

Diapositive del corso:
Circuiti Elettronici di Potenza L

Docente:
prof. Gabriele Grandi

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

A.A. 2007/2008

Circuiti Elettronici di Potenza

Docente: prof. *Gabriele GRANDI*

Dipartimento di Ingegneria Elettrica

<http://www.die.ing.unibo.it/cep.htm>

E-mail: *gabriele.grandi@mail.ing.unibo.it*

Tel. 051-20-93571

Fax. 051-20-93588

Promemoria

- Lista e-mail studenti → CEP-2009 , pw: 2009
- Propedeuticità (<http://www.dsa.unibo.it>)
- Corsi a valle III anno e LM (novità!)
- Modalità d'esame
- Date degli appelli d'esame
- Ricognizione problematiche Studenti
- Presentazione del Corso

Struttura del Corso

Il corso è strutturato su tre livelli:

- Teoria (circuiti, modelli, principi di funzionamento, etc.)
- Esempi ed esercizi applicativi
- Simulazioni numeriche con PSpice

Contenuti del Corso

I principali contenuti del corso riguardano:

- Richiami, terminologia, definizioni
- Convertitori Elettronici di Potenza:
 - ac-dc: *raddrizzatori*
 - dc-dc: *chopper*
 - dc-ac: *inverter*
 - ac-ac: *indiretti e diretti*

Power Electronics

Sviluppo dell'elettronica di potenza

- Nuove tecnologie componenti
- Diffusione ed abbattimento dei costi
- Nuove tecniche di controllo
- Esigenze di controllo più sofisticate

Testi di consultazione

N. Mohan, T. Undeland, W.P. Robbins:

Elettronica di potenza

HOEPLI, 2005 (prezzo di copertina: 34 €)

M. Rashid:

Elettronica di Potenza, Vol. 1-2

PEARSON Prentice Hall, 2007 (copertina: 39 €)

J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, G.C. Verghese:

Principles of Power Electronics

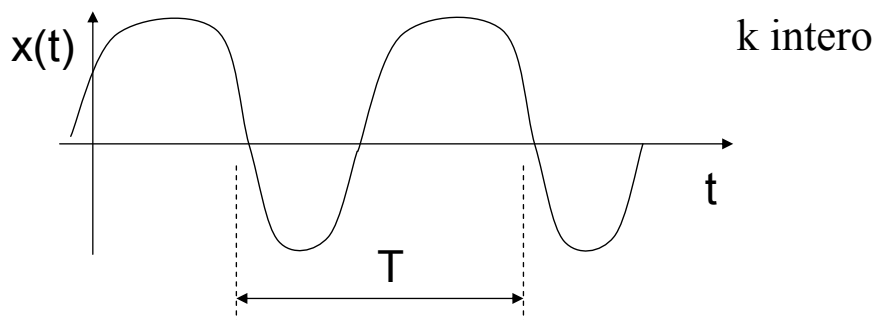
MIT, Addison-Wesley, 1992.

Grandezze periodiche

Definizione: sono grandezze che ripetono periodicamente il loro andamento nel tempo

T = periodo, $f = 1/T$ = frequenza fondamentale

$$x(t) = x(t+T) = x(t \pm kT)$$

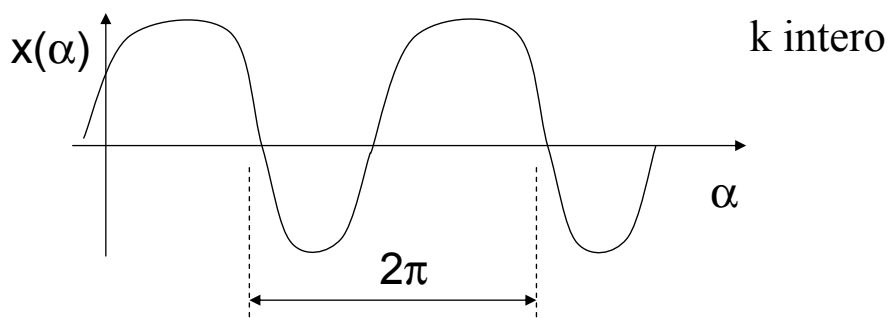


Angolo elettrico

Associando al periodo l'angolo giro, 2π (rad), si ottiene l'andamento della grandezza in funzione della variabile angolare, α :

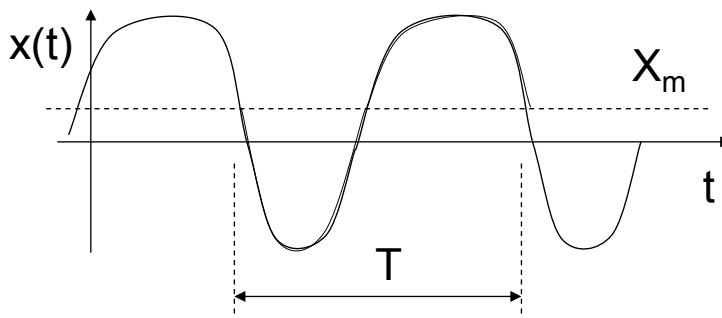
$$t/T = \alpha/2\pi \rightarrow \alpha = t \cdot 2\pi/T$$

$\omega = 2\pi/T$ = pulsazione fondamentale



Valore medio - Definizione

$$X_m = \bar{x}(T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) dt \quad t_0 \text{ arbitrario}$$

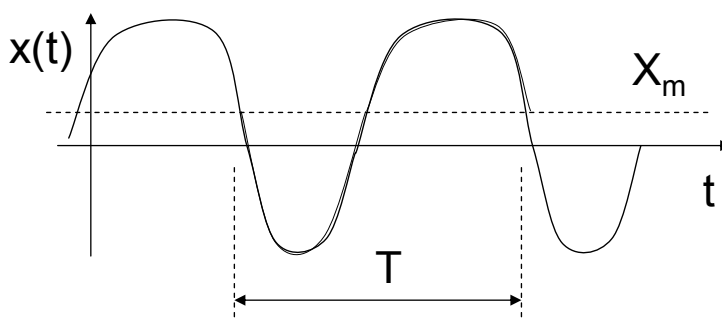


Valore medio - Grafica

Graficamente è rappresentato dalla ordinata di bilanciamento delle aree

area (+) = area (-)

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} [x(t) - X_m] dt = 0$$



Valore medio - Proprietà (1)

Per grandezze isofrequenziali (periodo T) si ha:

$$\overline{x + y}(T) = \bar{x}(T) + \bar{y}(T)$$

$$\overline{k x}(T) = k \bar{x}(T)$$

$$\overline{k_1 x + k_2 y}(T) = k_1 \bar{x}(T) + k_2 \bar{y}(T)$$

Valore medio combinazione lineare = comb. lineare dei valori medi

Valore medio - Proprietà (2)

$$T = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots + \Delta t_n = \sum_{k=1}^n \Delta t_k$$

$$\bar{x}(T) = \frac{\Delta t_1 \bar{x}(\Delta t_1) + \Delta t_2 \bar{x}(\Delta t_2) + \dots + \Delta t_n \bar{x}(\Delta t_n)}{T}$$

$$= \sum_{k=1}^n \delta_k \bar{x}(\Delta t_k) \quad \text{con} \quad \delta_k = \frac{\Delta t_k}{T}$$

Valore medio complessivo = media pesata valori medi

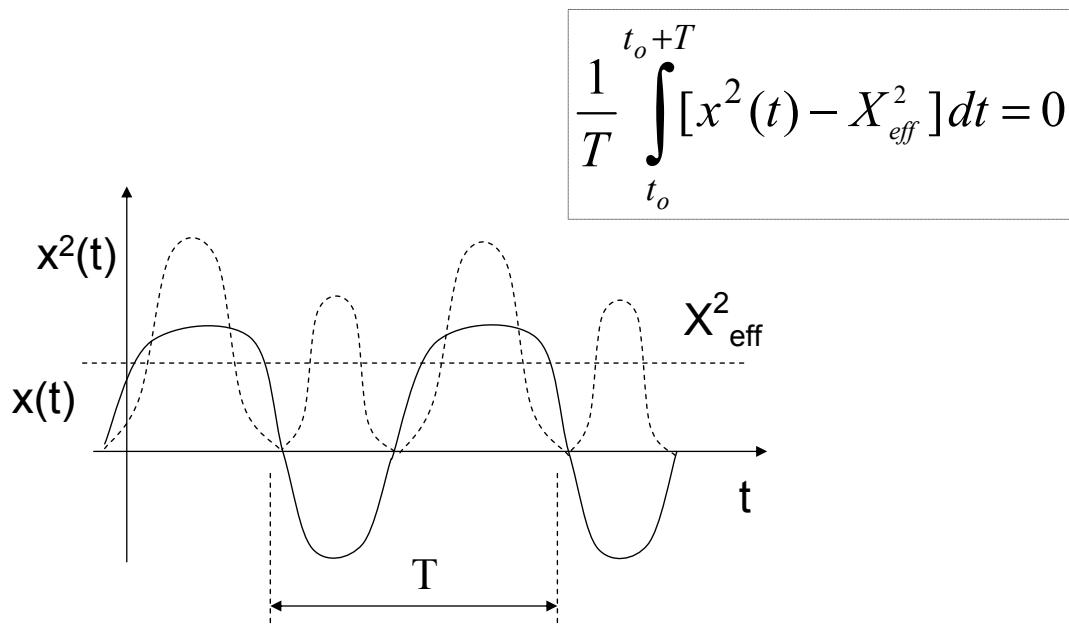
Valore efficace - Definizione

$$X_{\text{eff}} = X = \tilde{x}(T) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t) dt} \quad t_0 \text{ arbitrario}$$

Radice quadrata della media dei quadrati nel periodo

Definizione analoga utilizzando la variabile angolare $\alpha(t)$

Valore efficace - Grafica



Valore efficace - Proprietà

$$T = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots + \Delta t_n = \sum_{k=1}^n \Delta t_k$$

$$\tilde{x}^2(T) = \frac{\Delta t_1 \tilde{x}^2(\Delta t_1) + \Delta t_2 \tilde{x}^2(\Delta t_2) + \dots + \Delta t_n \tilde{x}^2(\Delta t_n)}{T}$$

$$\tilde{x}(T) = \sqrt{\sum_{k=1}^n \delta_k \tilde{x}^2(\Delta t_k)} \quad \text{con} \quad \delta_k = \frac{\Delta t_k}{T}$$

Radice della media pesata dei quadrati

Sviluppo in serie di Fourier ⁽¹⁾

Una qualsiasi grandezza periodica può essere scomposta in una somma di sinusoidi con frequenza multipla della fondamentale

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega t)$$

$$a_0 = X_m = X_o = \text{valor medio}$$

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi f = \text{pulsazione fondamentale}$$

Sviluppo in serie di Fourier (2)

Calcolo dei coefficienti

Fissato arbitrariamente l'istante di riferimento t_0 si ha:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \cos(k\omega t) dt \\ b_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) \sin(k\omega t) dt \end{array} \right. \quad k = 1, 2, \dots, \infty$$

Sviluppo in serie di Fourier (3)

In termini di angolo elettrico: $\alpha = \omega t \rightarrow \alpha_0 \div \alpha_0 + 2\pi$

Fissando l'angolo $\alpha_0 = \omega t_0 = -\pi$ si ha:

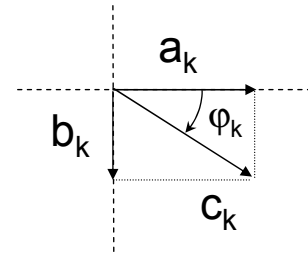
$$\begin{array}{l} a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} x(\alpha) \cos(k\alpha) d\alpha \\ b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} x(\alpha) \sin(k\alpha) d\alpha \end{array}$$

vedi successivamente una spiegazione sintetica

Sviluppo in serie di Fourier (4)

Espressione compatta

$$x(t) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega t - \varphi_k)$$



$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right)$$

Dimostrazione...

$$a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t) = c_k [\cos(k\omega t)\cos(\varphi_k) + \sin(k\omega t)\sin(\varphi_k)]$$

$$a_k = c_k \cos(\varphi_k), \quad b_k = c_k \sin(\varphi_k) \Rightarrow \dots$$

Sviluppo in serie di Fourier (5)

$$x(t) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} x_k(t)$$

$x_k(t)$ è l'armonica k-esima di $x(t)$

$$x_k(t) = \sqrt{2} X_k \cos(k\omega t - \varphi_k)$$

frequenza: kf , valore efficace: $X_k = \frac{c_k}{\sqrt{2}}$

Sviluppo in serie di Fourier ⁽⁶⁾

$$x(t) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} x_k(t)$$

$x_1(t)$ è l'armonica fondamentale
(prima armonica) di $x(t)$

$$x_1(t) = \sqrt{2} X_1 \cos(\omega t - \varphi_1)$$

frequenza: f , valore efficace: $X_1 = \frac{c_1}{\sqrt{2}}$

- spettro armonico
- integrale di Fourier

Sovrapposizione degli effetti

Una rete elettrica **lineare** con generatori indipendenti non sinusoidali ma periodici può essere studiata considerando un'armonica alla volta, ovvero, di volta in volta, solo generatori sinusoidali isofrequenziali.

Se la rete **lineare** è **algebrica** allora non è necessario utilizzare la scomposizione di *Fourier*. Ogni tensione e corrente di lato può essere espressa come combinazione lineare delle tensioni o correnti dei generatori indipendenti, prescindendo dalla loro forma d'onda.

Se invece la rete **lineare** è **dinamica** (con L e/o C) è necessario considerare separatamente le varie armoniche.

Formule trigonometriche utili (1)

La trasformazione di Fourier consente di operare con forme d'onda sinusoidali, le armoniche.

Risultano pertanto utili alcune trasformazioni trigonometriche:

$$\operatorname{sen}(\alpha \pm \beta) = \operatorname{sen}(\alpha)\cos(\beta) \pm \cos(\alpha)\operatorname{sen}(\beta)$$

$$\rightarrow \operatorname{sen}(2\alpha) = 2 \operatorname{sen}(\alpha)\cos(\alpha)$$

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) \mp \operatorname{sen}(\alpha)\operatorname{sen}(\beta)$$

$$\rightarrow \cos(2\alpha) = 1 - 2 \operatorname{sen}^2(\alpha) = 2 \cos^2(\alpha) - 1$$

Formule trigonometriche utili (2)

$$\operatorname{sen} \alpha \pm \operatorname{sen} \beta = 2 \operatorname{sen} \frac{\alpha \pm \beta}{2} \cos \frac{\alpha \mp \beta}{2}$$

$$\cos \alpha + \cos \beta = +2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2}$$

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \operatorname{sen} \frac{\alpha + \beta}{2} \operatorname{sen} \frac{\alpha - \beta}{2}$$

Formule trigonometriche utili (3)

Dimostrazione calcolo coeff. Fourier

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$$

$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{2} [1 - \cos 2\alpha]$$

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$$

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} [1 + \cos 2\alpha]$$

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)]$$

→ principio di funzionamento analizzatori di spettro

Fourier ÷ Valore efficace

Valore efficace in funzione delle armoniche

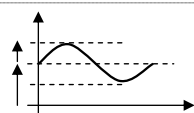
$$X_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} x_k(t) \right)^2 dt$$

Scompaiono i termini “incrociati” (val. medio nullo):

$$X_{\text{eff}}^2 = X^2 = X_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k^2$$

$$X_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} X_k^2}$$

Esempio:



Alcuni casi particolari: pari

Il calcolo dei coeff. della serie di Fourier risulta semplificato nel caso la forma d'onda presenti simmetrie:

Simmetria rispetto l'asse $x = 0$

funzione “pari”:

$$x(\alpha) = x(-\alpha)$$

$$a_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \overbrace{x(\alpha) \cos(k\alpha)}^{\text{pari}} d\alpha$$

$$b_k = 0 \quad \text{scompaiono i termini in “seno”}$$

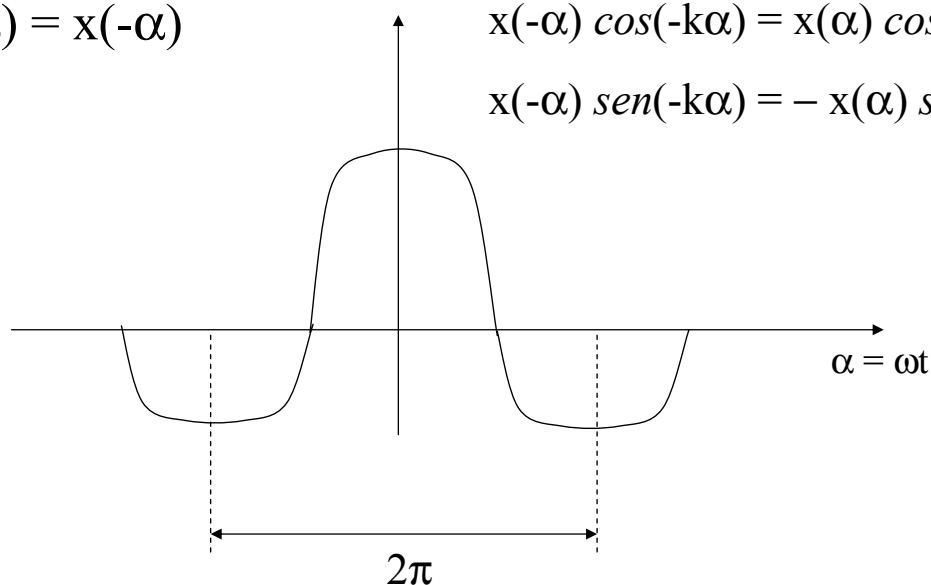
Esempio: funzione pari

$$(\alpha) \rightarrow (-\alpha) :$$

$$x(\alpha) = x(-\alpha)$$

$$x(-\alpha) \cos(-k\alpha) = x(\alpha) \cos(k\alpha)$$

$$x(-\alpha) \sin(-k\alpha) = -x(\alpha) \sin(k\alpha)$$



Alcuni casi particolari: dispari

Anti-simmetria rispetto l'asse $x = 0$

funzione “dispari”:

$$x(\alpha) = -x(-\alpha)$$

$$a_k = 0$$

scompaiono i termini
in “coseno”

$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} x(\alpha) \underbrace{\text{sen}(k\alpha)}_{\text{dispari}} d\alpha$$

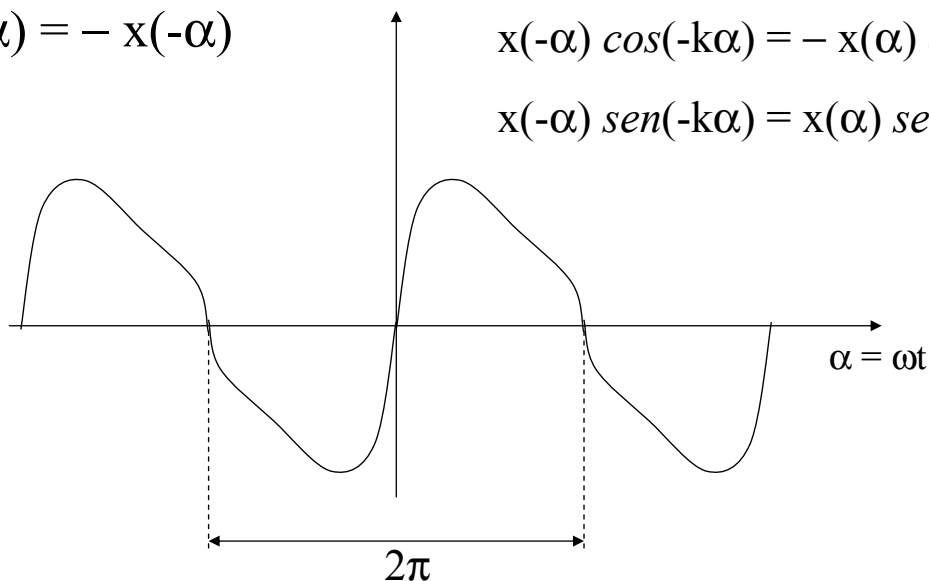
Esempio: funzione dispari

$$x(\alpha) = -x(-\alpha)$$

$$(\alpha) \rightarrow (-\alpha) :$$

$$x(-\alpha) \cos(-k\alpha) = -x(\alpha) \cos(k\alpha)$$

$$x(-\alpha) \text{sen}(-k\alpha) = x(\alpha) \text{sen}(k\alpha)$$



Alcuni casi particolari: semi-onda

Semionde (+) e (-) identiche e traslate: $x(\alpha) = -x(\alpha \pm \pi)$

coeff. = 0 per **k pari**:

$$a_k = 0$$

$$b_k = 0$$

coeff. $\neq 0$ solo per **k dispari**:

$$a_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} x(\alpha) \cos(k\alpha) d\alpha$$

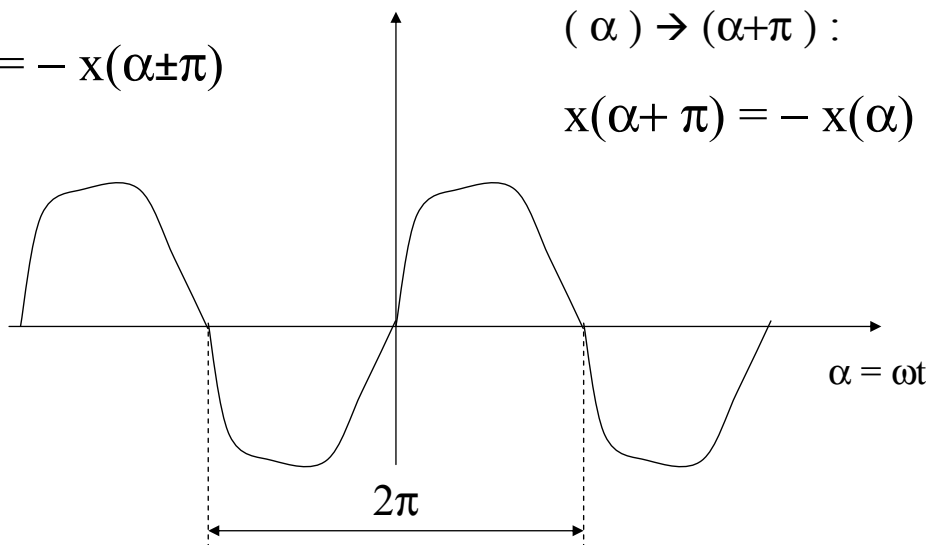
$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} x(\alpha) \sin(k\alpha) d\alpha$$

Esempio: semi-onda

$$x(\alpha) = -x(\alpha \pm \pi)$$

$$(\alpha) \rightarrow (\alpha + \pi) :$$

$$x(\alpha + \pi) = -x(\alpha)$$



$$x(\alpha + \pi) \cos[k(\alpha + \pi)] = -x(\alpha) \cos(k\alpha + k\pi) \begin{cases} k \text{ pari} \rightarrow -x(\alpha) \cos(k\alpha) \\ k \text{ dispari} \rightarrow x(\alpha) \cos(k\alpha) \end{cases}$$

Alcuni casi particolari: quarto-pari

Simmetria a quarto d'onda, pari:
(funzione pari + semionda)

$$x(\alpha) = x(-\alpha)$$

$$x(\alpha) = -x(\alpha \pm \pi)$$

coeff. = 0 per **k pari**:

$$a_k = 0$$

$$b_k = 0$$

coeff. $\neq 0$ solo per **k dispari**:

$$a_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} x(\alpha) \cos(k\alpha) d\alpha$$

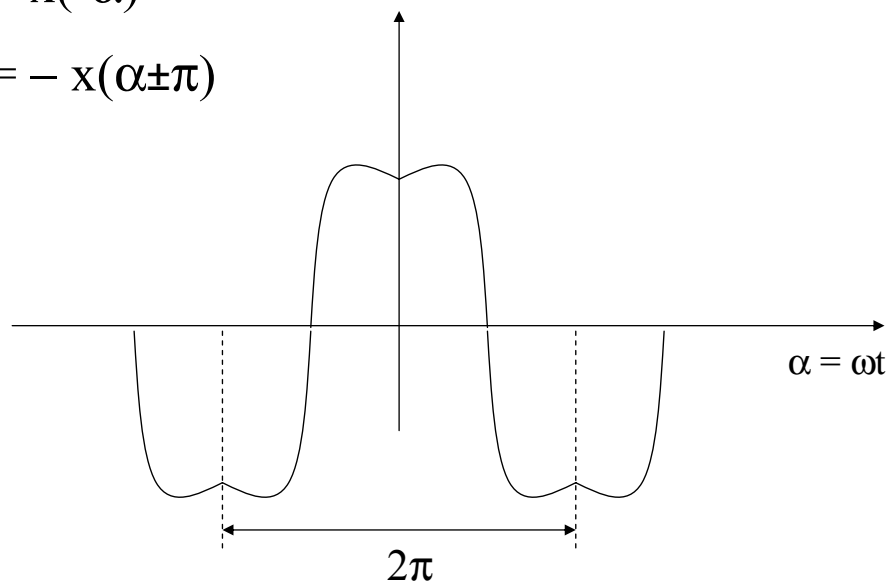
$$b_k = 0$$

Scompaiono i termini in seno

Esempio: quarto-pari

$$x(\alpha) = x(-\alpha)$$

$$x(\alpha) = -x(\alpha \pm \pi)$$



Alcuni casi particolari: quarto-dispari

Simmetria a quarto d'onda, dispari:
(funzione dispari + semionda)

$$x(\alpha) = -x(-\alpha)$$

$$x(\alpha) = -x(\alpha \pm \pi)$$

coeff. = 0 per **k pari**:

coeff. $\neq 0$ solo per **k dispari**:

Scompaiono i termini in coseno

$$a_k = 0$$

$$a_k = 0$$

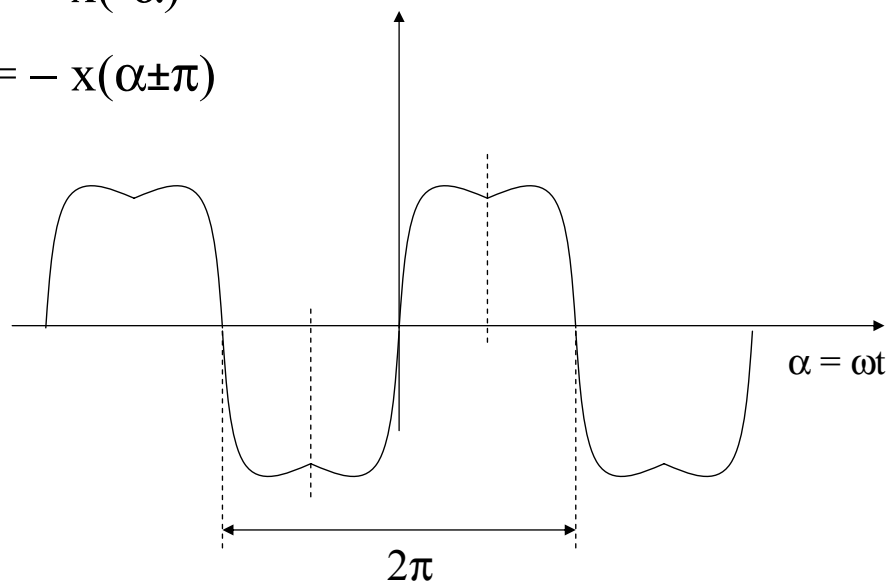
$$b_k = 0$$

$$b_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} x(\alpha) \sin(k\alpha) d\alpha$$

Esempio: quarto-dispari

$$x(\alpha) = -x(-\alpha)$$

$$x(\alpha) = -x(\alpha \pm \pi)$$



Distorsione armonica

Consideriamo ora grandezze alternate ($X_0 = 0$).

Rispetto alla fondamentale (prima armonica) le armoniche di ordine superiore costituiscono un contributo di **distorsione**.

$$x(t) = x_1(t) + \sum_{k=2}^{\infty} x_k(t)$$

$$x_{\text{dist}}(t) = x(t) - x_1(t) = \sum_{k=2}^{\infty} x_k(t)$$

Distorsione armonica ÷ Val.eff.

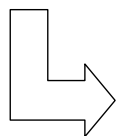
In termini di valore efficace, la distorsione armonica risulta:

$$X_{\text{dist}}^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(\sum_{k=2}^{\infty} x_k(t) \right)^2 dt$$



$$X_{\text{dist}} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} x_k^2}$$

$$X_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(x_1(t) + \sum_{k=2}^{\infty} x_k(t) \right)^2 dt$$



$$X_{\text{dist}}^2 = X_{\text{eff}}^2 - X_1^2 = \sum_{k=2}^{\infty} x_k^2$$

Distorsione armonica÷ THD ⁽¹⁾

Si definisce il fattore di distorsione armonica totale:

THD = *Total Harmonic Distortion*

$$\text{THD}(\%) = \frac{X_{\text{dist}}}{X_1} \cdot 100$$

Rappresenta la distorsione armonica rapportata all'armonica fondamentale

Distorsione armonica÷ THD ⁽²⁾

Il THD può essere espresso anche con le formulazioni:

$$\text{THD}(\%) = \sqrt{\left(\frac{X_{\text{eff}}}{X_1}\right)^2 - 1} \cdot 100$$

$$\text{THD}(\%) = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{X_k}{X_1}\right)^2} \cdot 100$$

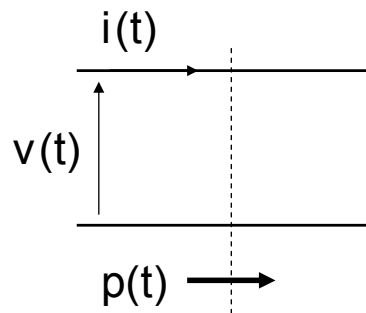
Potenza elettrica

Per quanto concerne la potenza elettrica, le grandezze di interesse sono tensione e corrente.

