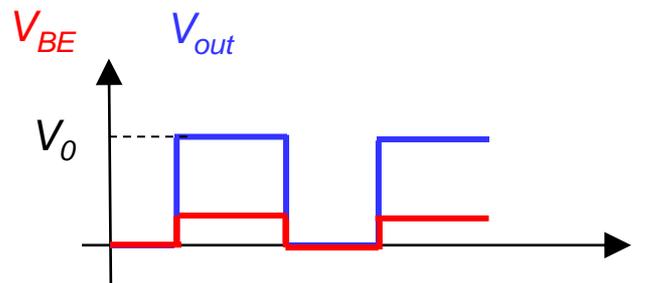
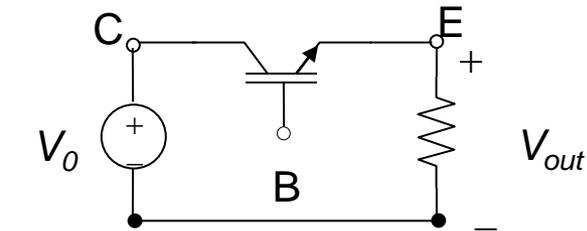
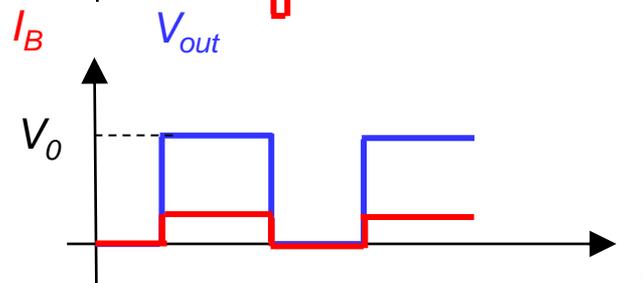
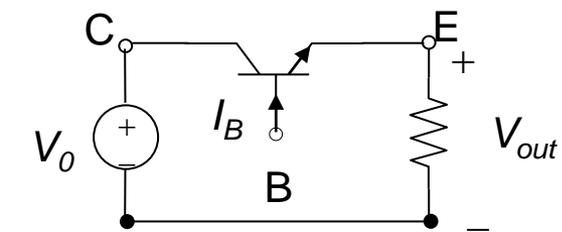
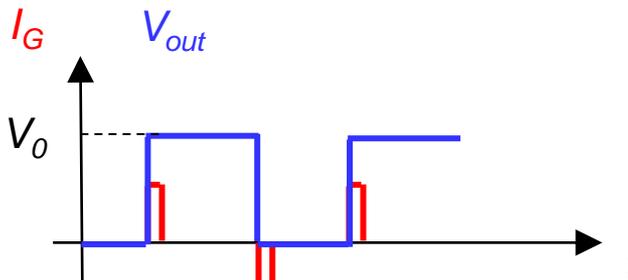
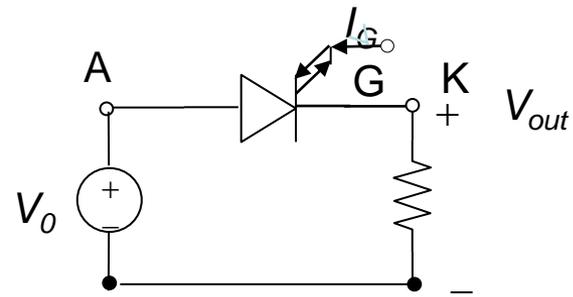
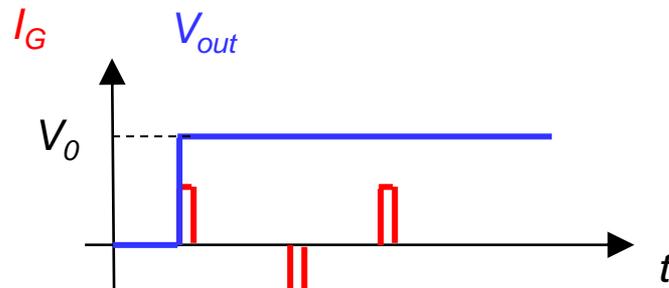
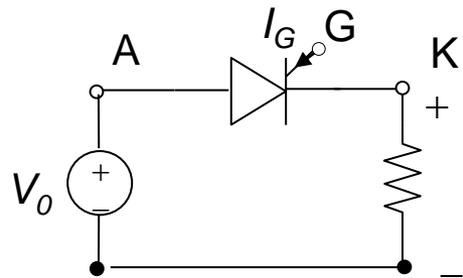
- La tecnologia attualmente utilizzata per realizzare i componenti elettronici di potenza, si basa sul silicio monocristallino che viene opportunamente drogato con drogaggio di tipo p o drogaggio di tipo n.
- E' in via di rapido sviluppo la tecnologia che utilizza come semiconduttore il carburo di silicio (SiC) o il nitruro di gallio (GaN). Tale tecnologia permette di realizzare dispositivi più efficienti rispetto a quelli realizzati con il Si.

Alcuni tra i principali componenti elettronici di potenza sono:

- Diodi
- Tiristori
- Transistori a giunzione bipolari (**BJT**)
- Transistori a effetto di campo a metallo-ossido-semiconduttore (**MOSFET**)
- Tiristori **GTO** (**Gate Turn-off Thyristors**: tiristori con spegnimento dal gate)
- Transistori bipolari a gate isolato (**IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor**)
- Tiristori commutati a gate integrato (**IGCT: Integrated Gate Commutated Thyristor**)
- Tiristori controllati a metallo-ossido-semiconduttore **MCT** (**MOS Controlled Thyristor**)

- **I diodi sono componenti non controllati**: hanno solo due terminali ed il passaggio della corrente attraverso il componente dipende dal circuito in cui è inserito e non può essere controllato.
- **BJT, MOSFET, GTO, IGBT, IGCT, MCT sono componenti controllati**: hanno tre terminali (due di potenza ed uno di controllo) ed il passaggio della corrente fra i due terminali di potenza viene controllato da un segnale inviato al terminale di controllo

Componenti Elettronici di Potenza - 3



I componenti elettronici di potenza controllati si distinguono per le differenti caratteristiche del segnale di controllo

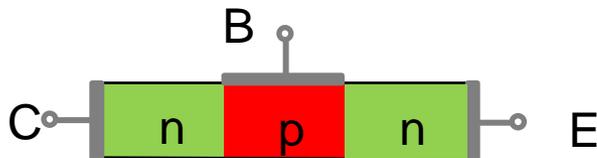
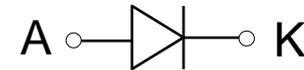
Componenti Elettronici di Potenza - 4

Struttura di principio e simbolo dei principali componenti elettronici di potenza

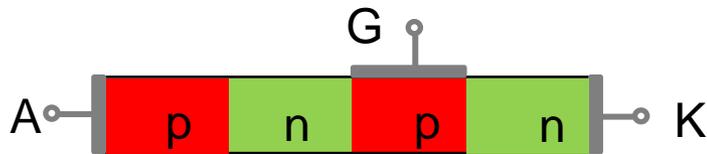
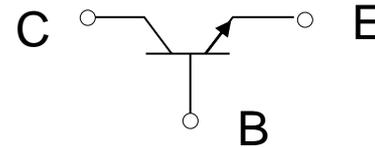
A = anodo, K = catodo, C = collettore, D drain, E = emettitore, S = source, B = base, G = gate



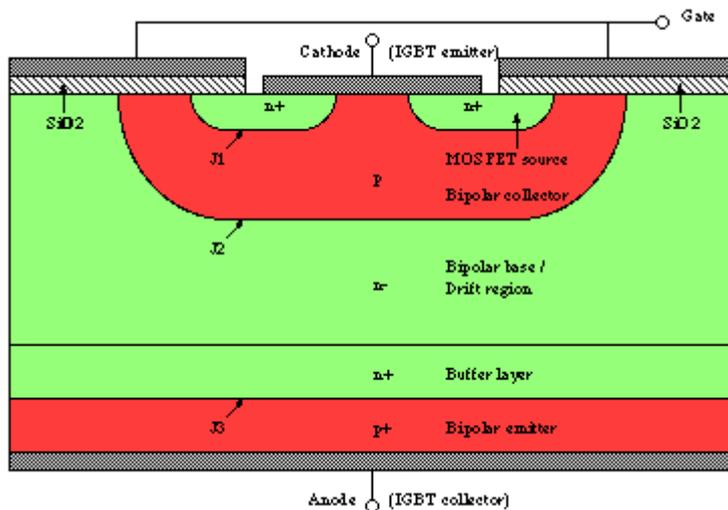
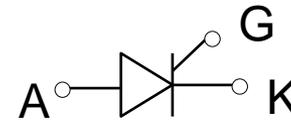
Diodo



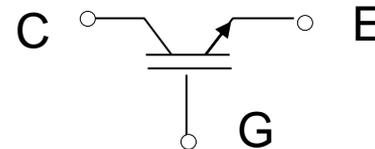
BJT n-p-n



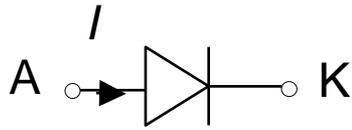
Tiristore



IGBT



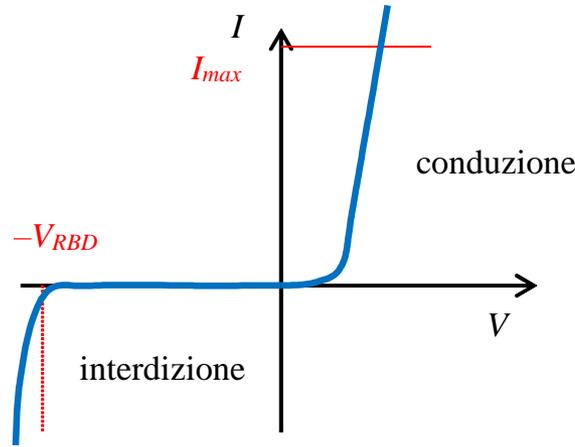
Diodo



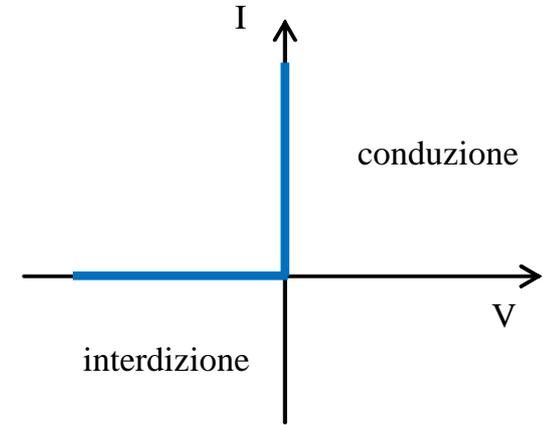
+ V -

$$I = I_S \left[e^{\frac{V - R_S I}{m V_T}} - 1 \right] ; V > -V_{RBD}$$

$$V_T = \frac{kT}{e} \text{ Tensione termica}$$



Caratteristica reale



Caratteristica ideale

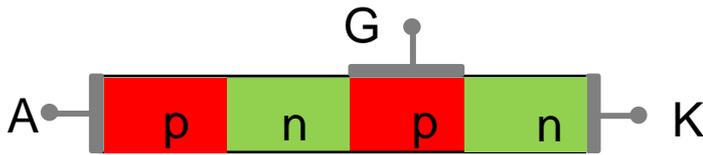
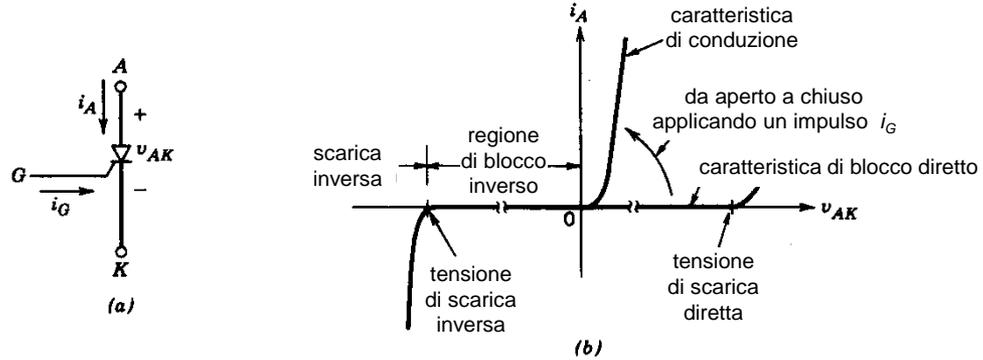
V_{RBD} = tensione di breakdown inversa, I_S = Corrente di saturazione inversa

m = coefficiente di emissione ($m=1$ per i diodi al germanio, $m = 1.1 \div 1.8$ per i diodi al silicio)

➤ Lo stato di conduzione ed interdizione dipende dal circuito esterno

- Il componente reale si oppone al passaggio di corrente da catodo (K) ad anodo (A), fino a che la tensione inversa (V_{KA}) è minore della tensione di breakdown inversa. La corrente da anodo a catodo può invece passare con valori elevati, purché la tensione superi il valore di soglia pari a circa 0.7 V.
- Il componente ideale non presenta alcuna tensione quando il diodo è in conduzione; la corrente da anodo a catodo è sempre nulla qualunque sia la tensione inversa applicata.
- Il valore massimo ammissibile per la corrente diretta (I_{max}) è legato alla massima temperatura ammissibile per il dispositivo.

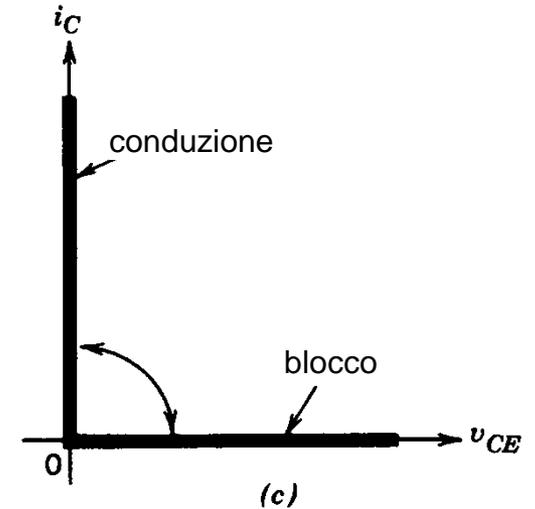
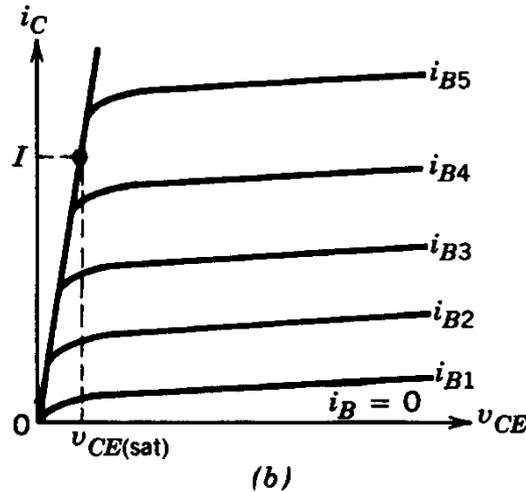
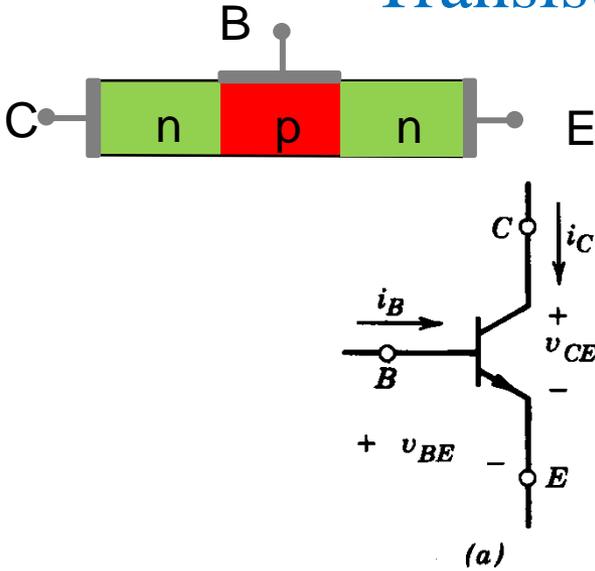
Tiristore



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

- Dispositivo semicontrollato
- Si porta in conduzione applicando un impulso positivo di corrente al gate con polarizzazione diretta e vi rimane
- Si spegne all'inversione della corrente

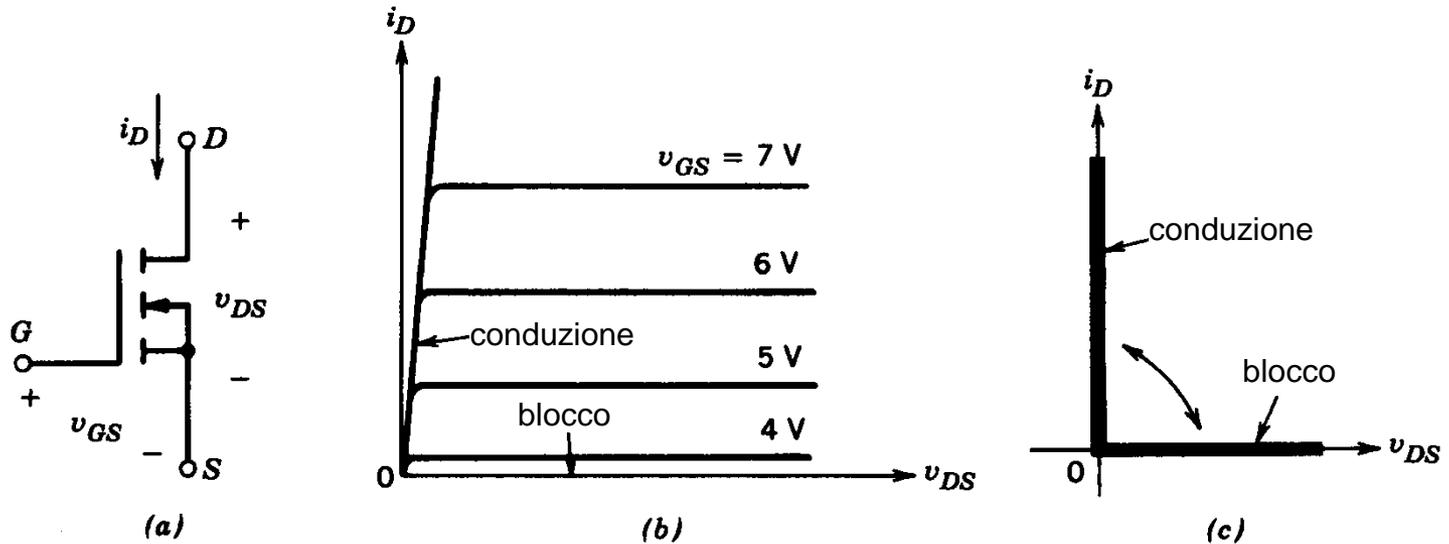
Transistore a giunzione bipolare (BJT)



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

- Pilotato in corrente ($I_B > I_C/h_{FE}$, con $h_{FE} = 5 \div 10$ guadagno statico in corrente)
- $V_{CE(sat)} = 1 \div 2$ V; tempi di commutazione $\approx 0.1 \div 10$ μ s
- Usato comunemente in passato ma ora generalmente sostituito con MOSFET e IGBT

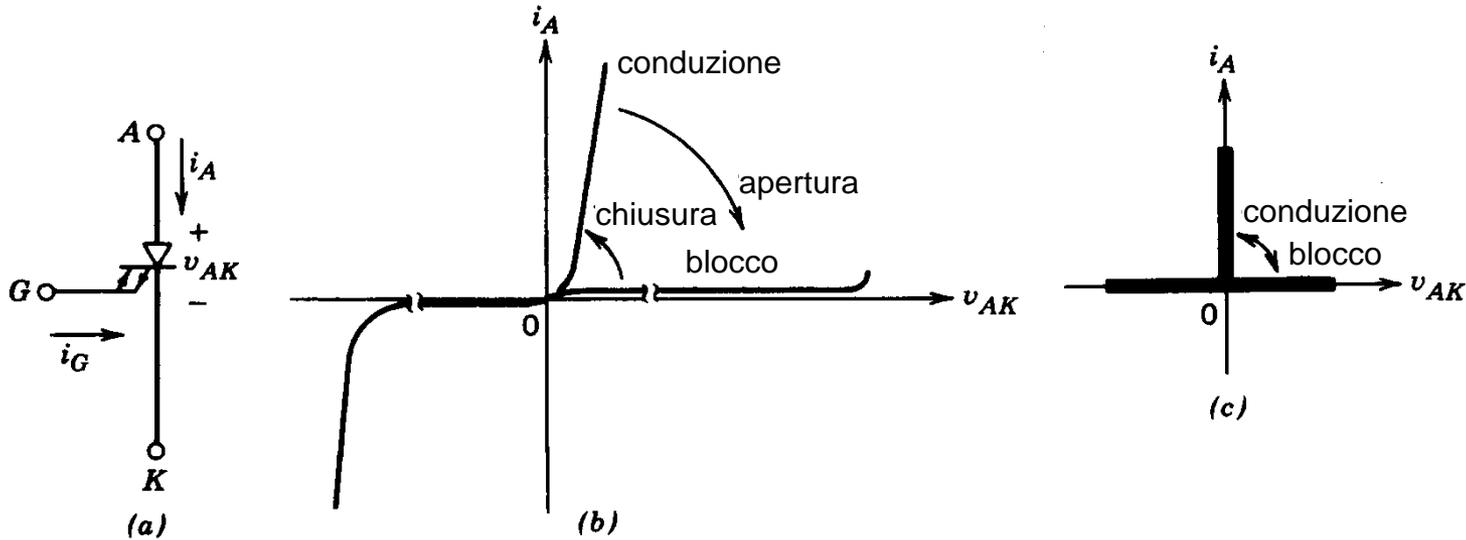
Transistore a effetto di campo a metallo-ossido-semiconduttore (MOSFET)



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

- Il controllo **attraverso la tensione di gate** è più facile
- Entra in conduzione quando $V_{GS} > V_{GS(th)}$ (valore di soglia)
- Competitivo con i BJT a basse tensioni, elevate frequenze (<300÷400 V, >30÷100 kHz)

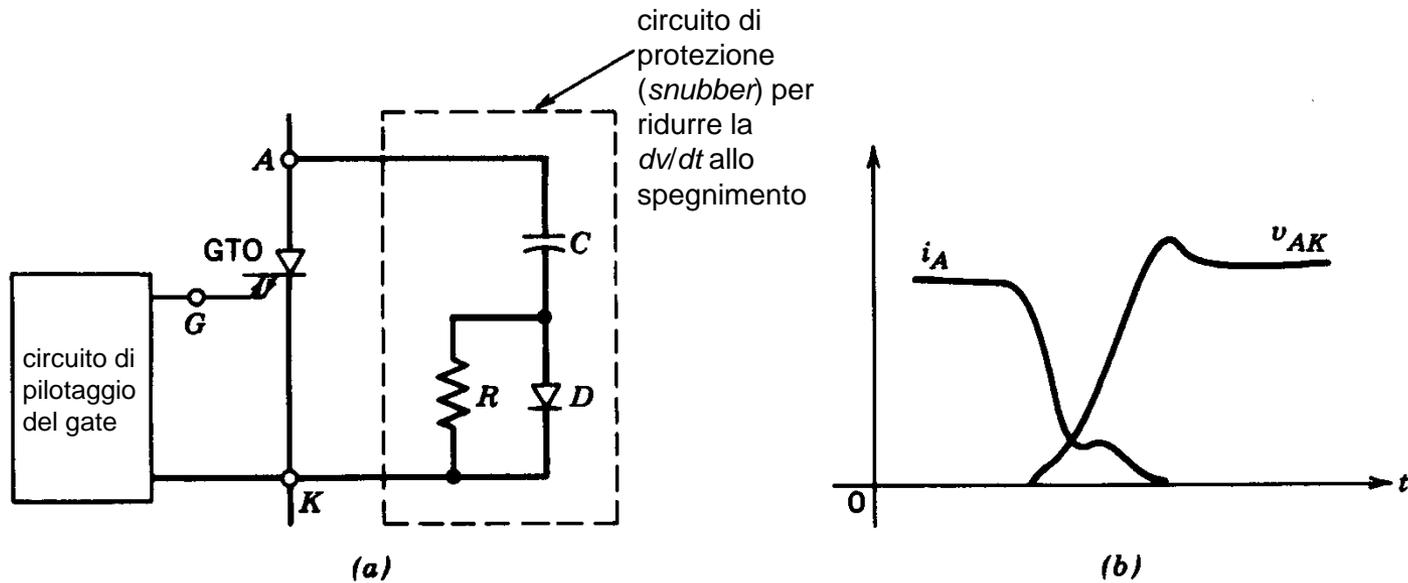
Tiristore a spegnimento dal gate (Gate-Turn-Off Thyristors - GTO)



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

- Rispetto ai tiristori standard, si spengono con un impulso negativo di corrente di gate di valore assoluto abbastanza elevato $\approx 1/3 i_A$
- Circuito di pilotaggio complesso e oneroso per dimensionamento
- Bassa frequenza di commutazione ($\approx 100 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz max}$)

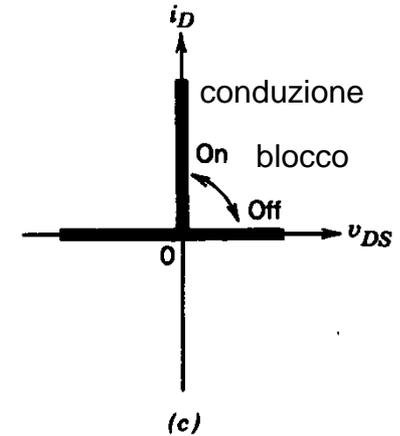
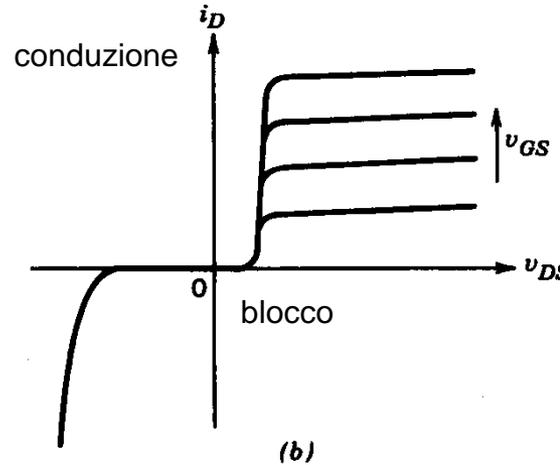
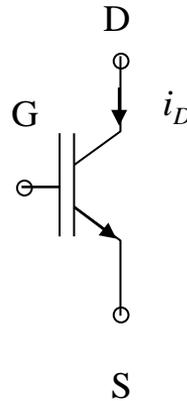
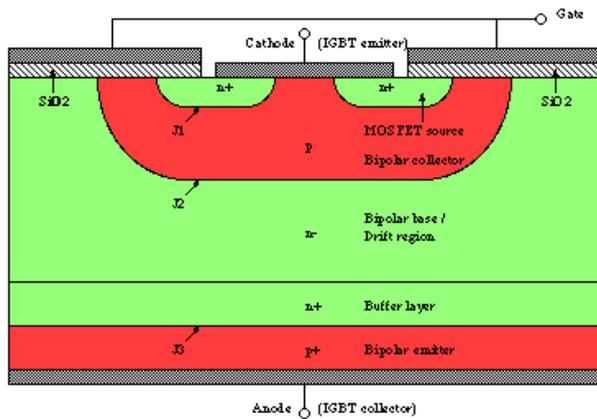
Circuito di protezione GTO



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

- Non sopporta dv/dt elevate per cui richiede un circuito R-C di protezione allo spegnimento (*snubber*)
- Cadute di tensione 2÷3 V
- Tempi di commutazione 5÷25 μs

Transistore bipolare a gate isolato IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)



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

- Pilotato in tensione (circuito di pilotaggio più semplice)
- Cadute di tensione 2÷3 V con tensioni di blocco di 1000 V
- Tempi di commutazione $\approx 1 \mu\text{s}$

Confronto tra dispositivi controllati

Componente	Accensione	Spegnimento
BJT	Mantenimento di una corrente di base di valore positivo	Corrente di base negativa, rimovibile quando il BJT raggiunge lo stato di off
MOSFET	Mantenimento di una tensione al gate di valore positivo	Assenza di tensione
IGBT	Mantenimento di una tensione al gate di valore positivo	Tensione negativa, rimovibile quando l'IGBT raggiunge lo stato di off
GTO	Impulso di corrente positivo della durata della decina di μs e poi mantenimento di una debole corrente di gate	Impulso di corrente negativo e di valore elevato
IGCT	Impulso di corrente positivo	Impulso di corrente negativo

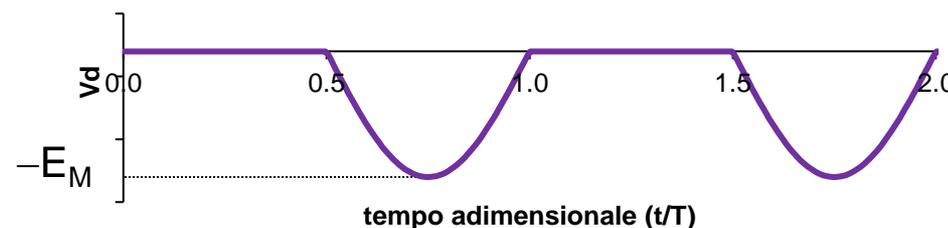
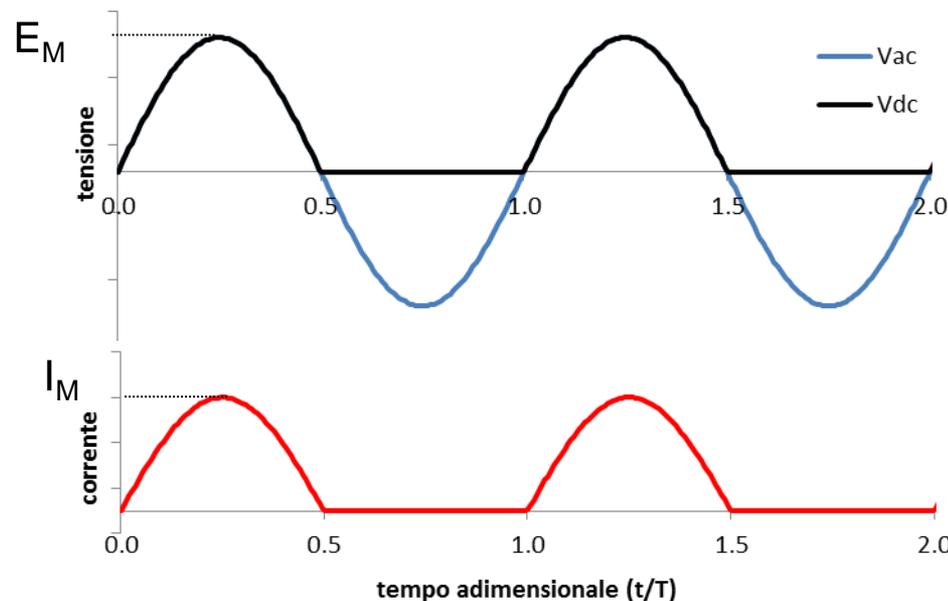
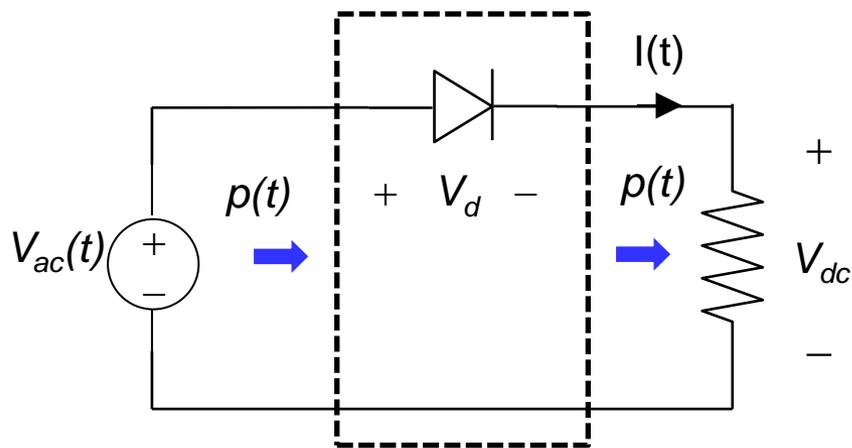
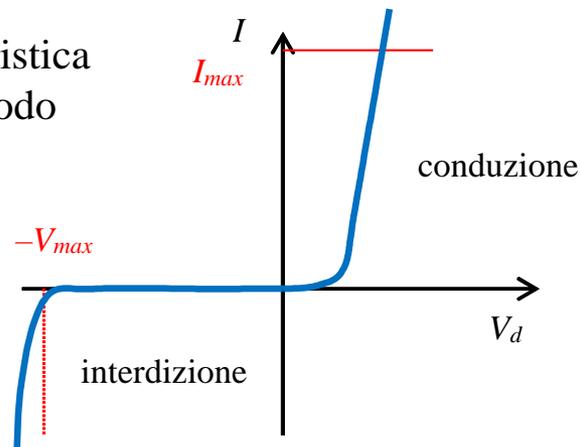
Confronto tra dispositivi controllati

dispositivo	potenza pilotabile	frequenza di commutazione
Tiristore	Alta (8500 V / 5000 A 7500 V / 6250 A)*	Bassa (100 Hz)
IGCT	Alta (6500 V / 3800 A)*	Bassa (1 kHz)
IGBT	Media (6500 V / 750 A 3300 V / 1500 A 1700 V / 3600 A)*	Media (20 kHz)
MOSFET	Bassa (1000 V / 100 A 60 V / 1000 A)	Alta (400 kHz)

*Fonte: YuFen Qiu et A. , «Impact of Power electronic Device Development on Power Grid», Proceedings of the 2016 28th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD).

Raddrizzatore monofase a semionda - 1

Caratteristica del diodo

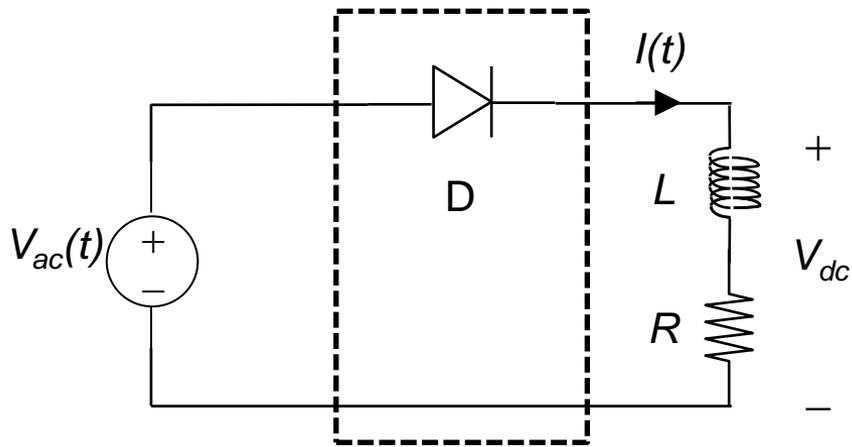


$$\langle V_{dc}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_{dc}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E_M \sin(\omega t) dt = \frac{E_M}{\pi}$$

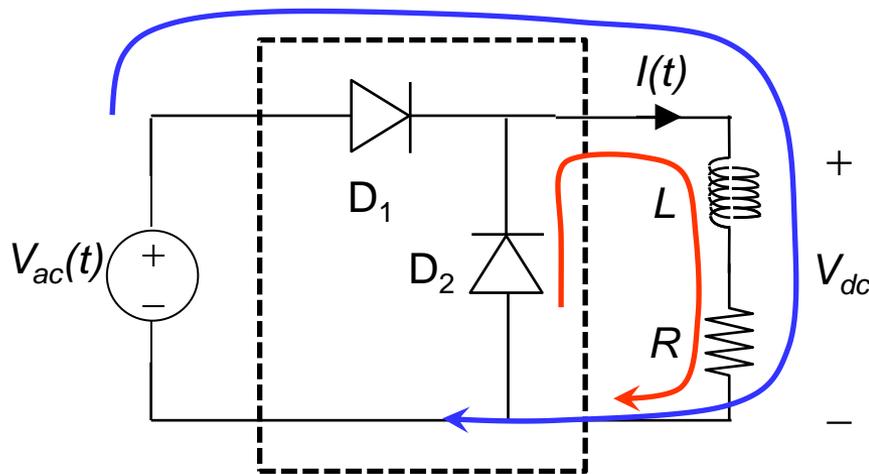
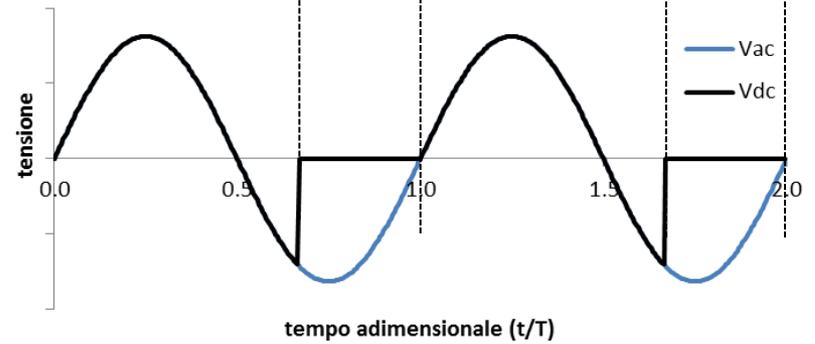
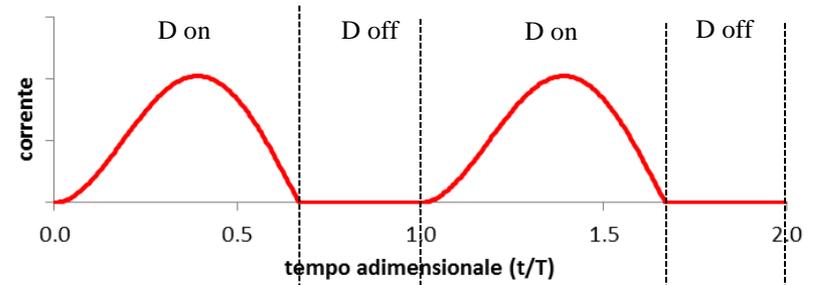
$$\langle p(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E_M I_M \sin^2(\omega t) dt = \frac{E_M I_M}{4} \leq \frac{V_{max} I_{max}}{4}$$

La potenza elettrica trasmessa è limitata dal valore massimo ammissibile per il diodo della corrente diretta e della tensione inversa

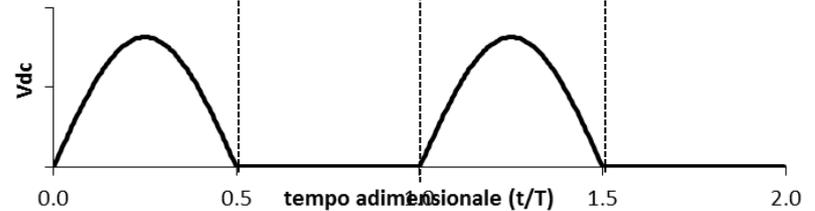
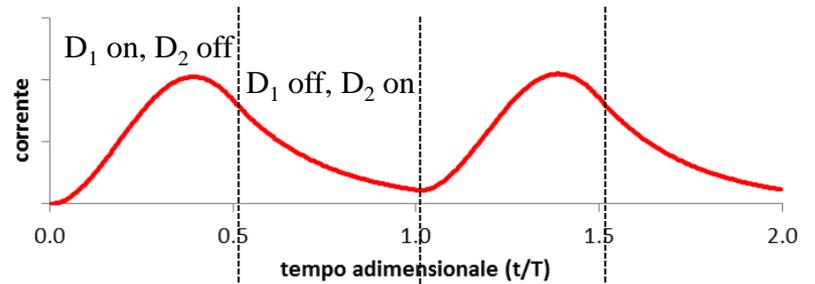
Raddrizzatore monofase a semionda - 2



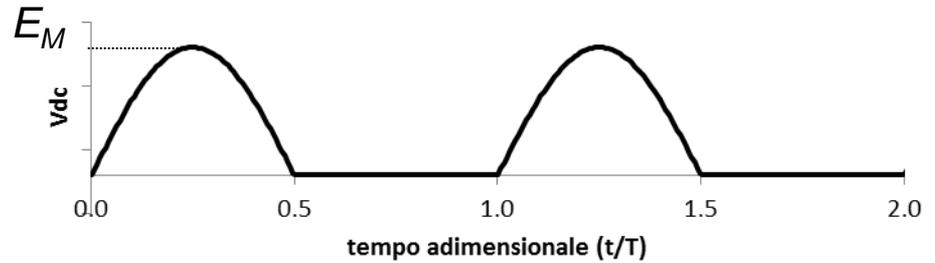
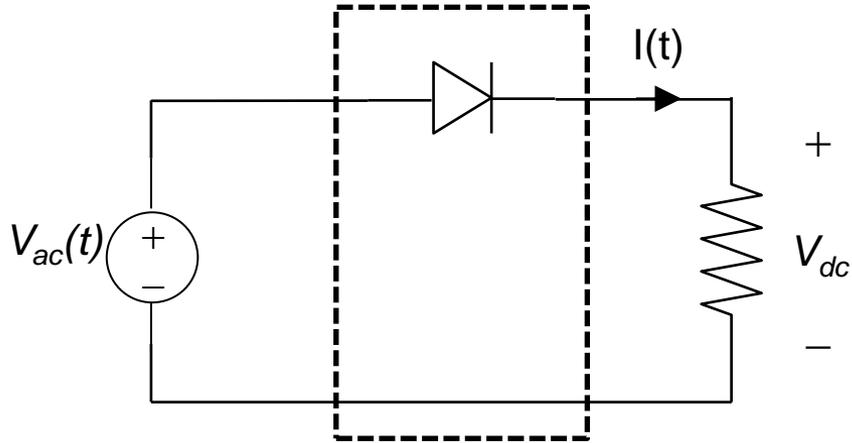
La tensione continua dipende dal carico