La potenza istantanea è sempre comunque definita come il prodotto tra tensione e corrente istantanee:

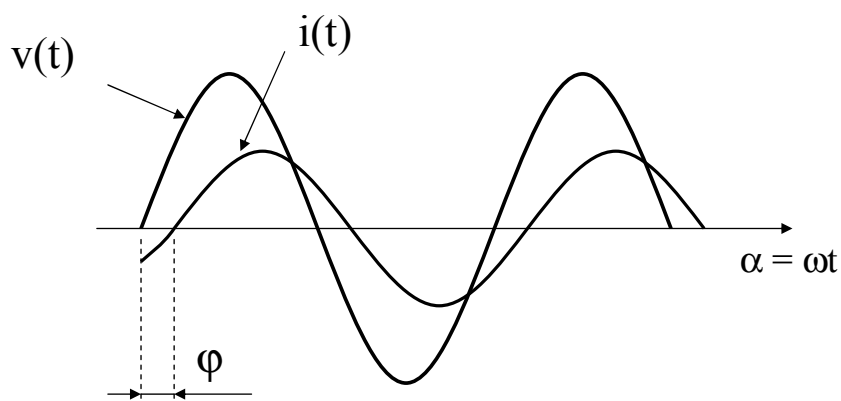
$$p(t) = v(t) i(t)$$

$$[p(t)] = \text{Watt} = W$$



Regime sinusoidale

Tensione e corrente sinusoidali, pulsazione $\omega = 2\pi/T$, sfasamento φ (corrente in ritardo)



Regime sinusoidale

- Richiami -

Rappresentazione di grandezze sinusoidali isofrequenziali con la trasformata di *Steinmetz* (metodo simbolico):

$$v(t) = \sqrt{2} V \cos(\omega t + \alpha_v) \longrightarrow \dot{V} = V e^{j\alpha_v}$$

$$i(t) = \sqrt{2} I \cos(\omega t + \alpha_i) \longrightarrow \dot{I} = I e^{j\alpha_i}$$

Angolo di sfasamento $V \div I$: $\varphi = \alpha_v - \alpha_i$

Rappresentazione

Cartesiana:

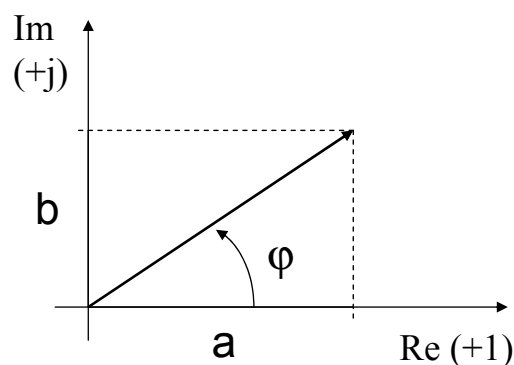
$$\dot{X} = a + jb$$

Esponenziale:

$$\dot{X} = X e^{j\varphi}$$

Polare:

$$\dot{X} = X \underline{\varphi}$$



$$a = X \cos \varphi$$

$$b = X \sin \varphi$$

$$X = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\varphi = \arctg \frac{b}{a}$$

Potenza in regime sinusoidale

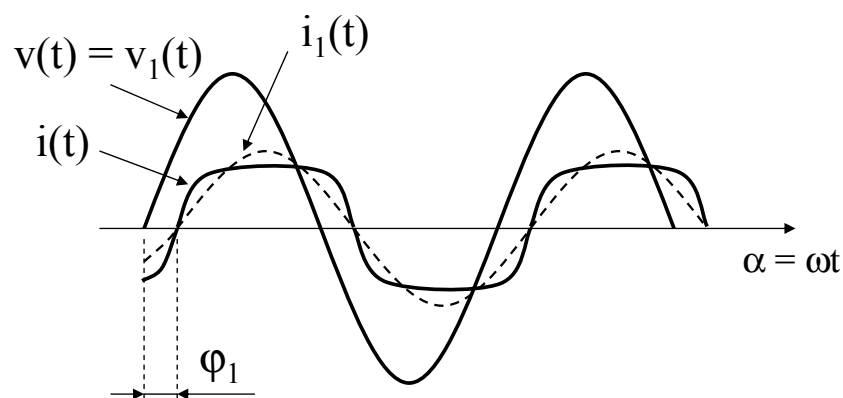
In regime sinusoidale, con riferimento al periodo T , si definisce la potenza media $\rightarrow$ potenza attiva

$$P = \bar{p}(T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)i(t) dt$$

$$P = \bar{p}(T) = VI \cos \varphi$$

Regime non sinusoidale

Spesso accade che la tensione sia praticamente sinusoidale mentre la corrente si presenta fortemente distorta:



Potenza in regime distorto

(non sinusoidale)

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) i(t) dt$$

$$v(t) = v_1(t)$$

$$i(t) = i_1(t) + \sum_{k \neq 1} i_k(t)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_1(t) \left[i_1(t) + \sum_{k \neq 1} i_k(t) \right] dt$$

I prodotti “incrociati” hanno valor medio nullo in T

Potenza in regime distorto

- Definizioni -

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_1(t) i_1(t) dt = V I_1 \cos \varphi_1$$

$$\text{fattore di potenza} \equiv \frac{P}{S}$$

PF - *Power Factor*

$$\cos \vartheta \equiv \cos \varphi_1$$

DF - *Displacement Factor*

Potenza in regime distorto

- Proprietà -

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V I_1 \cos \varphi_1}{V I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

$$PF = \frac{I_1}{I} DF$$

in regime sinusoidale: $PF = DF$
fattore di potenza = cosfi

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DF$$

THD $\begin{cases} \rightarrow THD_i - \text{corrente} \\ \rightarrow THD_v - \text{tensione} \end{cases}$

Potenza in regime distorto

- caso generale -

Nel caso in cui anche la tensione è distorta si ha:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left[v_1(t) + \sum_{k \neq 1} v_k(t) \right] \left[i_1(t) + \sum_{k \neq 1} i_k(t) \right] dt$$

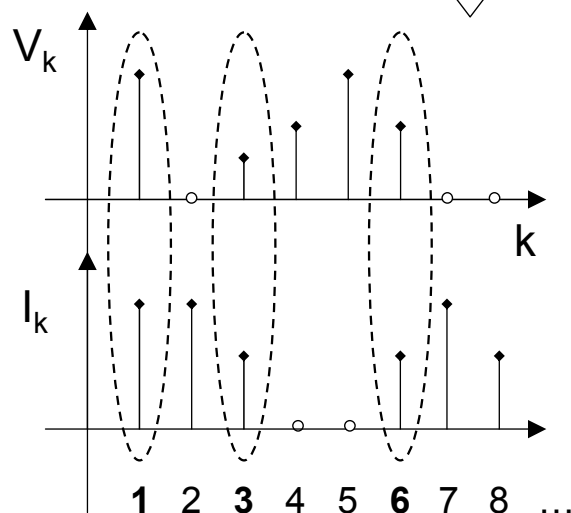
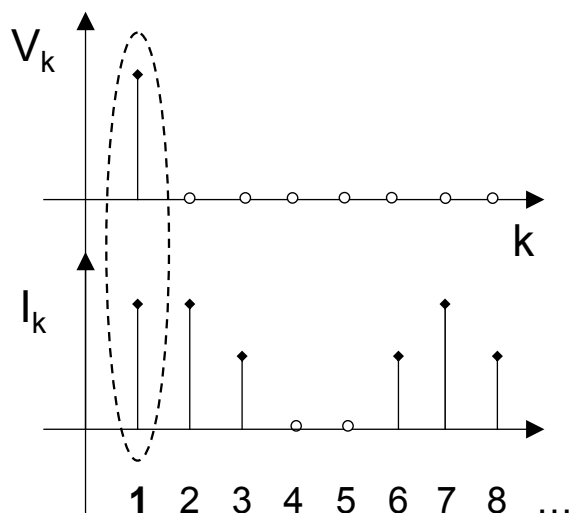
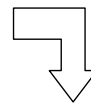
Restano tutti e soli i
contributi delle varie
armoniche omologhe $\rightarrow$

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos \varphi_k$$

Potenza in regime distorto

- caso generale -

Solo le armoniche “omologhe” interagiscono contribuendo alla potenza media: $V_k I_k \cos \varphi_k$



Componenti ideali e reali

Come si vedrà anche più dettagliatamente nel seguito, il funzionamento dei componenti utilizzati nell'elettronica di potenza è del tipo “on÷off” --> *escursus*

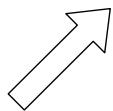
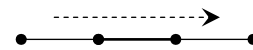
Le caratteristiche di interesse sono essenzialmente:

- Caratteristiche statiche
- Caratteristiche dinamiche (di commutazione)

Caratteristiche statiche

Fanno riferimento agli stati di:

- **conduzione** (piccola caduta di tensione)



tipicamente dell'ordine di qualche Volt

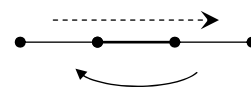
- **interdizione** (piccolissima corrente di dispersione, praticamente nulla)



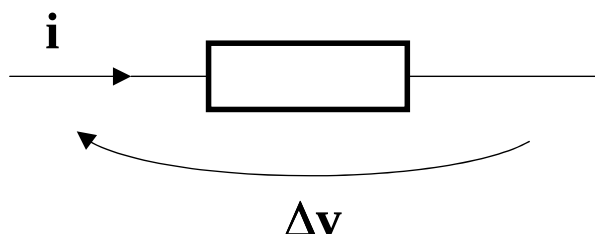
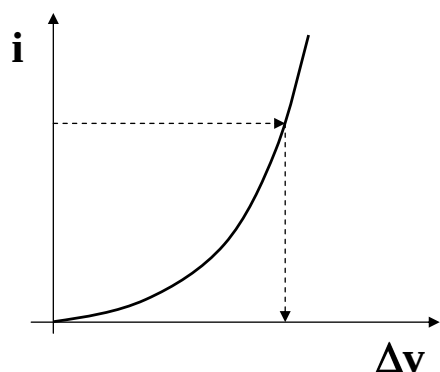
tipicamente dell'ordine dei mA

Caratteristiche statiche

Legame tensione-corrente in conduzione:

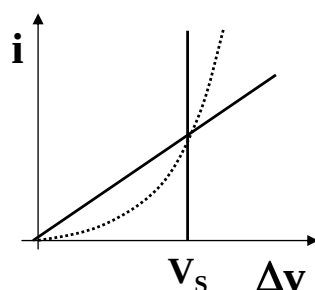


$$\Delta v = \Delta v(i)$$



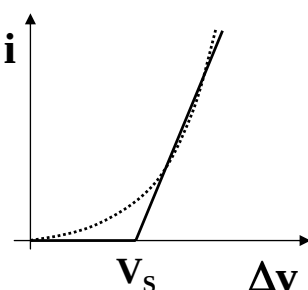
Caratteristiche statiche Modellazione

Rappresentazione analitica del legame Δv - i . Esempi:

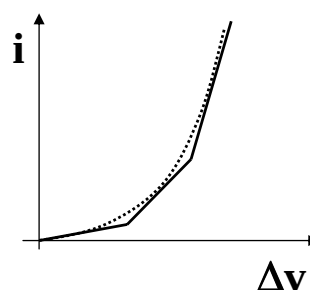


$$\Delta v(i) = V_s$$

$$\Delta v(i) = R_c \cdot i$$



$$\Delta v(i) = V_s + R_o \cdot i$$



Lineare a tratti -PWL
Piece Wise Linear

Inoltre: funzioni esponenziali, potenze, polinomi. + Tabelle

Caratteristiche dinamiche

Fanno riferimento alle commutazioni on÷off:
(tipicamente dell'ordine dei μs)

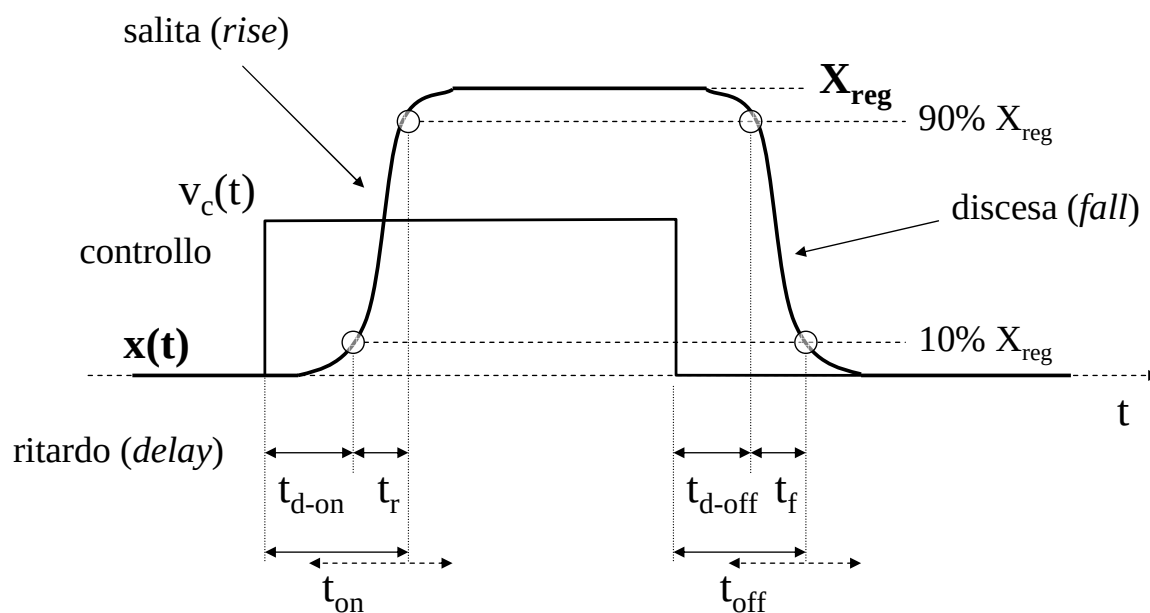
- **accensione** (*turn-on*)

$$\begin{aligned}\text{tempo di accensione} &= t_{\text{on}} = t_{\text{d-on}} + t_r \\ &= \text{tempo di ritardo} + \text{tempo si salita}\end{aligned}$$

- **spegnimento** (*turn-off*)

$$\begin{aligned}\text{tempo di spegnimento} &= t_{\text{off}} = t_{\text{d-off}} + t_f \\ &= \text{tempo di ritardo} + \text{tempo si discesa}\end{aligned}$$

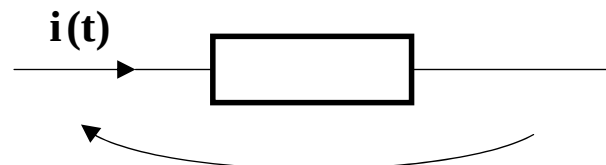
Caratteristiche dinamiche Definizioni



Perdite

Potenza istantanea dissipata

$$p_d(t) = v(t)i(t)$$



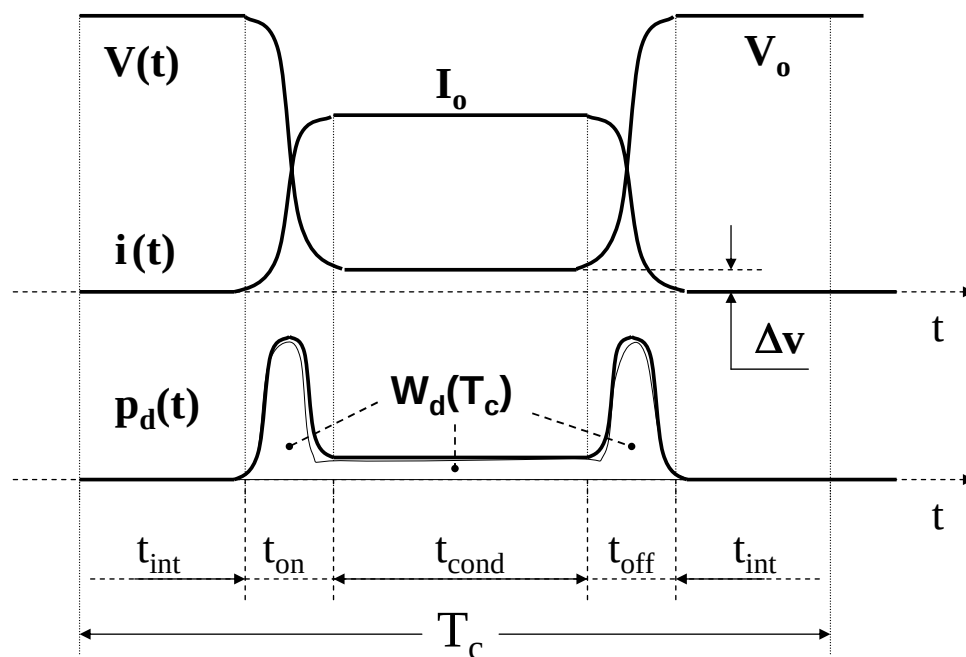
$$W_d(T_c) = \int_0^{T_c} p_d(t) dt = \int_0^{T_c} v(t)i(t) dt$$

Energia dissipata nel ciclo T_c

$$\bar{P}_d(T_c) = \frac{1}{T_c} W_d(T_c)$$

Potenza media dissipata nel ciclo T_c

Ciclo di funzionamento - gen



Perdite: conduzione

Le perdite in **interdizione** sono praticamente nulle ($i \cong 0$)

Le perdite di **conduzione** sono:

$$W_{\text{cond}} = \int_0^{t_{\text{cond}}} p_d(t) dt = \int_0^{t_{\text{cond}}} v(t) i(t) dt$$

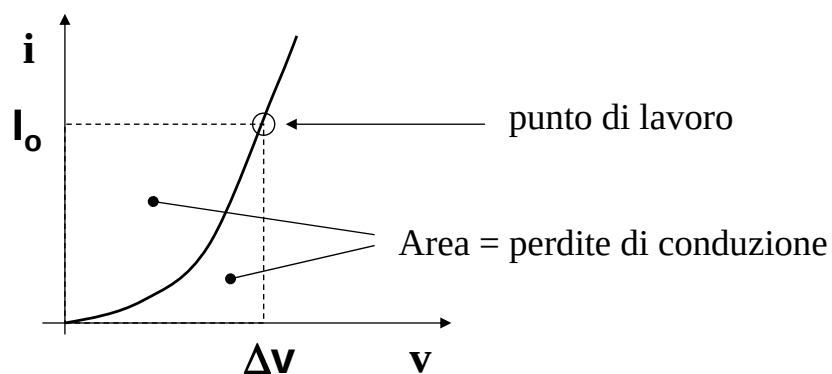
$$t_{\text{cond}} \gg t_{\text{on}}, t_{\text{off}}$$

$$t_{\text{cond}} = \delta T_c$$

$$t_{\text{cond}} + t_{\text{int}} \cong T_c$$

δ duty-cycle

Perdite: conduzione



$$W_{\text{cond}} = \int_0^{t_{\text{cond}}} p_d(t) dt = \int_0^{t_{\text{cond}}} \Delta v \cdot I_o dt = \Delta v \cdot I_o \cdot t_{\text{cond}}$$

$I_o \cong \text{cost. in } t_{\text{cond}}$

Perdite: conduzione

$$\overline{P}_{\text{cond}}(T_c) = \frac{1}{T_c} \cdot W_{\text{cond}} = f_c \cdot W_{\text{cond}}$$

$$\overline{P}_{\text{cond}}(T_c) = \frac{t_{\text{cond}}}{T_c} \Delta v \cdot I_o = \delta \cdot \Delta v \cdot I_o$$

Non dipendono dalla frequenza di ciclo

Perdite: commutazione

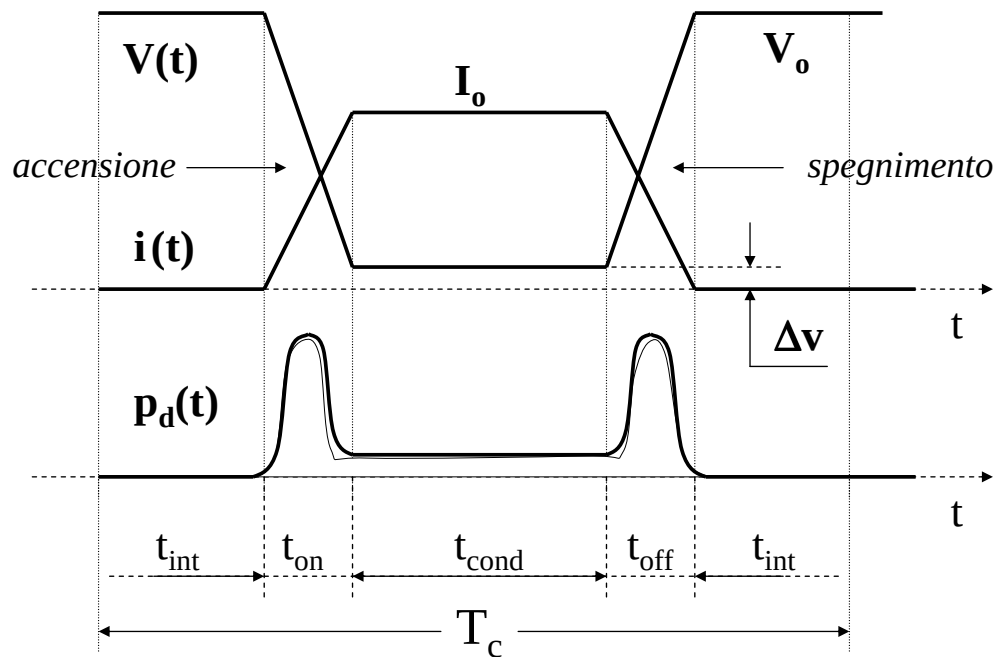
$$W_{\text{on}} = \int_0^{t_{\text{on}}} p_d(t) dt = \int_0^{t_{\text{on}}} v(t) i(t) dt \quad (\text{accensione})$$

Esempio: se la commutazione di tensione e corrente è simultanea con un andamento lineare:

$$v(t) = \left(1 - \frac{t}{t_{\text{on}}}\right) V_o$$

$$i(t) = \frac{t}{t_{\text{on}}} I_o$$

Commutazione lineare



Perdite: commutazione

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} \left(1 - \frac{t}{t_{on}}\right) V_o \frac{t}{t_{on}} I_o dt$$

$$= V_o I_o \int_0^{t_{on}} \left(\frac{t}{t_{on}} - \frac{t^2}{t_{on}^2}\right) dt = V_o I_o \left[\frac{t^2}{2t_{on}} - \frac{t^3}{3t_{on}^2} \right]_0^{t_{on}}$$

$$= V_o I_o \left(\frac{t_{on}^2}{2t_{on}} - \frac{t_{on}^3}{3t_{on}^2} \right) = V_o I_o t_{on} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3} \right)$$

Perdite: commutazione

$$W_{on} = \frac{1}{6} \cdot V_o I_o \cdot t_{on}$$

analogamente per
lo spegnimento:

$$W_{on+off} = k \cdot V_o I_o \cdot t_{on+off}$$

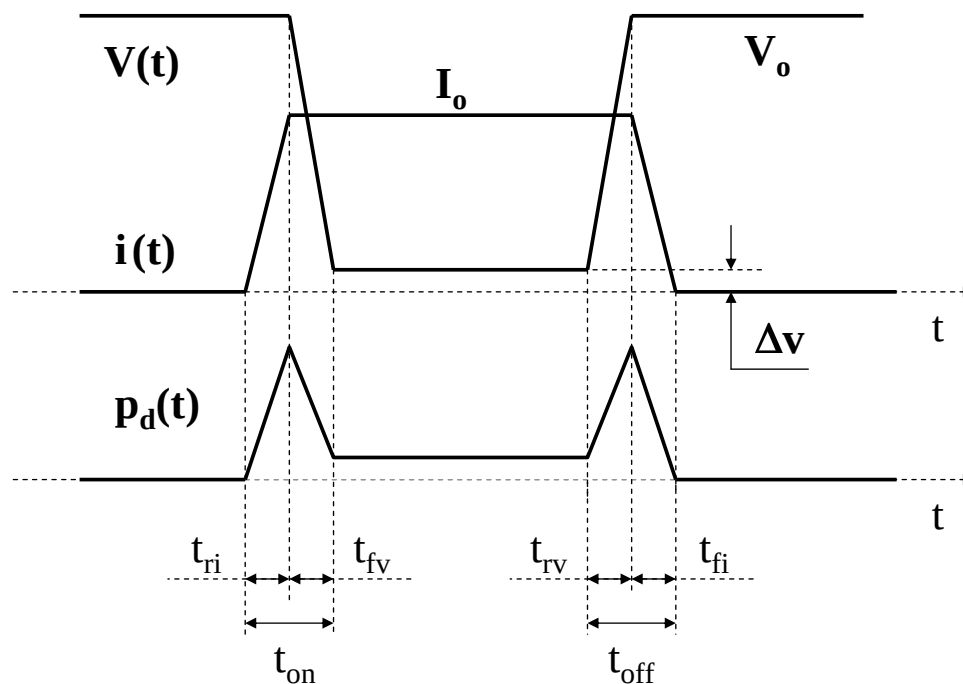
L'andamento effettivo di $v(t)$ ed $i(t)$
porta a valori di k superiori:

$$k = \frac{1}{6} \div \frac{1}{2}$$

Nella realtà spesso la commutazione di tensione e corrente non avviene simultaneamente, con una conseguente maggiore dissipazione.

Supponendo la commutazione sia lineare, ma non simultanea:

Ciclo di funzionamento - rit



Perdite: commutazione

In questo caso si ha (area del triangolo):

$$W_{\text{on}} = \frac{1}{2} V_o I_o t_{\text{on}}$$

$$W_{\text{off}} = \frac{1}{2} V_o I_o t_{\text{off}}$$

In generale quindi:

$$W_{\text{on}} = k_{\text{on}} V_o I_o t_{\text{on}}$$

$$W_{\text{off}} = k_{\text{off}} V_o I_o t_{\text{off}}$$

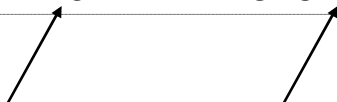
$$W_{\text{comm}}(T_c) = W_{\text{on}} + W_{\text{off}}$$

Perdite: commutazione

$$\overline{P}_{\text{comm}}(T_c) = \frac{1}{T_c} \cdot (W_{\text{on}} + W_{\text{off}})$$

$$\overline{P}_{\text{comm}}(T_c) = f_c \cdot (W_{\text{on}} + W_{\text{off}})$$

Nel caso sia: $k_{\text{on}} = k_{\text{off}} = k$; $t_{\text{on}} = t_{\text{off}} = t_{\text{comm}}$

$$\overline{P}_{\text{comm}}(T_c) = f_c \cdot 2 \cdot k V_o I_o t_{\text{comm}}$$


Perdite totali

$$\overline{P}_d(T_c) = \overline{P}_{\text{cond}}(T_c) + \overline{P}_{\text{comm}}(T_c)$$

$$\overline{P}_d(T_c) = I_o \cdot \left(\delta \cdot \Delta v + f_c \cdot 2k V_o t_{\text{comm}} \right)$$

Caratteristiche desiderabili

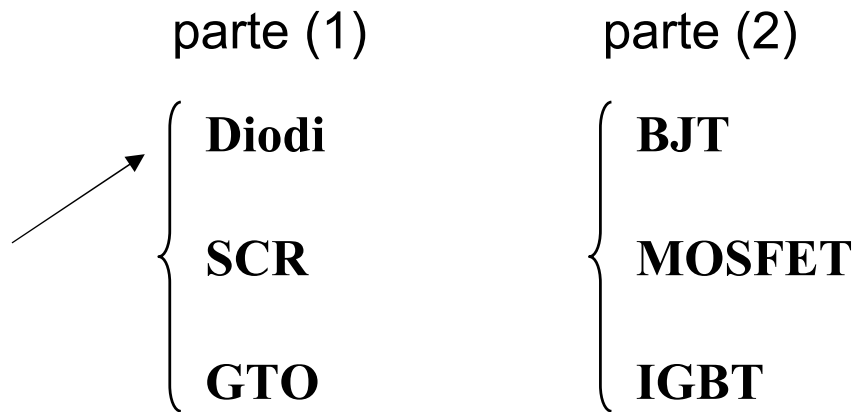
E' quindi auspicabile che i componenti elettronici di potenza abbiano le seguenti prerogative:

- Bassa corrente nello stato di interdizione
- Bassa tensione nello stato di conduzione
- Elevata velocità di commutazione (*perdite, freq. comm.*)
- Alta capacità di blocco in tensione
problematiche collegamento serie
- Alta capacità di conduzione in corrente
problematiche collegamento parallelo
- Coeff. di temperatura positivo (*parallelo*)
- Piccola potenza di controllo (*semplicità, efficienza*)
- Capacità di sopportare assieme V_{max} ed I_{max}
elevata potenza istantaneamente dissipabile
- Elevate portate “dinamiche” in dv/dt e di/dt

Caratteristiche componenti

Interruttori statici di potenza

Vengono suddivisi in due lezioni:



Caratteristiche componenti (1) Diodi - SCR - GTO

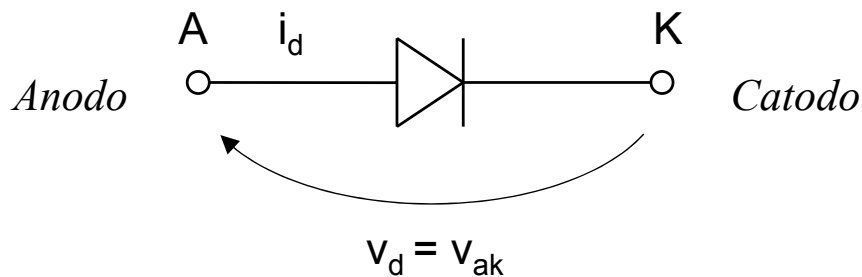
Questi componenti fanno parte di una famiglia di dispositivi parzialmente controllabili in accensione e/o spegnimento

Sono in assoluto quelli che presentano le più elevate prestazioni in termini di portata in corrente e max. tensione sopportabile

Le prime applicazioni di elettronica di potenza nascono alcune decine di anni fa proprio con questi dispositivi (*SCR* → 1957)

DIODI *di potenza*

I diodi di “potenza” differiscono sostanzialmente dalla versione di “segnale”, sia per le caratteristiche, sia per la tecnologie realizzative.



DIODI *di potenza*

Il *range* di funzionamento dei diodi è in assoluto il più esteso, tra i componenti di potenza:

- ✓ correnti fino a diversi kA
- ✓ tensioni fino diversi kV

Si possono inoltre realizzare delle combinazioni serie e/o parallelo per incrementarne ulteriormente le prestazioni (considerazioni sulla ripartizione di V ed I ...)

DIODI *di potenza*

Si possono individuare tre tipologie di diodi:

✓ *Shottky*

- bassissima V_{on} ($\cong 0.3\text{ V}$)
- basse tensioni di lavoro ($50\div 100\text{ V}$)

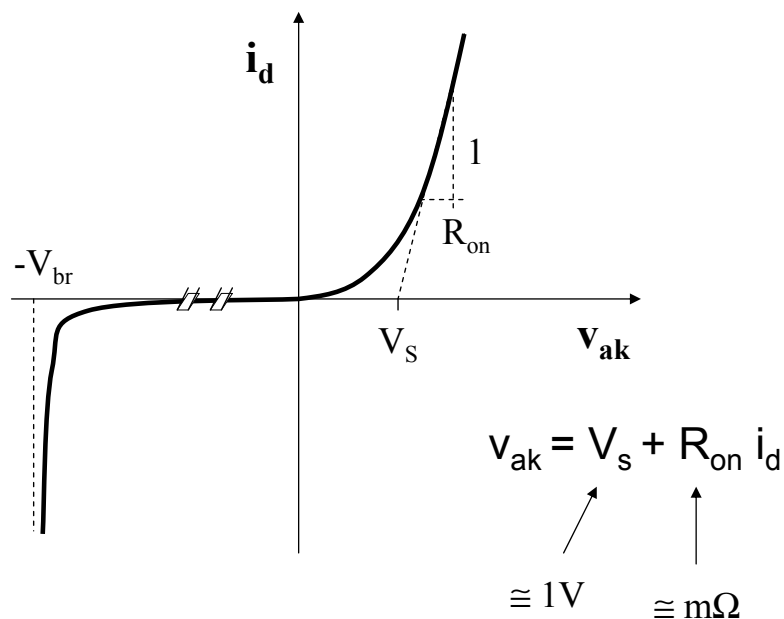
✓ *Fast-recovery (FRED)*

- veloce *reverse-recovery*
- centinaia di V ed A

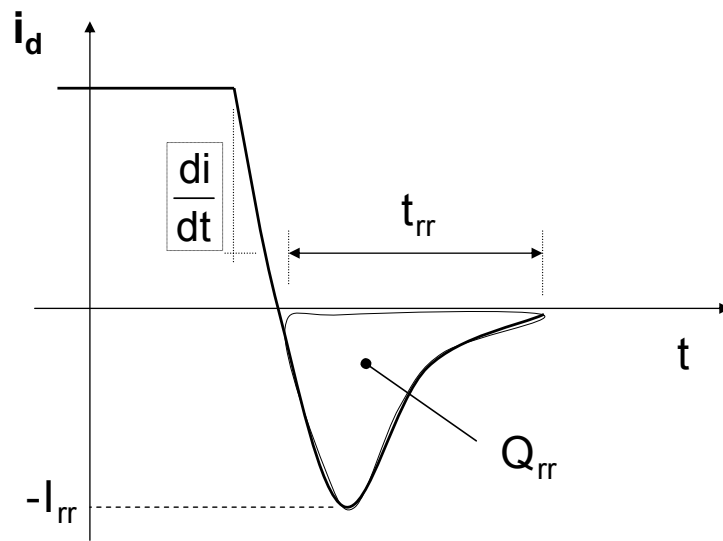
✓ *Rectifiers (line frequency)*

- raddrizzatori di rete
- migliaia di V ed A

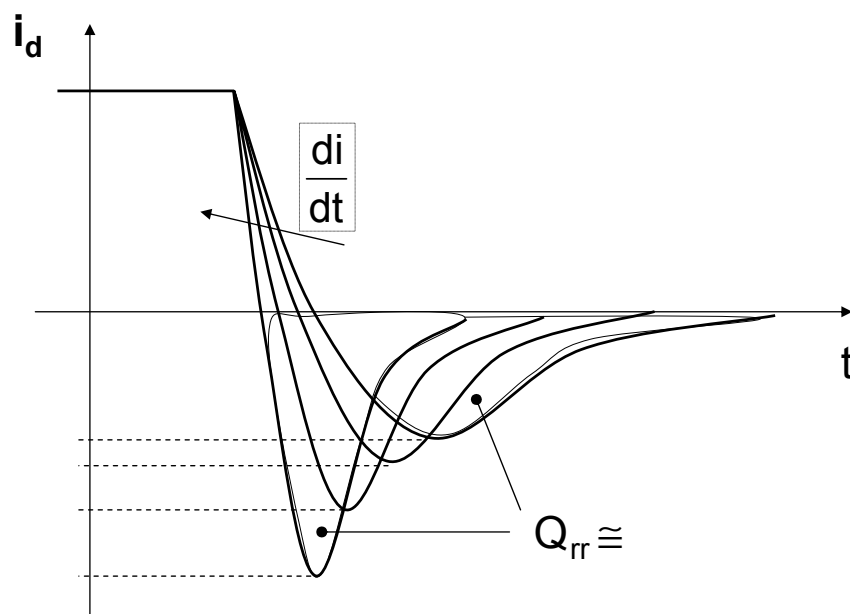
DIODI *di potenza*



DIODI - *Reverse Recovery*

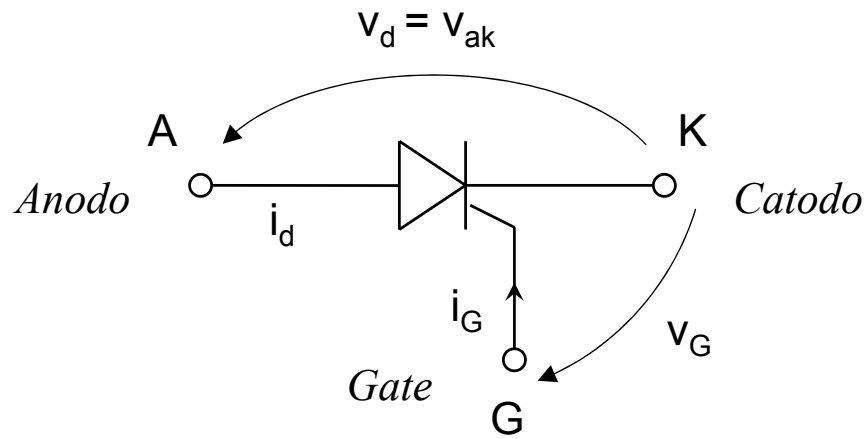


DIODI - *Reverse Recovery*



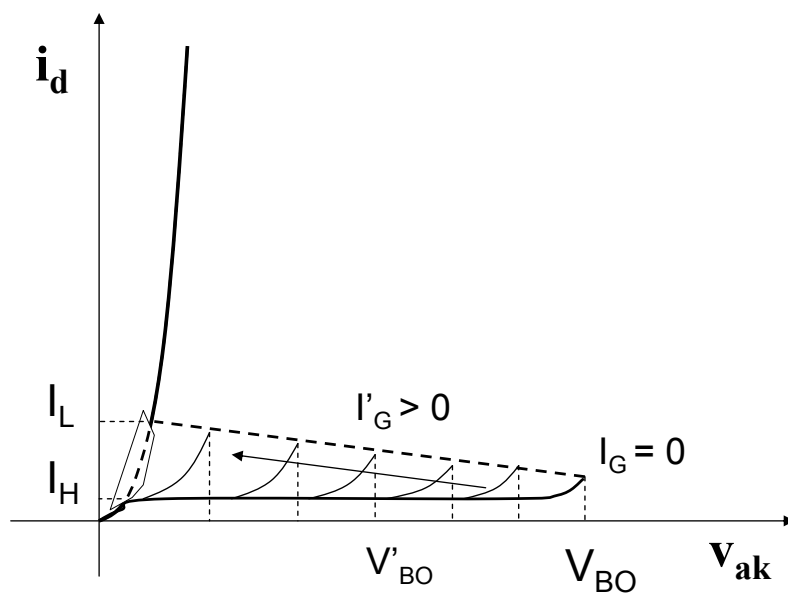
Tiristori

SCR - *Silicon Controlled Rectifier*



Sono dei diodi controllati in accensione

SCR - Caratteristica *on-off*



SCR - Limitazioni

$$\left(\frac{di_d}{dt}\right)_{cr}$$



Addensamento di corrente (giunzione)
in fase di accensione:

→ **micro-fusioni giunzione**

$$\left(\frac{dv_{ak}}{dt}\right)_{cr}$$

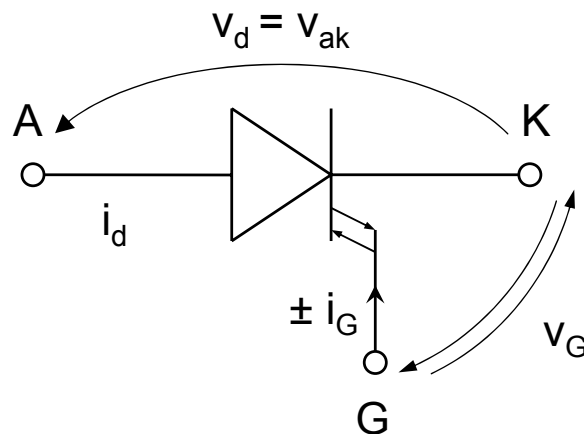


Accoppiamenti capacitivi tra le giunzioni,
corrente indesiderata di gate:

→ **auto-accensione**

$P_g^{MAX} \rightarrow$ treno di impulsi

Gate Controlled Thyristor GTO - *Gate Turn Off*

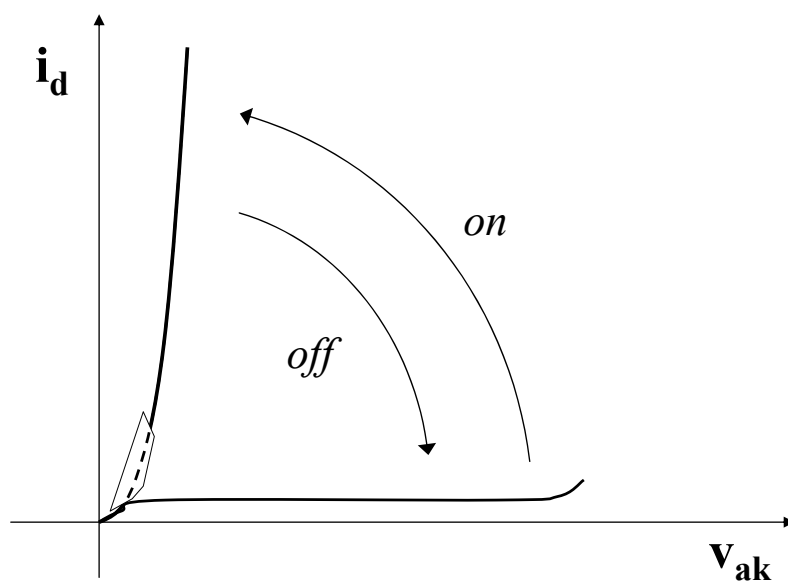


Sono SCR controllati anche in spegnimento

+ Range di funzionamento

→ basso guadagno in spegnimento

GTO - Caratteristica *on-off*



+ Range di funzionamento

vedi dispense ...

Convertitori ac-dc

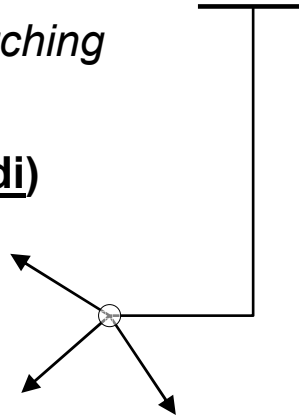
- Raddrizzatori a regolazione d'onda
- Raddrizzatori tipo *switching*

non controllati (Diodi)

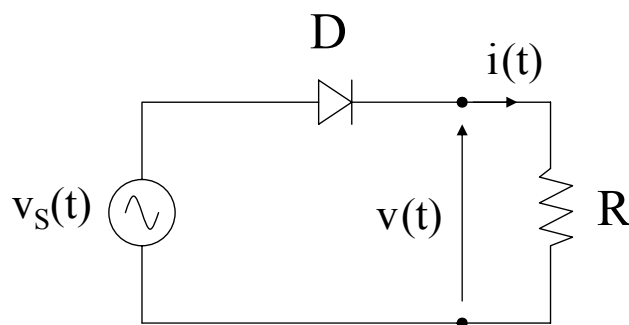
controllati (SCR)

monofase
trifase

semi-onda
onda intera



Raddrizzatore a semi-onda (R)

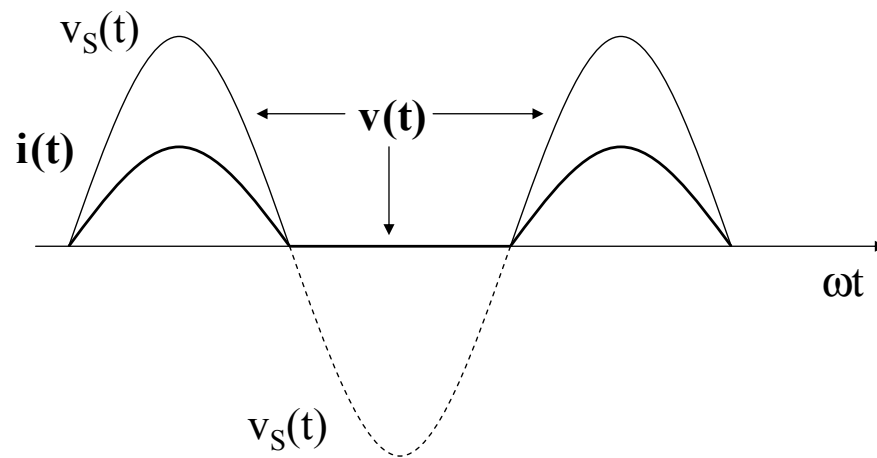


$$\begin{cases} v_S(t) = V_{SM} \sin(\omega t) \\ 0 \leq t \leq T \end{cases}$$

Il diodo è in conduzione o no?
Criterio generale:

- va in conduzione quando, a morsetti aperti, risulta polarizzazione diretta.
- si interdice quando, a morsetti in corto, risulta una corrente inversa.

Raddrizzatore a semi-onda (R)



Armonica fondamentale:
→ 50 Hz (vedi PSpice)

Raddrizzatore a semi-onda (R)

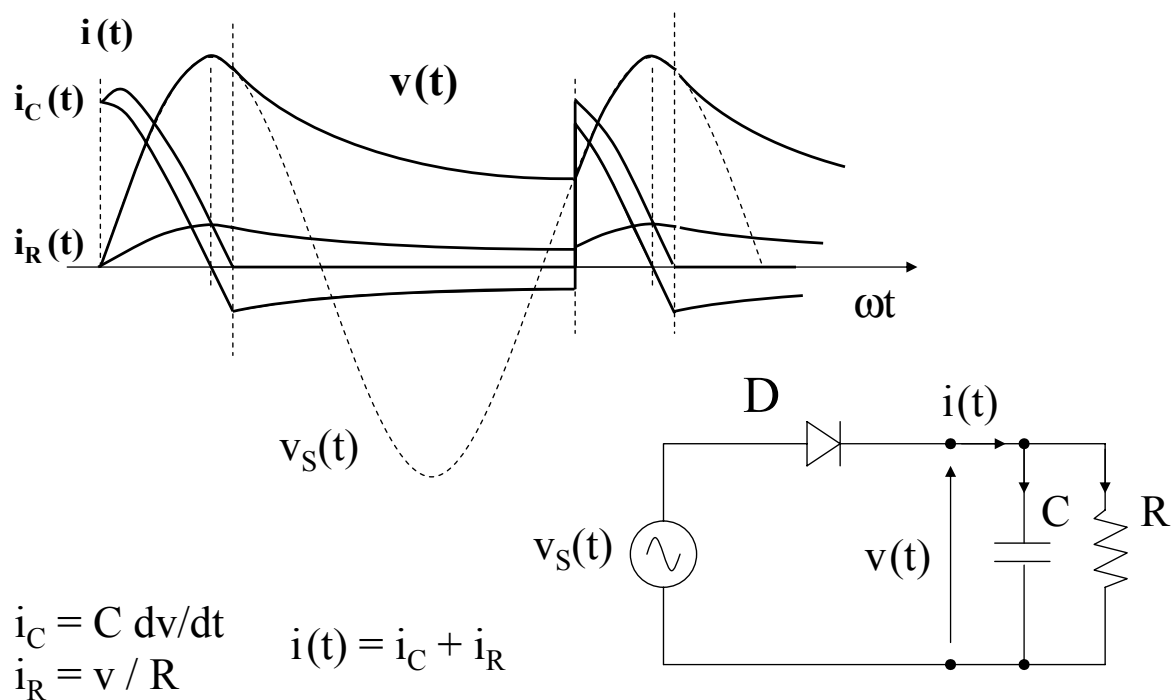
$$v(t) \equiv \begin{cases} V_{SM} \sin(\omega t) \\ 0 \end{cases} \quad i(t) \equiv \begin{cases} V_{SM}/R \sin(\omega t) & 0 \leq t \leq T/2 \\ 0 & T/2 \leq t \leq T \end{cases}$$

$$V_{dc} = \bar{v}(T) = V_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\alpha) d\alpha$$

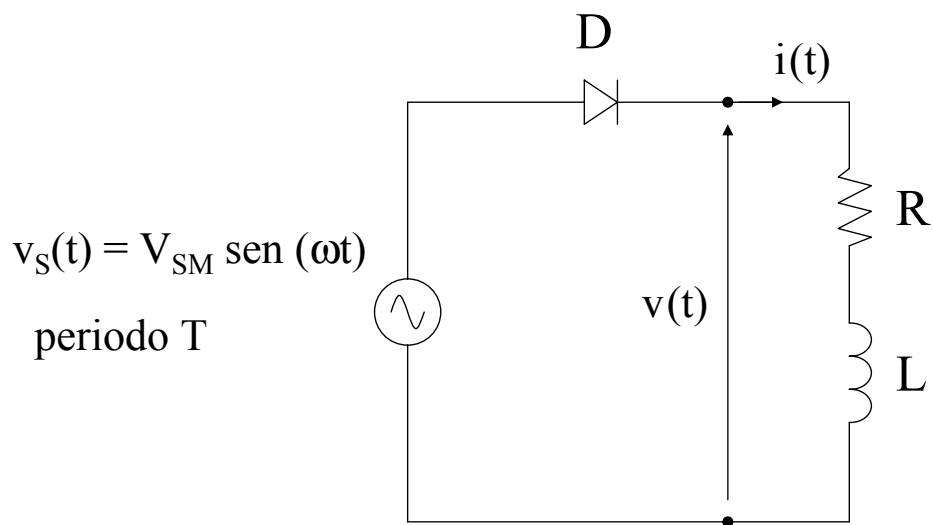
$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin \alpha d\alpha = \frac{V_{SM}}{2\pi} [-\cos \alpha]_0^{\pi} = \frac{V_{SM}}{\pi}$$

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_S = 0.45 V_S$$

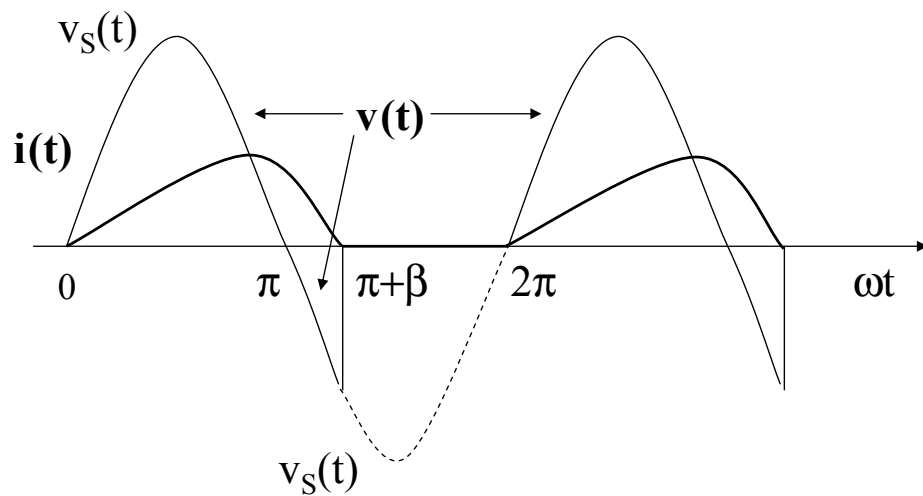
Raddrizzatore a semi-onda (R-C)



Raddrizzatore a semi-onda (R-L)



Raddrizzatore a semi-onda (R-L)



Raddrizzatore a semi-onda (R-L)

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{2\pi} \int_0^{\pi+\beta} \sin \alpha \, d\alpha = \frac{V_{SM}}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \beta)]$$

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{\pi} \left[\frac{1 + \cos \beta}{2} \right] = \frac{V_{SM}}{\pi} \cos^2(\beta/2)$$

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_S \cos^2(\beta/2) = 0.45 V_S \cos^2(\beta/2)$$

Raddrizzatore a semi-onda (R-L)

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt}$$

$$i(\alpha) = \frac{1}{L} \int_0^\alpha v_L(\alpha) d\alpha$$

$$i(\pi + \beta) = 0 = \frac{1}{L} \int_0^{\pi + \beta} v_L(\alpha) d\alpha$$

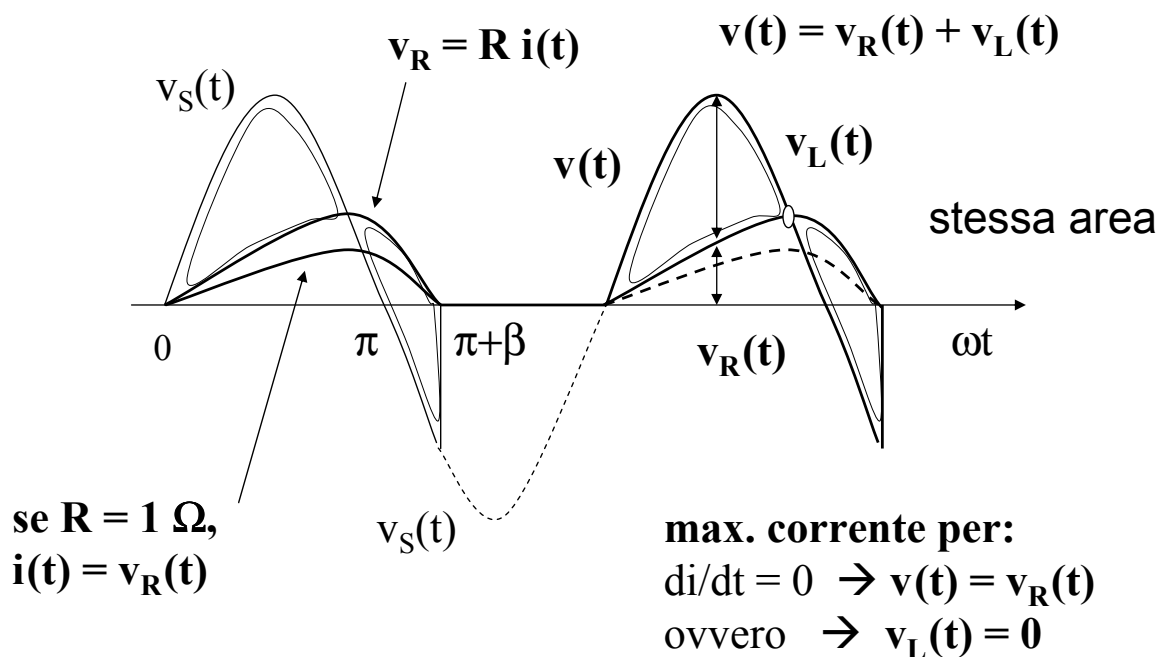
β tale per cui $\rightarrow$

$$\int_0^{\pi + \beta} v_L(\alpha) d\alpha = 0$$

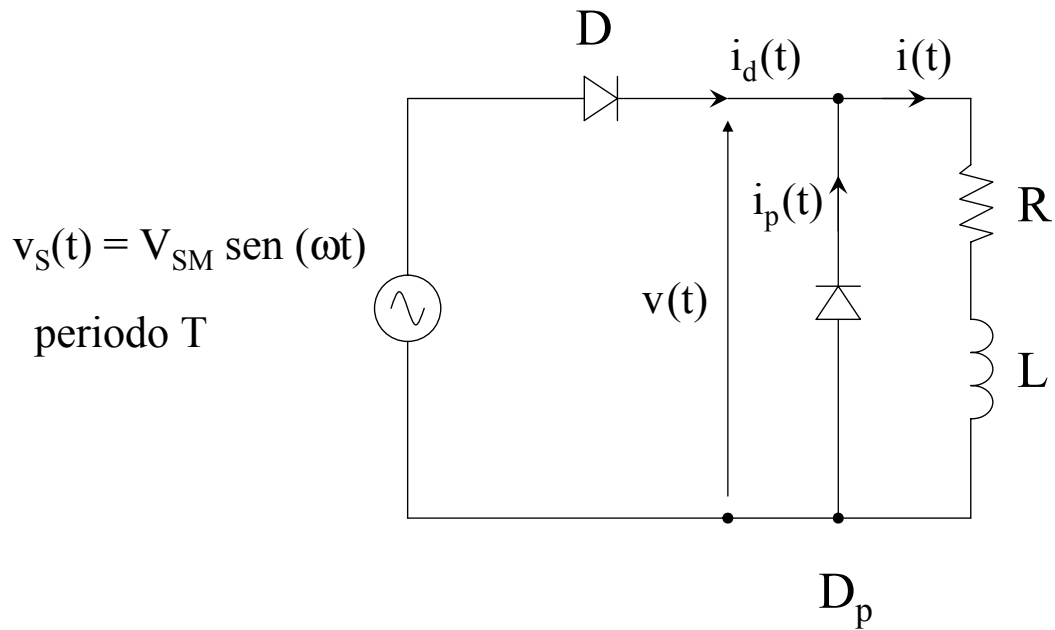
$$v_L(\alpha) = v(\alpha) - v_R(\alpha)$$

stessa area $\rightarrow$

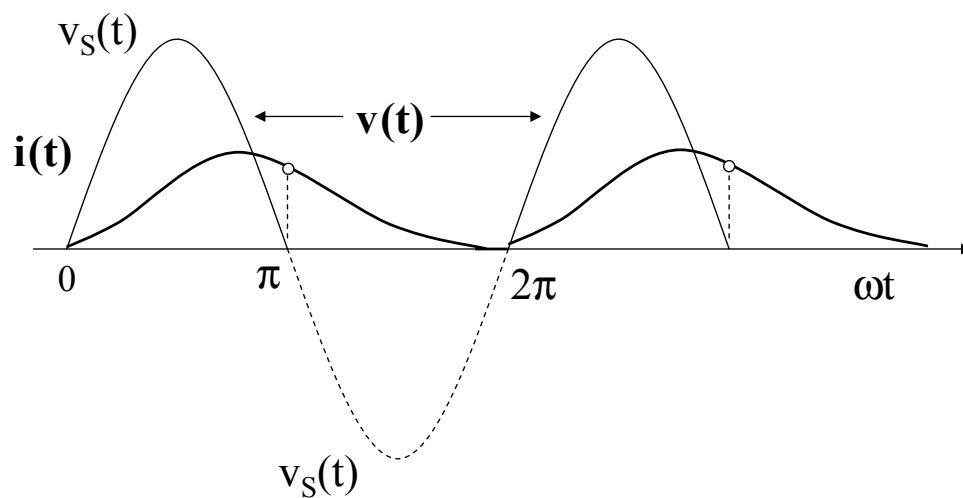
Raddrizzatore a semi-onda (R-L)



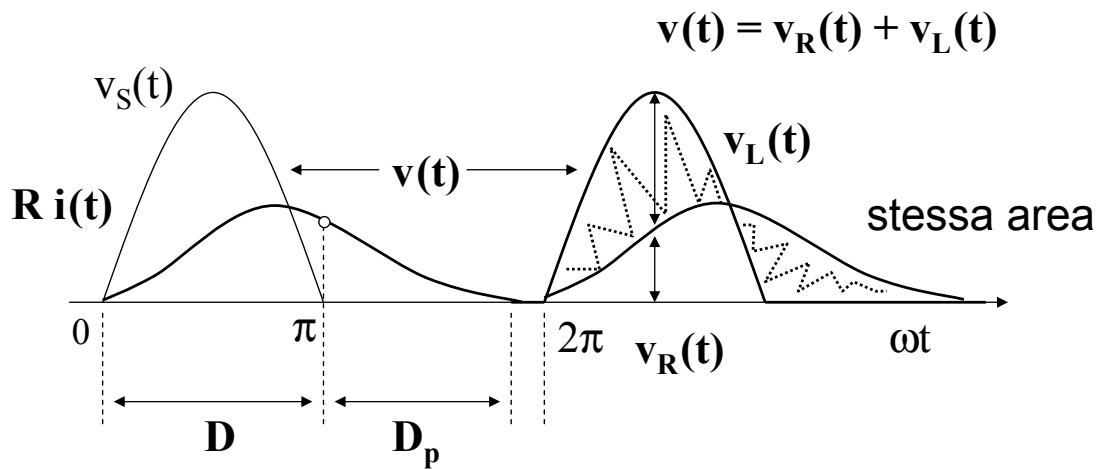
Raddrizzatore a semi-onda (R-L-D)



Raddrizzatore a semi-onda (R-L-D)



Raddrizzatore a semi-onda (R-L-D)



max. corrente per:
 $di/dt = 0 \rightarrow v(t) = v_R(t)$
ovvero $\rightarrow v_L(t) = 0$

Altri casi (vedi PSpice):

- carico R-E (R-L-E)
- carico R-C

Onda intera:

- presa centrale
- ponte

Raddrizzatore ad onda intera (*monofase*)

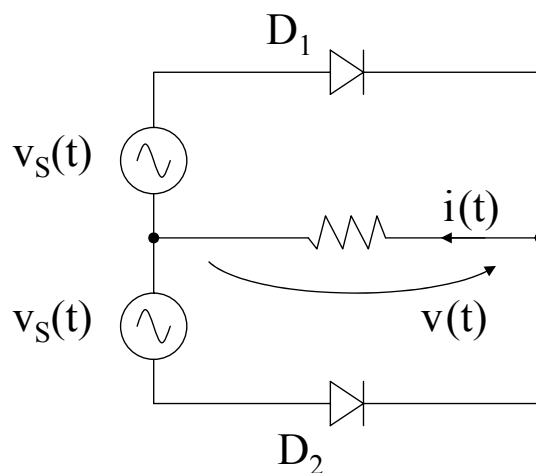
- alimentazione con presa centrale
- configurazione a “ponte” di *Greatz*

➔ Lato carico:

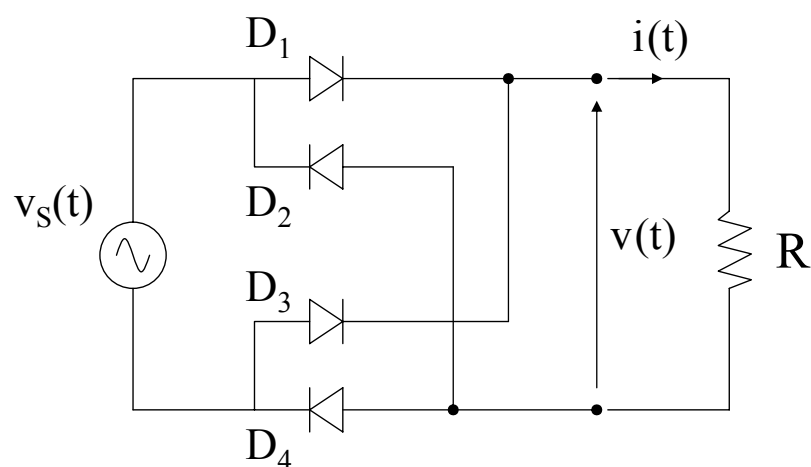
- aumento valor medio
- riduzione contenuto armonico

➔ Lato rete: miglioramento forma d'onda

Raddrizzatore con presa centrale

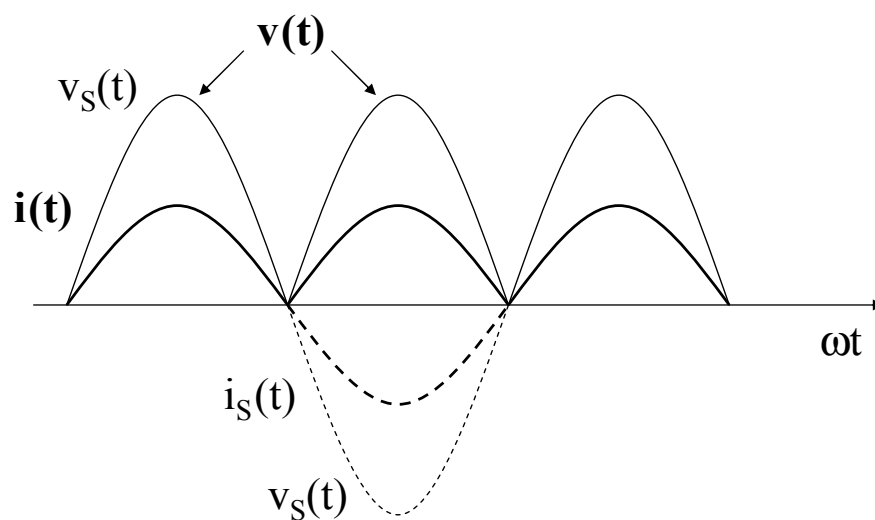


Raddrizzatore a ponte (R)



Lavagna: altre disposizioni dei lati

Raddrizzatore ad onda intera (R)



Armonica principale:
→ **100 Hz**

Raddrizzatore ad onda intera (R)

$$\mathbf{v(t) \cong \begin{cases} V_{SM} \text{ sen } (\omega t) \\ -V_{SM} \text{ sen } (\omega t) \end{cases} \quad \mathbf{i(t) \cong \begin{cases} V_{SM}/R \text{ sen } (\omega t) & 0 \leq t \leq T/2 \\ -V_{SM}/R \text{ sen } (\omega t) & T/2 \leq t \leq T \end{cases}}$$

$$V_{dc} = \bar{v}(T) = V_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\alpha) d\alpha$$

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{2\pi} 2 \int_0^{\pi} \text{sen} \alpha d\alpha = \frac{V_{SM}}{\pi} [-\cos \alpha]_0^{\pi} = \frac{2}{\pi} V_{SM}$$

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_S = 0.90 V_S$$

Raddrizzatore ad onda intera

→ **Considerazioni sullo spettro armonico
e sui filtri lato continua**

Altri casi (vedi PSpice):

- carico RL, RE, RLE, RC
- carico $I_{dc} = \text{cost}$
- **correnti lato rete**

Raddrizzatori trifase

Vengono utilizzate per potenze maggiori

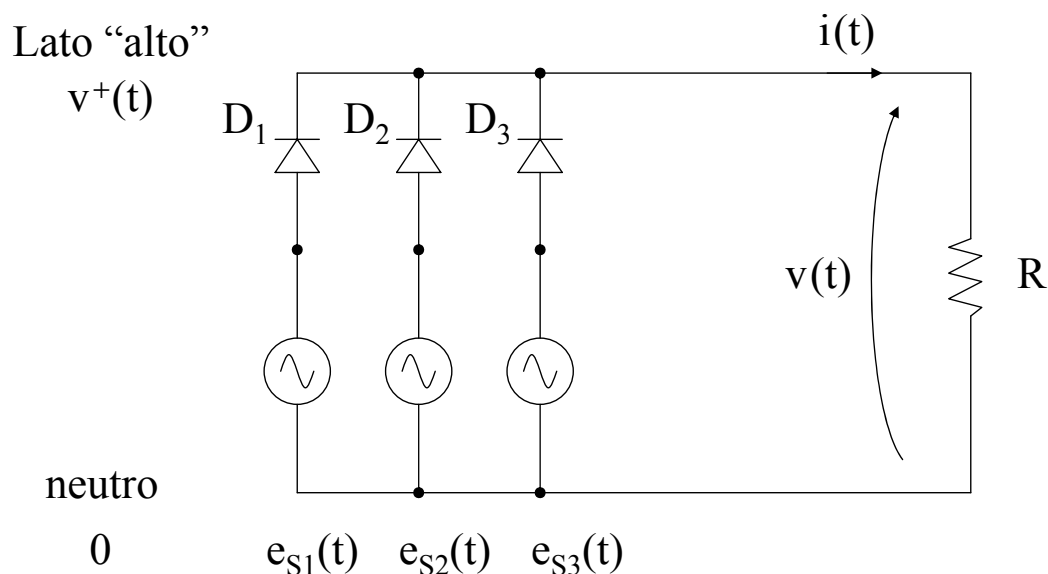
Consentono di migliorare le forme d'onda di tensione e corrente sia lato rete (*corrente più prossima ad una sinusoide*), sia lato carico (*tensione più costante*).