D2 = diodo di ricircolo



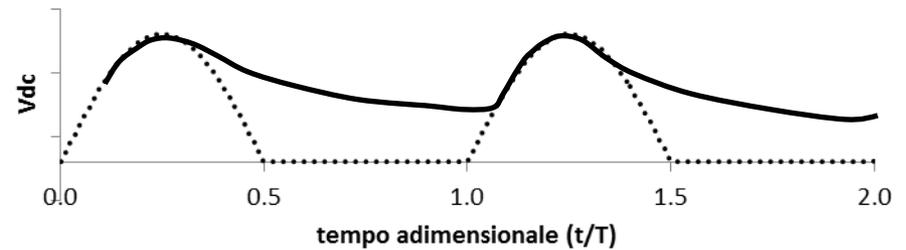
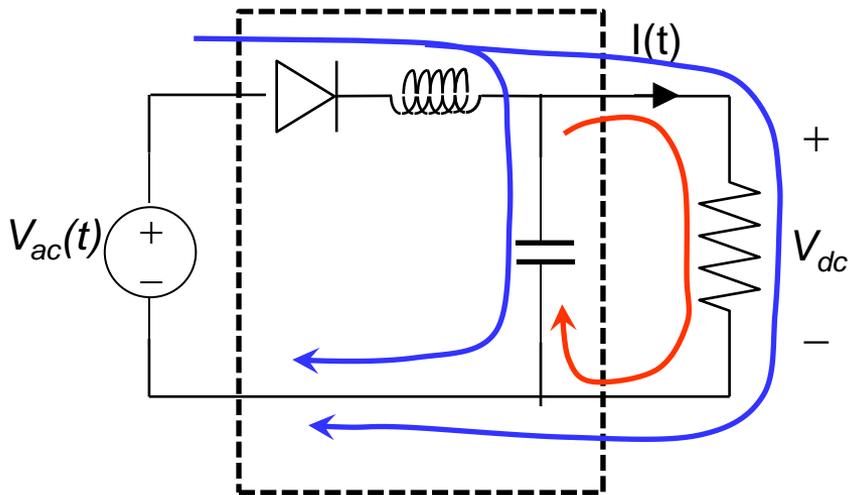
Raddrizzatore monofase a semionda - 3



La tensione continua non è costante nel tempo:

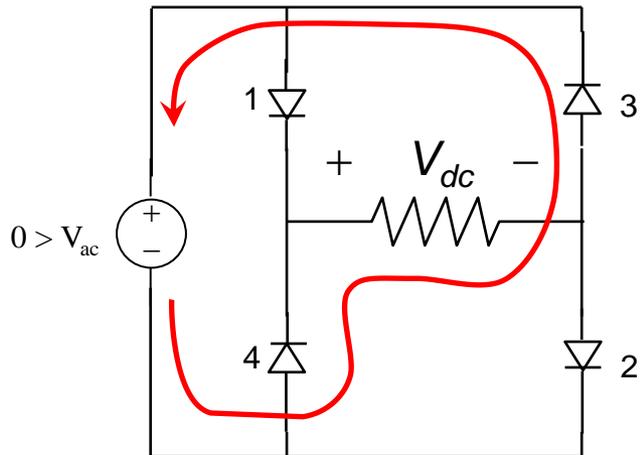
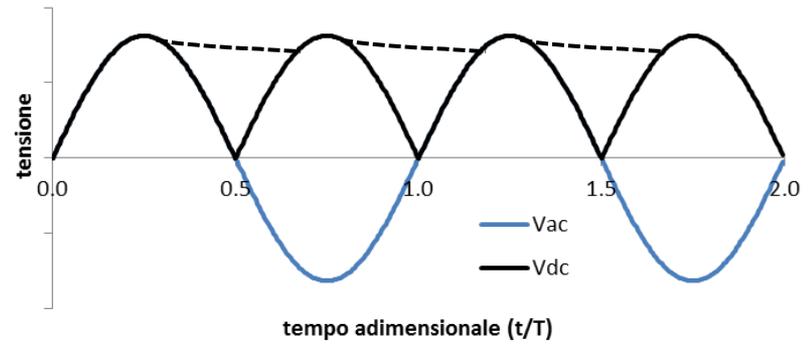
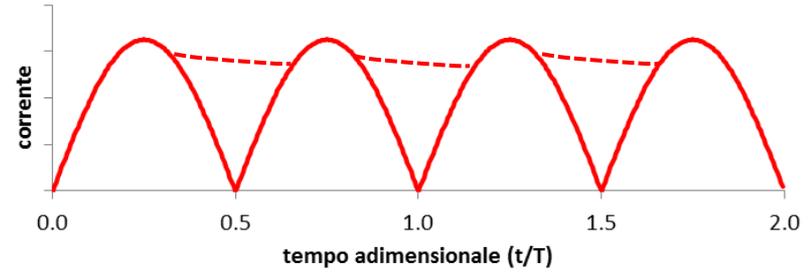
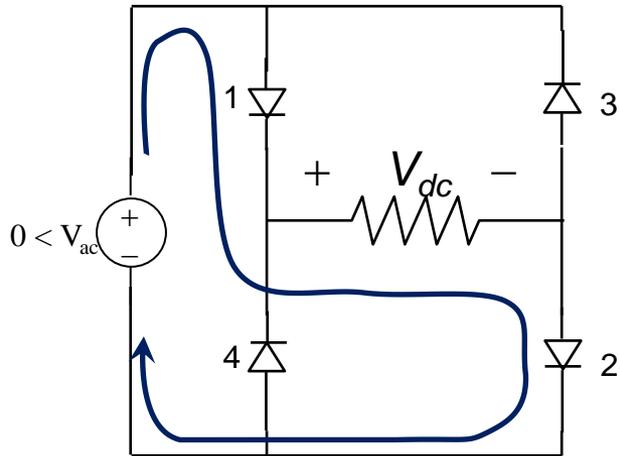
Fattore di ondulazione (ripple factor):

$$RF = \frac{\sqrt{\langle V_{dc}^2 \rangle - \langle V_{dc} \rangle^2}}{\langle V_{dc} \rangle} = \frac{\sqrt{\frac{E_M^2}{4} - \left(\frac{E_M}{\pi}\right)^2}}{\frac{E_M}{\pi}} = 1.21$$

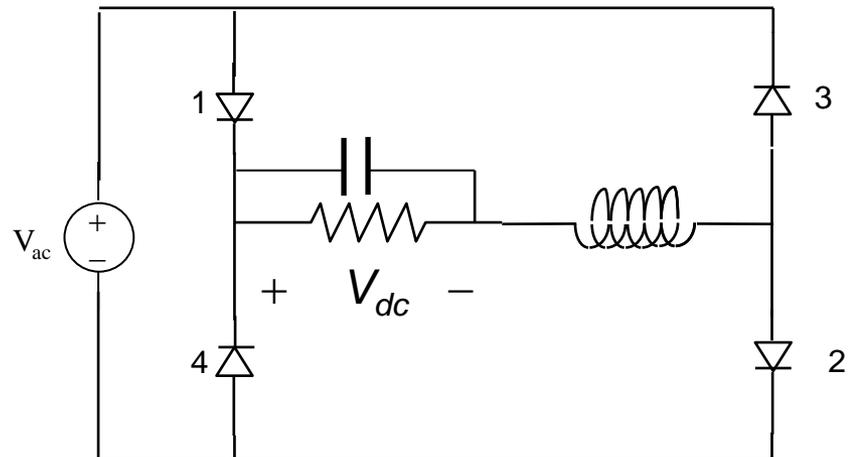


Per ridurre il fattore di ondulazione si può usare un filtro L-C

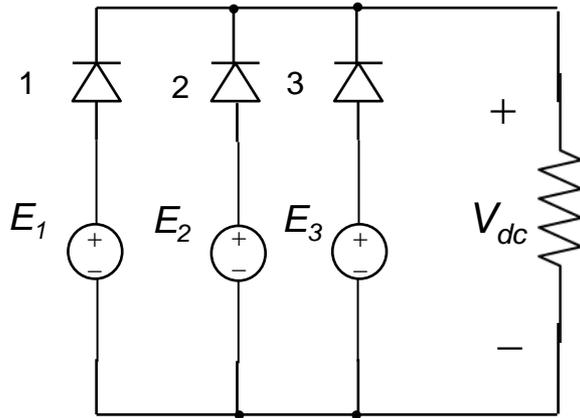
Raddrizzatore monofase a onda intera



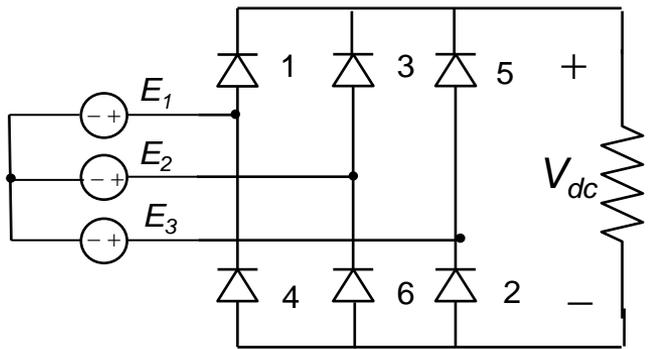
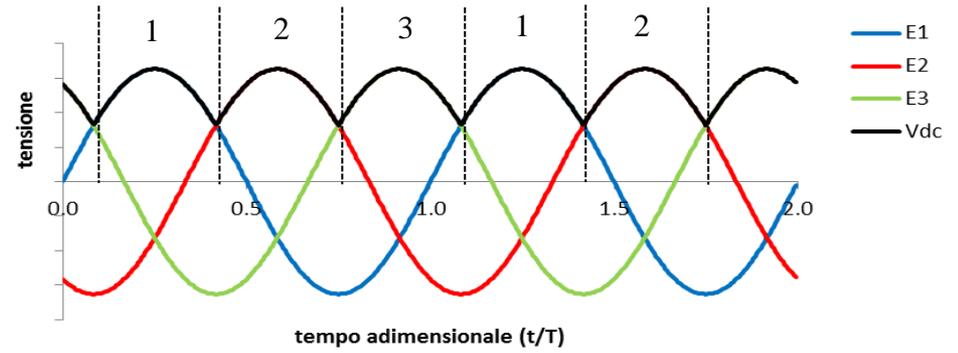
Filtro LC in uscita



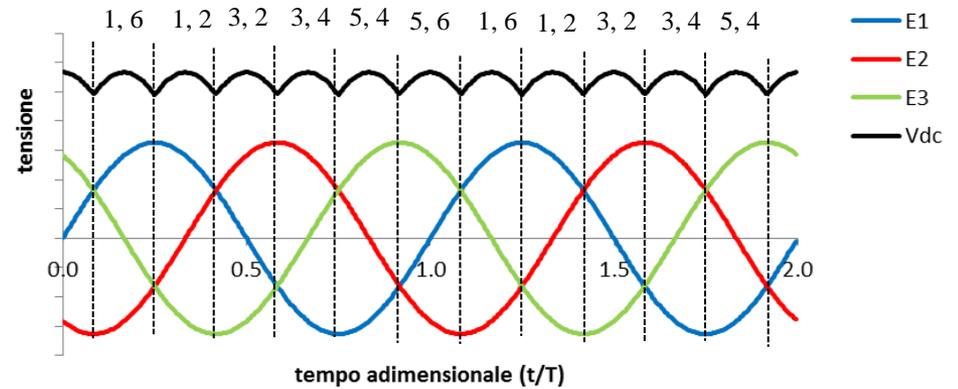
Raddrizzatore Trifase



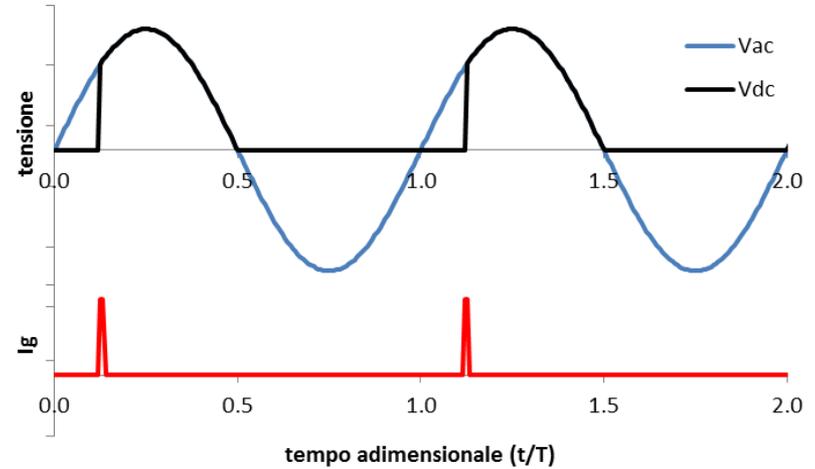
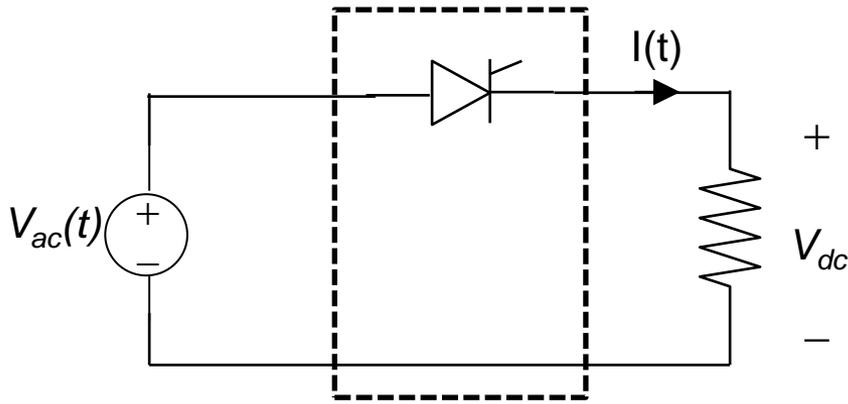
$p = 3$ commutazioni in un periodo



$p = 6$ commutazioni in un periodo

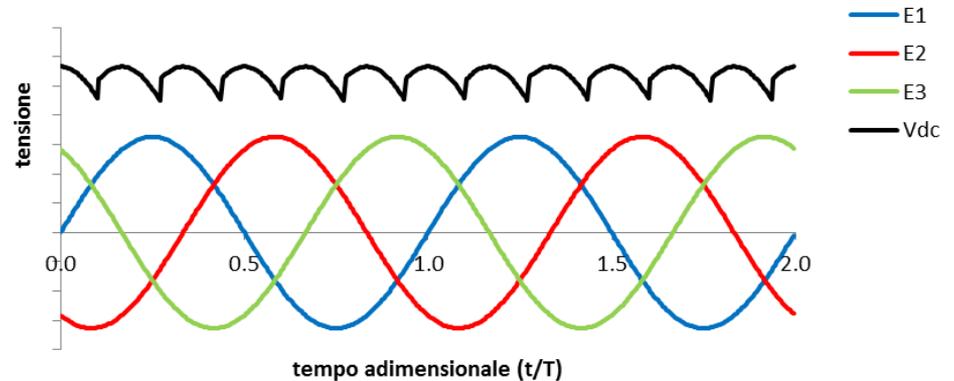
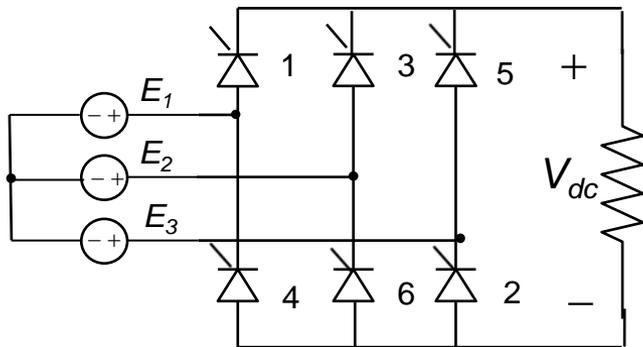


Raddrizzatore controllato

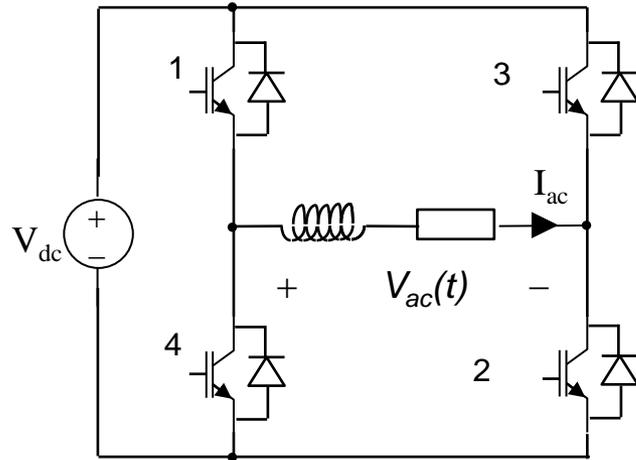


Comandando l'accensione del tiristore con un certo ritardo (δt : $\alpha = \omega \delta t$) si può variare la tensione continua dal valore minimo 0, corrispondente ad $\alpha = \pi$, fino al valore massimo corrispondente ad $\alpha = 0$

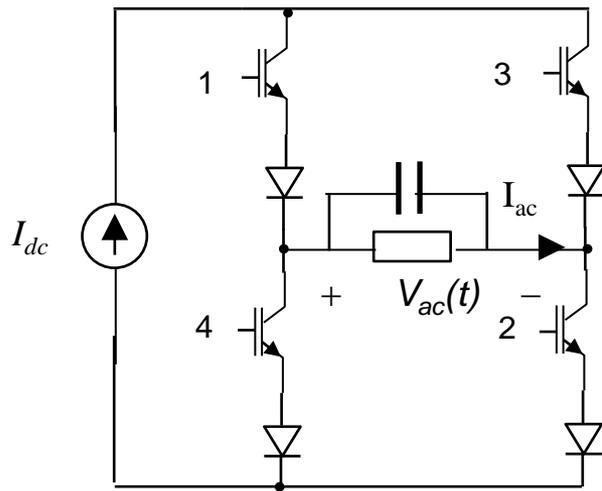
$$\alpha = \omega \delta t \quad \langle V_{dc}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_{dc}(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} E_M \sin(\omega t) dt = \frac{E_M}{2\pi} [1 + \cos(\alpha)]$$



Inverter monofase



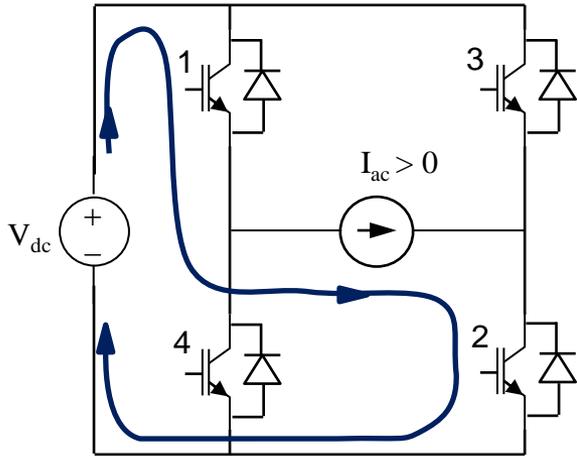
Self commutated voltage source inverter



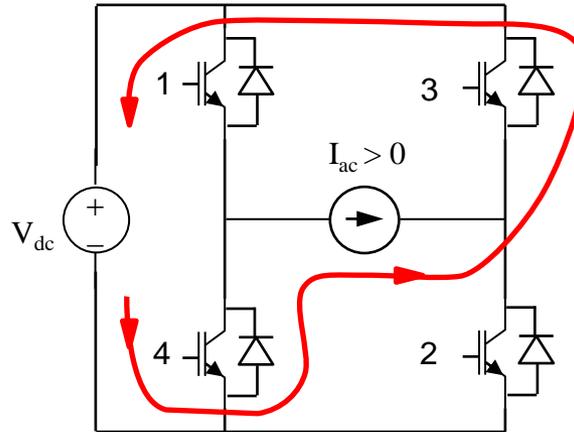
Self commutated current source inverter

Voltage Source Inverter (VSI)

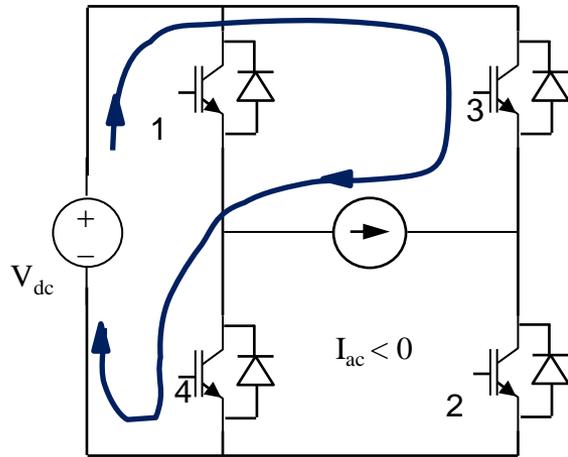
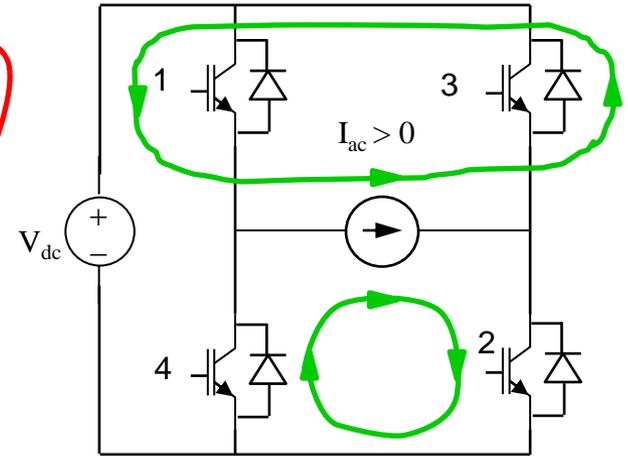
1, 2 ON; 3, 4 OFF



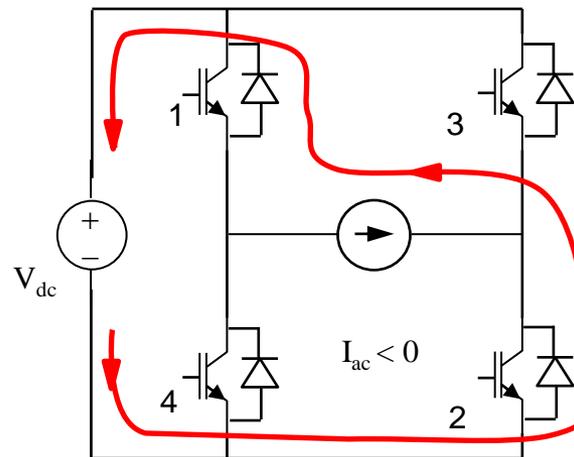
1, 2, 3, 4 OFF



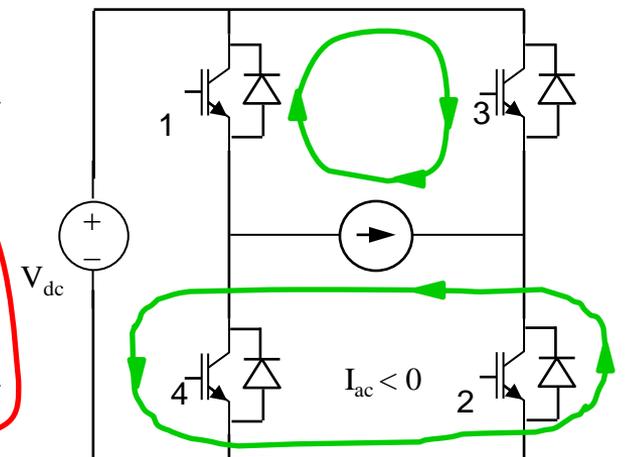
1/2 ON; 2/1, 3, 4 OFF



1, 2 OFF; 3, 4 ON



1, 2, 3, 4 OFF



3/4 ON; 4/3, 1, 2 OFF

La potenza viene erogata dal generatore in c.c.