Le configurazioni possono essere:

- ★ Raddrizzatore a semi-onda
- ★ Raddrizzatore ad onda intera (ponte)

La configurazione più utilizzata è quella a ponte

Raddrizzatore trifase a semi-onda



Raddrizzatore trifase a semi-onda

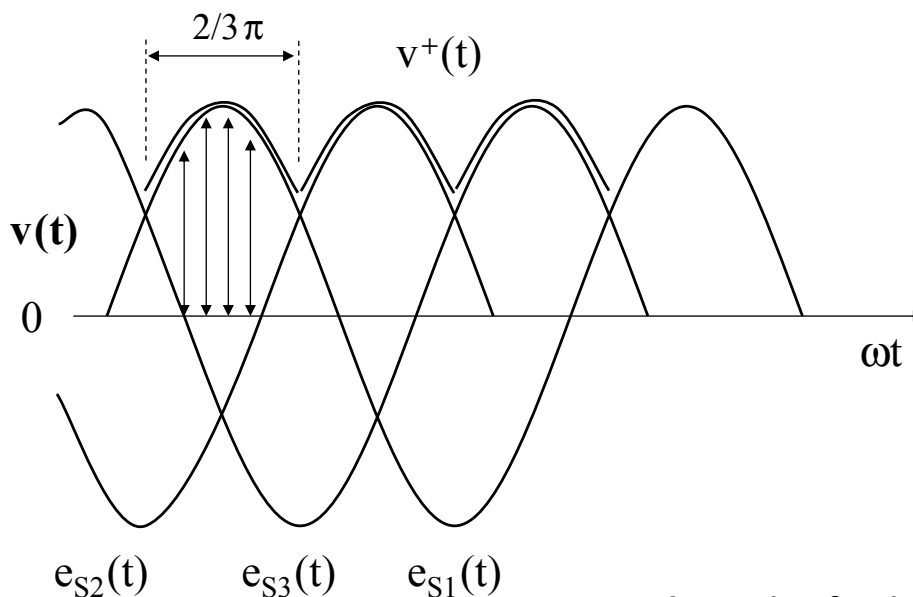
La conduzione avviene per il diodo con l'anodo collegato al morsetto di rete che presenta il maggior potenziale, ovvero, la maggior tensione stellata

$$v(t) = v^+(t) = \max \{e_{sk}(t)\}$$

conduce il diodo fase k

La tensione di uscita risulta l'involuppo delle $e_{sk}(t)$

Raddrizzatore trifase a semi-onda



Armonica fondamentale:
→ 150 Hz

Raddrizzatore trifase a semi-onda

Ne consegue che ogni diodo conduce per 1/3 di periodo:

**conduzione
per diodo**



$$\frac{T}{3} \Leftrightarrow \frac{2}{3}\pi \Leftrightarrow 120^\circ$$

Si ha in questo caso la conduzione di un solo diodo alla volta. Il funzionamento è assimilabile a quello del raddrizzatore monofase con presa centrale.

Un'eventuale L nel carico non influenza la conduzione dei diodi

Un'eventuale L lato rete influenza la conduzione dei diodi

Raddrizzatore trifase a semi-onda

Esaminare le varie casistiche:

- carico R-E
- carico R-L (calcolo correnti medie)
- carico I_o
- carico R-L-E

Raddrizzatore trifase a semi-onda

$$\begin{array}{l} \text{Tensione di uscita:} \\ \text{Valor medio, } V_{dc} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} v(\alpha) \cong E_{SM} \cos(\alpha) \\ -\pi/3 \leq \alpha \leq \pi/3 \end{array} \right.$$

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} v(\alpha) d\alpha = \frac{3E_{SM}}{2\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \cos \alpha d\alpha$$

$$V_{dc} = \frac{3E_{SM}}{2\pi} [\sin \alpha]_{-\pi/3}^{\pi/3} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} E_{SM} = \frac{3}{2\pi} V_{SM}$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} V_S = 0.67 V_S = 1.17 E_S$$

Raddrizzatore trifase a semi-onda

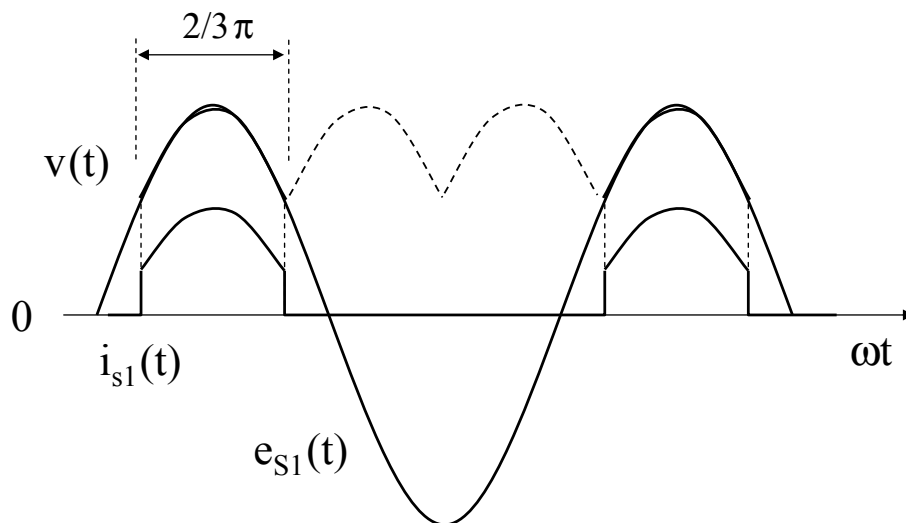
$$\begin{array}{l} \text{Tensione di uscita:} \\ \text{Picco-picco, } V_{pp} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} v(\alpha) \cong E_{SM} \cos(\alpha) \\ -\pi/3 \leq \alpha \leq \pi/3 \end{array} \right.$$

$$V_{pp} = E_{SM} [\cos(0) - \cos(\pi/3)]$$

$$V_{pp} = E_{SM} [1 - 1/2] = 0.5 E_{SM}$$

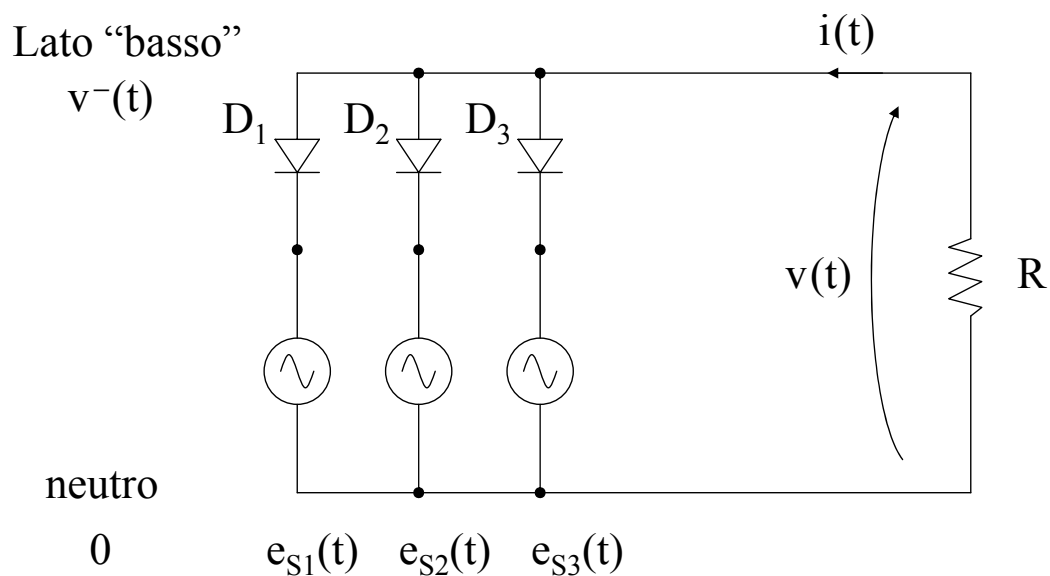
$$V_{pp} = 0.605 V_{dc}$$

Raddrizzatore trifase a semi-onda



Manca la semionda negativa lato rete:
 → Le correnti hanno una componente continua

Raddrizzatore trifase a semi-onda



Raddrizzatore trifase a semi-onda

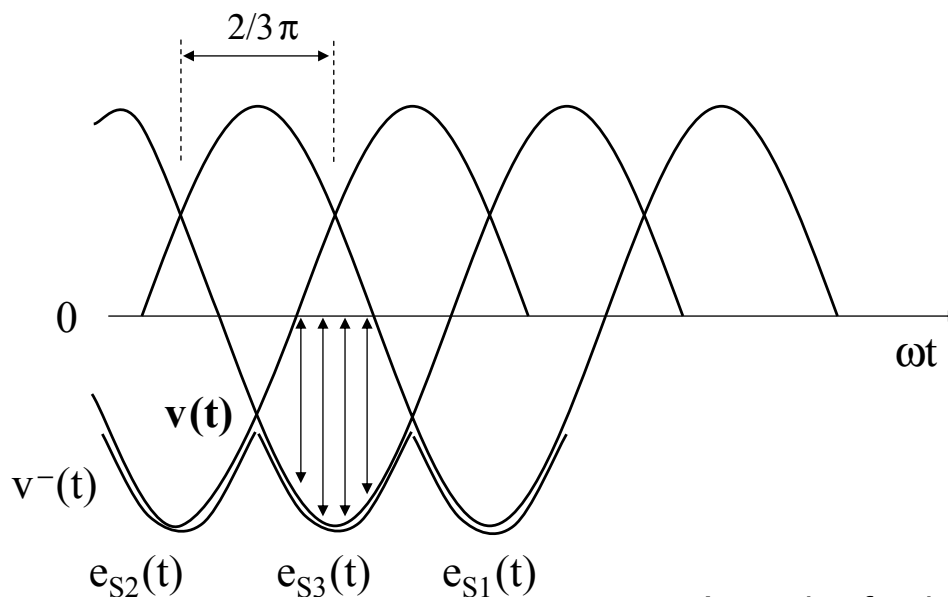
La conduzione avviene per il diodo con il catodo collegato al morsetto di rete che presenta il minor potenziale, ovvero, la minor tensione stellata

$$v(t) = v^-(t) = \min \{e_{sk}(t)\}$$

conduce il diodo fase k

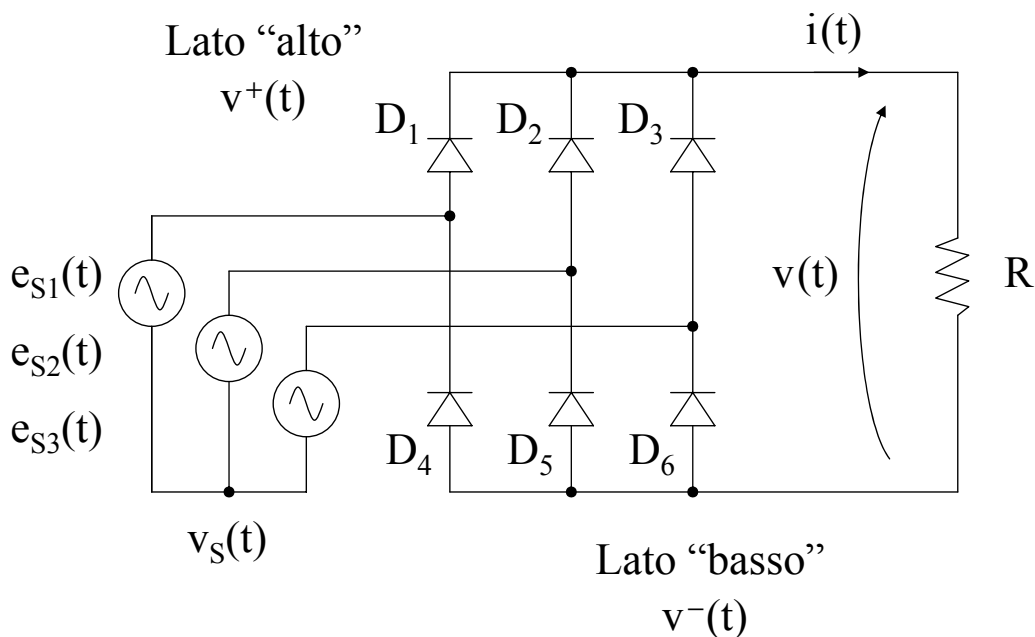
La tensione di uscita risulta l'involuppo delle $-e_{sk}(t)$

Raddrizzatore trifase a semi-onda



Armonica fondamentale:
→ 150 Hz

Raddrizzatore trifase a ponte



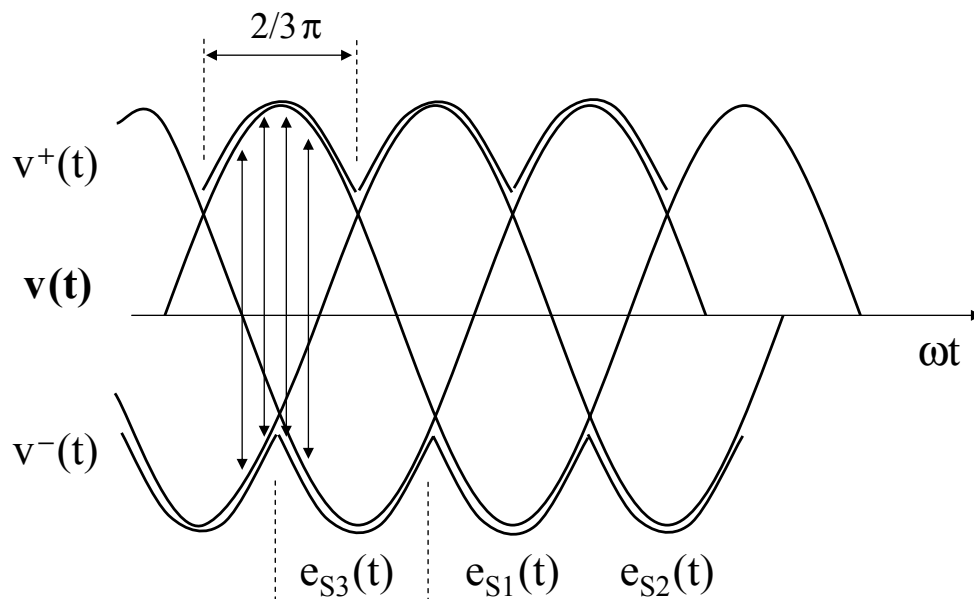
Raddrizzatore trifase a ponte

La conduzione avviene per la coppia di diodi collegati ai morsetti di rete che presentano la maggior differenza di potenziale, ovvero, la maggior tensione concatenata:

$$e_{sk}(t) = \max \{e_{sj}(t)\} \quad \text{conduce il diodo "alto" fase } k$$

$$e_{sh}(t) = \min \{e_{sj}(t)\} \quad \text{conduce il diodo "basso" fase } h$$

Raddrizzatore trifase a ponte

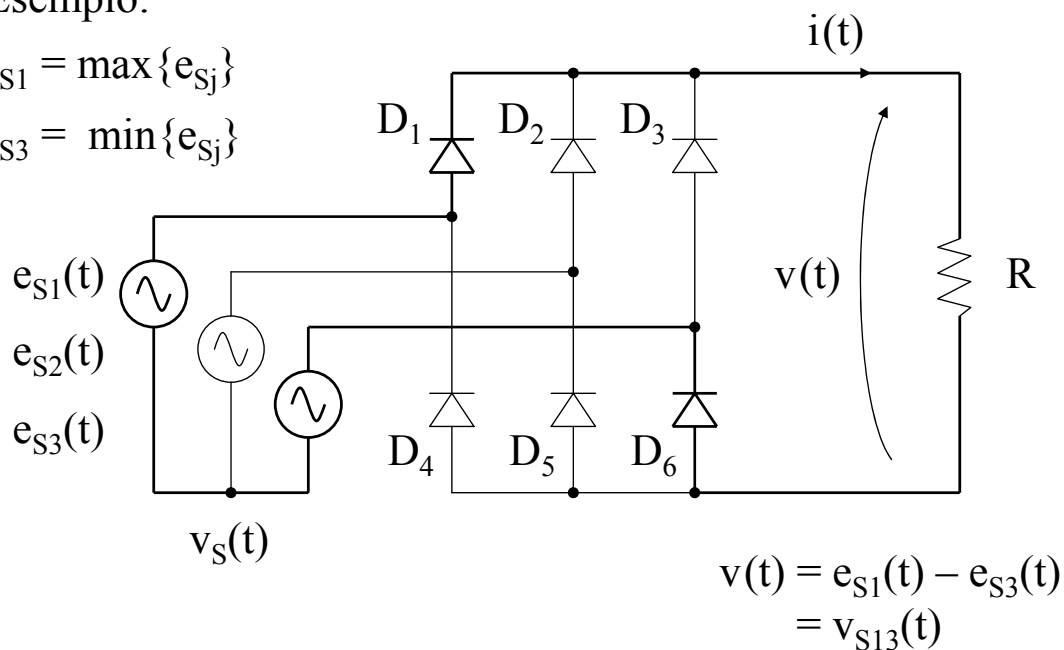


Raddrizzatore trifase a ponte

Esempio:

$$e_{S1} = \max\{e_{Sj}\}$$

$$e_{S3} = \min\{e_{Sj}\}$$



Raddrizzatore trifase a ponte

Ne consegue che ogni diodo conduce per 1/3 di periodo:

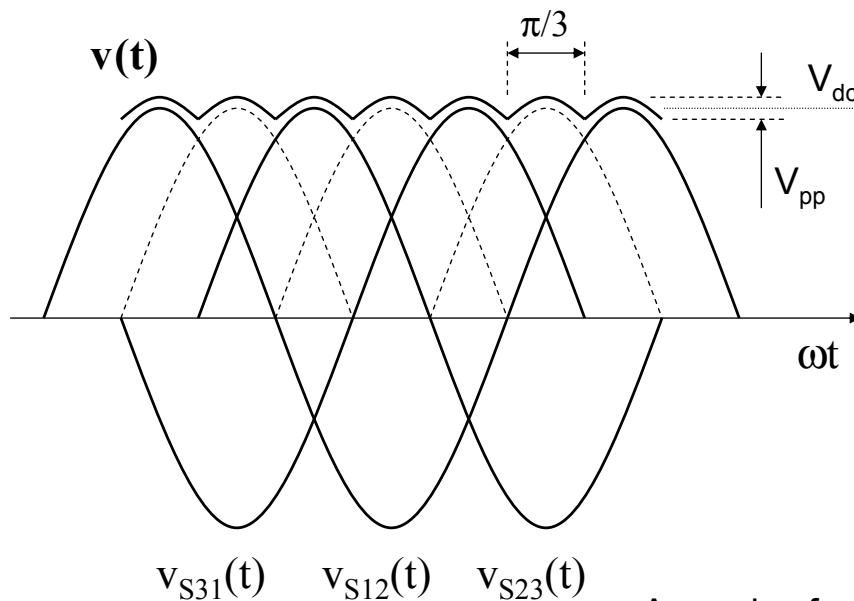
**conduzione
per diodo**



$$\frac{T}{3} \Leftrightarrow \frac{2}{3}\pi \Leftrightarrow 120^\circ$$

Durante la conduzione dei diodi su ogni lato (alto÷basso) vi è la commutazione tra due diodi sull'atro lato

Raddrizzatore trifase a ponte



Armonica fondamentale:
→ 300 Hz

Raddrizzatore trifase a ponte

$$\begin{array}{l} \text{Tensione di uscita:} \\ \text{Valor medio, } V_{dc} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} v(\alpha) \equiv V_{SM} \cos(\alpha) \\ -\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/6 \end{array} \right.$$

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} v(\alpha) d\alpha = \frac{V_{SM}}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos \alpha d\alpha$$

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{\pi/3} [\sin \alpha]_{-\pi/6}^{\pi/6} = \frac{3}{\pi} V_{SM} = 0.955 V_{SM}$$

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_S = 1.35 V_S$$

Raddrizzatore trifase a ponte

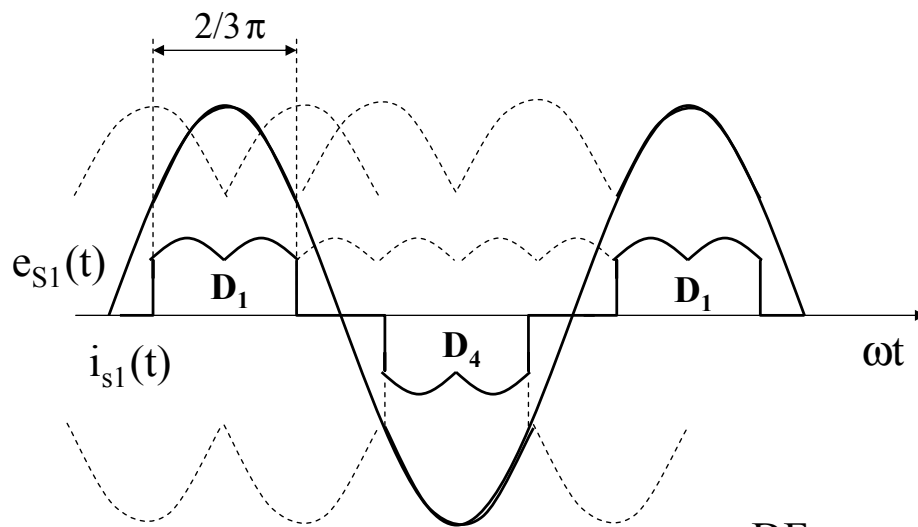
$$\begin{array}{l} \text{Tensione di uscita:} \\ \text{Picco-picco, } V_{pp} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} v(\alpha) \equiv V_{SM} \cos(\alpha) \\ -\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/6 \end{array} \right.$$

$$V_{pp} = V_{SM} [\cos(0) - \cos(\pi/6)]$$

$$V_{pp} = V_{SM} [1 - \sqrt{3}/2] = 0.134 V_{SM}$$

$$V_{pp} = 0.141 V_{dc}$$

Raddrizzatore trifase a ponte



$$DF = \cos \varphi_1 = 1$$
$$PF < 1$$

Sono presenti entrambe le semionde (+) e (-) :
→ La corrente lato rete è alternata

Raddrizzatore trifase a ponte

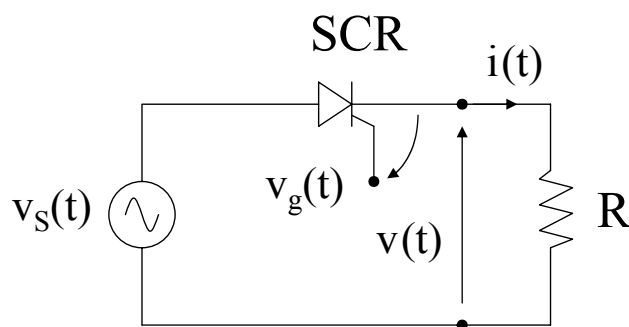
Altri casi (vedi PSpice):

- carico RL, RE, RLE, RC
- carico $I_{dc} = \text{cost}$
- **correnti lato rete**

Raddrizzatori controllati

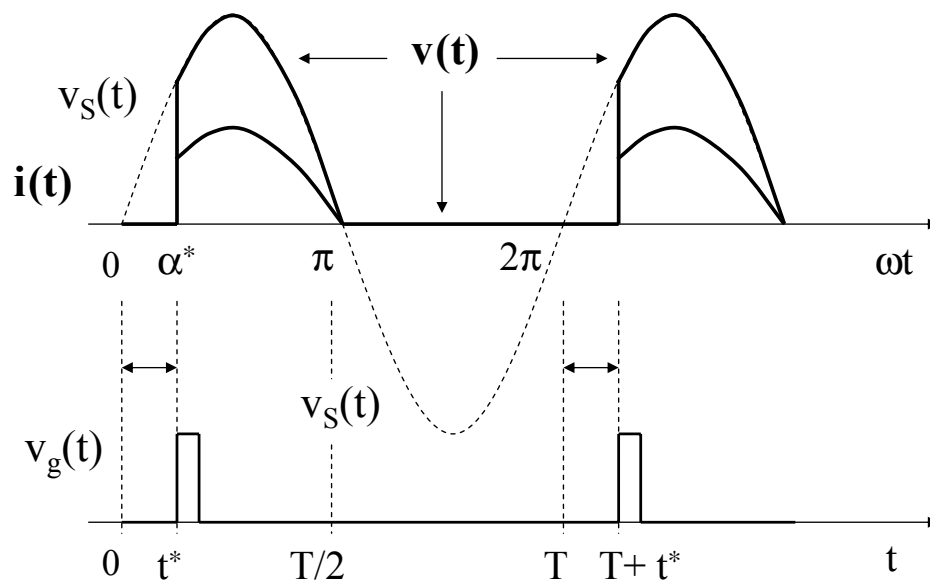
- I Diodi sono sostituiti da SCR
 - viene controllato (ritardandolo) l'istante di innesco
 - lo spegnimento avviene come per i Diodi ("*naturale*")
- il valor medio della tensione lato dc può essere solo abbassato (rispetto al caso di raddrizzatore non controllato a Diodi)

Raddr. contr. a semi-onda (R)



$$\begin{cases} v_S(t) = V_{SM} \sin(\omega t) \\ 0 \leq t \leq T \end{cases}$$

Raddr. contr. a semi-onda (R)



Raddr. contr. a semi-onda (R)

$$v(t) \equiv \begin{cases} V_{SM} \sin(\omega t) \\ 0 \end{cases} \quad i(t) \equiv \begin{cases} V_{SM}/R \sin(\omega t) & t^* \leq t \leq T/2 \\ 0 & T/2 \leq t \leq T + t^* \end{cases}$$

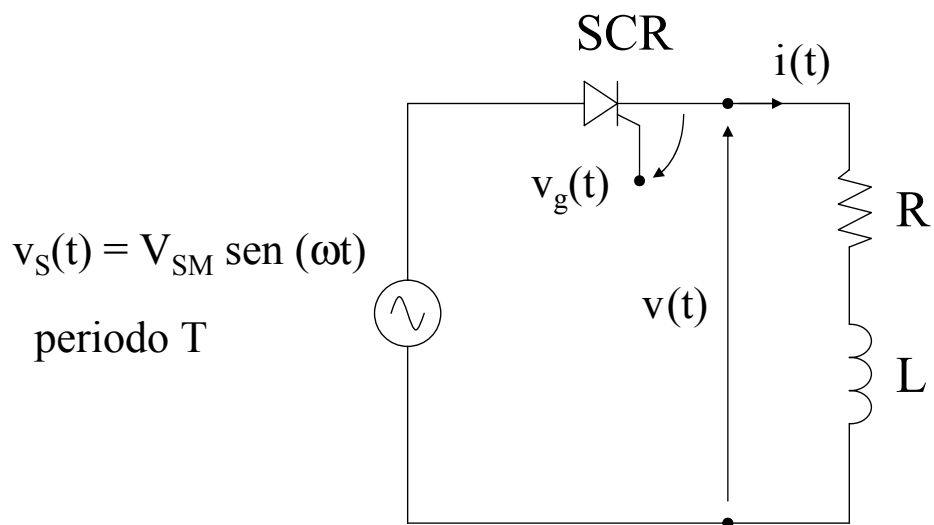
$$V_{dc} = \bar{v}(T) = V_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\alpha) d\alpha$$

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{2\pi} \int_{\alpha^*}^{\pi} \sin \alpha d\alpha = \frac{V_{SM}}{2\pi} [-\cos \alpha]_{\alpha^*}^{\pi}$$

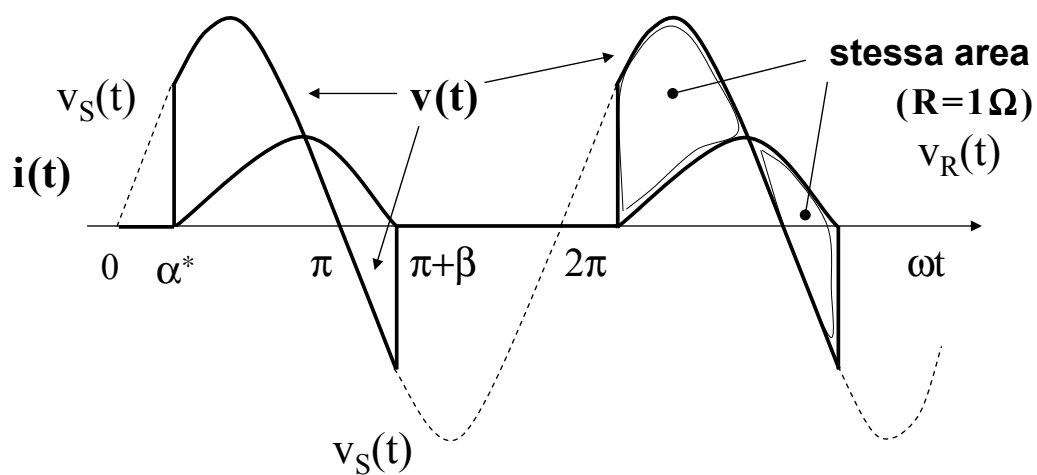
$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha^*}{2} = \frac{V_{SM}}{\pi} \cos^2 \frac{\alpha^*}{2} \quad \alpha^* < \pi$$

non controllato

Raddr. contr. a semi-onda (R-L)



Raddr. contr. a semi-onda (R-L)



Raddr. contr. a semi-onda (R-L)

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{2\pi} \int_{\alpha^*}^{\pi+\beta} \sin \alpha d\alpha = \frac{V_{SM}}{\pi} \left[\frac{\cos \beta + \cos \alpha^*}{2} \right]$$

non controllato

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{\pi} \cos \frac{\alpha^* + \beta}{2} \cos \frac{\alpha^* - \beta}{2}$$

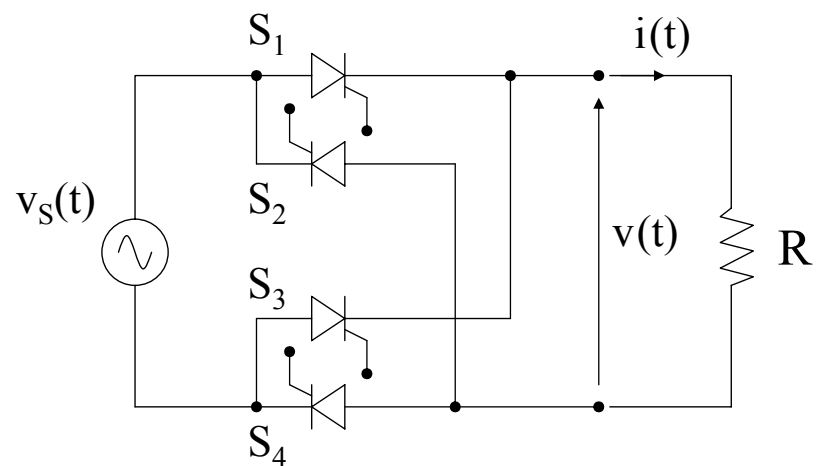
Raddr. contr. a semi-onda (altri)

Considerazioni analoghe al caso di raddrizzatore non controllato per:

- diodo di libera circolazione
- carico R-E (R-L-E)
- carico R-C

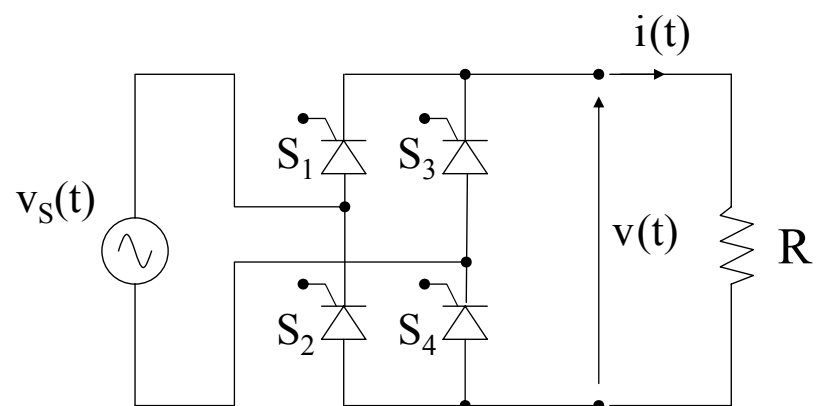
Vedi esercitazioni PSpice

Raddr. contr. ad onda intera (R)

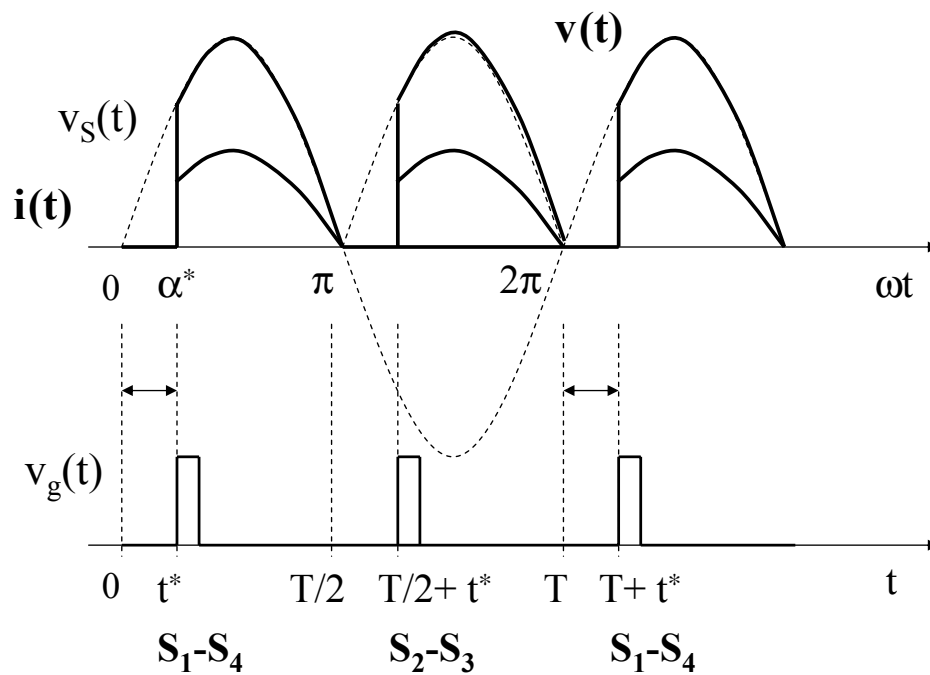


Raddr. contr. ad onda intera (R)

Rappresentazione a rami



Raddr. contr. ad onda intera (R)



Se il controllo non è simmetrico
 $\rightarrow f_1 = 50 \text{ Hz}$ invece di 100 Hz

Raddr. contr. ad onda intera (R)

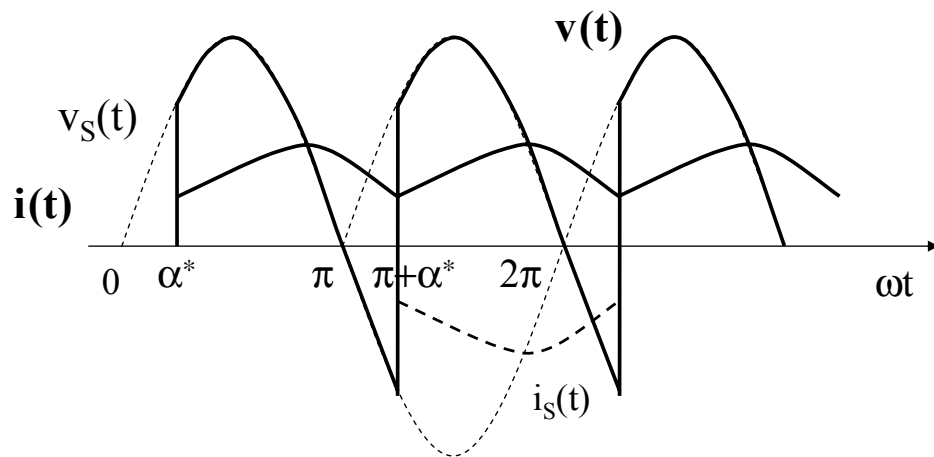
$$V_{dc} = \bar{v}(T) = V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v(\alpha) d\alpha$$

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{\pi} \int_{\alpha^*}^{\pi} \sin \alpha d\alpha = \frac{V_{SM}}{\pi} [-\cos \alpha]_{\alpha^*}^{\pi}$$

$$V_{dc} = \frac{2}{\pi} V_{SM} \frac{1 + \cos \alpha^*}{2} = \frac{2}{\pi} V_{SM} \cos^2 \frac{\alpha^*}{2}$$

non controllato

Raddr. contr. ad onda intera (R-L)



modo “continuo”

→ controllo completo V_{dc}

Raddr. contr. ad onda intera (R-L)

$$V_{dc} = \frac{V_{SM}}{\pi} \int_{\alpha^*}^{\pi+\alpha^*} \sin \alpha \, d\alpha = \frac{V_{SM}}{\pi} [-\cos \alpha]_{\alpha^*}^{\pi+\alpha^*}$$

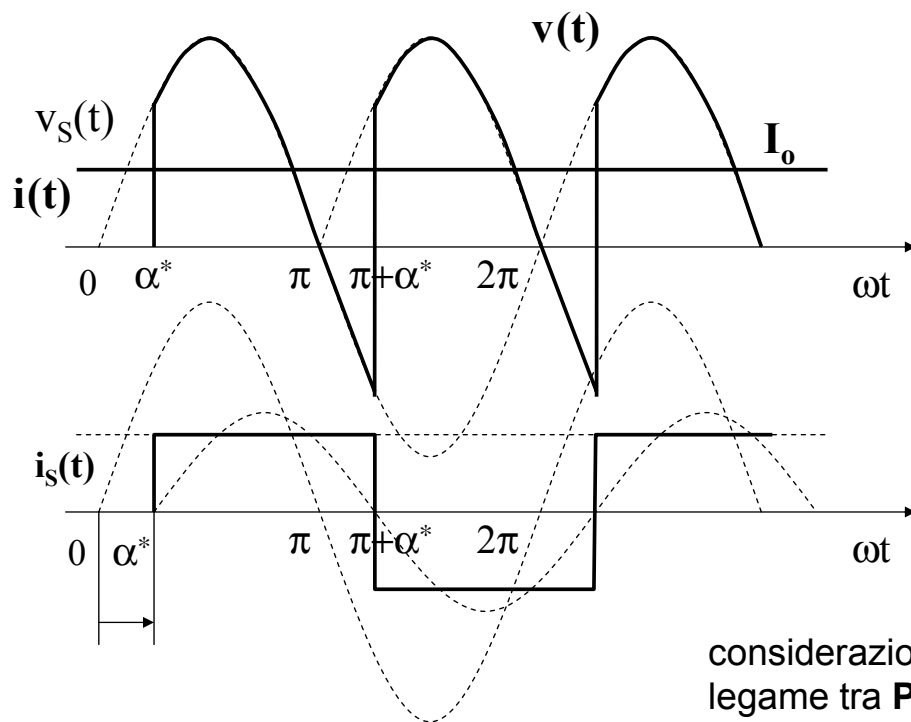
$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} V_{SM} [\cos \alpha^* - \cos(\pi + \alpha^*)] = \frac{2}{\pi} V_{SM} \cos \alpha^*$$

non controllato

$$0 \leq \alpha^* \leq \pi$$

→ **tensione lato dc (+) o (-)**
solo in transitorio se il carico non è attivo

Raddr. contr. ad onda intera (I_o)



Raddr. contr. ad onda intera (I_o)

Calcolo delle potenze medie P_{dc} e P_{ac}

$$P_{dc} = \frac{1}{T} \oint_T v(t) i(t) dt = I_o \frac{1}{T} \oint_T v(t) dt = V_{dc} I_o = \frac{2}{\pi} V_{SM} I_o \cos \alpha^*$$

$$P_{ac} = V I_1 \cos \varphi_1 = \frac{V_{SM}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{I_o}{\sqrt{2}} \cos \alpha^* = \frac{2}{\pi} V_{SM} I_o \cos \alpha^*$$

(trascurando le cadute di tensione sugli SCR)

Raddr. contr. ad onda intera (R-L)

Considerazioni analoghe al caso di raddrizzatore non controllato per:

- diodo di libera circolazione
- carico R-E (R-L-E)
- carico R-C → attenzione ai dv/dt !

Vedi esercitazioni PSpice

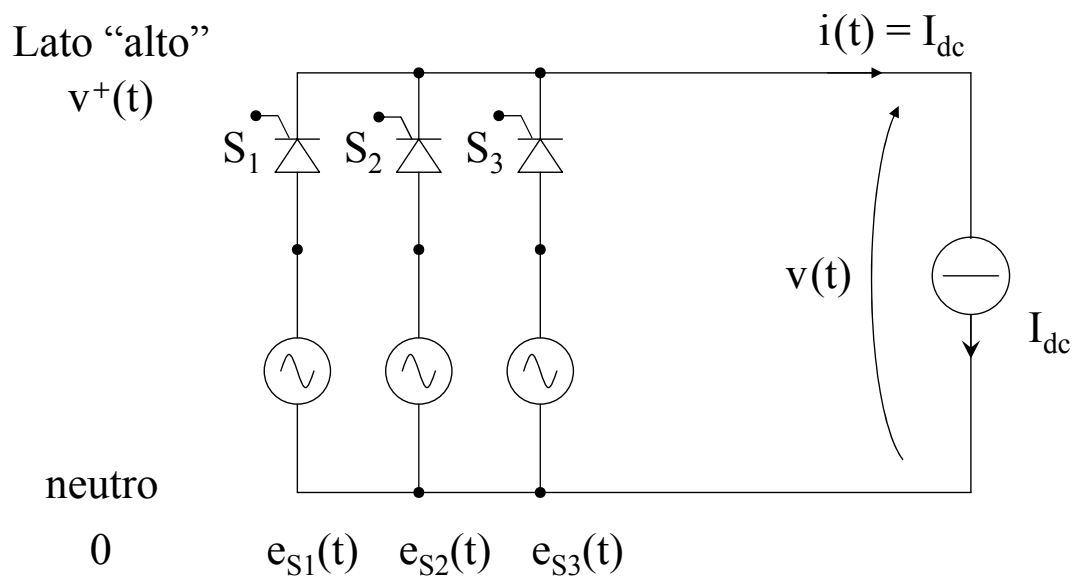
Raddrizzatori controllati trifase

Derivano direttamente dai corrispondenti non controllati sostituendo tutti i Diodi con SCR

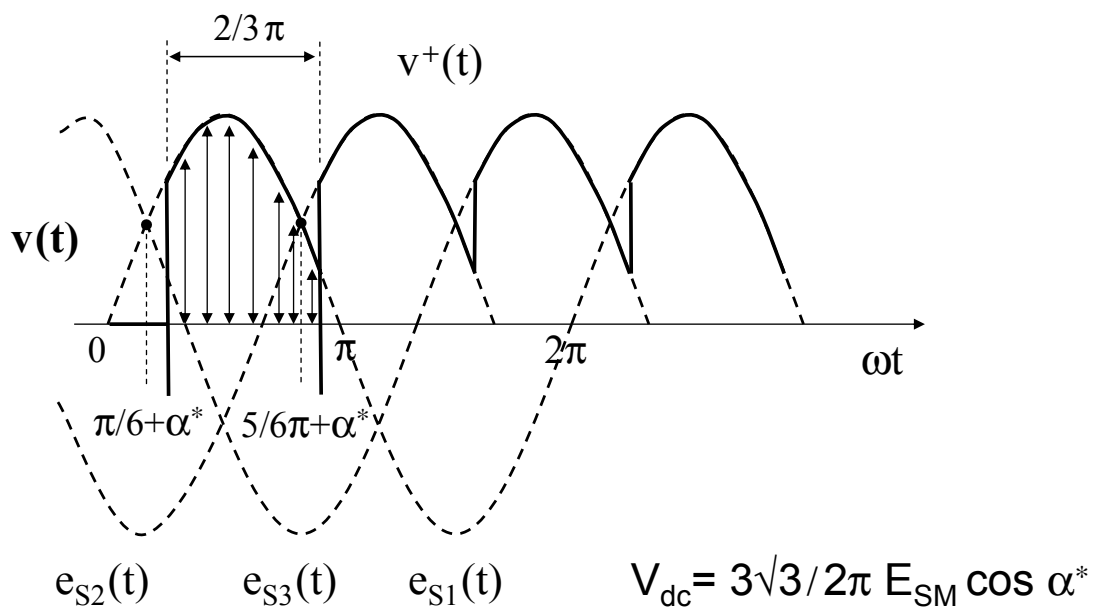
- trifase a semi-onda (mezzo ponte)
- trifase ad onda intera (ponte completo)

Anche in questo caso si possono considerare soluzioni “ibride” con Diodi ed SCR.

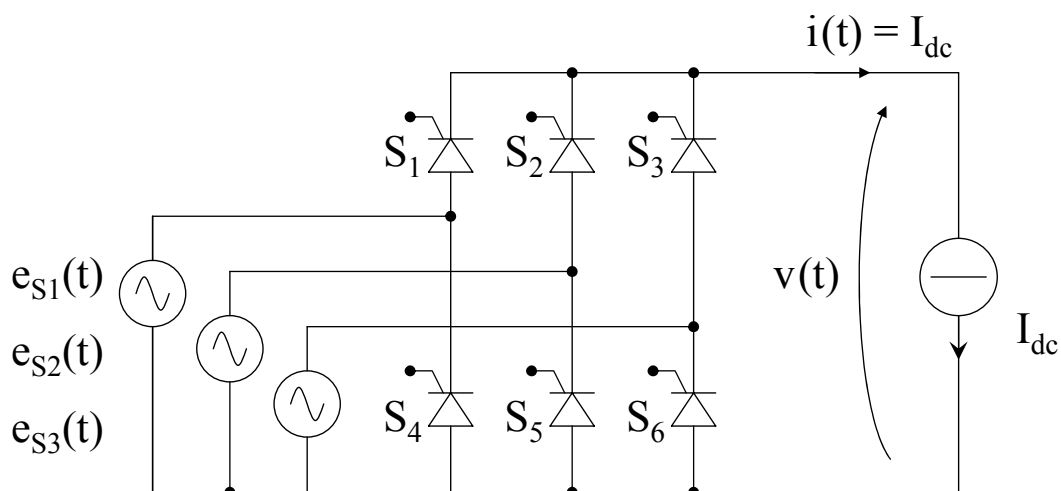
Raddrizzatori controllati trifase semi-onda



Raddrizzatori controllati trifase semi-onda

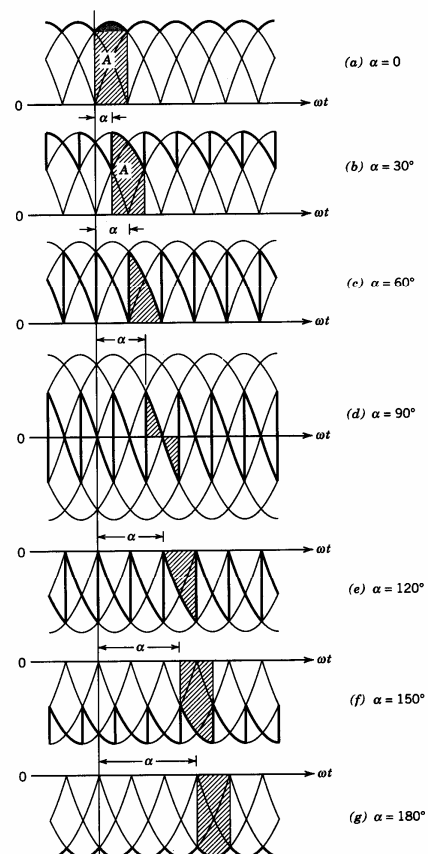
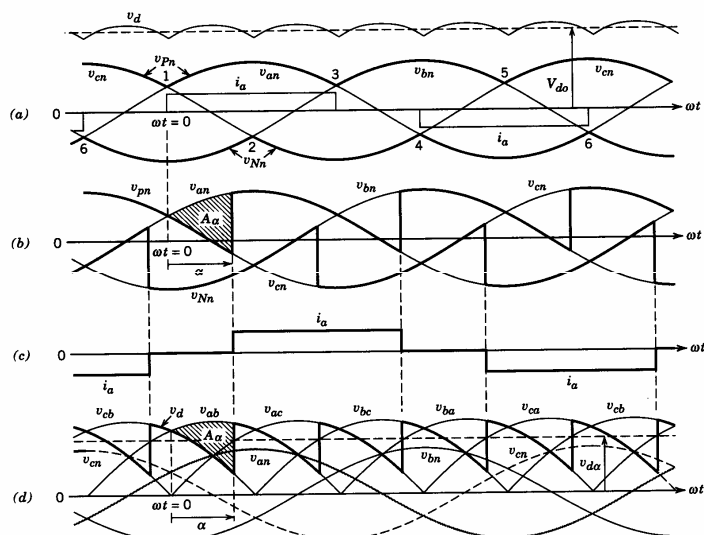


Raddrizzatori controllati trifase onda intera



$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{SM} \cos \alpha^* = \frac{3}{\pi} V_{SM} \cos \alpha^*$$

Raddrizzatori controllati trifase onda intera



Caratteristiche componenti

Interruttori statici di potenza

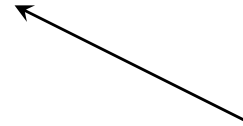
Vengono suddivisi in due lezioni:

parte (1)

{ **Diodi**
SCR
GTO

parte (2)

{ **BJT**
MOSFET
IGBT



Caratteristiche componenti (2) BJT – MOSFET - IGBT

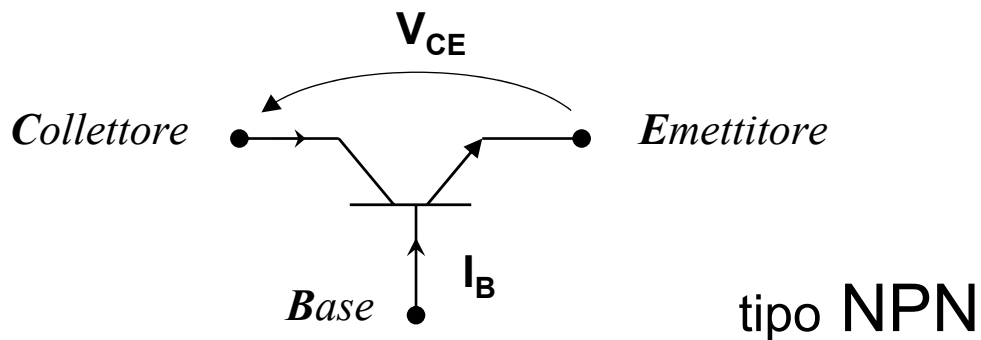
Questi componenti fanno parte di una famiglia di dispositivi totalmente controllabili, sia in accensione che in spegnimento.

Le prestazioni in termini di portata in corrente e max. tensione sopportabile sono più modeste.

Per contro, facilità di controllo e velocità di commutazione costituiscono il punto di forza per questi dispositivi.

BJT di potenza (Bipolar Junction Transistor)

Anche i transistor di “potenza” differiscono sostanzialmente dalla versione di “segnale”, sia per le caratteristiche, sia per la tecnologia realizzative.



controllo in corrente

BJT di potenza

Il *range* di funzionamento è limitato dalla mancata “evoluzione” del componente:

- ✓ correnti fino ad alcune centinaia di A
- ✓ tensioni fino a diverse centinaia di V

Sono difficilmente realizzabili le connessioni parallelo (coeff. di temperatura negativo)

La versione del BJT di potenza presenta un basso guadagno statico ($\beta = 5 \div 10$) → configurazione **Darlington**

$$I_C = \beta I_B$$

BJT di potenza

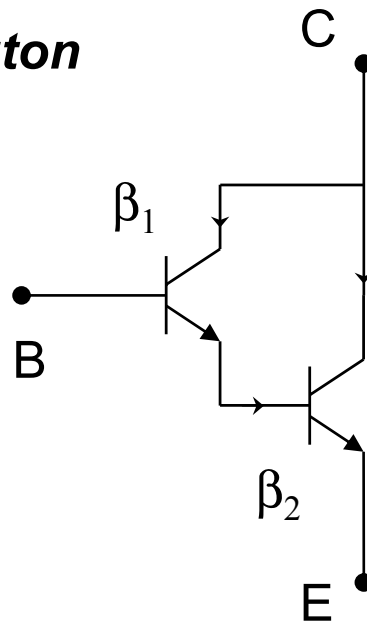
Configurazione *Darlington*

$$I_E = I_{E2} \cong \beta_2 I_{E1} \\ \cong \beta_2 \beta_1 I_{B1}$$

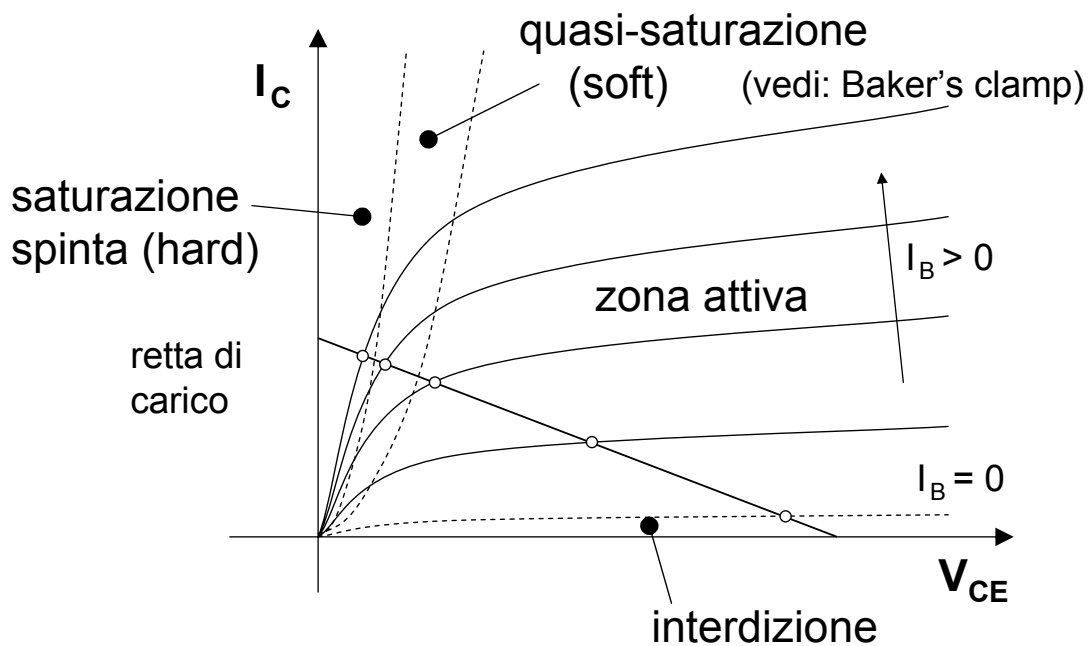
$$I_E \cong \beta_{\text{tot}} I_B$$

$$\beta_{\text{tot}} = \beta_1 \beta_2$$

$$\left. \begin{array}{l} \beta_1 \cong 10 \div 20 \\ \beta_2 \cong 5 \div 10 \end{array} \right\} \beta_{\text{tot}} \cong 50 \div 200$$



BJT di potenza (I-V)

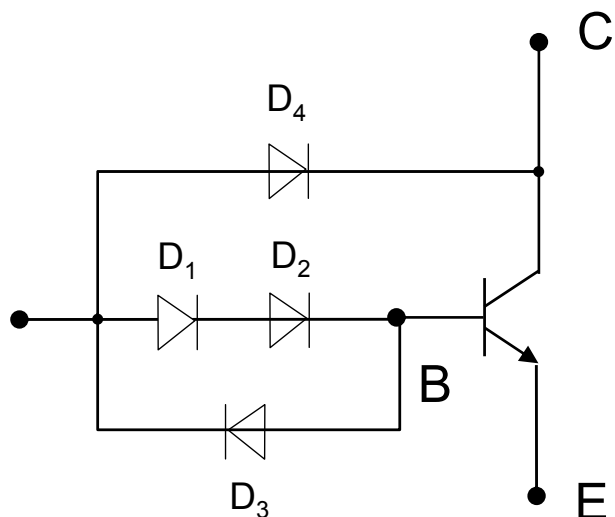


→ diodo extra per spegnimento veloce

BJT di potenza

Baker's clamp:

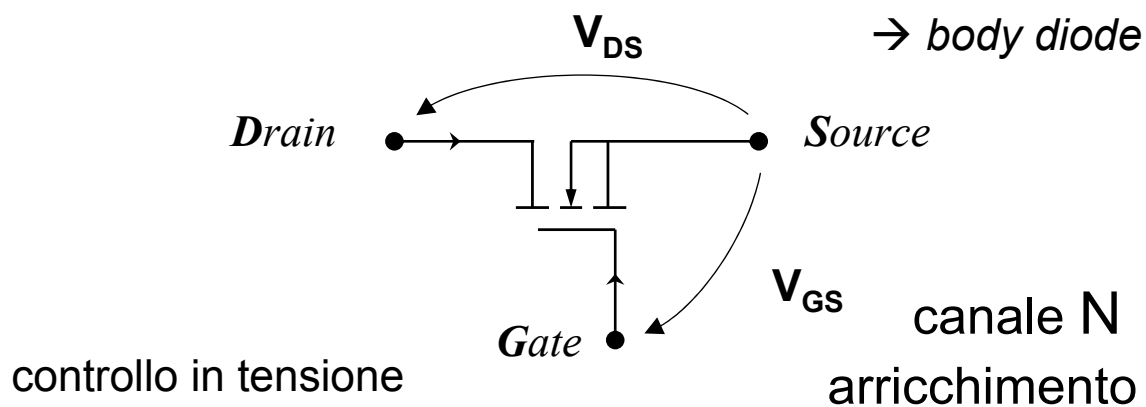
$$V_{CEsat} = V_{BE} + V_{D1} + V_{D2} + \dots - V_{D4}$$



MOSFET

*(Metal-Oxide-Semiconductor
Field-effect Transistor)*

Si possono presentare nelle 4 configurazioni tipiche:
canale P÷N , arricchimento÷svuotamento



MOSFET

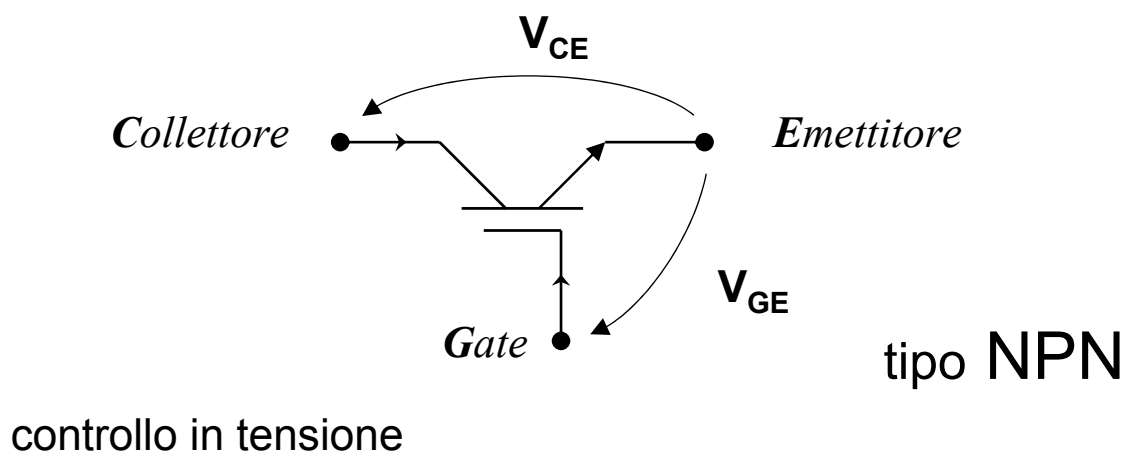
Promemoria argomenti:

- ingresso capacitivo ($\approx \text{nF}$) $\rightarrow$ *driver*, *Kelvin source*
- uscita resistiva, $R_{\text{on}} \approx k V_{\text{DS}}^{2.5}$, parallelo
- caratteristiche *body-diode*
- caratteristica statica, *range V-I*
- caratteristiche dinamiche

IGBT

(Insulated Gate Bipolar Transistor)

Costituiscono un ibrido tra il BJT, nello stadio di potenza, ed il MOSFET, nella parte di controllo:



IGBT

Promemoria argomenti:

- ingresso capacitivo, vedi MOSFET
- uscita tipo BJT
- assenza del *body-diode*
- caratteristiche statiche e dinamiche ibride

→ Cenni sui nuovi componenti emergenti: MCT

Convertitori tipo *switching*

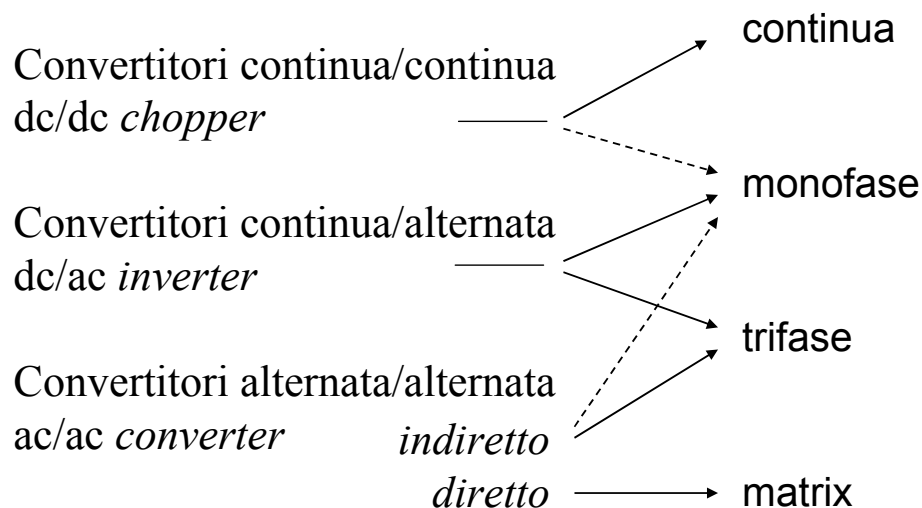
Sono basati sulla commutazione di interruttori statici (*switch*) per ottenere una regolazione di tipo “*on-off*” delle grandezze di interesse in uscita, tipicamente tensione o corrente.

Si parla quindi di convertitori a tensione impressa o a corrente impressa in funzione della grandezza controllata in uscita.

Il principio di funzionamento è sostanzialmente basato sulla tecnica di modulazione PWM, che sarà esaminata nel seguito.

Convertitori tipo *switching*

Classificazione



Convertitori dc/dc tipo *switching*

Sono chiamati *chopper* (spezzettatore) in quanto basati sulla regolazione ad intermittenza “*on-off*”.