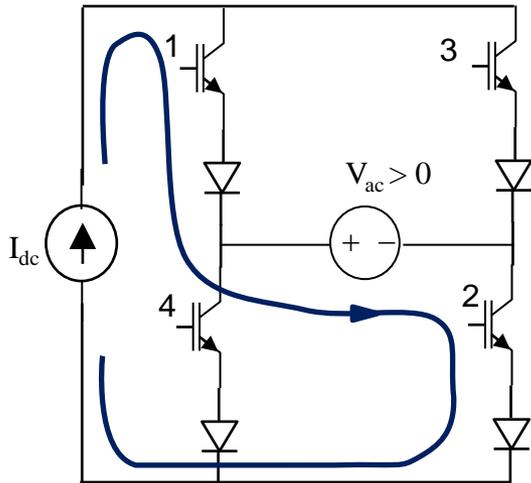
La potenza viene assorbita dal generatore in c.c.

Non è presente nessun trasferimento di potenza

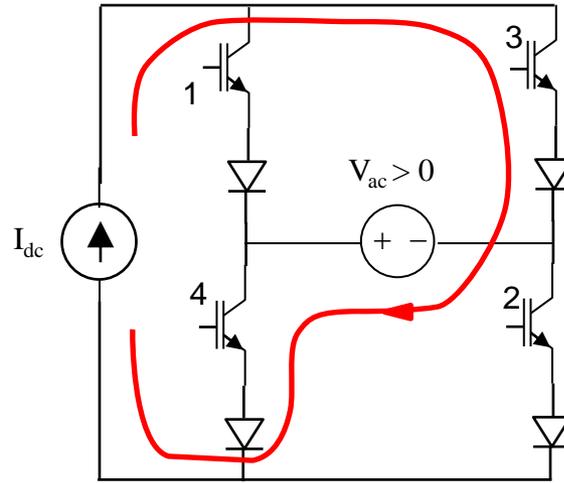
Current Source Inverter (CSI)

I diodi servono per ridurre le tensioni sugli IGBT quando sono spenti

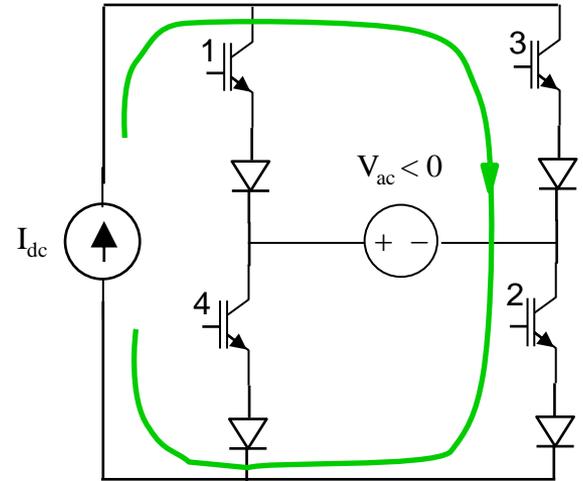
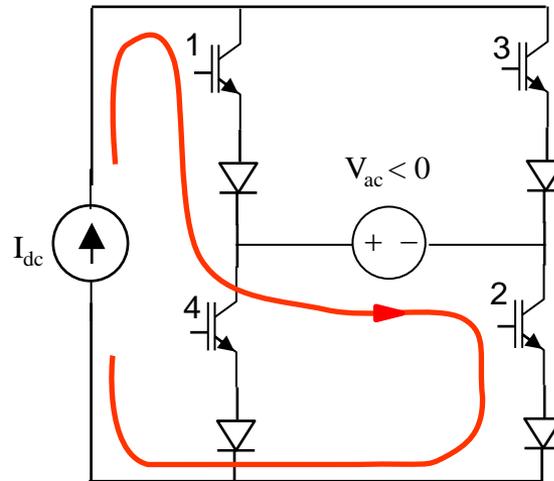
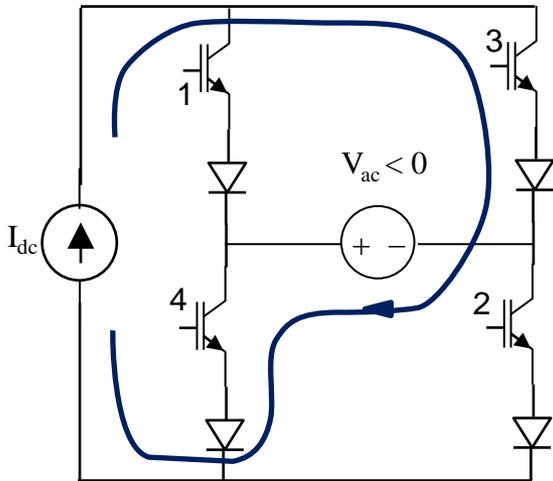
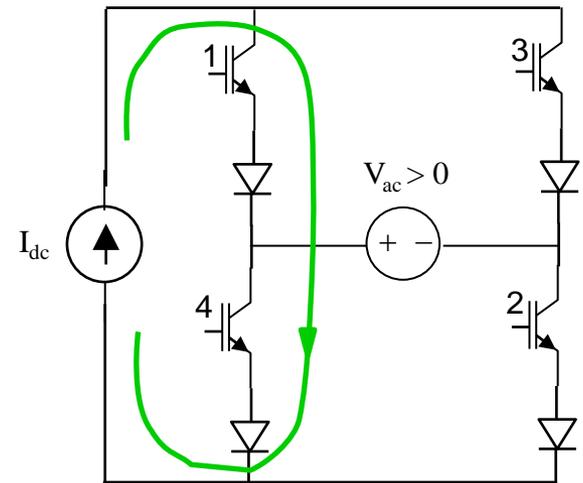
1, 2 ON; 3, 4 OFF



1, 2 OFF; 3, 4 ON



1, 4 ON; 2, 3 OFF



1, 2 OFF; 3, 4 ON

La potenza viene erogata dal generatore in c.c.

1, 2 ON; 3, 4 OFF

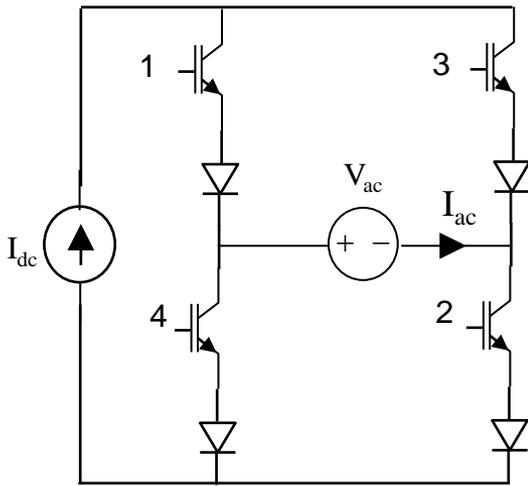
La potenza viene assorbita dal generatore in c.c.

1, 4 OFF; 2, 3 ON

Non è presente nessun trasferimento di potenza

CSI - 1

Controllando l'angolo di accensione degli interruttori statici si controlla la potenza erogata dall'inverter

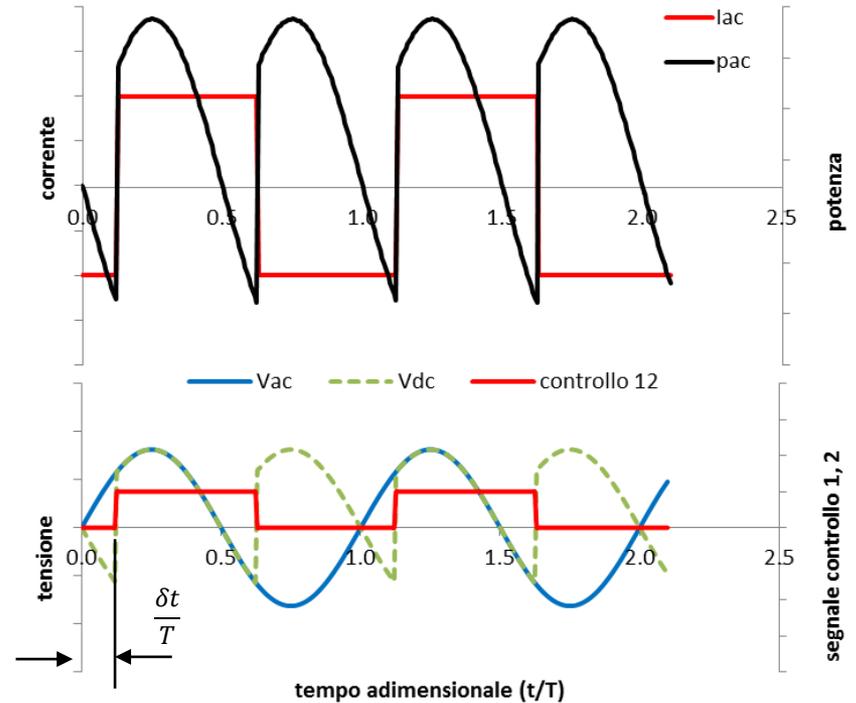
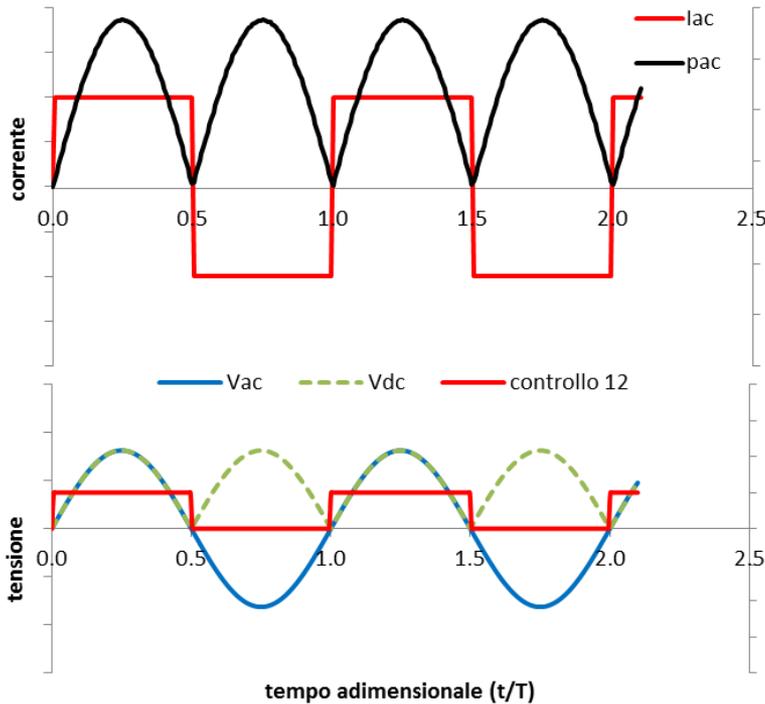


$$\alpha = \omega \delta t$$

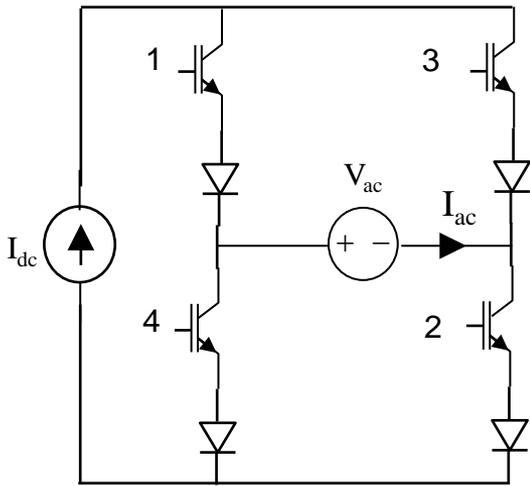
$$\langle p_{ac}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T p_{ac}(t) dt = \frac{2}{T} \int_{\delta t}^{\frac{T}{2} + \delta t} I_{dc} V_{ac,M} \sin(\omega t) dt = \frac{2I_{dc} V_{ac,M}}{\pi} \cos(\alpha)$$

$\alpha = 0^\circ$ $\langle p_{ac}(t) \rangle = \frac{2I_{dc} V_{ac,M}}{\pi}$

$\alpha = 45^\circ$ $\langle p_{ac}(t) \rangle = \frac{\sqrt{2}I_{dc} V_{ac,M}}{\pi}$



CSI - 2



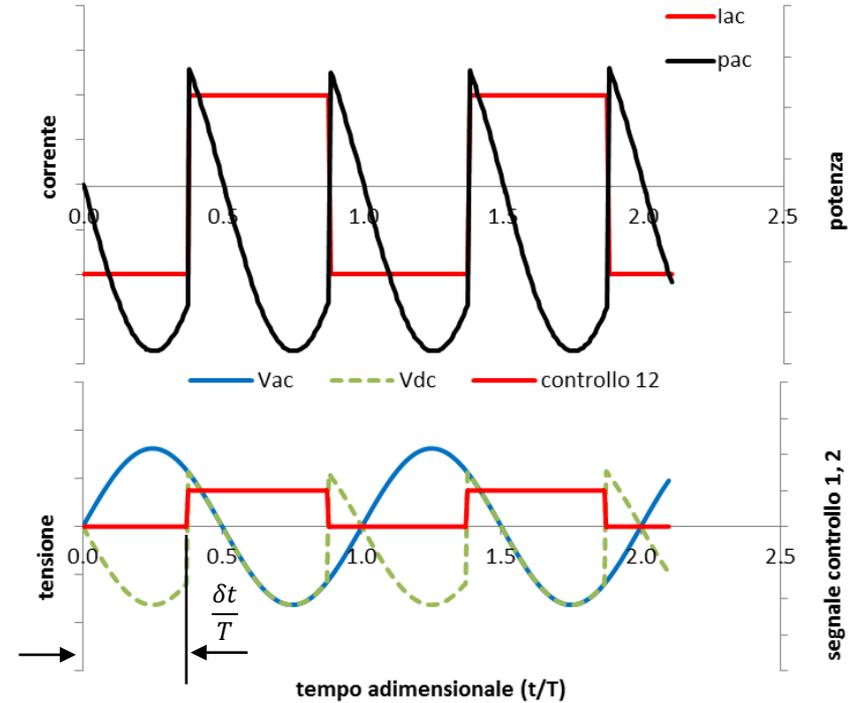
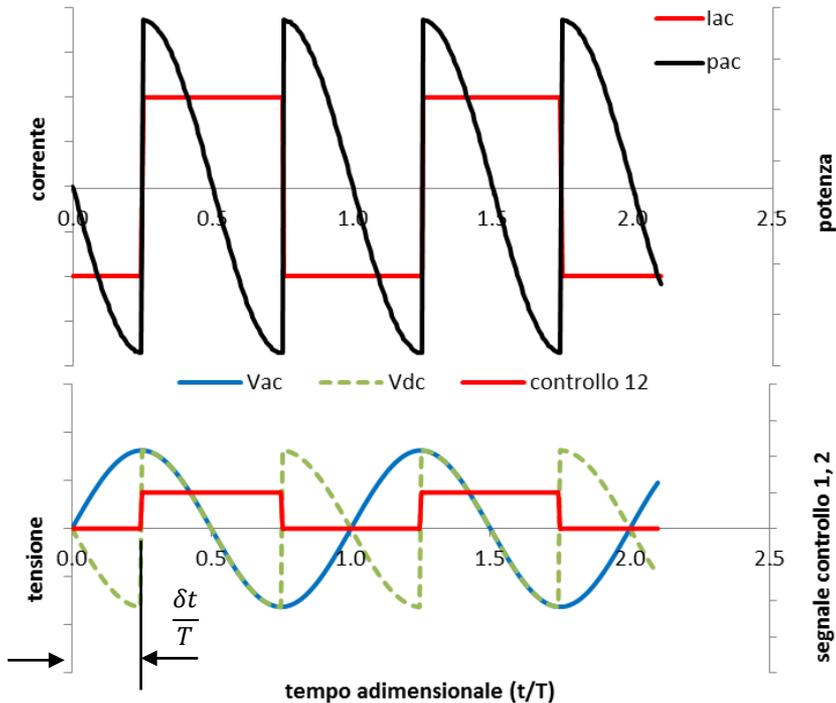
Per angoli di accensione fino a 90° il funzionamento è da inverter (la potenza fluisce dal lato dc al lato ac, per angoli di accensione fra 90° e 180° (nei dispositivi reali esiste un valore massimo dell'angolo limite $< 180^\circ$) il funzionamento è da raddrizzatore (la potenza fluisce dal lato ac verso il lato dc)

$$\alpha = \omega \delta t$$

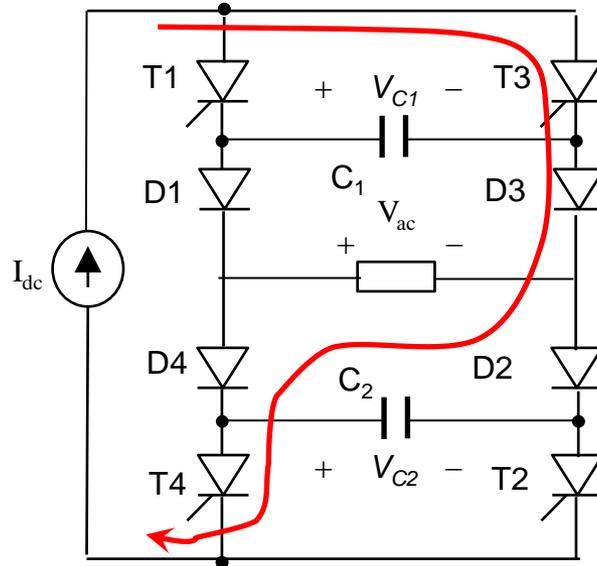
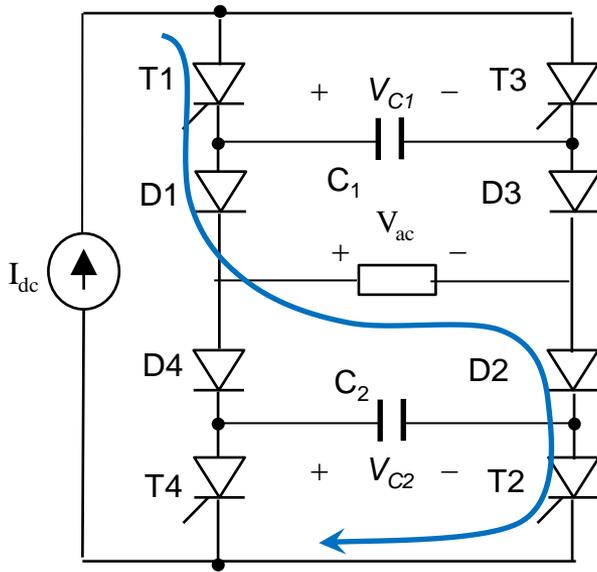
$$\langle p_{ac}(t) \rangle = \frac{2I_{dc}V_{ac,M}}{\pi} \cos(\alpha)$$

$$\alpha = 90^\circ \quad \langle p_{ac}(t) \rangle = 0$$

$$\alpha = 135^\circ \quad \langle p_{ac}(t) \rangle = -\frac{\sqrt{2}I_{dc}V_{ac,M}}{\pi}$$



CSI - 3

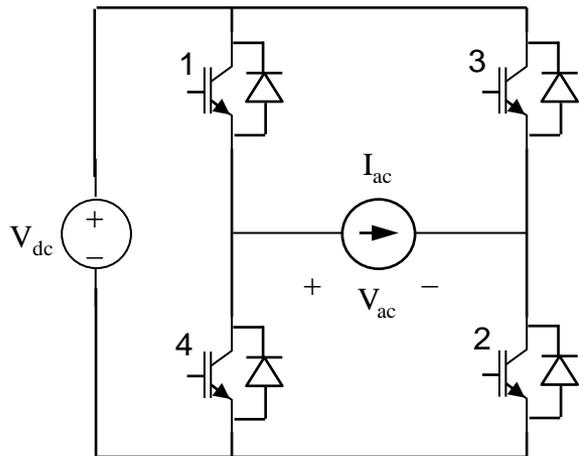


Quando l'inverter è realizzato mediante tiristori, (controllati solo in accensione) ed è collegato ad una rete non alimentata, è necessario inserire dei circuiti per la **commutazione forzata**.

- Quando T1 e T2 sono in conduzione i condensatori C1 e C2 si caricano con la polarità indicata polarizzando in diretta i tiristori T3 e T4
- Al comando di accensione T3 e T4 entrano in conduzione polarizzando in inversa T1 e T2 e quindi spegnendoli
- Con T3 e T4 in conduzione i condensatori si polarizzano con la polarità opposta a quella indicata polarizzando in diretta T1 e T2.

VSI - 1

Controllando l'angolo di accensione degli interruttori statici si controlla la potenza erogata dall'inverter

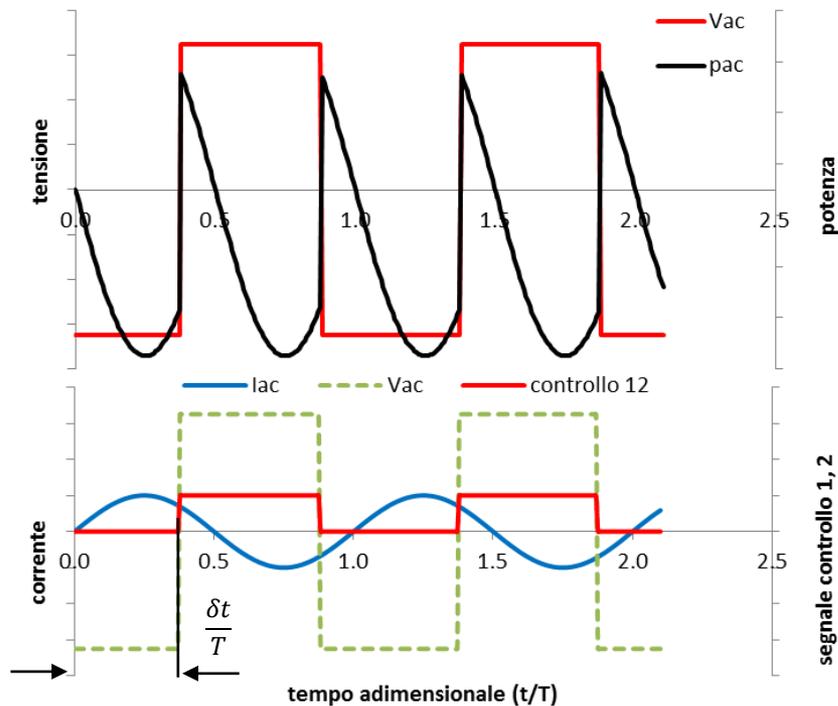
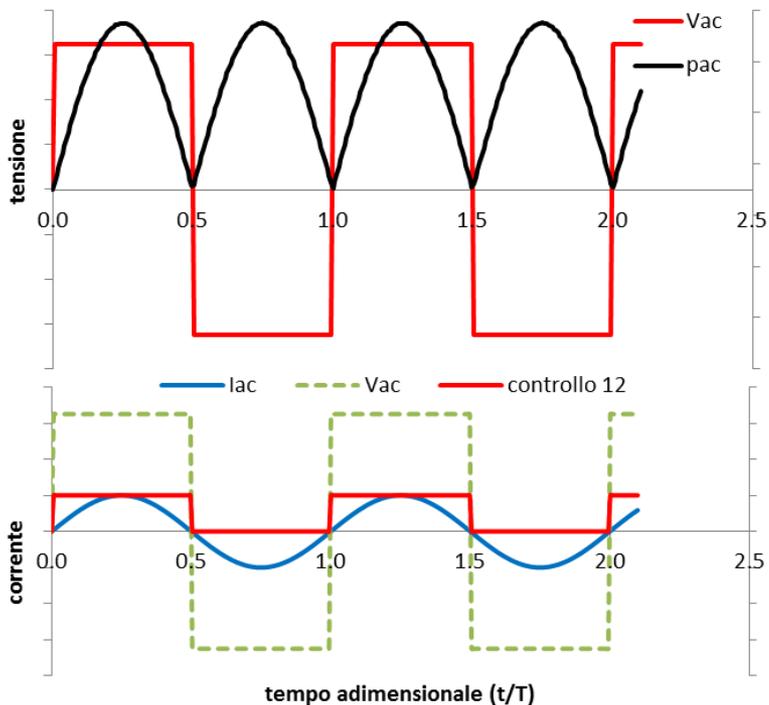


$$\alpha = \omega \delta t$$

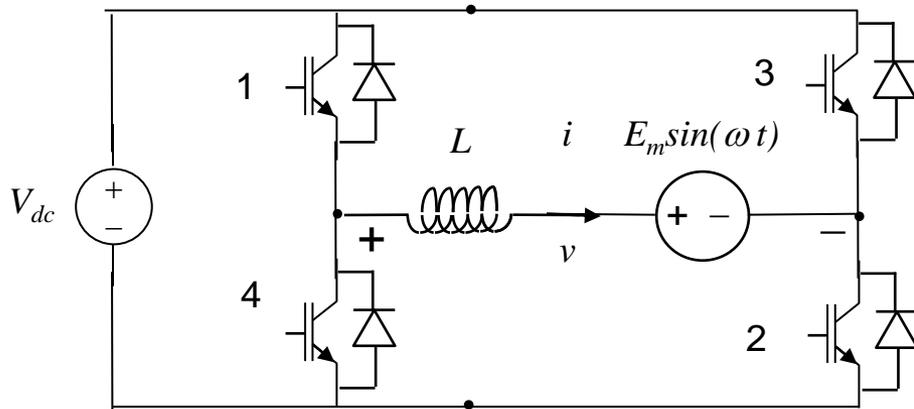
$$\langle p_{ac}(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T p_{ac}(t) dt = \frac{2}{T} \int_{\delta}^{\frac{T}{2} + \delta} V_{dc} I_{ac,M} \sin(\omega t) dt = \frac{2V_{dc} I_{ac,M}}{\pi} \cos(\alpha)$$

$\alpha = 0^\circ$ $\langle p_{ac}(t) \rangle = \frac{2V_{dc} I_{ac,M}}{\pi}$

$\alpha = 135^\circ$ $\langle p_{ac}(t) \rangle = -\frac{\sqrt{2}V_{dc} I_{ac,M}}{\pi}$



VSI - PWM (Pulse Width Modulation) - 1



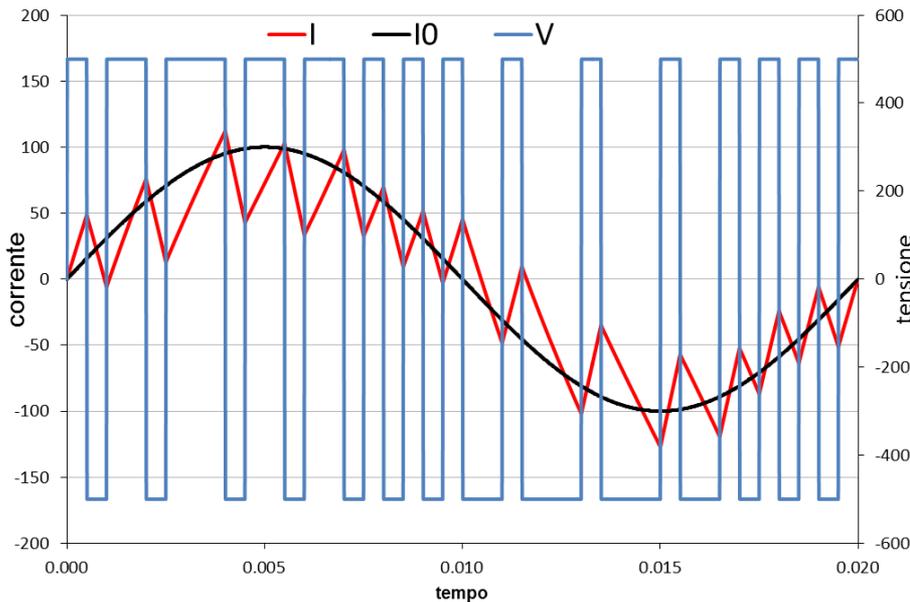
$$\frac{di}{dt} = \frac{v - E_m \sin(\omega t)}{L}$$

$I_0 =$ forma desiderata di corrente

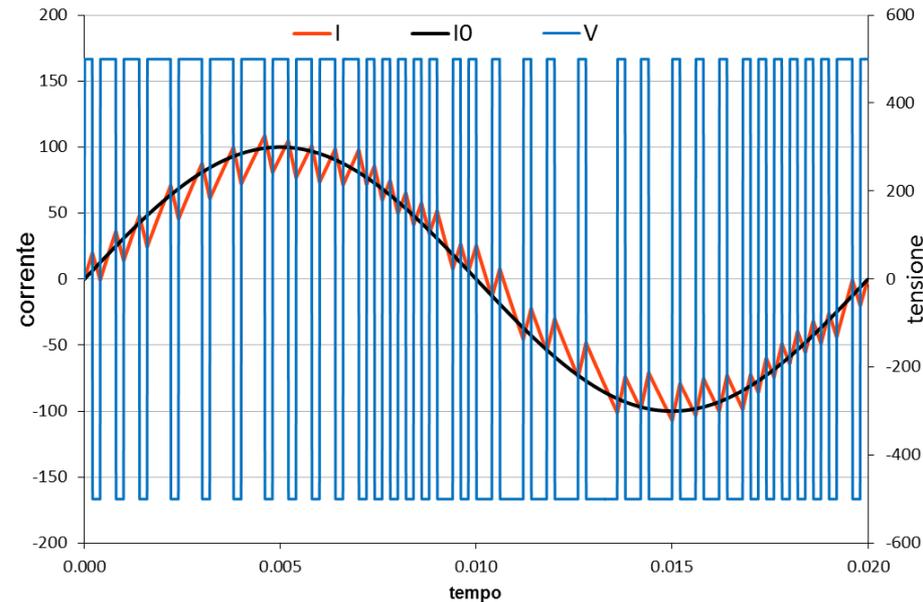
Se $i(t) < I_0(t)$ 1, 2 chiusi, 3, 4 aperti, $v = V_{dc}$

Se $i(t) > I_0(t)$ 1, 2 aperti, 3, 4 chiusi, $v = -V_{dc}$

Commutazione con frequenza f_0



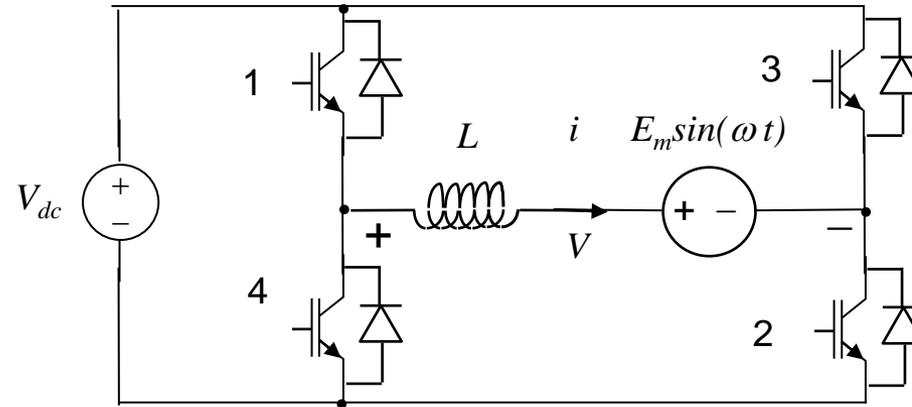
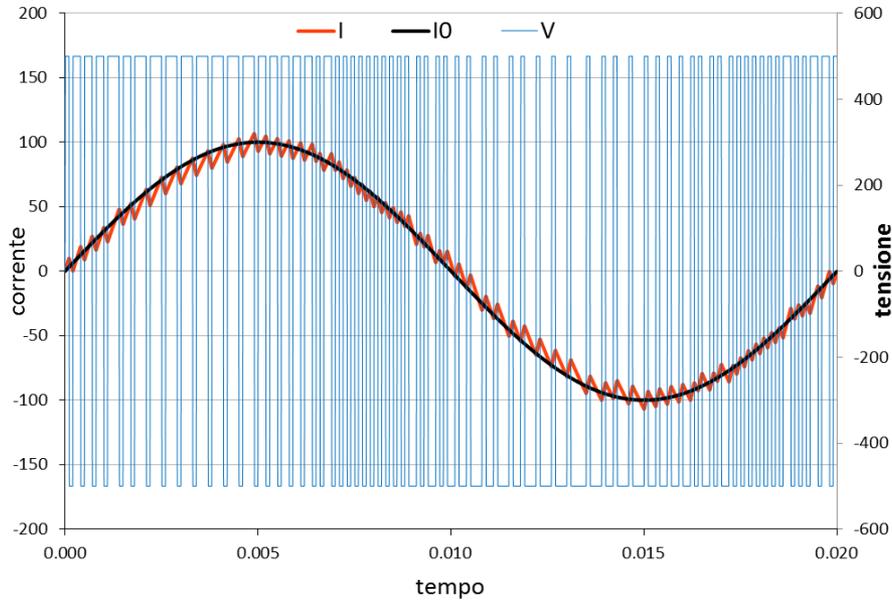
Frequenza di commutazione 2 kHz



Frequenza di commutazione 5 kHz

VSI – PWM - 2

Frequenza di commutazione 10 kHz

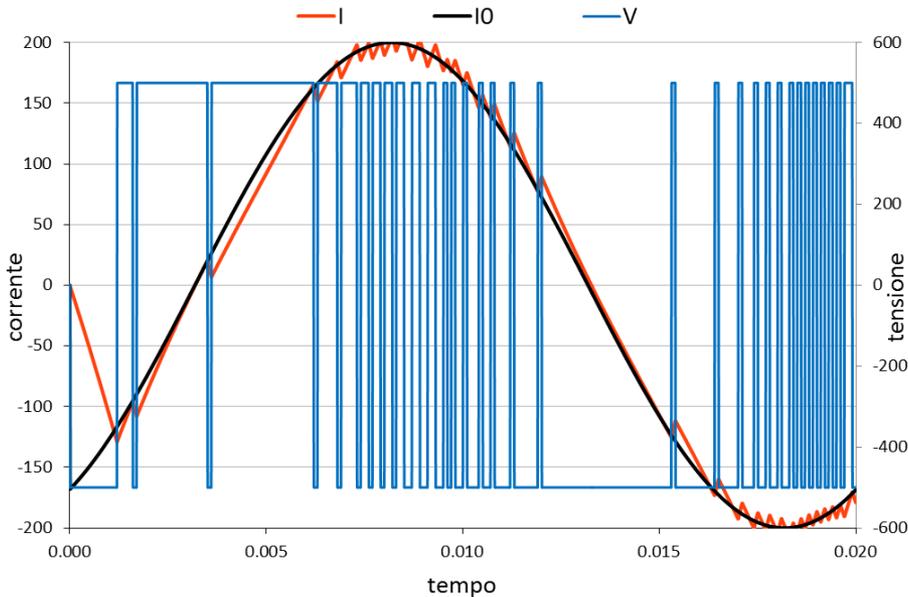


$$I_0(t) = I_m \sin(\omega t)$$

$$P = \frac{E_m I_m}{2}$$

$$Q = 0$$

E' possibile controllare la potenza reattiva (entro certi limiti)

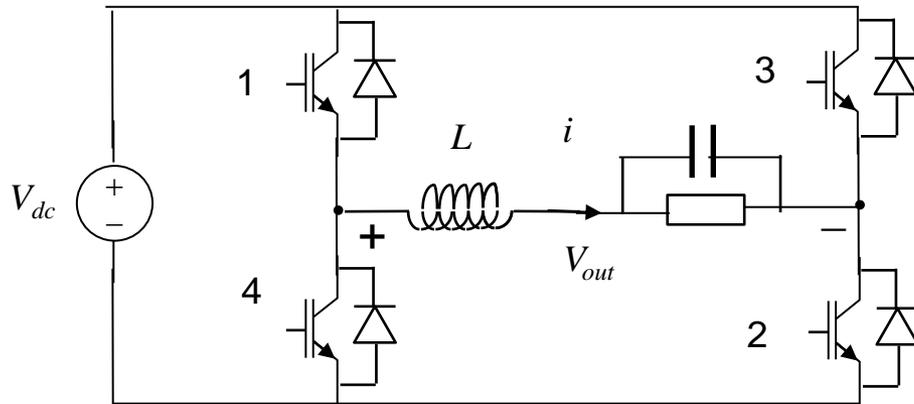


$$I_0(t) = 2I_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{3})$$

$$P = \frac{E_m I_m}{2}$$

$$Q = \sqrt{3} \frac{E_m I_m}{2}$$

PWM sinusoidale (SPWM)



Il segnale di comando degli interruttori viene ottenuto confrontando un segnale di controllo sinusoidale con frequenza f pari alla frequenza fondamentale della tensione in uscita, con un segnale portante triangolare con frequenza più elevata f_s .

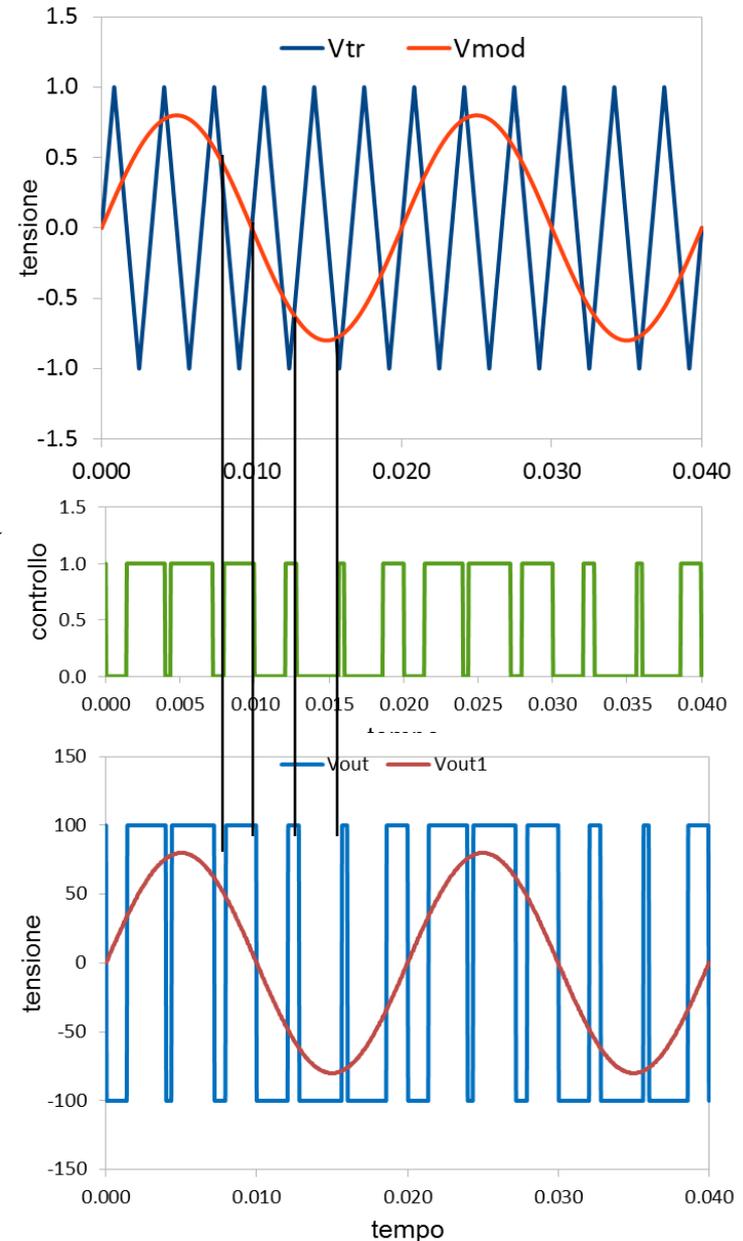
$$f_s = 2p \frac{\omega}{2\pi} \quad p = \text{numero di impulsi per mezzo ciclo}$$

Sono nulle tutte le armoniche della tensione di uscita di ordine fino a $2p-2$.

$$M = \frac{A_{control}}{A_{tri}} \quad M = \text{indice di modulazione}$$

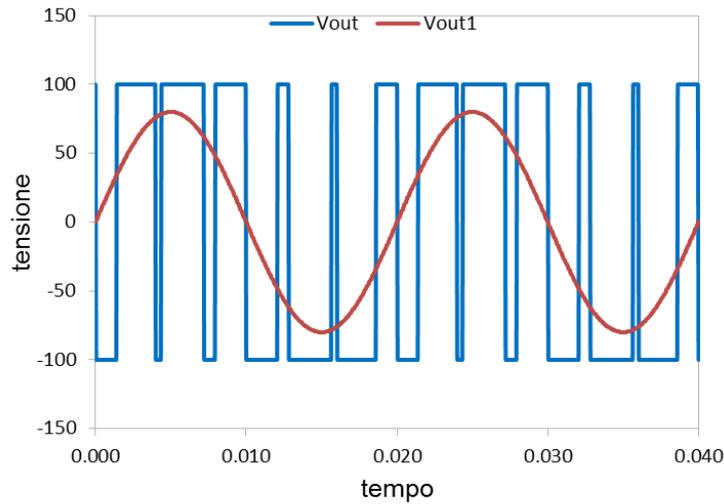
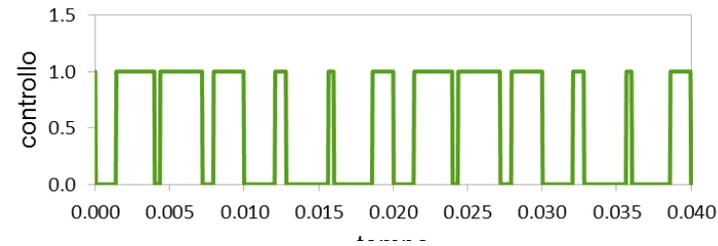
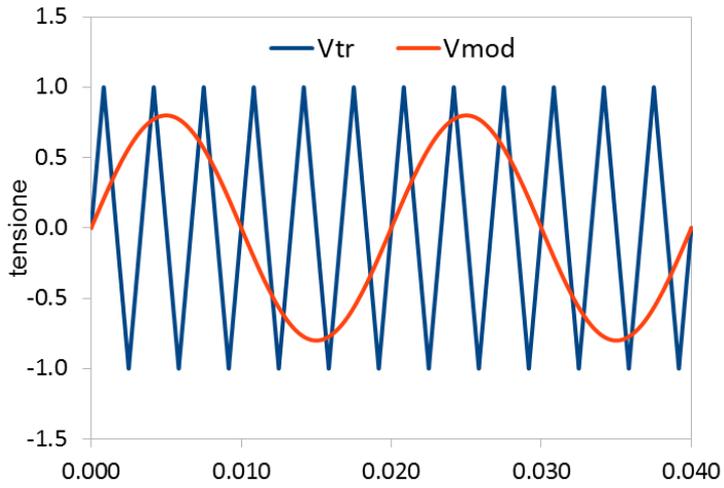
L'ampiezza della armonica fondamentale della tensione di uscita viene controllata variando l'indice di modulazione.