Le tipologie di convertitori dc/dc più diffuse sono:

- *Step-down converter (chopper buck, abbassatore)*
- *Step-up converter (chopper boost, innalzatore)*
- *Step-down/step-up converter (chopper buck-boost)*
- *Cùk converter (abbassatore/innalzatore)*
- *Full bridge converter (ponte ad H, inverter monofase)*

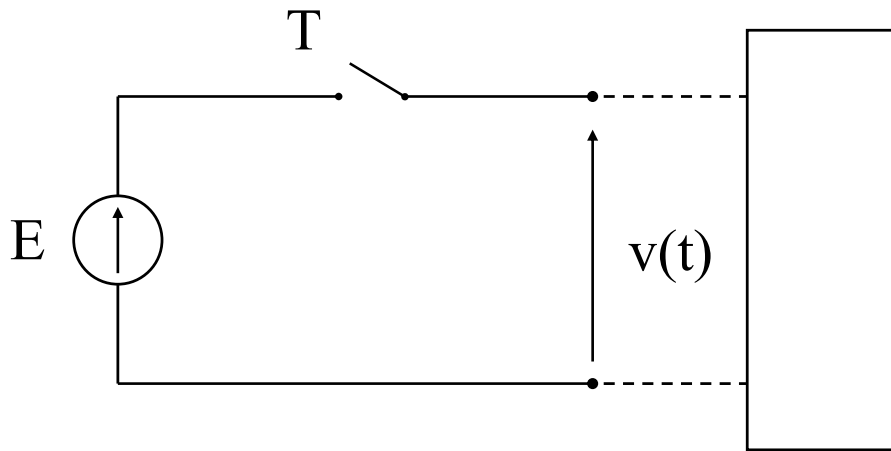
La modulazione a larghezza di impulso

Pulse Width Modulation (PWM)

Introduzione

- Con la modulazione PWM il convertitore può generare in uscita una prefissata forma d'onda del segnale di tensione (o corrente)
- La modulazione consiste sostanzialmente in due fasi:
 - discretizzazione temporale
 - riproduzione “on/off” del valor medio
- La determinazione del ciclo on/off può essere per via numerica o analogica.

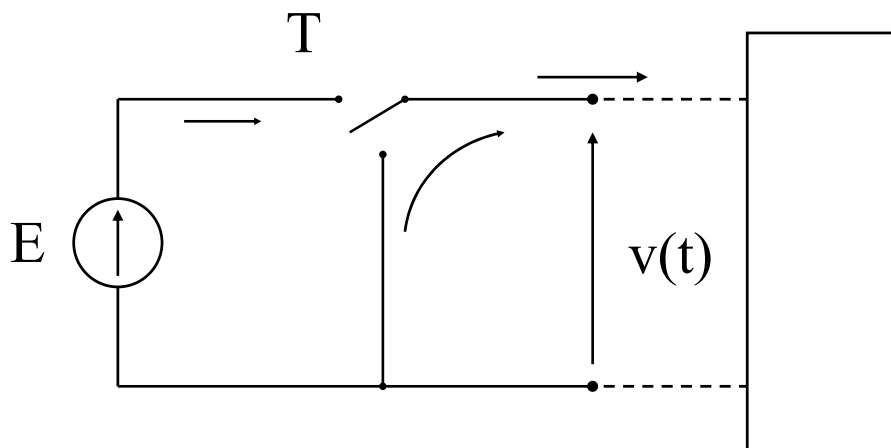
Modulazione PWM



T chiuso $\rightarrow v(t) = E$

T aperto $\rightarrow v(t) = ?$ *dipende dal carico*

Modulazione PWM

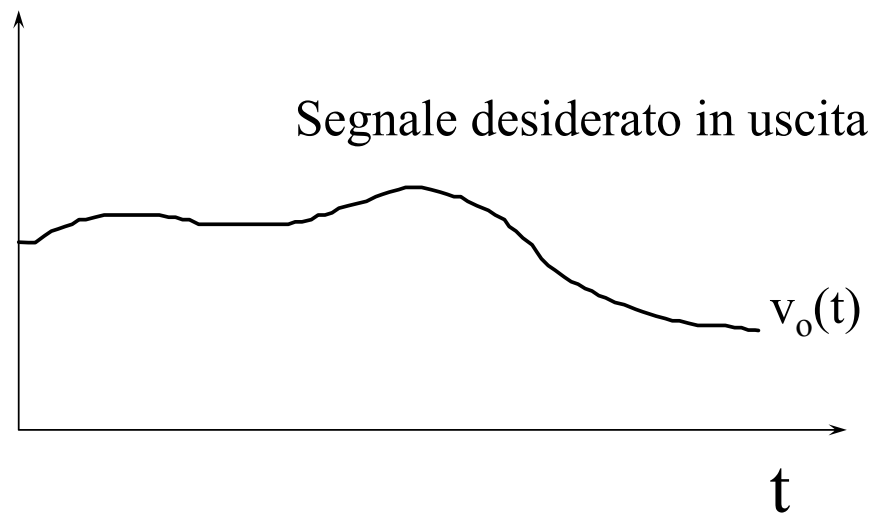


T chiuso $\rightarrow v(t) = E$

T aperto $\rightarrow v(t) = 0$

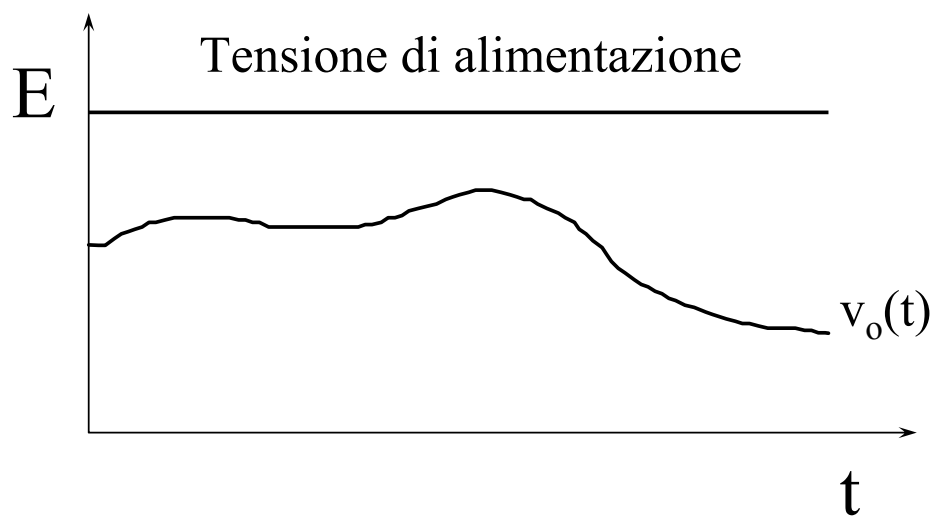
deviatore: nelle applicazioni
 $\rightarrow$ interruttori complementari

Modulazione PWM



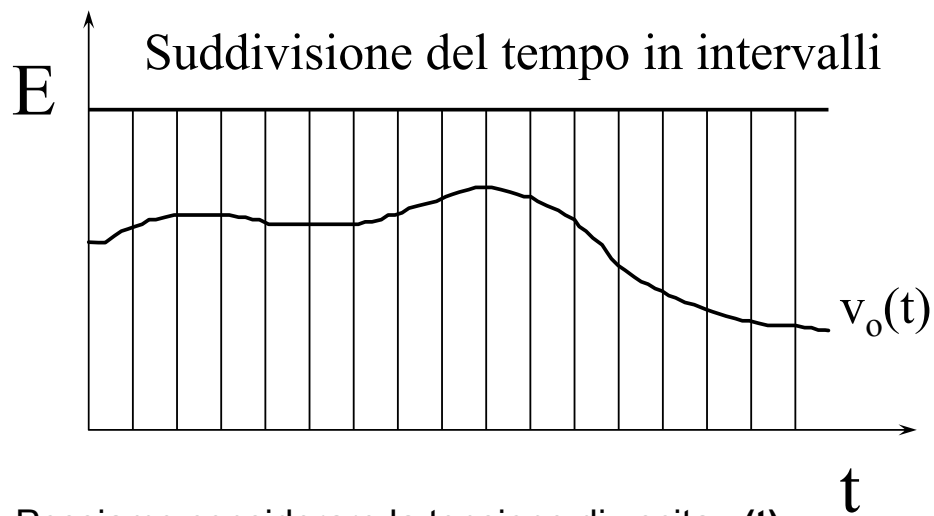
vogliamo che $v(t)$ in uscita segua l'andamento di $v_o(t)$

Modulazione PWM



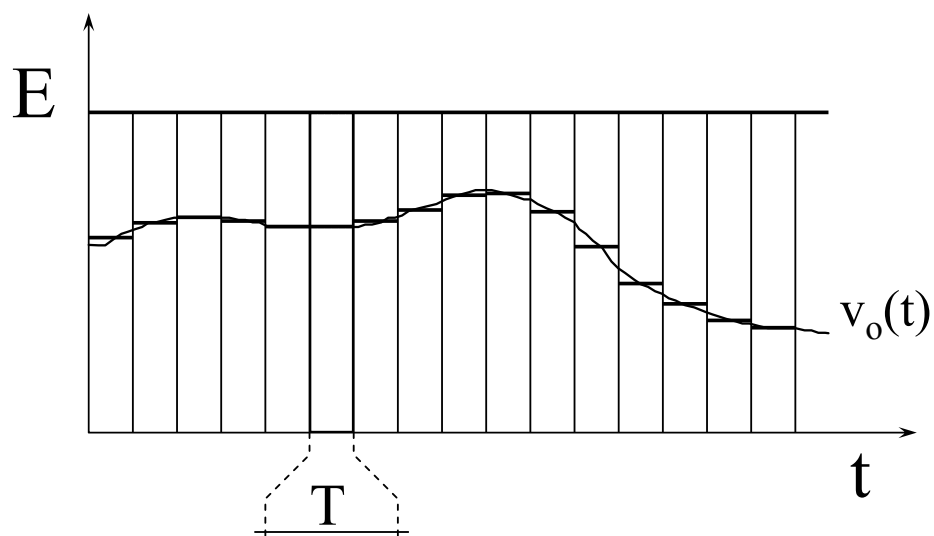
(abbassatore di tensione)

Modulazione PWM



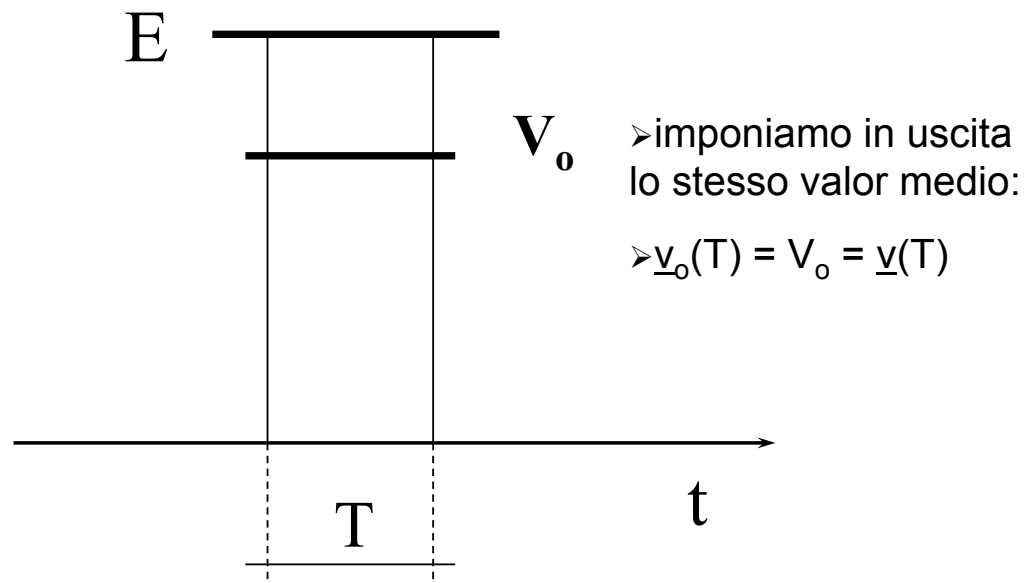
Possiamo considerare la tensione di uscita $v(t)$
“soddisfacente” se segue il valor medio della
tensione desiderata $v_o(t)$ in ciascuno di questi intervalli

Modulazione PWM

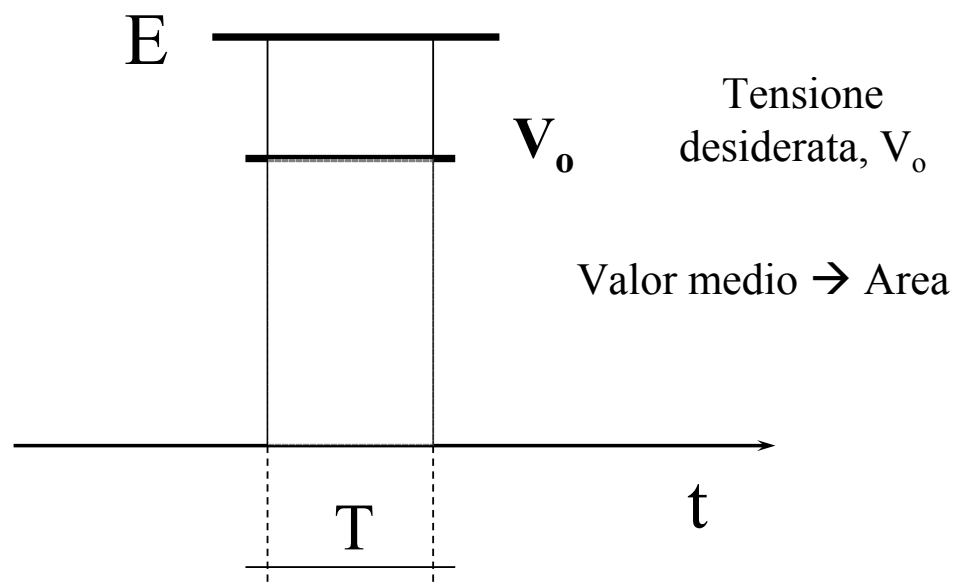


“ciclo” o “periodo”

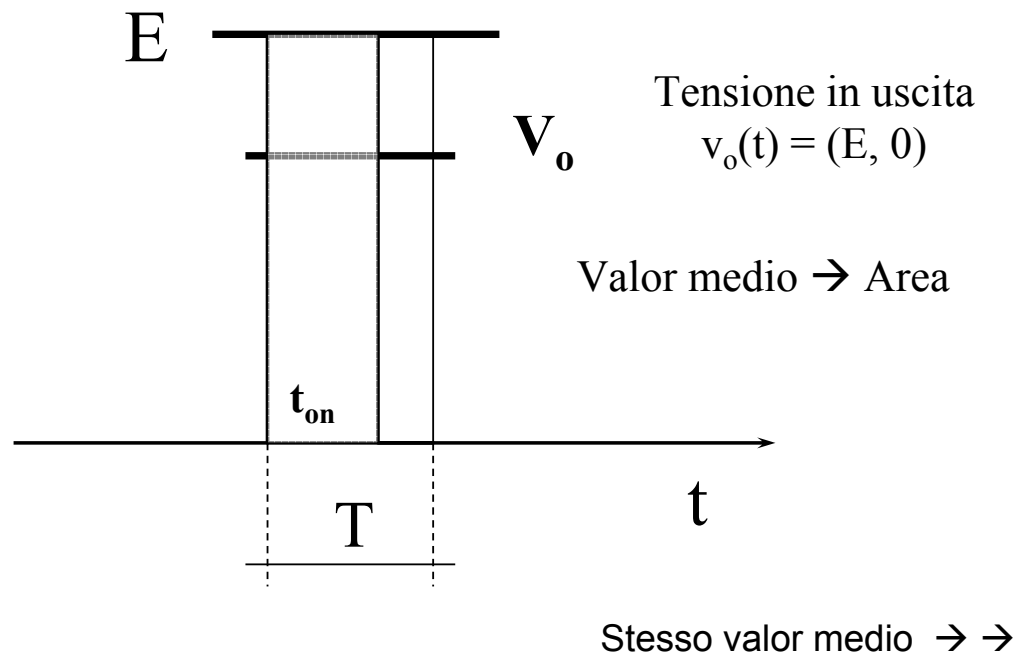
Modulazione PWM



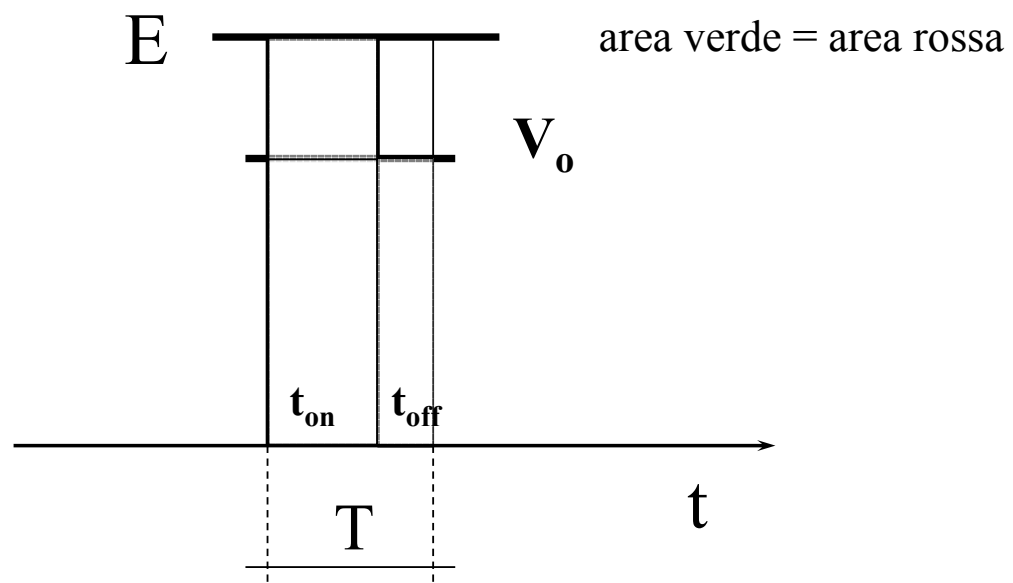
Modulazione PWM



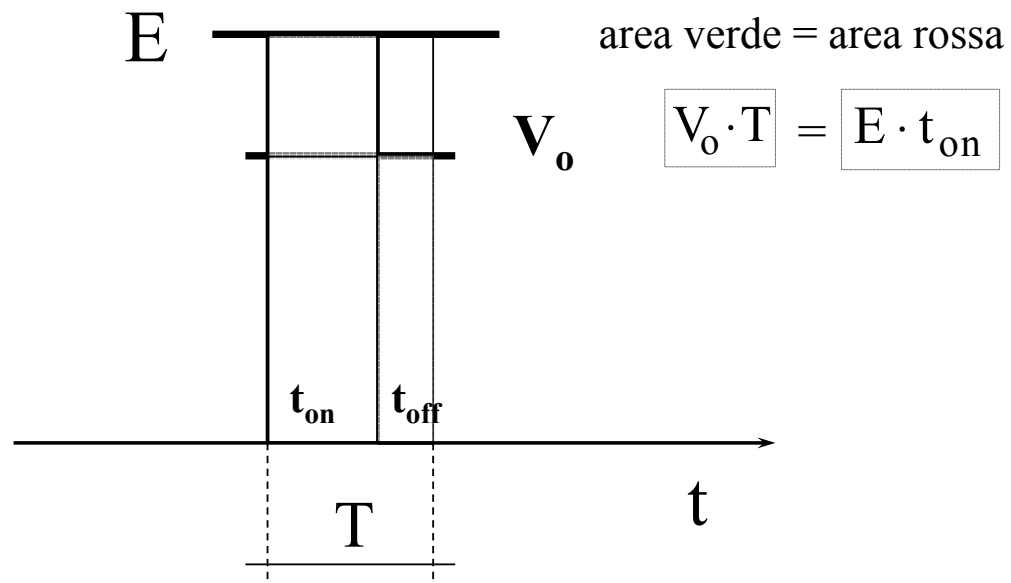
Modulazione PWM



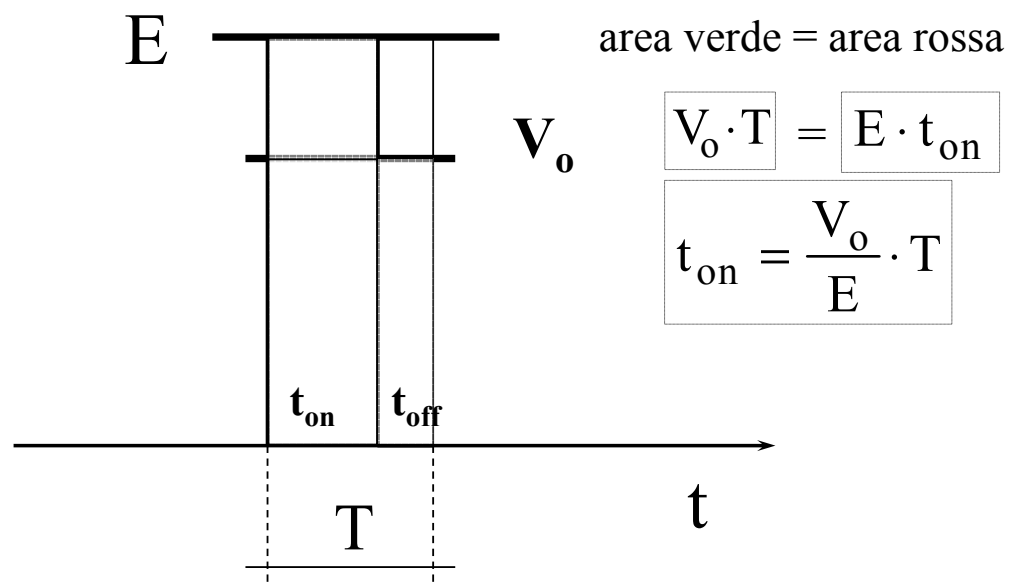
Modulazione PWM



Modulazione PWM



Modulazione PWM



Modulazione PWM

$$t_{\text{on}} = \frac{T}{E} \cdot V_o$$

$$t_{\text{off}} = T - t_{\text{on}}$$

Tali relazioni possono essere implementate digitalmente:

- mediante un microprocessore (DSP) per il calcolo
- con un timer per la temporizzazione

In questo modo è possibile controllare gli intervalli di accensione e spegnimento dell'interruttore.

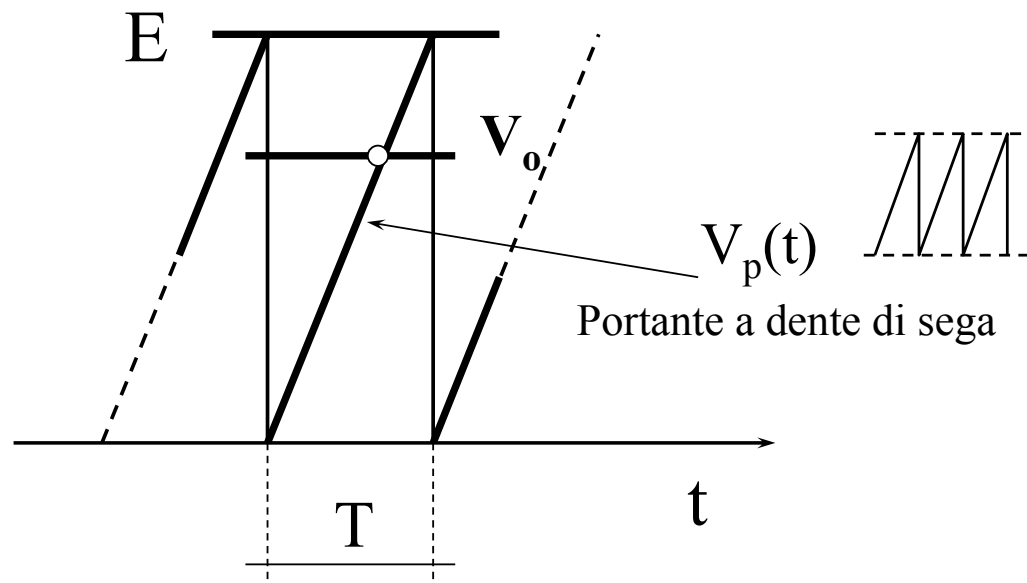
Modulazione PWM

$$t_{\text{on}} = \frac{T}{E} \cdot V_o$$

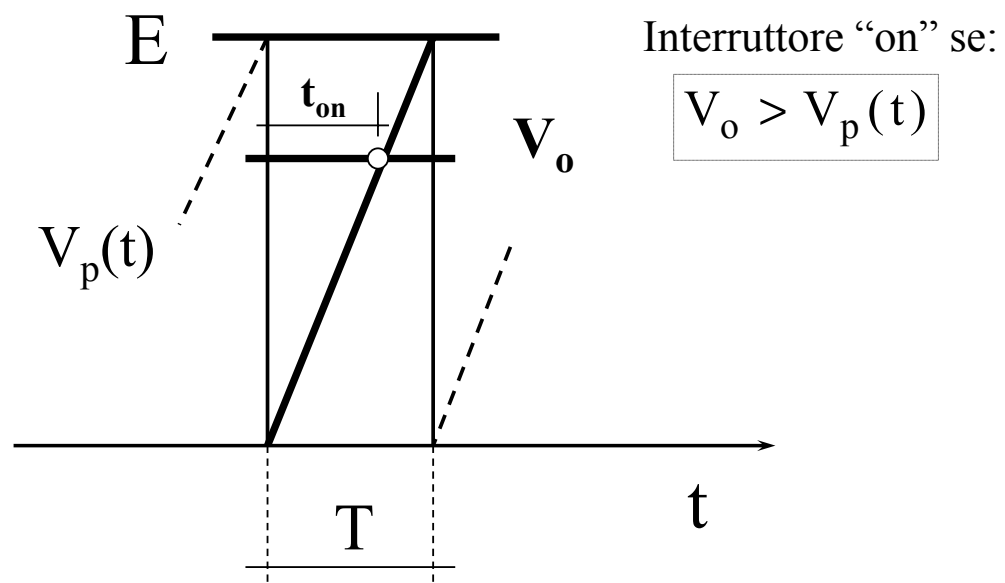
$$t_{\text{off}} = T - t_{\text{on}}$$

La relazione lineare tra il tempo di accensione (t_{on}) ed il valore della tensione di uscita desiderata (V_o) suggerisce una modalità per una implementazione analogica della tecnica PWM.