$$V_{out1} = M V_{dc} \quad \text{se } 0 < M < 1$$

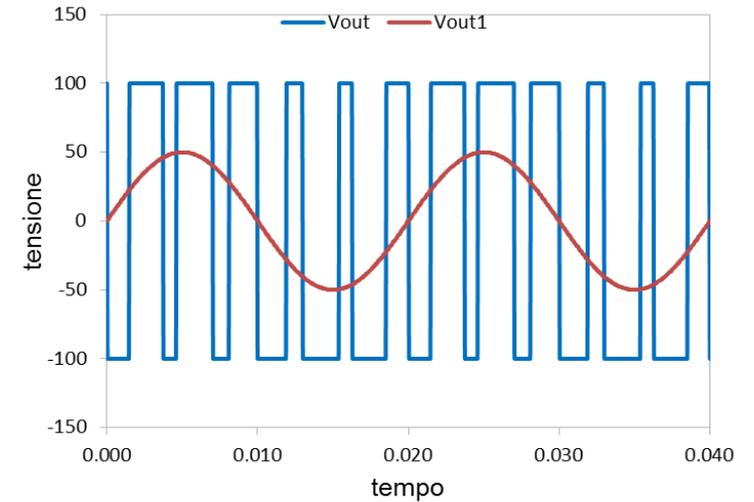
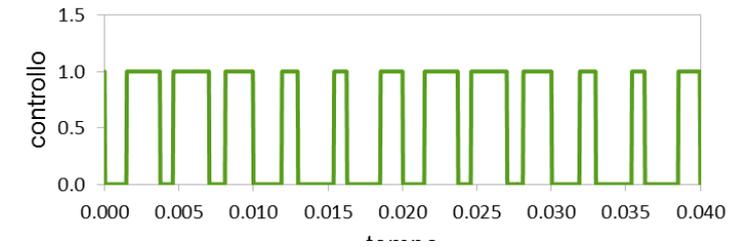
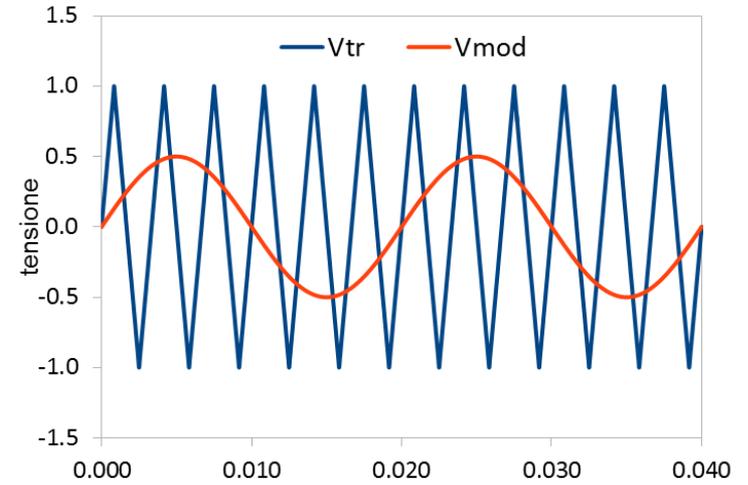


PWM sinusoidale - 2

$M = 0.8$

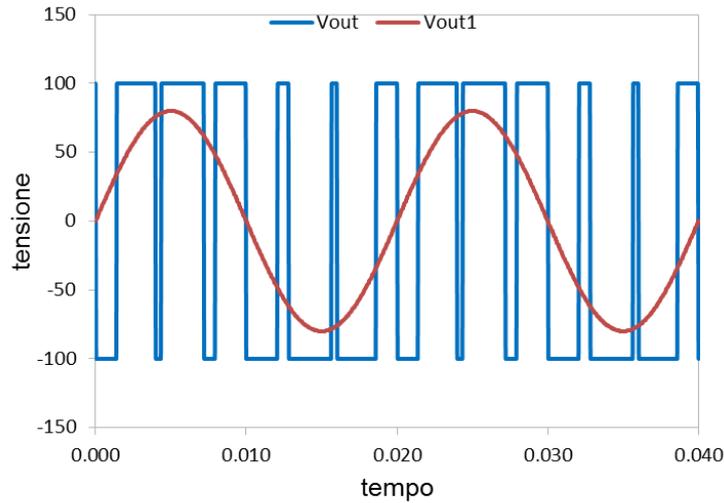
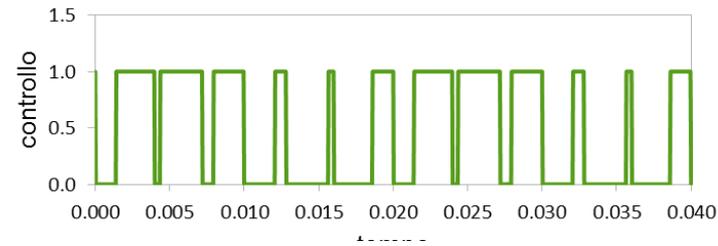
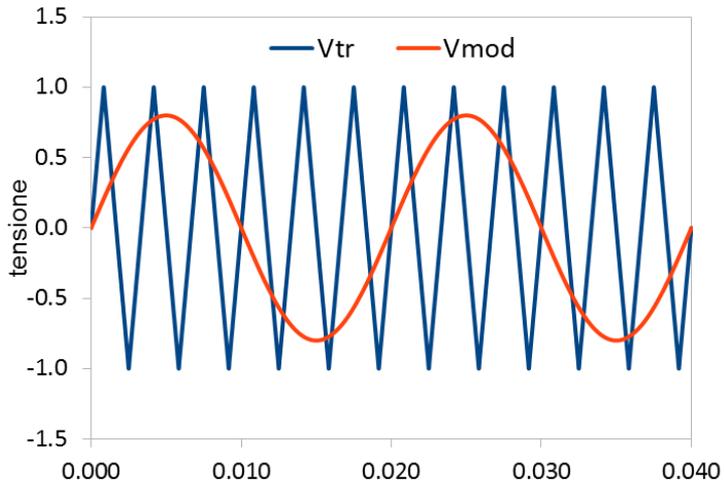


$M = 0.5$

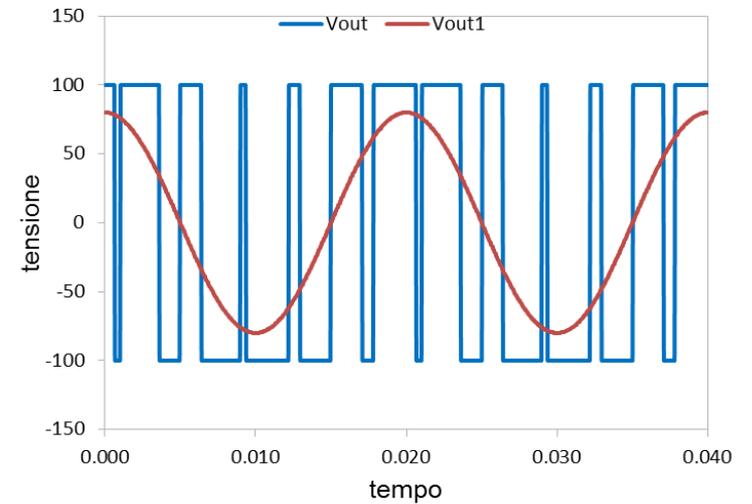
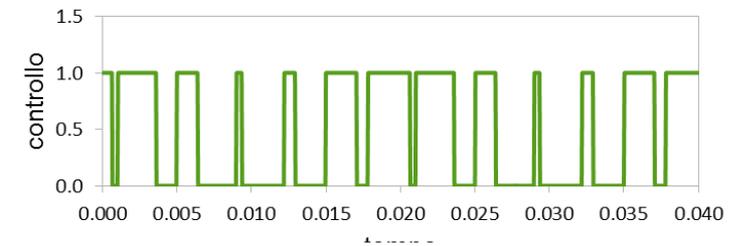
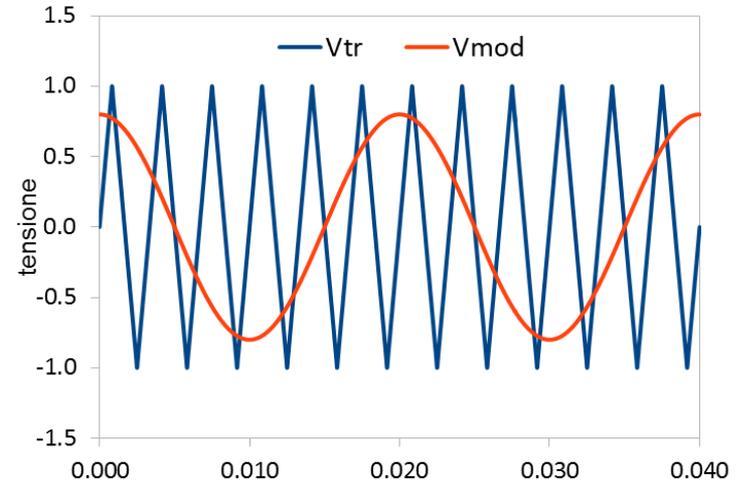


PWM sinusoidale - 3

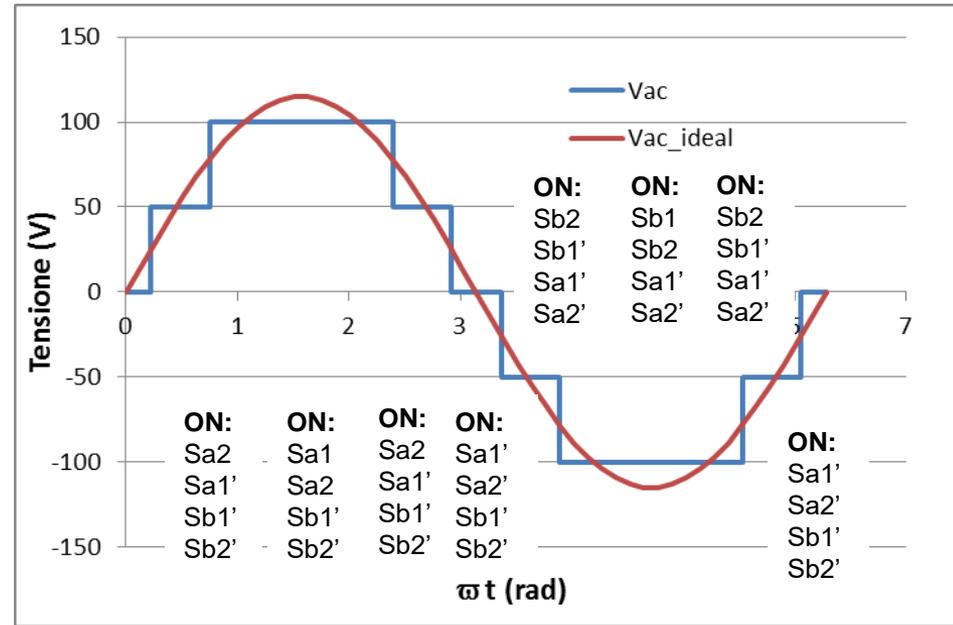
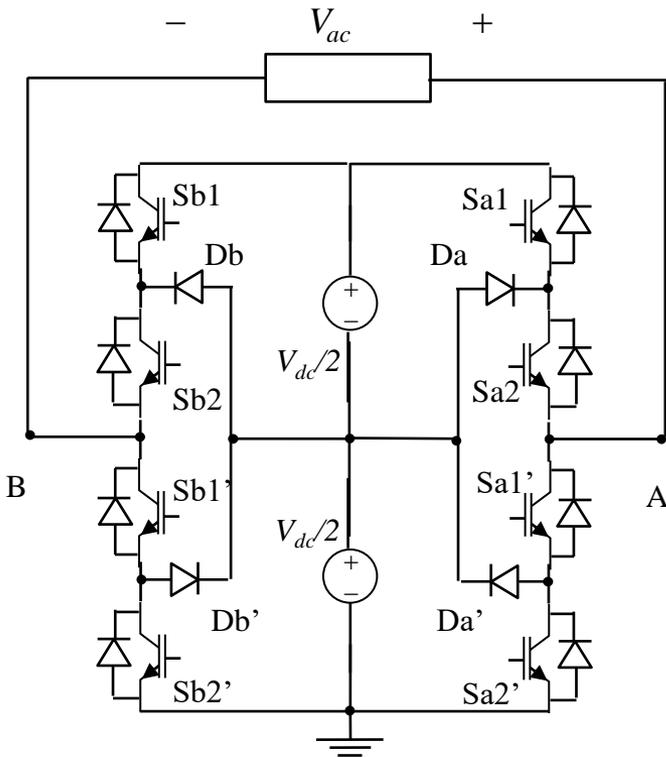
$\varphi = 0$



$\varphi = \pi/2$



Inverter multilivello - 1



Ogni ramo dell'inverter può portare la tensione del nodo a cui è collegato ad m livelli rispetto al nodo di riferimento (nel caso di figura i livelli sono $m = 3$):

- 0: quando sono ON solo gli interruttori inferiori ($Sa1'$, $Sa2'$)
- $V_{dc}/2$ quando sono ON solo gli interruttori centrali ($Sa2$, $Sa1'$)
- V_{dc} quando sono ON solo gli interruttori superiori ($Sa1$, $Sa2$)

Più elevato è il numero dei livelli, meglio si riesce ad approssimare una tensione sinusoidale

Inverter multilivello - 2

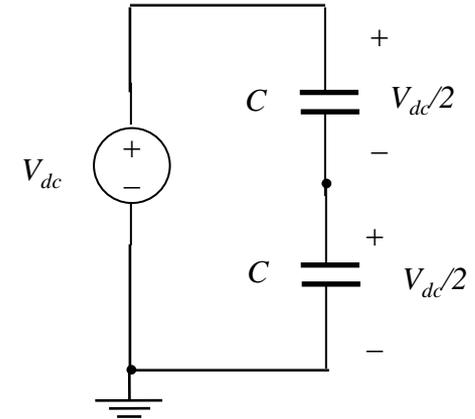
I livelli di tensione possono essere realizzati mediante collegamento in serie di condensatori uguali:

Principali **vantaggi** degli inverter multilivello:

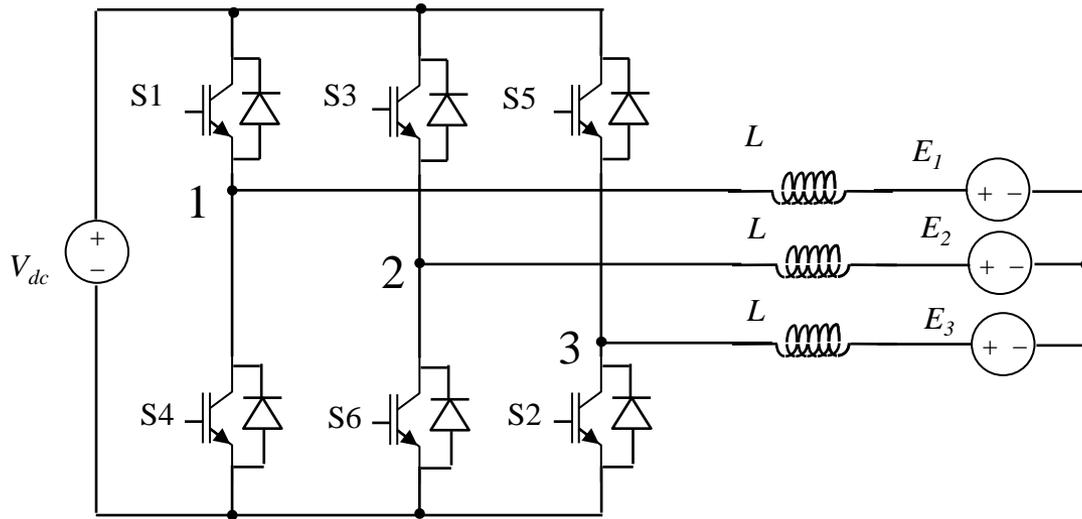
- Basso contenuto armonico della tensione alternata (per un numero elevato di livelli può non essere necessario il filtro)
- Ogni interruttore commuta una sola volta in un periodo
- I diodi di bloccaggio sono soggetti a tensioni inverse ridotte ($V_{dc}/2$ nel caso considerato) (gli inverter multilivello sono quindi adatti per applicazioni in alta tensione)

Principali **svantaggi** degli inverter multilivello:

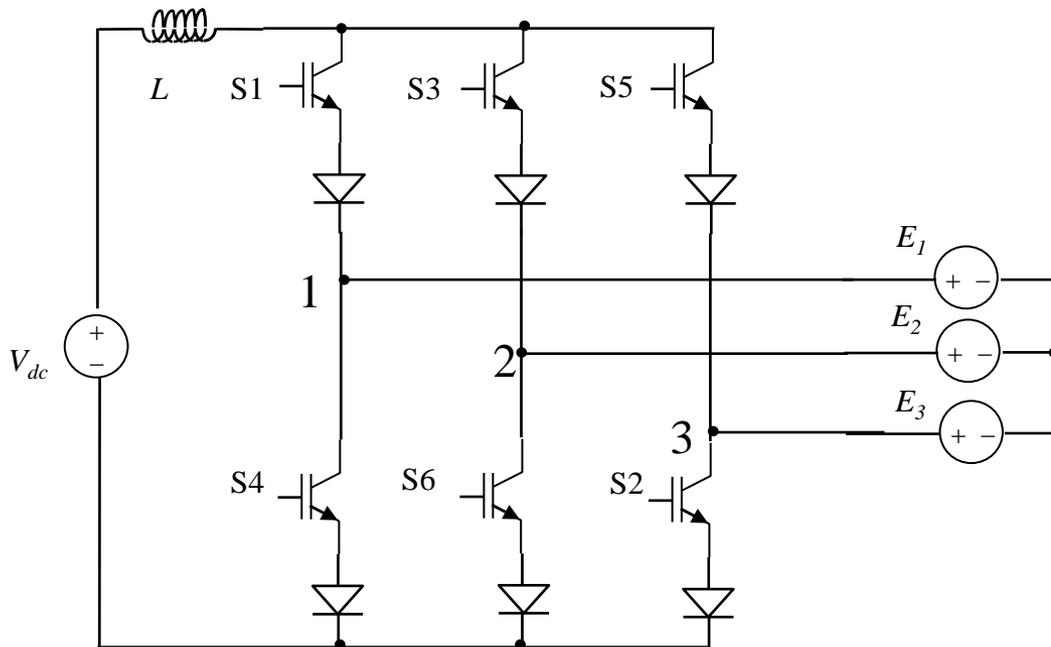
- Elevato numero di componenti
- Livelli di impiego diseguali per gli interruttori



Inverter trifase

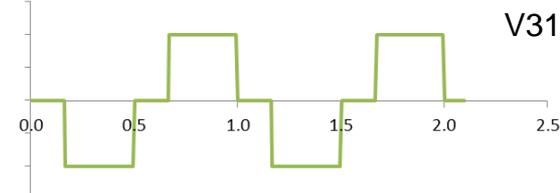
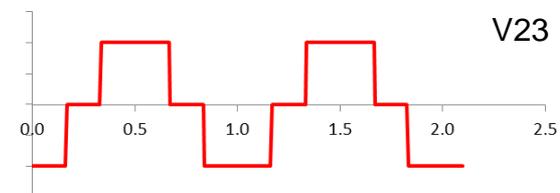
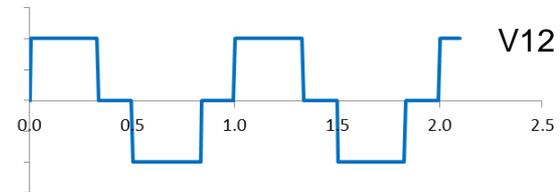
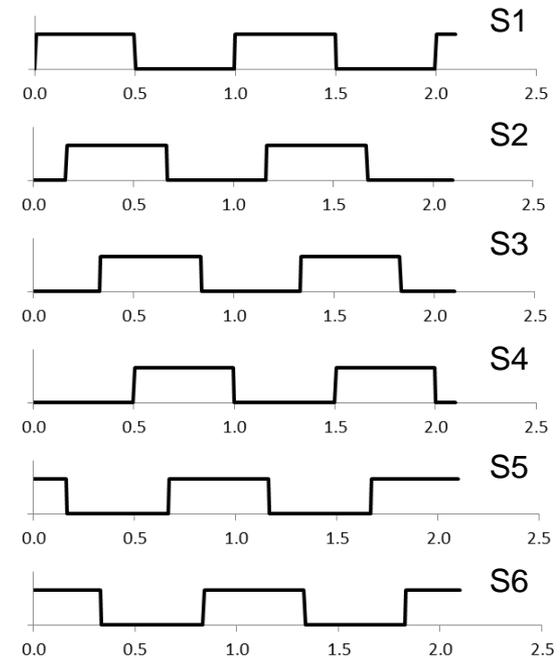
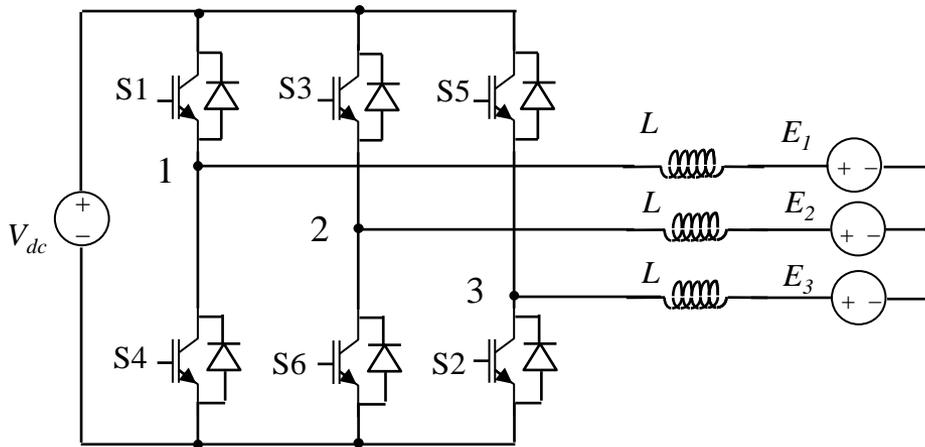