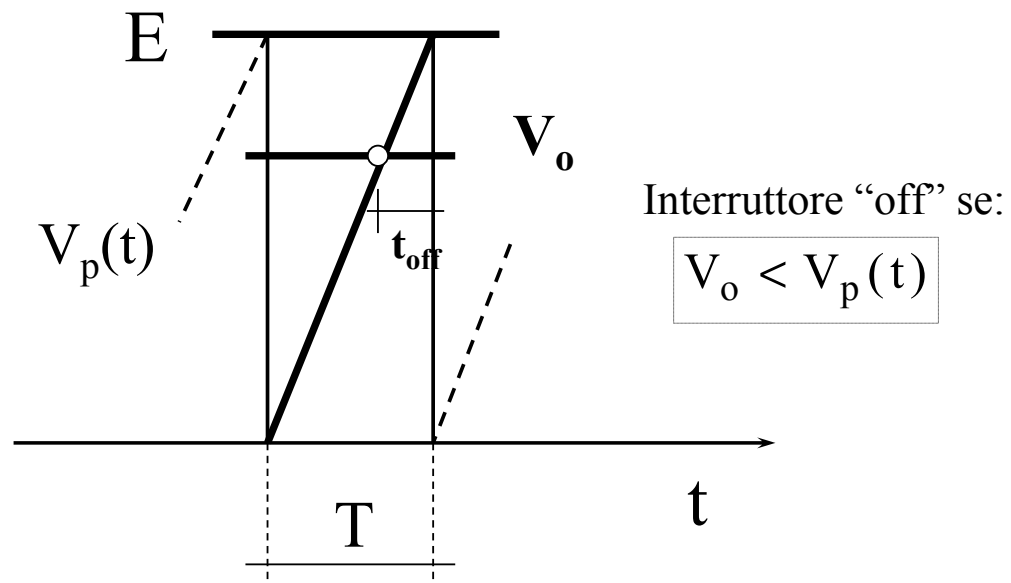
Modulazione PWM



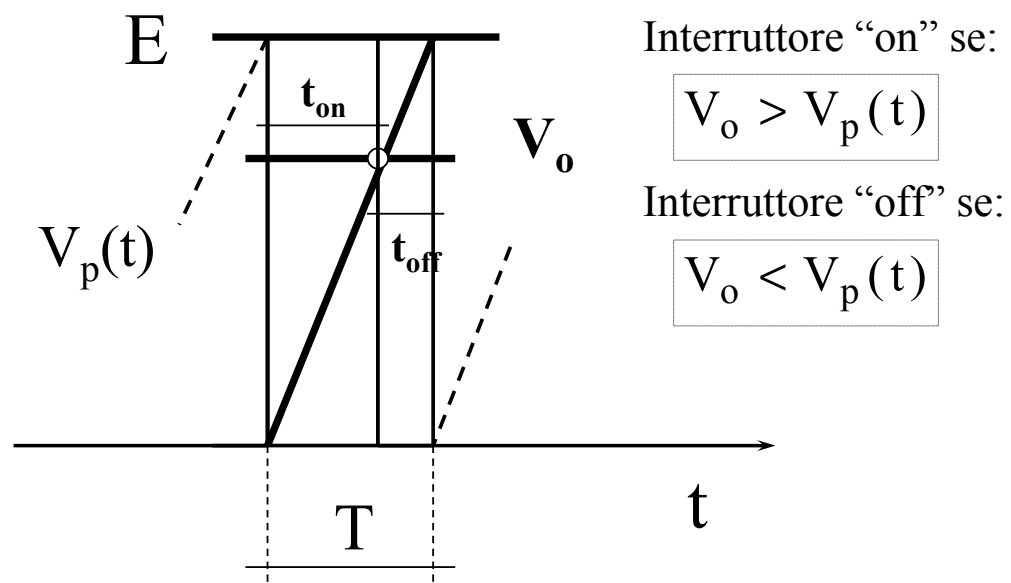
Modulazione PWM



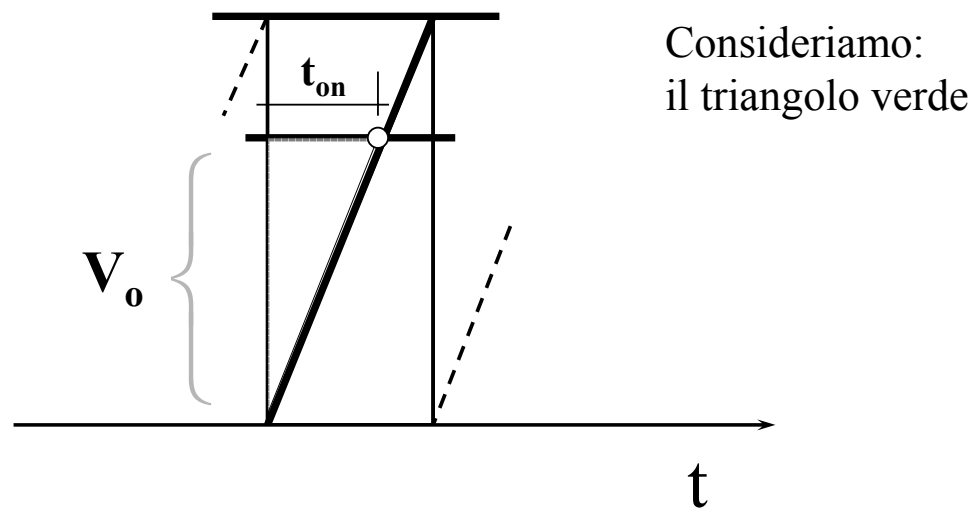
Modulazione PWM



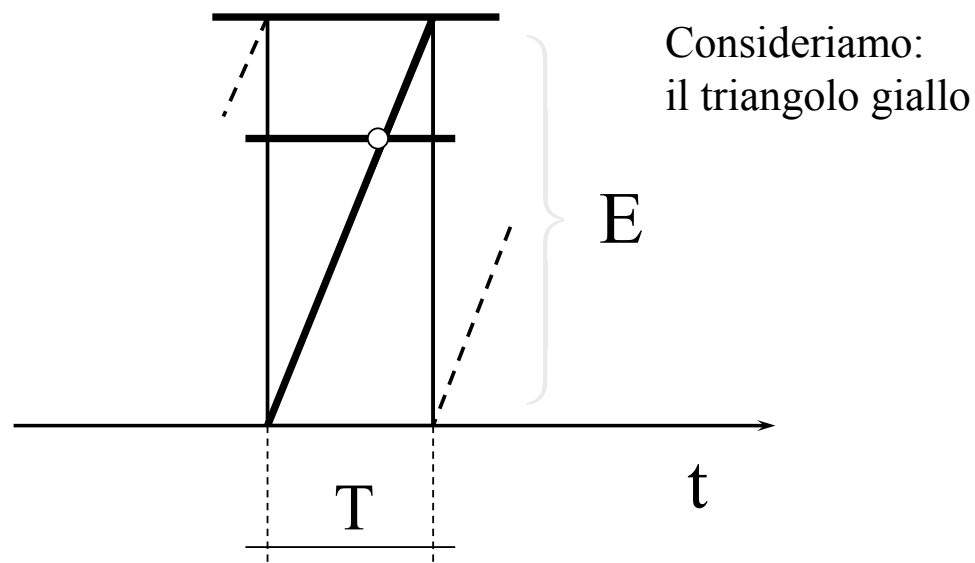
Modulazione PWM



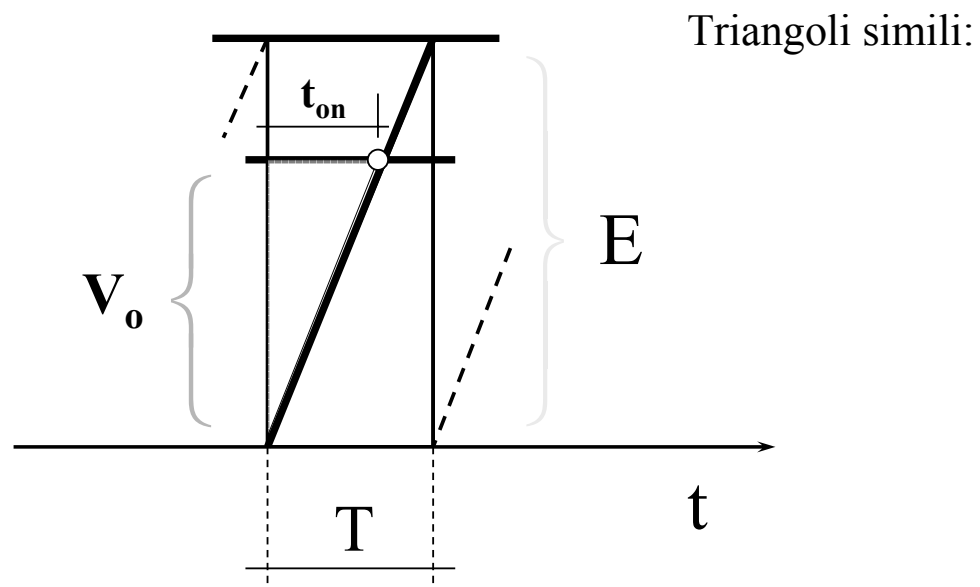
Modulazione PWM



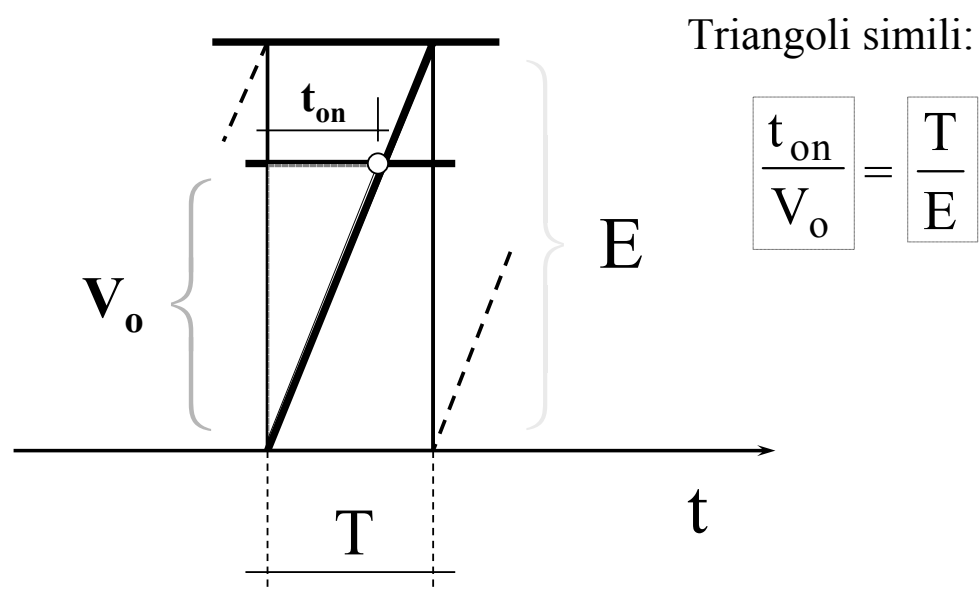
Modulazione PWM



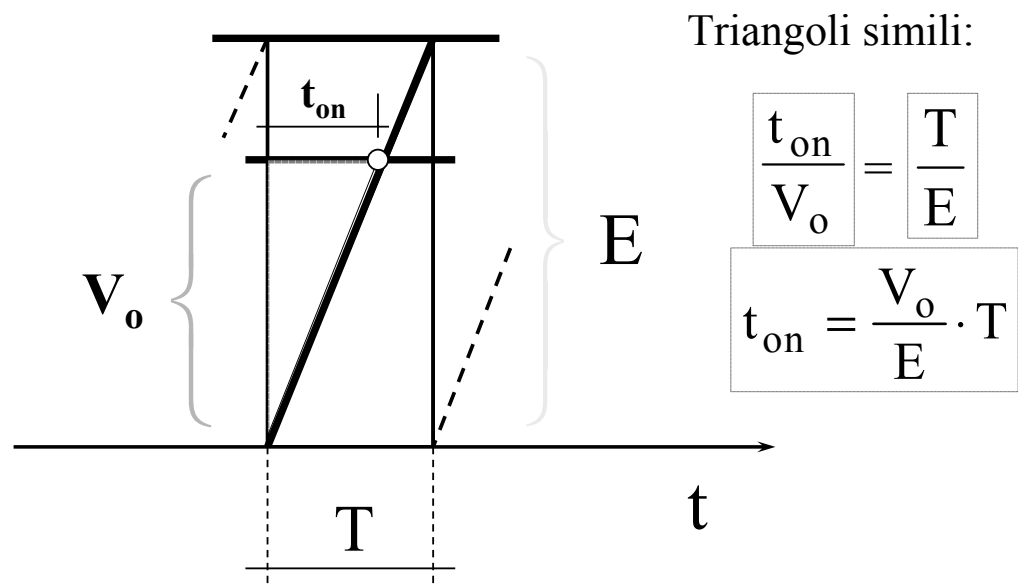
Modulazione PWM



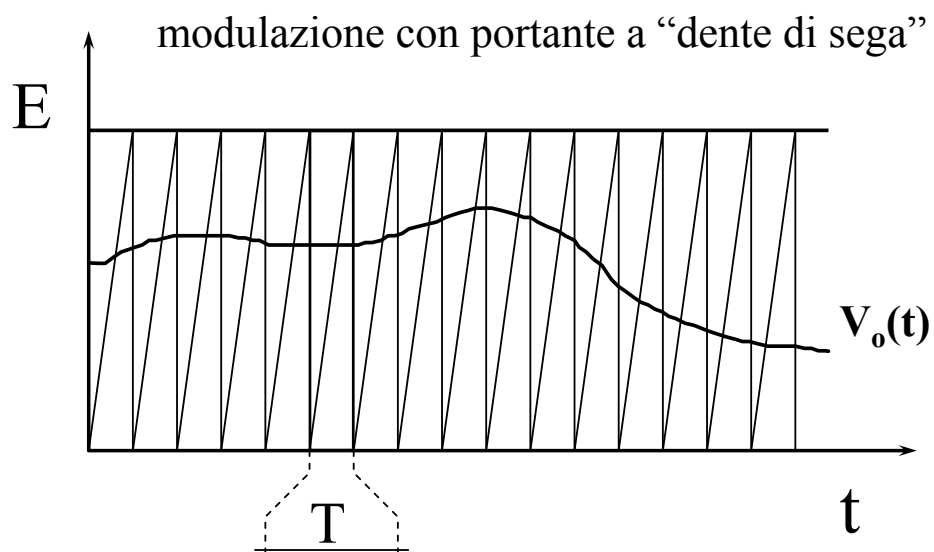
Modulazione PWM



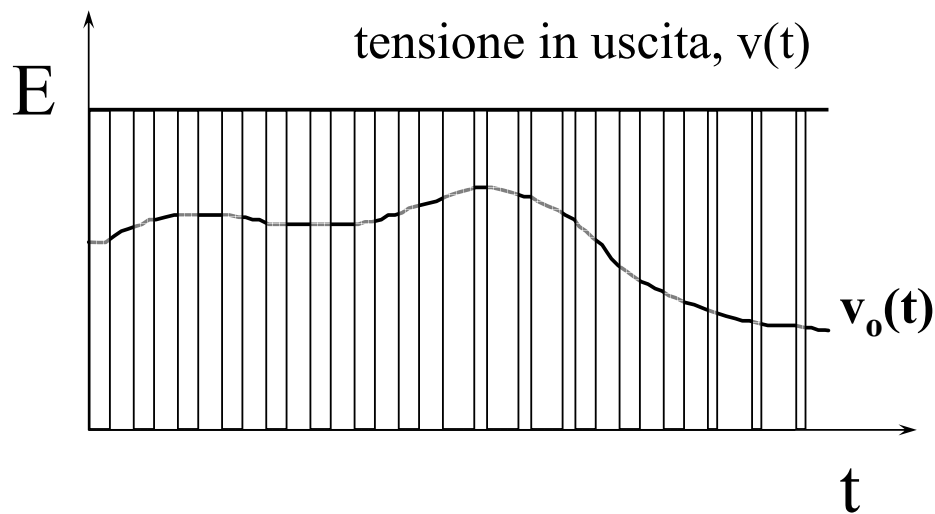
Modulazione PWM



Modulazione PWM

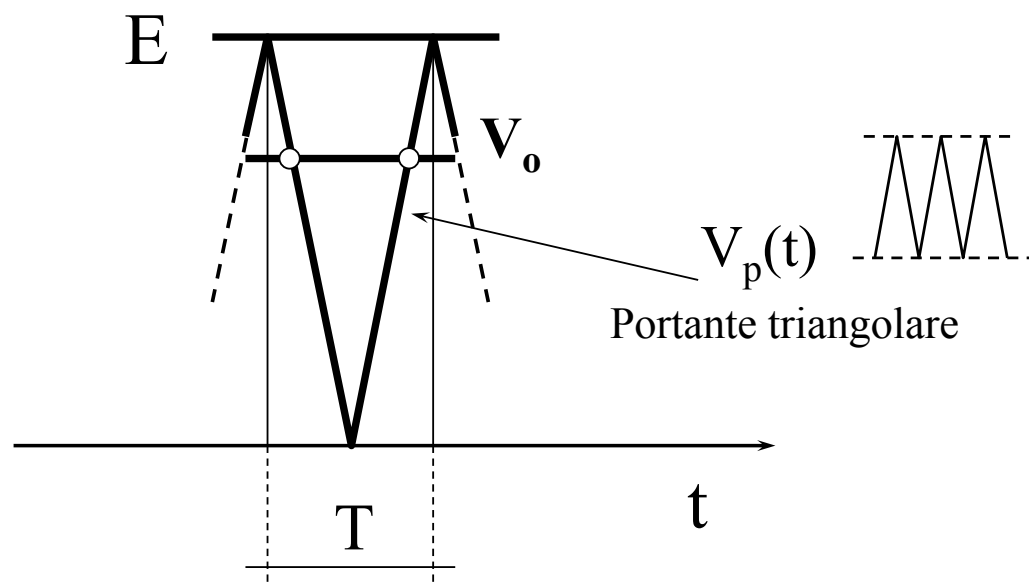


Modulazione PWM

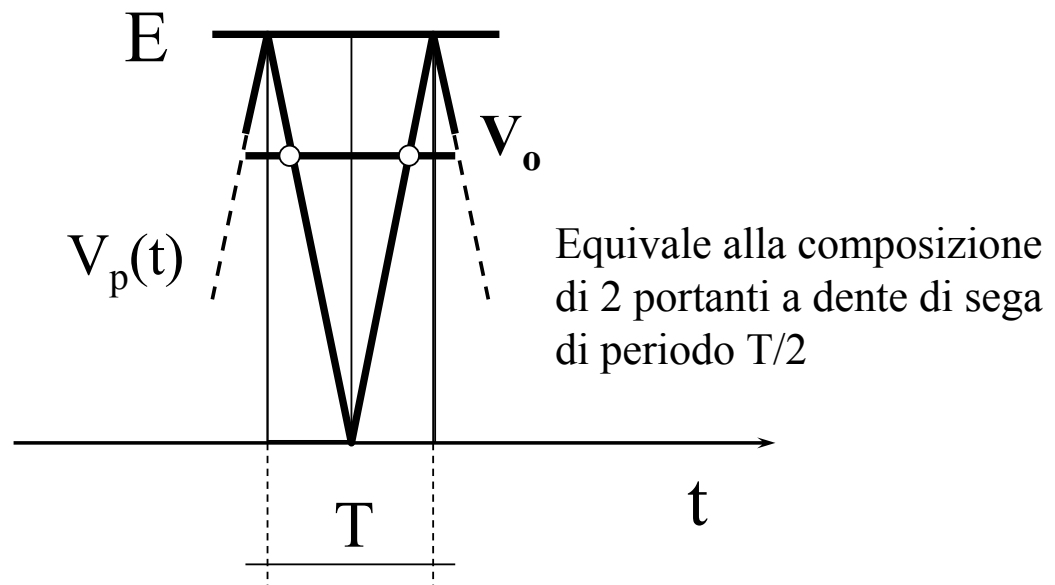


Il valor medio della tensione di uscita $v(t)$ all'interno di ciascun Tciclo insegue il valore della tensione di riferimento $v_o(t)$

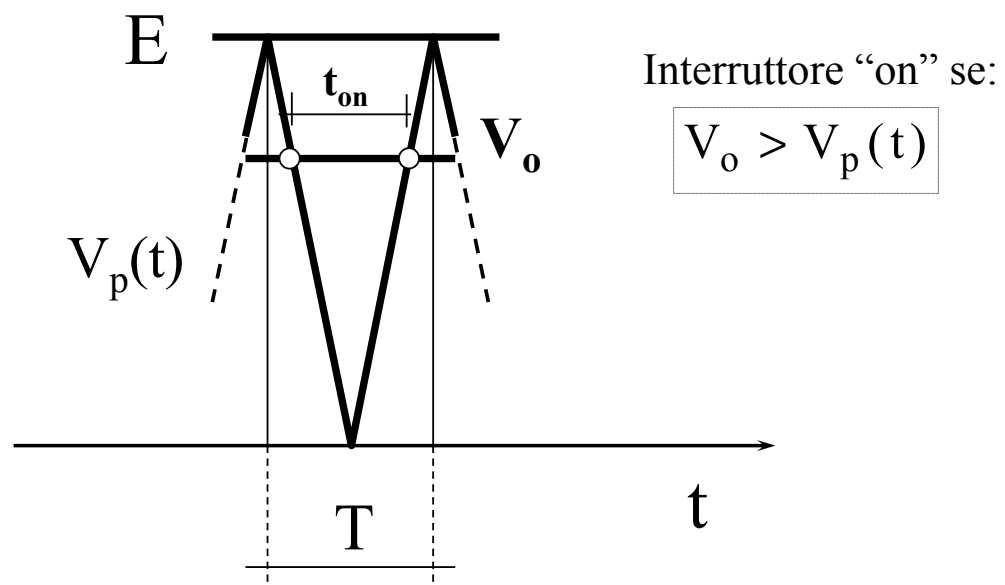
Modulazione PWM



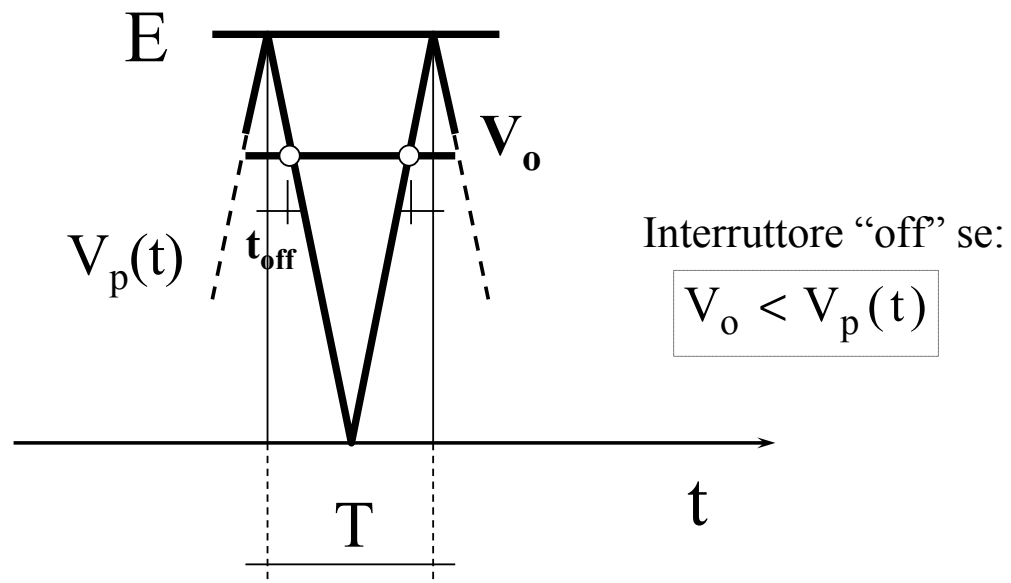
Modulazione PWM



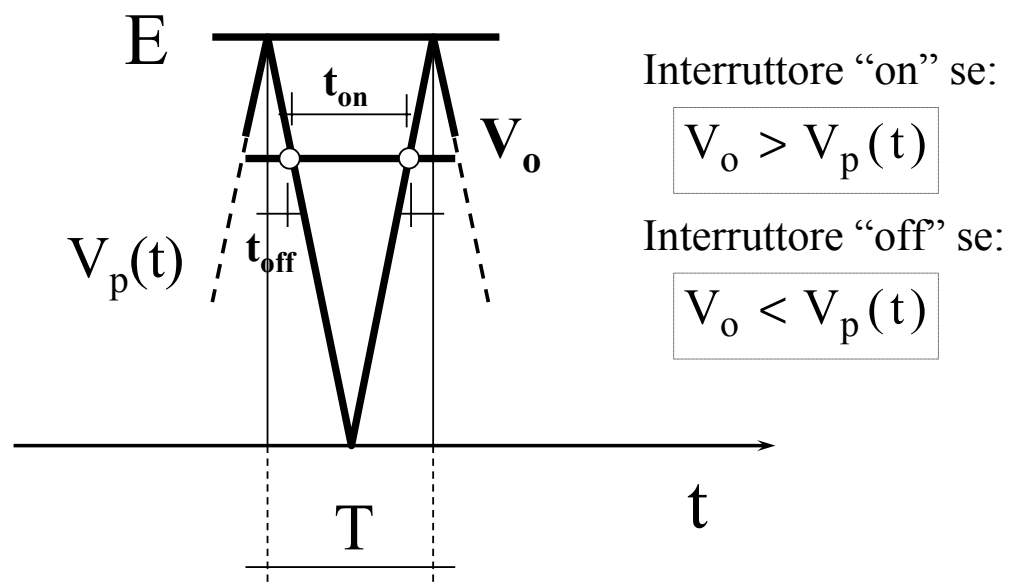
Modulazione PWM



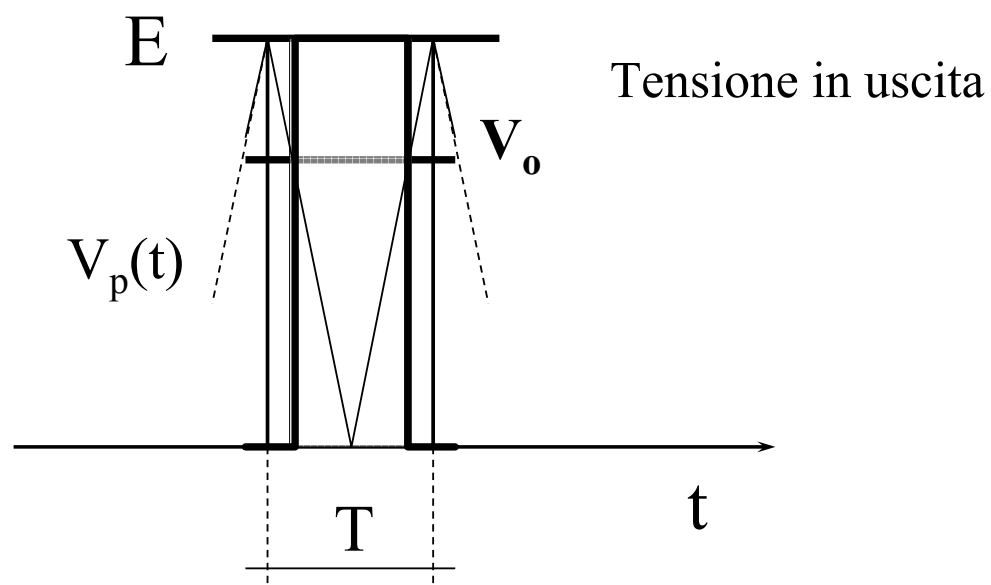
Modulazione PWM



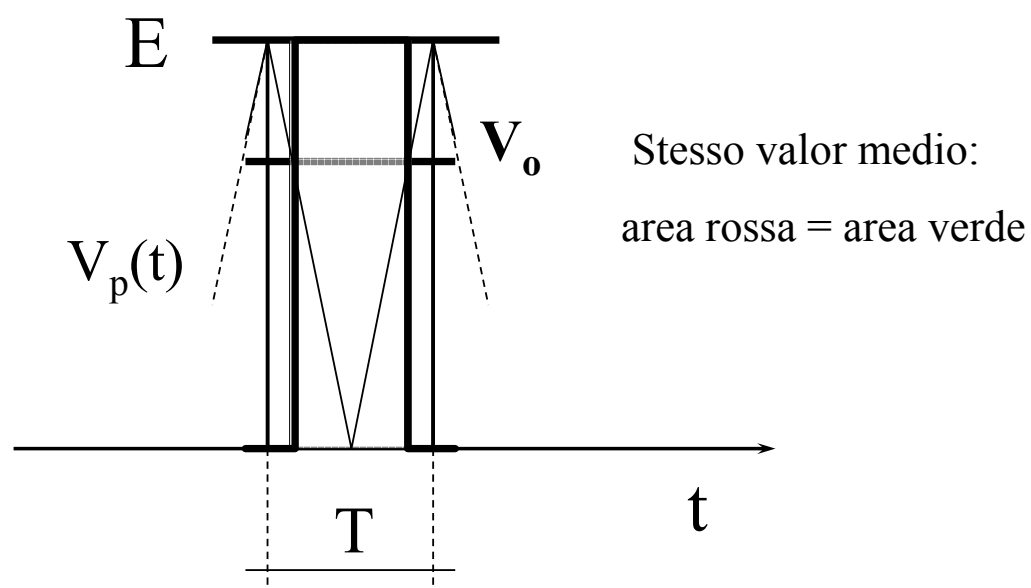
Modulazione PWM



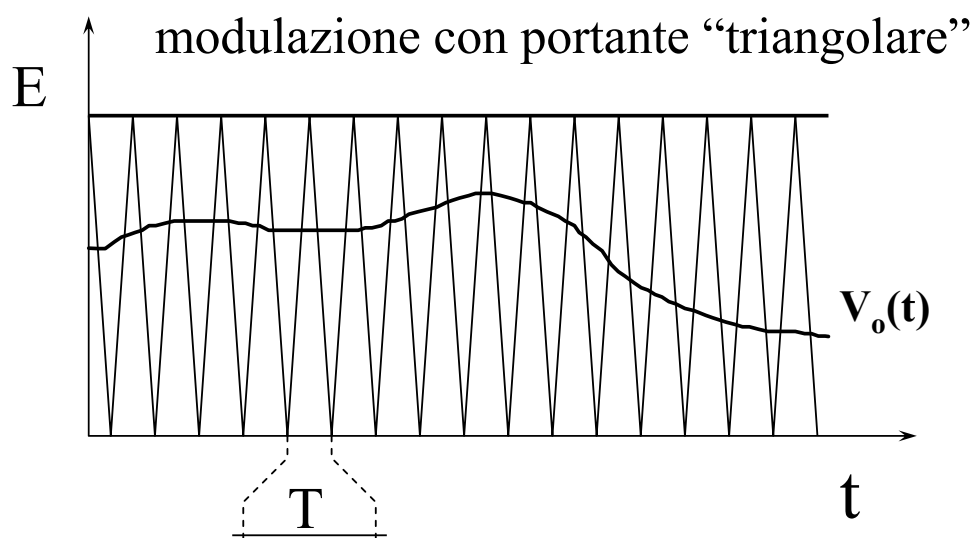
Modulazione PWM



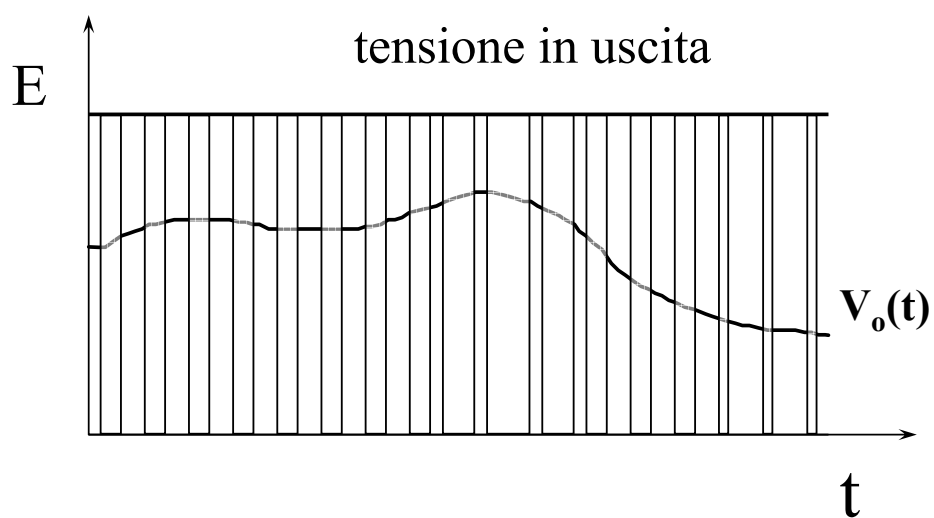
Modulazione PWM



Modulazione PWM

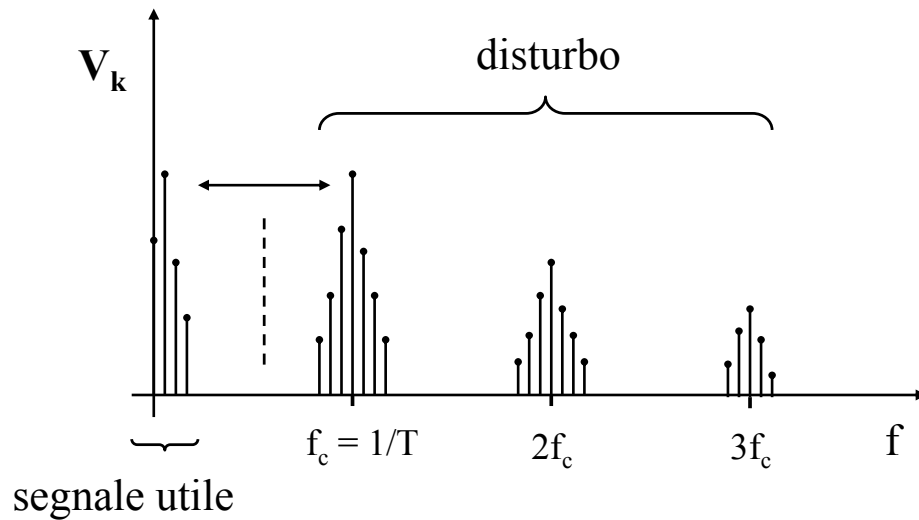


Modulazione PWM



Modulazione PWM

Contenuto armonico



- esempio con $v_o(t) = \text{cost}$
- filtro passa-basso

Modulazione PWM

Proprietà regime periodico (L)

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad \Rightarrow \quad i_L(t) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) dt$$

Considerando un funzionamento periodico, a regime, per $t = T$ si ha:

$$i_L(T) = i_L(0) \quad \Rightarrow \quad \int_0^T v_L(t) dt = 0$$

La tensione sull'induttore è mediamente nulla

$$\bar{v}_L(T) = V_L = 0$$

$$\int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^T v_L dt = 0$$

Proprietà regime periodico (C)

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad \Rightarrow \quad v_C(t) - v_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt$$

Considerando un funzionamento periodico, a regime, per $t = T$ si ha:

$$v_C(T) = v_C(0) \quad \Rightarrow \quad \int_0^T i_C(t) dt = 0$$

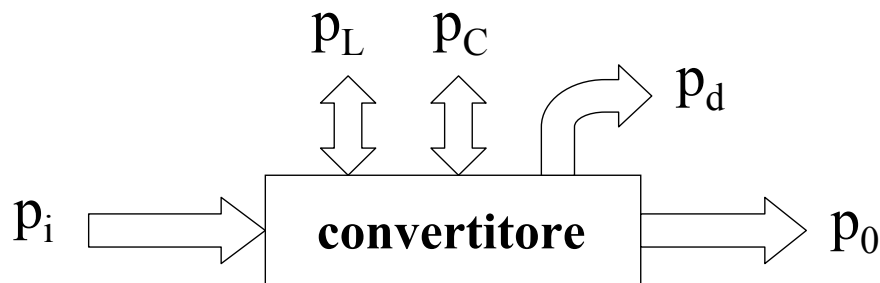
La corrente nel condensatore è mediamente nulla

$$\bar{i}_C(T) = I_C = 0$$

$$\int_0^{t_{on}} i_C dt + \int_{t_{on}}^T i_C dt = 0$$

Proprietà regime periodico (P)

Bilancio di potenza istantanea:



$$p_i(t) = p_o(t) + \frac{d}{dt} W_L(t) + \frac{d}{dt} W_C(t) + p_d(t)$$

Proprietà regime periodico (P)

Bilancio di potenza istantanea:

$$p_i(t) = p_o(t) + \frac{d}{dt} W_L(t) + \frac{d}{dt} W_C(t) + p_d(t)$$

$$W_L(t) = \frac{1}{2} L i_L^2(t)$$

$$\overset{\Delta}{W}_C(t) = \frac{1}{2} C v_C^2(t)$$

Bilancio di potenza media (bilancio di energia):

$$\bar{p}_i(T) = \bar{p}_o(T) + \frac{1}{T} \Delta W_L(0, T) + \frac{1}{T} \Delta W_C(0, T) + \bar{p}_d(T)$$

Proprietà regime periodico (P)