Self commutated voltage source inverter



Self commutated current source inverter

VSI trifase



Conduzione a 180 °:

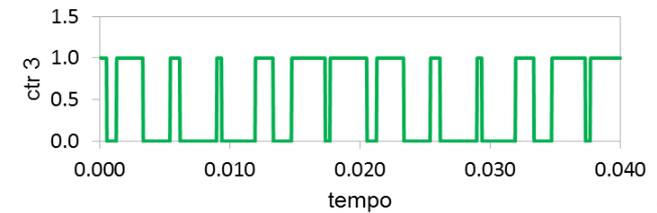
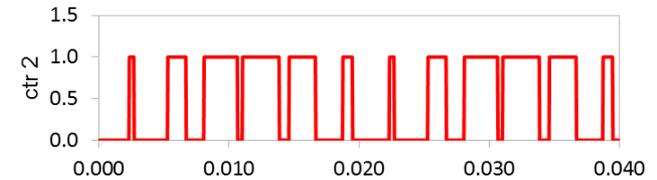
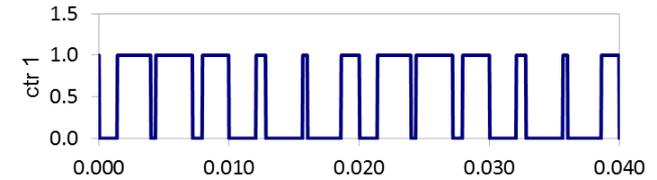
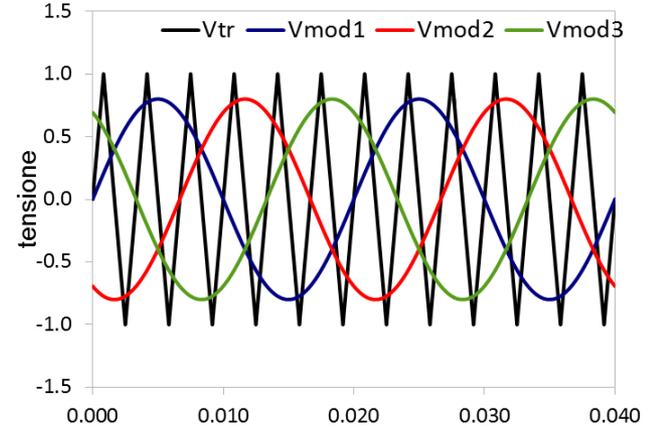
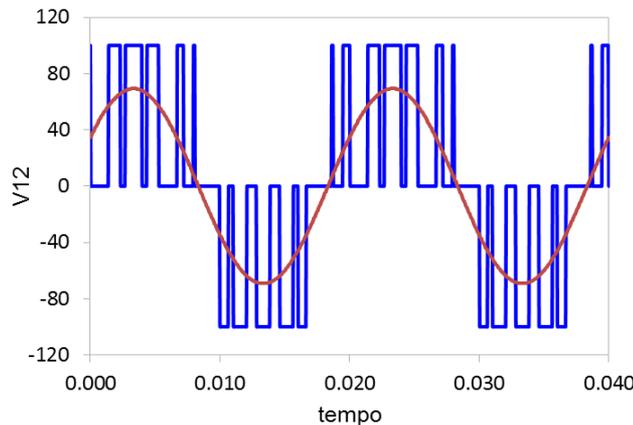
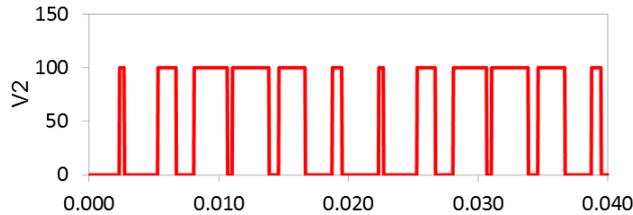
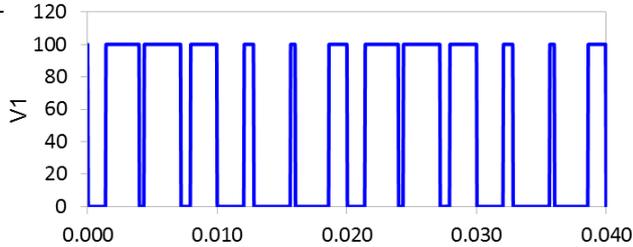
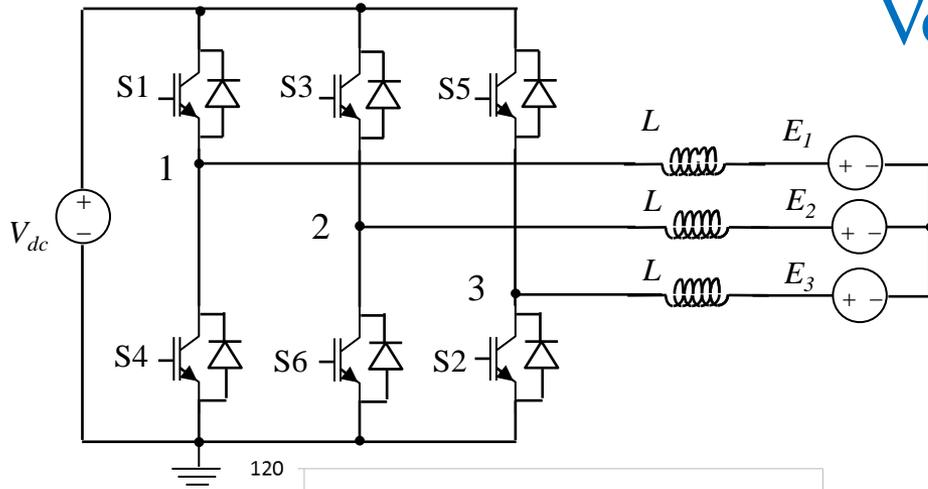
ogni interruttore è in conduzione per metà periodo ed in ogni istante sono in conduzione 3 interruttori. E' possibile anche una modalità di controllo con conduzione a 120°.

- Le tensioni concatenate sono funzioni a gradini con tre valori.
- Variando l'angolo di accensione degli interruttori statici rispetto alle tensioni di rete è possibile passare dal funzionamento da inverter a quello di raddrizzatore (variando la corrente lato d.c.)

tempo adimensionale (t/T)

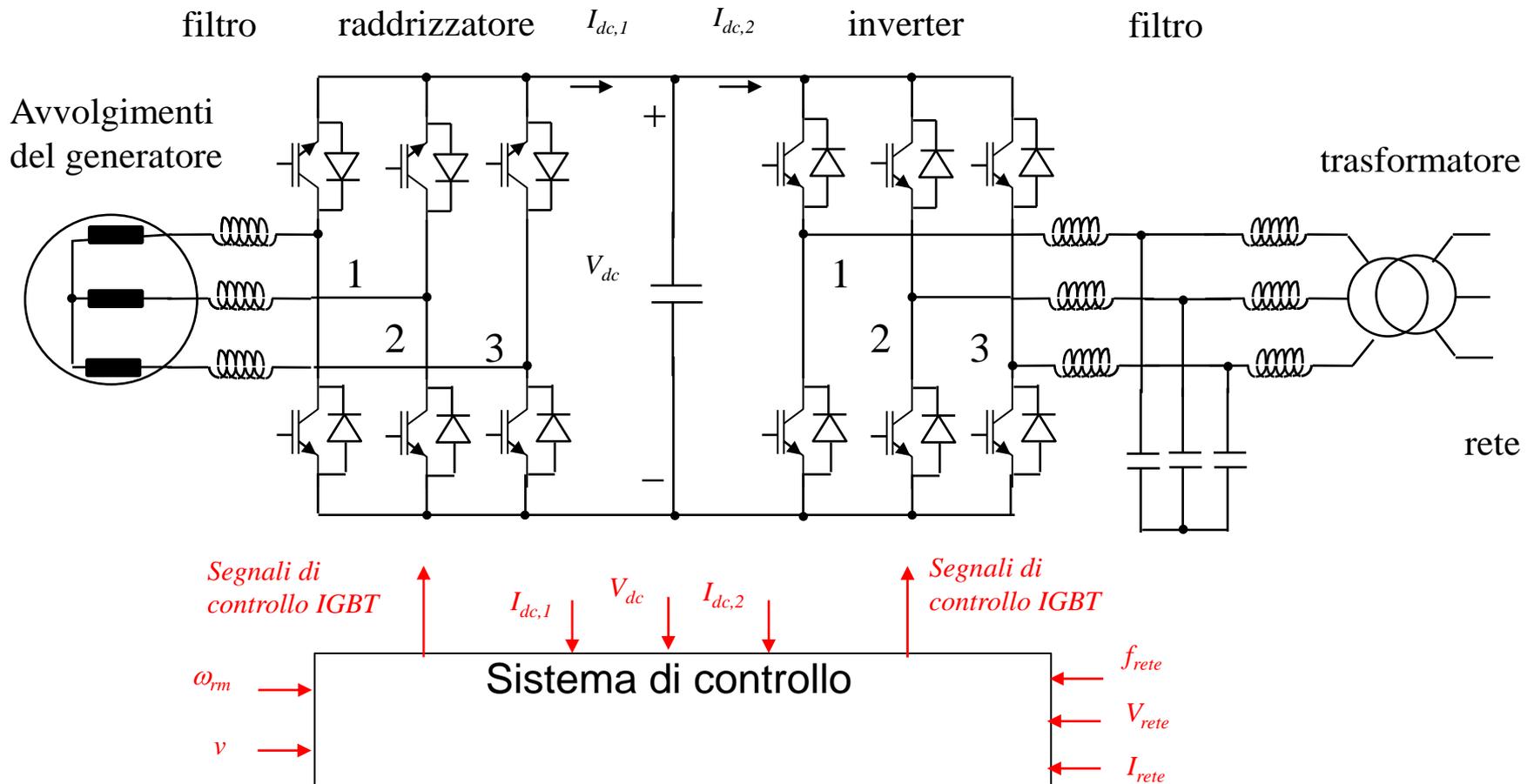
Voltage source inverter trifase

PWM sinusoidale



$$V_{12} = M\sqrt{3} \frac{V_{dc}}{2} \text{ per } 0 < M < 1$$

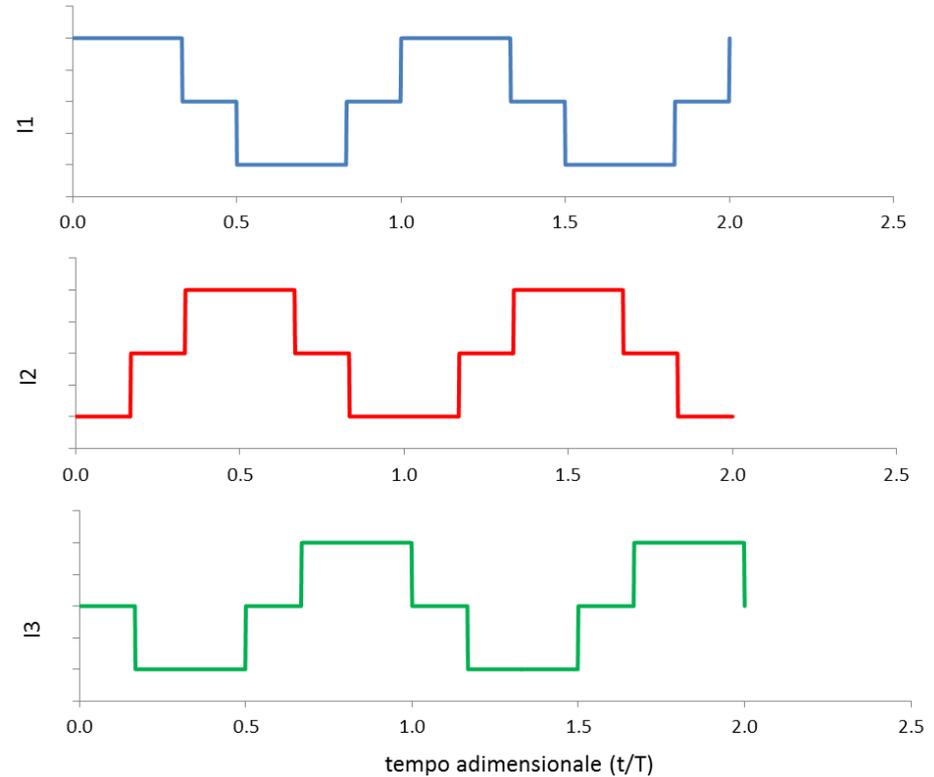
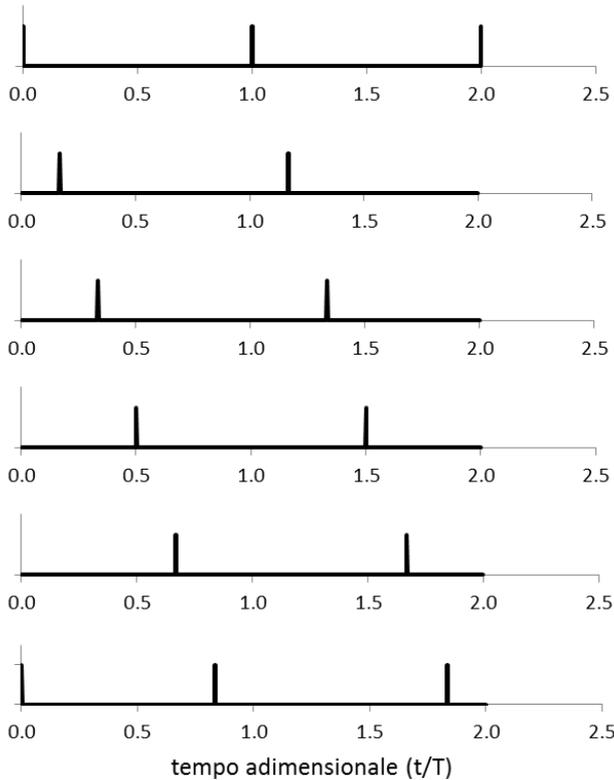
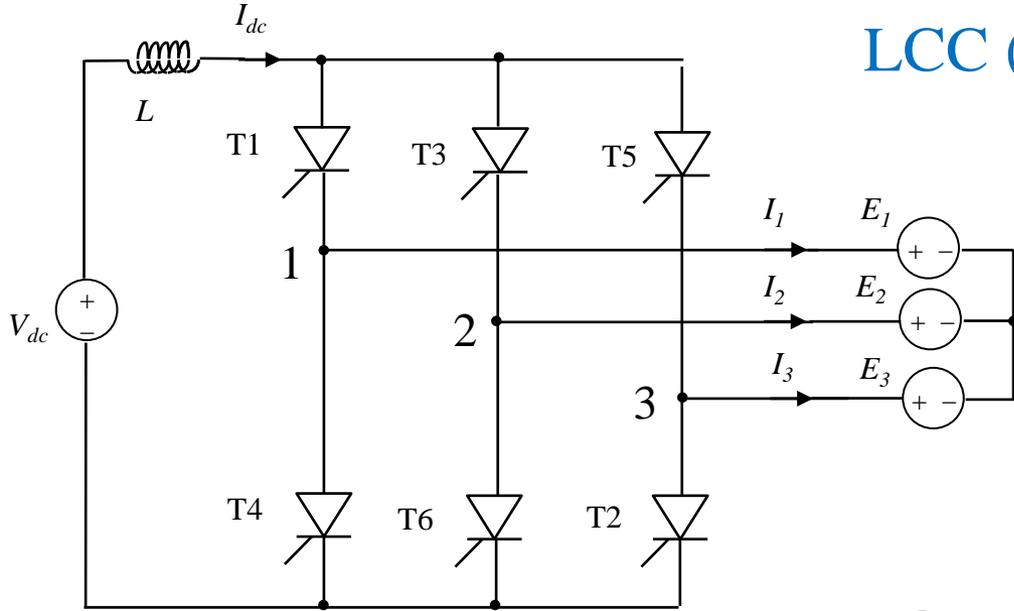
Convertitori back-to-back per la connessione dei generatori eolici alla rete



- Gli avvolgimenti del generatore possono essere quelli di statore di un generatore sincrono a magneti permanenti o quelli di rotore di una macchina asincrona a doppia alimentazione
- Il raddrizzatore controlla la velocità di rotazione della turbina
- L'inverter controlla la tensione del bus dc e la potenza reattiva erogata alla rete

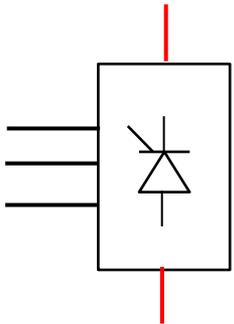
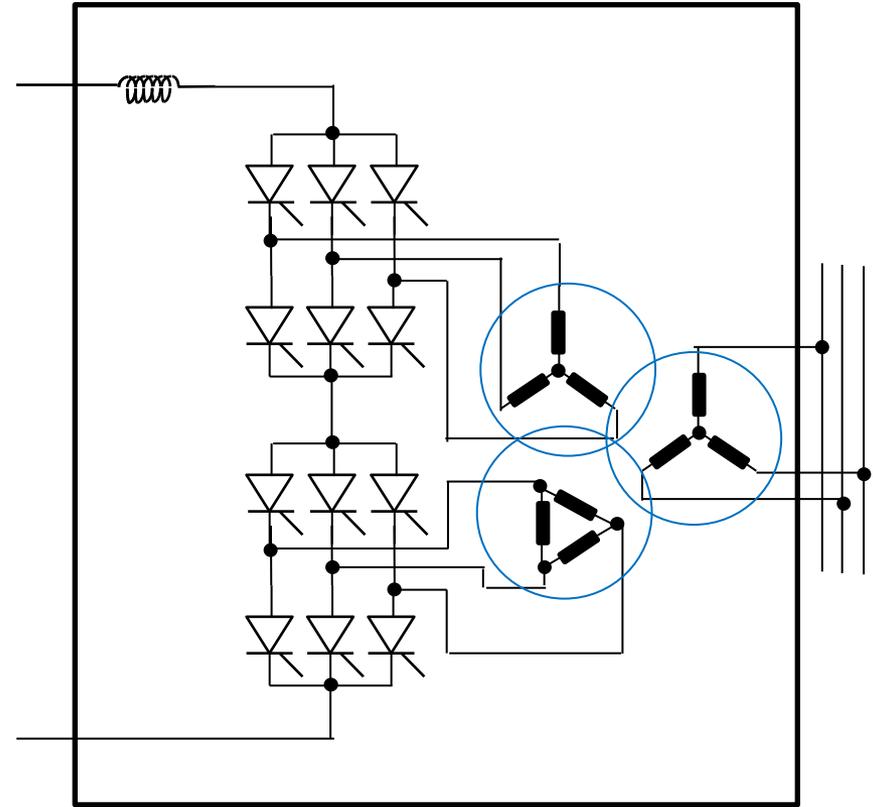
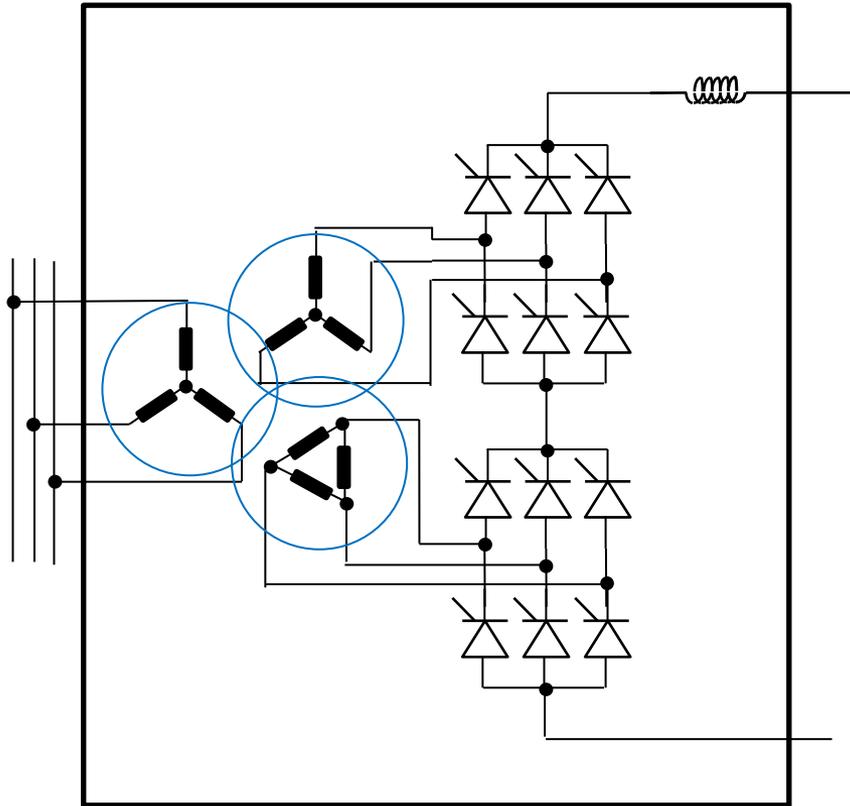
LCC (Line Commutated Converter) - 1

Questa tipologia di inverter realizzata con tiristori è largamente utilizzata per la connessione di linee in corrente continua di grande potenza alla rete in corrente alternata. Variando l'angolo di innesco dei tiristori è possibile passare dal funzionamento da inverter a quello di raddrizzatore (controllando la tensione della rete in c.c.)

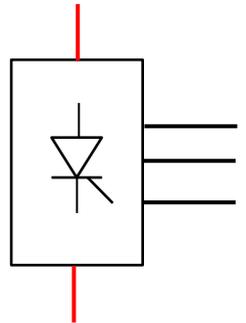


Line Commutated Converter - 2

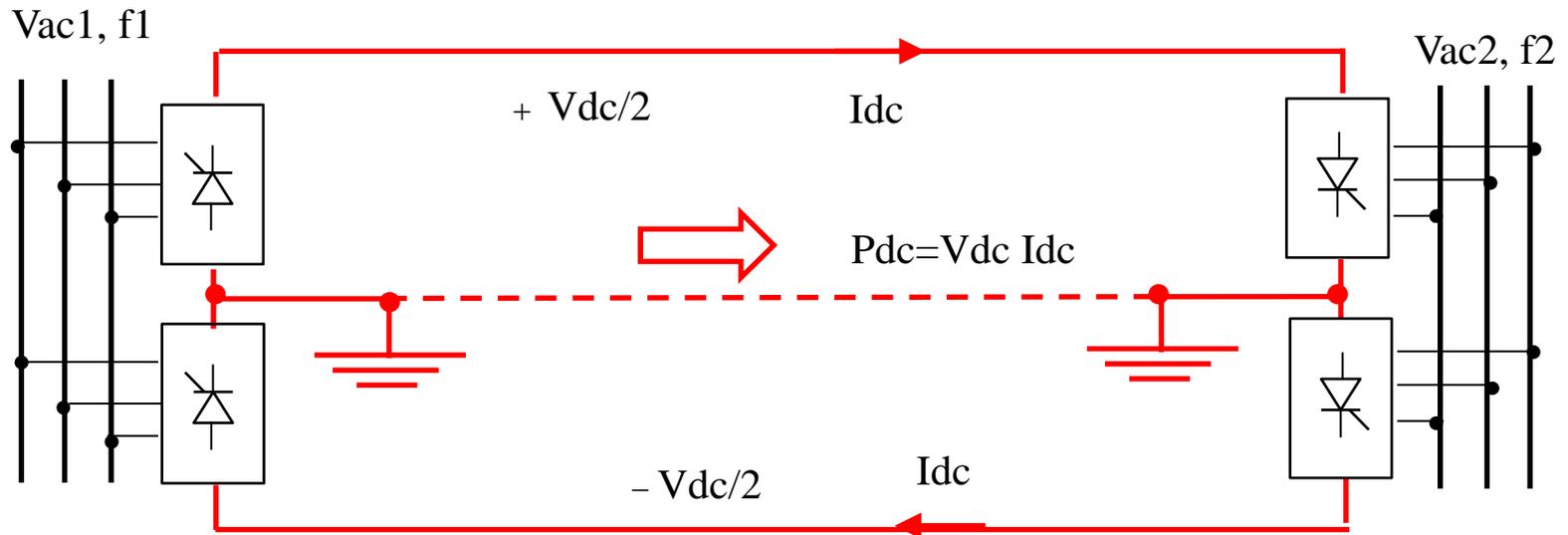
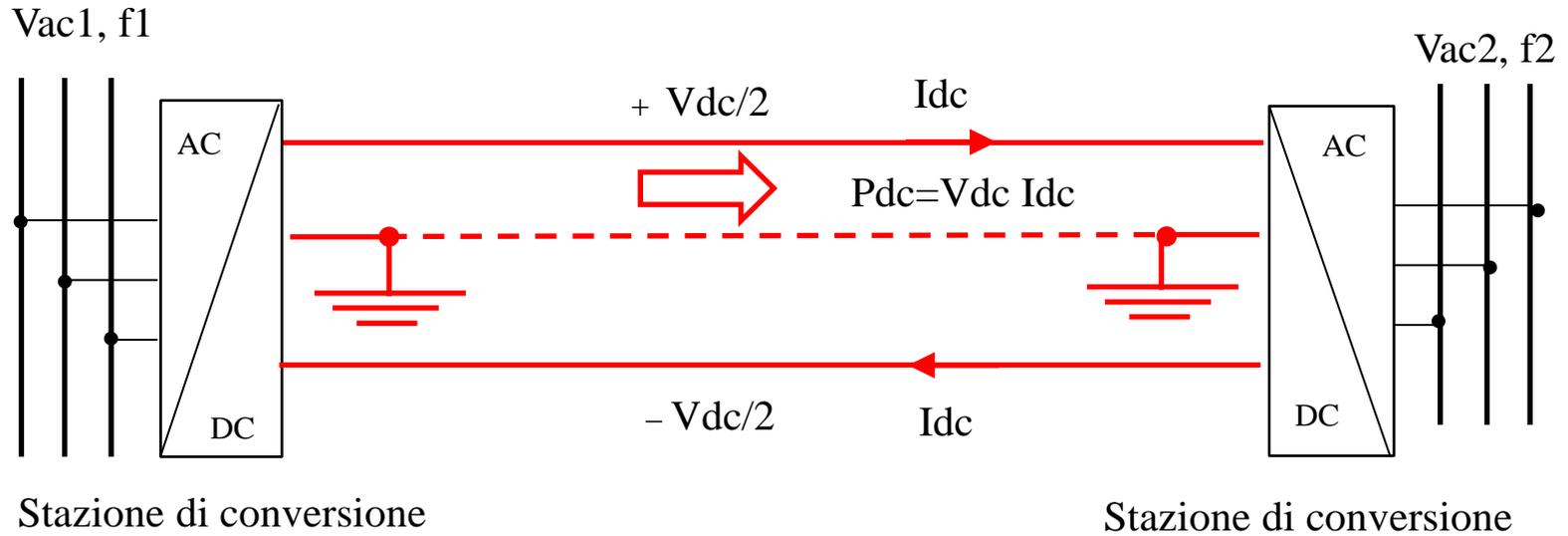
12 pulse bridge



Con un trasformatore a tre avvolgimenti, e due raddrizzatori/inverter trifase si riduce il ripple nel lato corrente continua ed il contenuto armonico nel lato corrente alternata



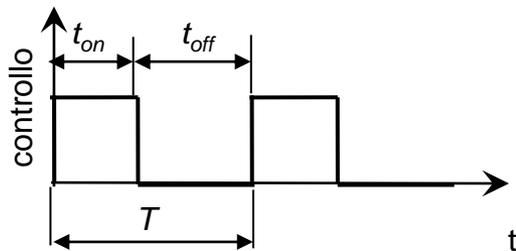
Linee HVDC con LCC



Convertitore dc-dc abbassatore (buck-converter)

$\delta =$ duty cycle

$$\delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

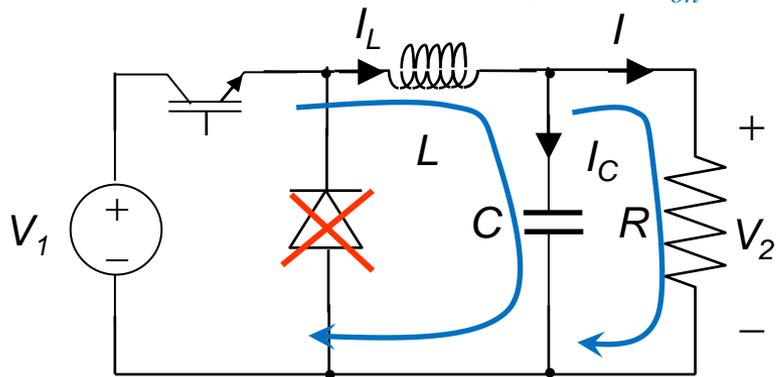


$$\int_0^T V_2(t) dt = V_1 t_{on} \quad \langle V_2 \rangle = V_1 \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

$$\langle V_2 \rangle = \delta V_1 \leq V_1$$

Trascurando le variazioni di V_2 ($C \ll$ «grande»)

IGBT in conduzione ($0 < t < t_{on}$)

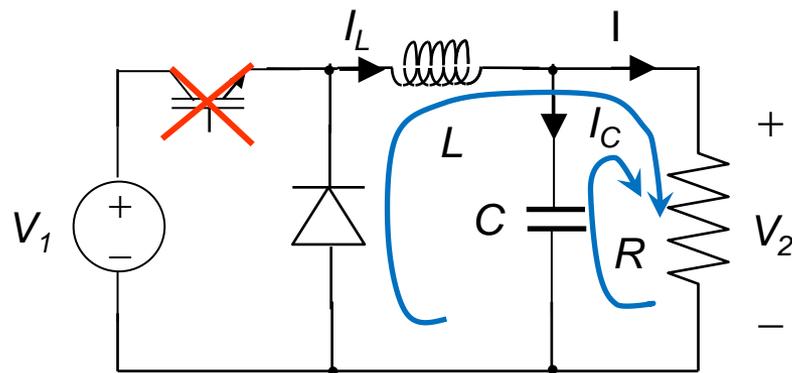


$$\frac{V_1^2}{R_i} = \frac{\langle V_2 \rangle^2}{R} \quad \rightarrow \quad R_i = \frac{R}{\delta^2}$$

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_1 - V_2 \quad I_C = C \frac{dV_2}{dt}$$

$$\int_0^{t_{on}} V_2(t) dt = V_1 t_{on} - L [I_L(t_{on}) - I_L(0)]$$

IGBT in interdizione ($t_{on} < t < T$)



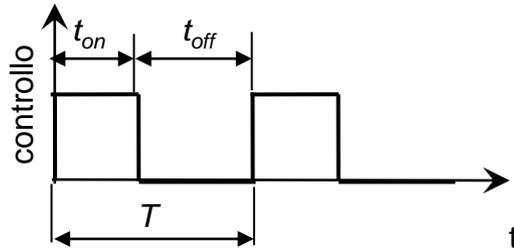
$$L \frac{dI_L}{dt} = -V_2 \quad I_C = C \frac{dV_2}{dt}$$

$$\int_{t_{on}}^T V_2(t) dt = -L [I_L(T) - I_L(t_{on})]$$

Convertitore dc-dc elevatore (boost-converter)

$\delta =$ duty cycle

$$\delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$



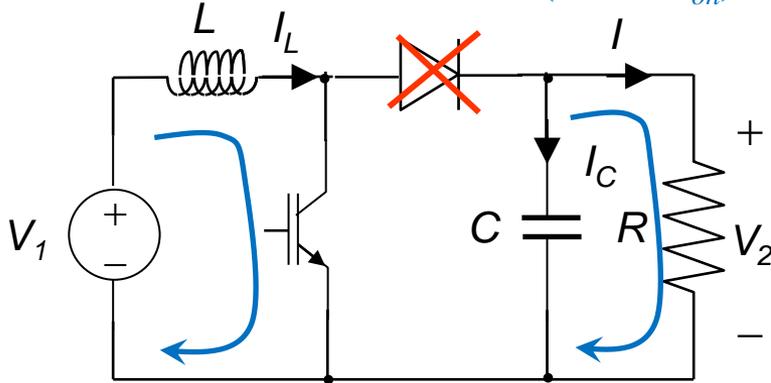
$$\int_{t_{on}}^T V_2(t) dt = V_1(t_{on} + t_{off})$$

$$\langle V_2 \rangle = V_1 \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{V_1}{1 - \delta} \geq V_1$$

Trascurando le variazioni di V_2 (C «grande»)

$$\frac{V_1^2}{R_i} = \frac{\langle V_2 \rangle^2}{R} \quad \Rightarrow \quad R_i = (1 - \delta)^2 R$$

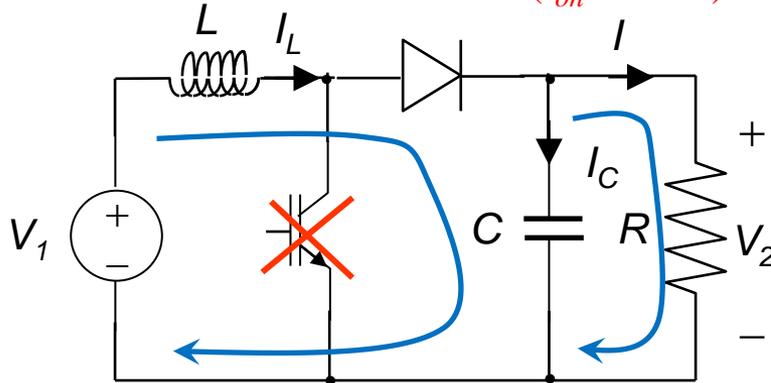
IGBT in conduzione ($0 < t < t_{on}$)



$$L \frac{dI_L}{dt} = V_1 \quad I_C = C \frac{dV_2}{dt}$$

$$V_1 t_{on} = L [I_L(t_{on}) - I_L(0)]$$

IGBT in interdizione ($t_{on} < t < T$)



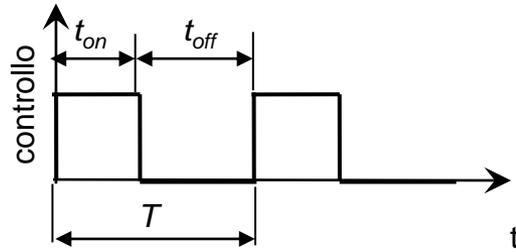
$$L \frac{dI_L}{dt} = V_1 - V_2 \quad I_C = C \frac{dV_2}{dt}$$

$$\int_{t_{on}}^T V_2(t) dt = V_1 t_{off} - L [I_L(T) - I_L(t_{on})]$$

Convertitore dc-dc abbassatore-elevatore (buck-boost converter)

$\delta =$ duty cycle

$$\delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$



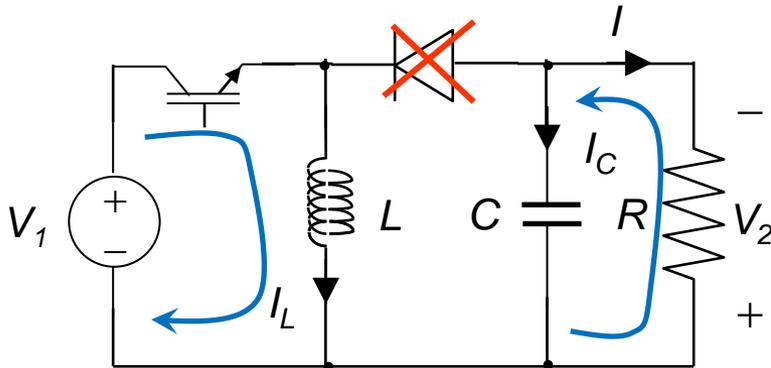
$$\int_{t_{on}}^T V_2(t) dt = V_1 t_{on}$$

$$\langle V_2 \rangle = V_1 \frac{t_{on}}{t_{off}} = V_1 \frac{\delta}{1 - \delta}$$

Trascurando le variazioni di V_2 (C «grande»)

$$\frac{V_1^2}{R_i} = \frac{\langle V_2 \rangle^2}{R} \quad \rightarrow \quad R_i = \frac{(1 - \delta)^2}{\delta^2} R$$

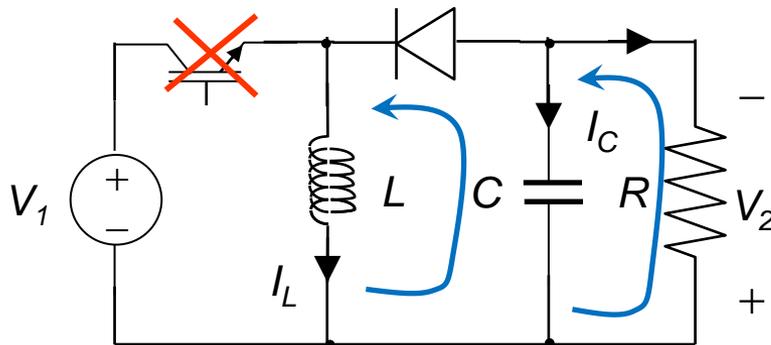
IGBT in conduzione ($0 < t < t_{on}$)



$$L \frac{dI_L}{dt} = V_1 \quad I_C = -C \frac{dV_2}{dt}$$

$$V_1 t_{on} = L [I_L(t_{on}) - I_L(0)]$$

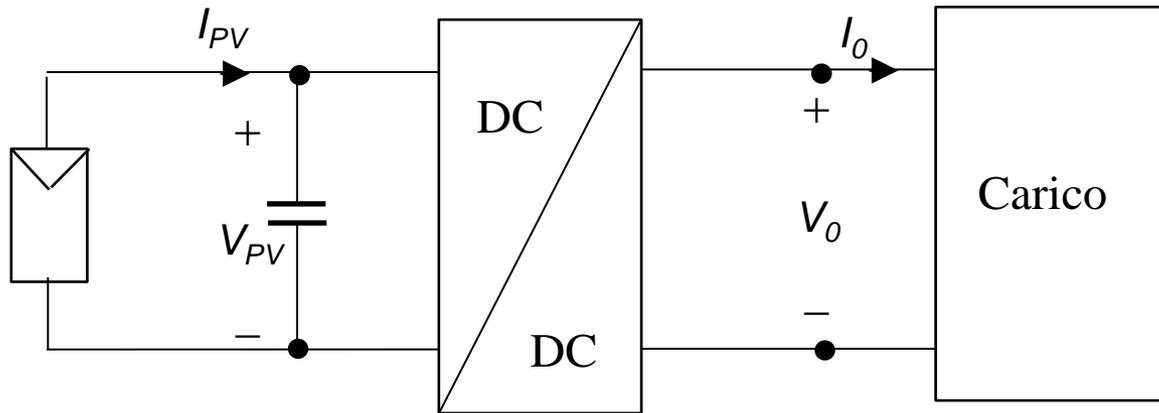
IGBT in interdizione ($t_{on} < t < T$)



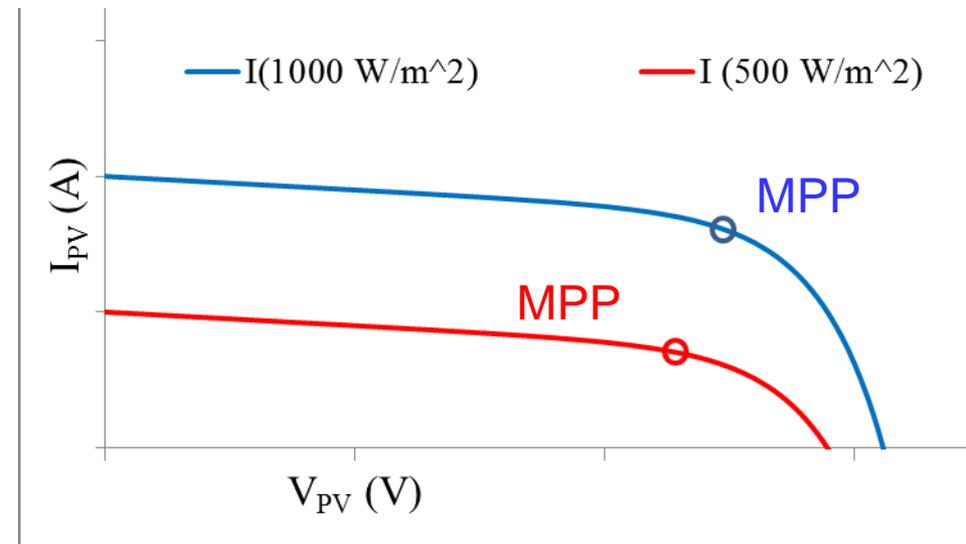
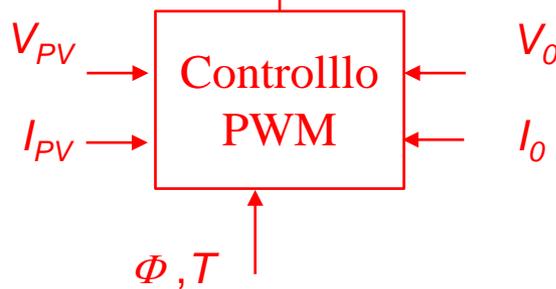
$$L \frac{dI_L}{dt} = -V_2 \quad I_C = -C \frac{dV_2}{dt}$$

$$\int_{t_{on}}^T V_2(t) dt = -L [I_L(T) - I_L(t_{on})]$$

Maximum Power Point Tracking (MPPT)



Il chopper permette di variare la tensione ai capi del generatore fotovoltaico per farlo funzionare sempre nelle condizioni di massima potenza, mantenendo costante la tensione sul carico.



Gli algoritmi per realizzare l'inseguimento del punto di massima potenza possono:

- Utilizzare un modello del generatore fotovoltaico e calcolare le condizioni di MPP dalla misura dell'irraggiamento e della temperatura
- Variare in continuazione la tensione di lavoro (V_{PV}) e dalla conseguente variazione della potenza erogata misurata calcolare la strategia di variazione