In condizioni periodiche, a regime:

$$i_L(T) = i_L(0) \Rightarrow \Delta W_L(0, T) = 0$$

$$v_C(T) = v_C(0) \Rightarrow \Delta W_C(0, T) = 0$$

Bilancio di potenza media (bilancio di energia):

$$P_i = P_o + P_d$$

trascurando le perdite

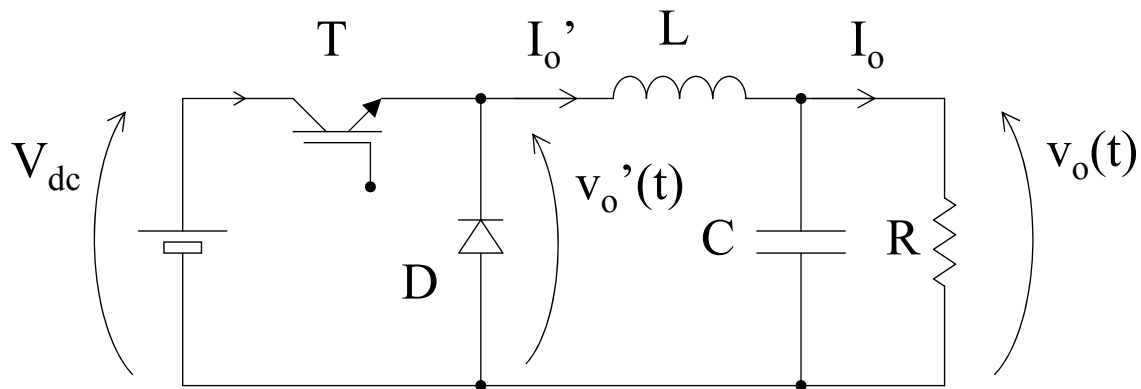
Proprietà regime periodico (P)

Calcolo delle potenze medie, attenzione!

$$P = \bar{p}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \neq \bar{v}(T) \cdot \bar{i}(T)$$

Il valor medio del prodotto è in generale diverso dal prodotto dei valori medi, a meno che una o entrambe le grandezze siano costanti

Chopper buck



$$V_L = 0 \rightarrow V_o' = V_o \quad I_C = 0 \rightarrow I_o' = I_o$$

(lettere maiuscole $\equiv$ valori medi)

Chopper buck

Promemoria:

Configurazione iniziale con carico R-L (già vista con PWM)

$\rightarrow$ calcolo tensione di uscita V_o con δ (duty cycle)

Configurazione con L-CR

calcolo tensione di uscita con bilancio sulla L

Medie nulle di tensione su L e di corrente su C

$\rightarrow V_o' = V_o, I_o' = I_o$

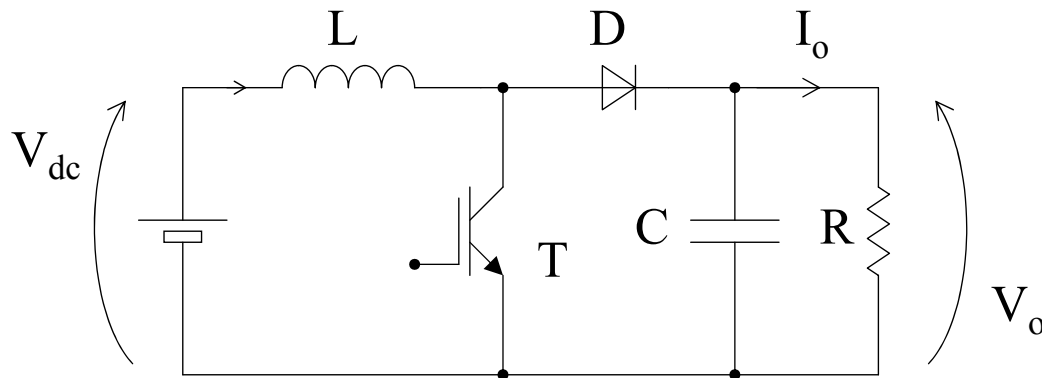
Bilancio di potenza $V_{dc} I_{dc} = V_o I_o$ (regime periodico)

localizzazione perdite (potenze medie nulle su L e C)

$\rightarrow$ calcolo I_o

Introduzione dei quadranti. 1 quadrante

Chopper boost



Chopper boost

Promemoria:

Calcolo tensione di uscita con bilancio sulla L

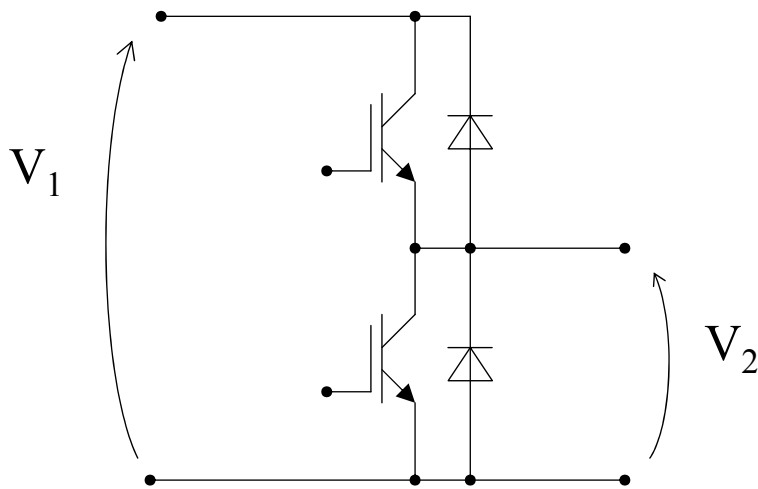
Bilancio di potenza $V_{dc} I_{dc} = V_o I_o$

calcolo I_o

Chopper abbassatore di corrente

1 quadrante

Chopper a ramo completo



Chopper a ramo completo

Promemoria:

2 quadranti

Da un lato abbassatore, dall'altro innalzatore

Recupero energia (motore o carico attivo)

Controllo completo tensione per $I_o > < 0$

Introduzione dei “tempi morti”

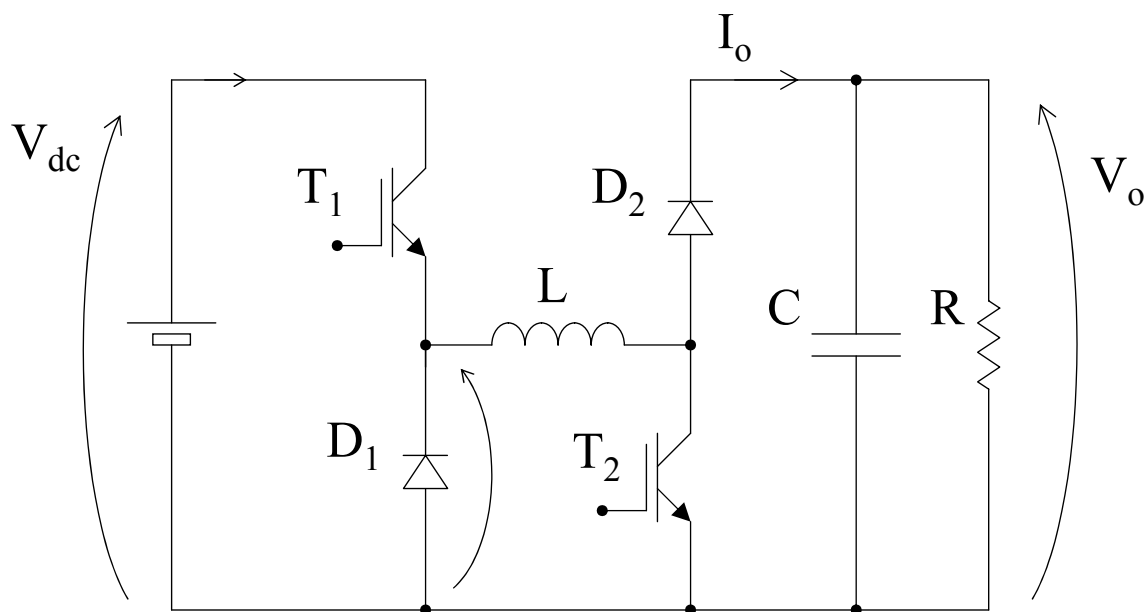
Chopper buck-boost

Per ottenere in uscita una tensione che può essere sia inferiore che superiore alla tensione di alimentazione si potrebbe pensare ad un collegamento in cascata di chopper tipo “buck” e tipo “boost” controllati con lo stesso duty-cycle δ :

$$V_o = \frac{1}{1-\delta} (\delta V_{dc}) = \frac{\delta}{1-\delta} V_{dc}$$

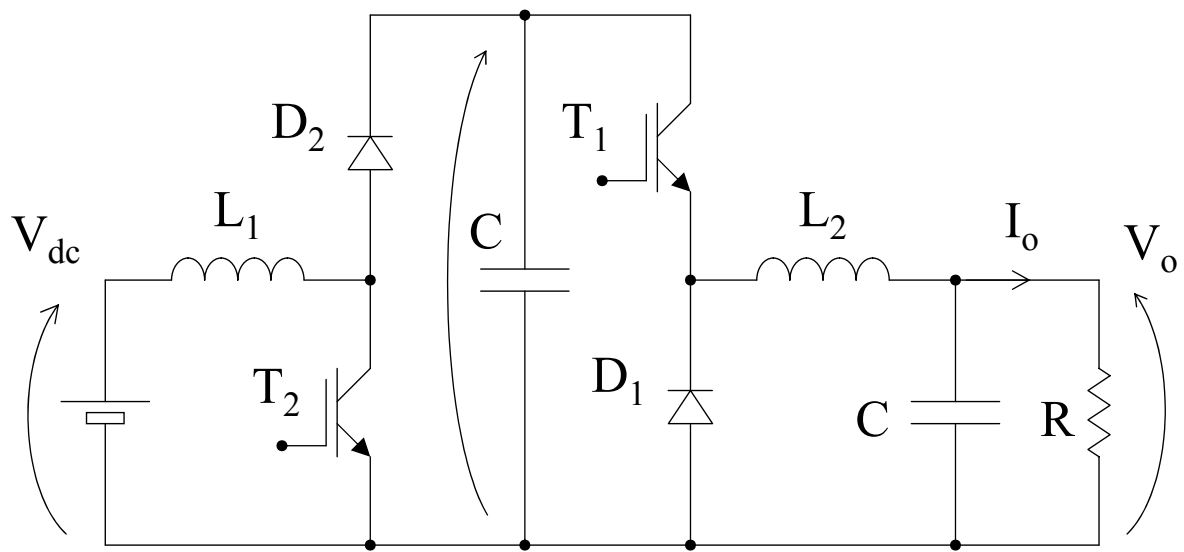
In pratica vengono utilizzate configurazioni più semplici che realizzano lo stesso rapporto tra ingresso ed uscita ma con polarità invertita.

Chopper “buck+boost”



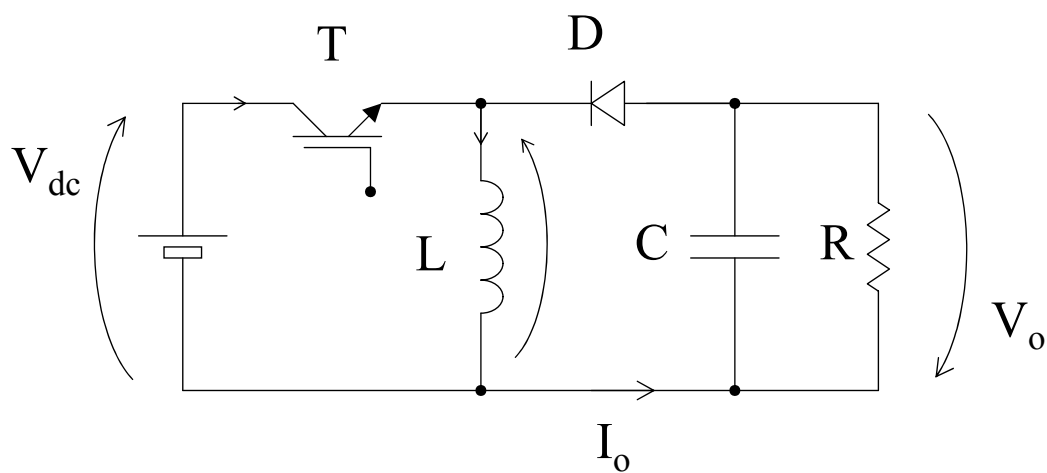
Configurazione non utilizzata nelle applicazioni

Chopper “boost+buck”



Configurazione non utilizzata nelle applicazioni

Chopper buck-boost



Chopper buck-boost

Promemoria:

A regime (valore medio) $\rightarrow V_L = 0$

Calcolo dei rapporti ingresso-uscita:

$$V_o = \frac{\delta}{1-\delta} V_{dc}$$

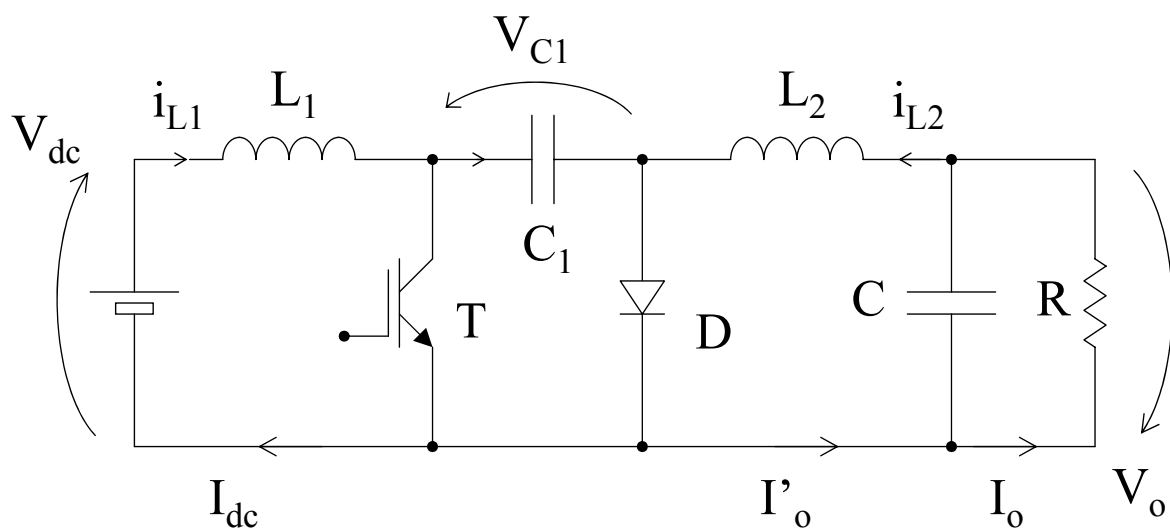
$$I_{dc} = \frac{\delta}{1-\delta} I_o$$

Calcolo tensioni su diodo e transistor.

Determinazione corrente induttore

(Kirchhoff o andamenti istantanei)

Cùk converter



Cùk converter

Promemoria:

A regime (valori medi) $\rightarrow V_{C1} = V_{dc} + V_o$

$\rightarrow$ Calcolo V_o con bilancio su L_1 o L_2

$\rightarrow$ Calcolo I_{dc} con bilancio su C_1

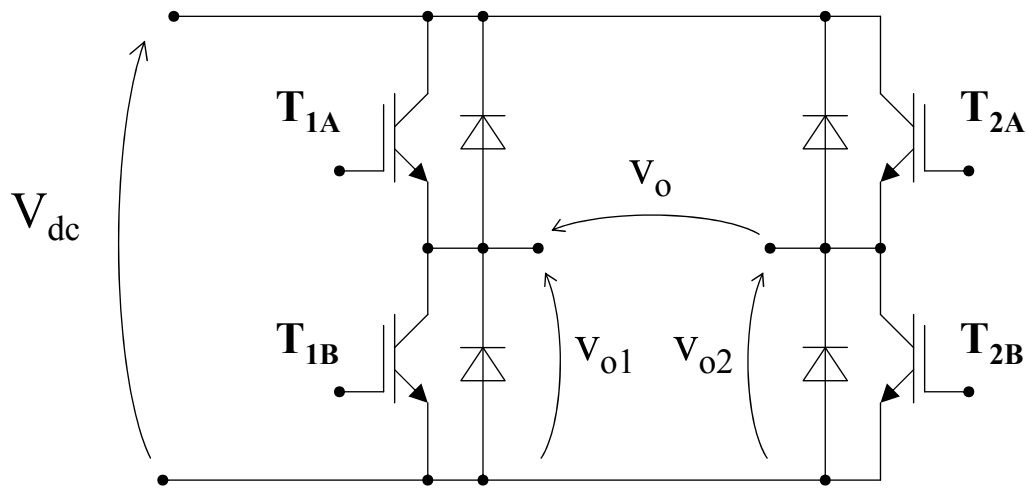
$$V_o = \frac{\delta}{1-\delta} V_{dc}$$

$$I_{dc} = \frac{\delta}{1-\delta} I_o$$

Considerazioni sul numero dei componenti

Considerazioni sulle correnti in ingresso ed in uscita

Chopper a 2 rami (*full bridge*)



Chopper a 2 rami (*full bridge*)

Promemoria

Configurazioni possibili:

- Evitare i corti circuiti sull'alimentazione
- 1 solo T acceso: la v_o dipende dalla corrente
- 2 T accesi: tabellina 2x2 con le tensioni $+V_{dc}$, 0, $-V_{dc}$

Funzionamento a 4 quadranti

Tempi morti "dead time", come per il singolo ramo

Controllo bipolare

Controllo con v_o che varia tra $+V_{dc}$ e $-V_{dc}$

2 livelli possibili di tensione di uscita

Si considerano le due configurazioni (diagonali):

T_{1A} e T_{2B} on $\rightarrow +V_{dc}$, $t_{on} = t_1$, δ_1

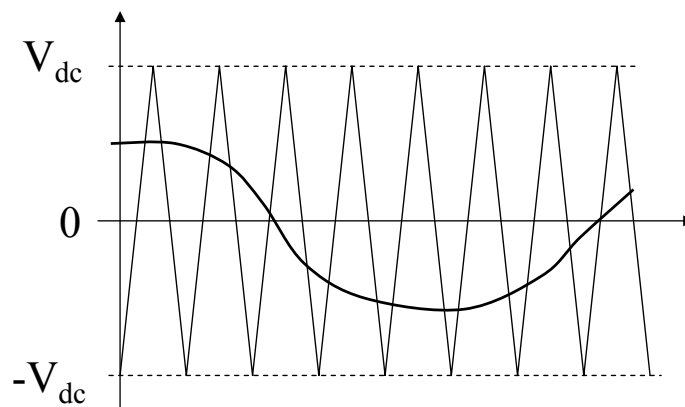
T_{2A} e T_{1B} on $\rightarrow -V_{dc}$, $t_{on} = t_2$, δ_2

$$t_1 + t_2 = T$$

$$\frac{t_1}{T} = \delta_1 = \frac{1}{2} + \frac{v_o^*}{2V_{dc}}$$

$$\frac{t_2}{T} = \delta_2 = \frac{1}{2} - \frac{v_o^*}{2V_{dc}}$$

Controllo bipolare



Controllo unipolare

Controllo con v_o che varia tra $+V_{dc}$ e 0 o tra 0 e $-V_{dc}$

3 livelli possibili di tensione di uscita

Si considerano le due coppie di configurazioni:

$$V_o^* \geq 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} T_{1A} \text{ e } T_{2B} \text{ on} \rightarrow +V_{dc}, t_{on} = t_1, \delta_1 \\ T_{1A} \text{ e } T_{2A} \text{ on} \rightarrow 0, t_{on} = t_0, \delta_0 \end{array} \right. \quad \boxed{t_1 + t_0 = T}$$

$$V_o^* \leq 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} T_{1B} \text{ e } T_{2A} \text{ on} \rightarrow -V_{dc}, t_{on} = t_2, \delta_2 \\ T_{1B} \text{ e } T_{2B} \text{ on} \rightarrow 0, t_{on} = t_0, \delta_0 \end{array} \right. \quad \boxed{t_2 + t_0 = T}$$

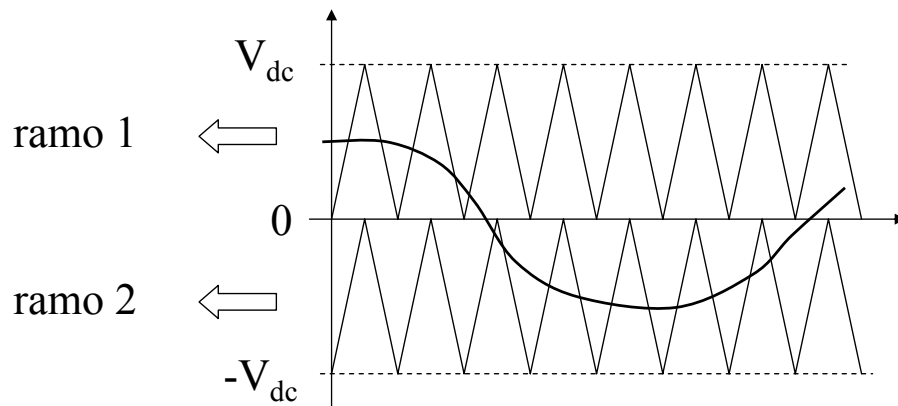
Controllo unipolare

Il controllo risulta identico a quello impiegato per il chopper abbassatore (*buck*) con la discriminante se la tensione desiderata in uscita è positiva o negativa. Ciò si ottiene con l'utilizzo di 2 portanti (0,+E) e (0,-E).

$$V_o^* \geq 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{t_1}{T} = \delta_1 = \frac{v_o^*}{V_{dc}}}$$

$$V_o^* \leq 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{t_2}{T} = \delta_2 = -\frac{v_o^*}{V_{dc}}}$$

Controllo unipolare



Controllo unipolare

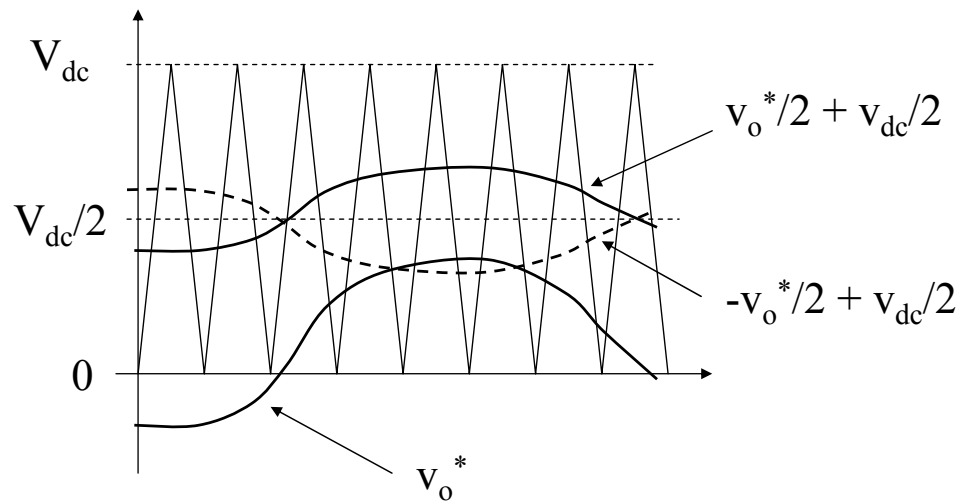
In alternativa si può realizzare il controllo unipolare controllando separatamente i due rami, utilizzando la una sola portante e due modulanti, sfruttando la relazione:

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{o1}^* = \frac{V_o^*}{2} + K_1 \\ v_{o2}^* = -\frac{V_o^*}{2} + K_2 \end{array} \right.$$

Per rispettare il vincolo $0 \leq v_{o1}, v_{o2} \leq V_{dc}$ si assume:

$$K_1 = K_2 = V_{dc}/2$$

Controllo unipolare



Confronto

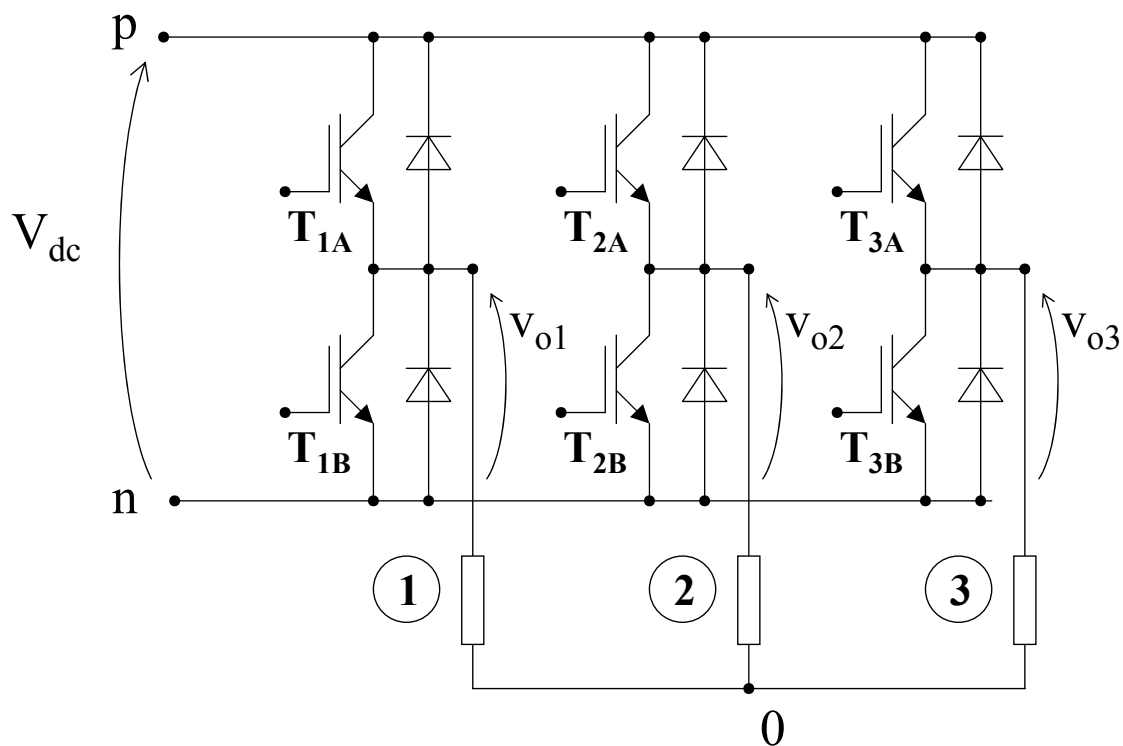
L'oscillazione della tensione di uscita nel caso bipolare (V_{dc}) è doppia rispetto al caso unipolare ($2V_{dc}$).

Si ha quindi un *ripple* doppio anche nella corrente di carico.

Dal punto di vista del contenuto armonico, il controllo unipolare consente quindi praticamente di dimezzare l'ampiezza delle armoniche di commutazione.

→ *Grafici con andamenti delle tensioni nei diversi casi*

Inverter trifase (3 rami)



Inverter trifase (six-step)

PROMEMORIA

Configurazioni possibili:

- Evitare i corti circuiti sull'alimentazione
- 1 solo T acceso per ramo: la v_o dipende dalla corrente
- 3 T accesi: tabellina 010, 111, etc e v_{ok} , v_{ij} ($+V_{dc}$, 0, $-V_{dc}$)
- configurazioni "Nulle" e conf. "Attive"
- Tempi morti "dead time", come per il singolo ramo
- Funzionamento *six-step*

Inverter trifase

PROMEMORIA

Legami: $v_{ok} \leftrightarrow e_k \leftrightarrow v_{ij}$

Come passare da v_{ij} ad e_k
con la condizione $\sum e_k = 0$ (carico equilibrato)

Modulazione PWM sulle v_{ok} con l'aggiunta di $v(t)$ arbitrario

$$v_{ok}^* = e_k^* + v(t)$$

Prima scelta di comodo: $v(t) = V_{dc}/2$

Inverter trifase

Assegnate le tensioni concatenate (v_{12} , v_{23} , v_{31}) impresse dall'inverter, questo sistema ammette infinite soluzioni nelle e_k , essendo le tre equazioni linearmente dipendenti (somma nulla).

$$\begin{cases} v_{12} = e_1 - e_2 \\ v_{23} = e_2 - e_3 \\ v_{31} = e_3 - e_1 \end{cases}$$

Se il carico è a tre fili l'omopolare di corrente è nulla.
Se è equilibrato anche l'omopolare di tensione è nulla:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

$$e_1 + e_2 + e_3 = 0$$

Questa equazione associata a due delle tre precedenti porta a:

$$\begin{cases} e_1 = \frac{v_{12} - v_{31}}{3} \\ e_2 = \frac{v_{23} - v_{12}}{3} \\ e_3 = \frac{v_{31} - v_{23}}{3} \end{cases}$$

Inverter trifase

$$e_k = v_{kn} + v_{n0}$$

$$e_1 + e_2 + e_3 = 0 =$$

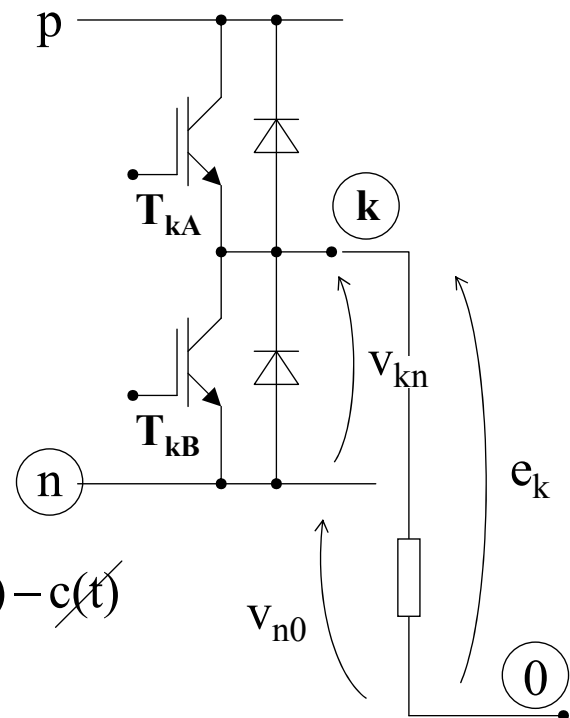
$$= v_{1n} + v_{2n} + v_{3n} + 3 v_{n0}$$

$$v_{n0} = -1/3 (v_{1n} + v_{2n} + v_{3n})$$

$$0 \leq v_{kn} \leq V_{dc} \quad v_{kn} = e_k^* + c(t)$$

$$e_k = e_k^* + c(t) - 1/3 (e_1^* + e_2^* + e_3^*) - c(t) = 0$$

$$e_k = e_k^*$$



Inverter trifase

PROMEMORIA

Limite nella tensioni di uscita con $v(t) = V_{dc}/2$

Massimizzazione ampiezze di uscita variando $v(t)$

Considerazioni su perdite e rendimento

(potenze attiva, reattiva ed apparente del carico)

Controllo della corrente

Controllo indiretto: regolazione della tensione

- Regolatore in catena aperta
 - Regolatore in retroazione
- } compensazione, *feed forward*

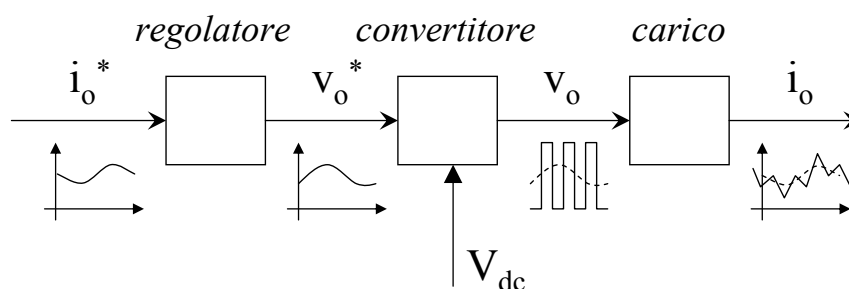
Controllo diretto:

- Convertitore a corrente impressa
- Regolatore ad isteresi

Regolatore in catena aperta

Si utilizza quando è nota la caratteristica tensione/corrente del carico e si vogliono evitare misure della corrente.

Viene calcolata la tensione v_o^* necessaria per ottenere la corrente i_o^* desiderata. Al convertitore è quindi richiesto di fornire in uscita una tensione v_o il più possibile $v_o = v_o^*$:



Regolatore in catena aperta

Vantaggi:

Semplicità di implementazione

Misura della corrente non necessaria

Svantaggi:

Scarse prerogative dinamiche

Errori nella corrente dovuti ad imprecisioni nel modello

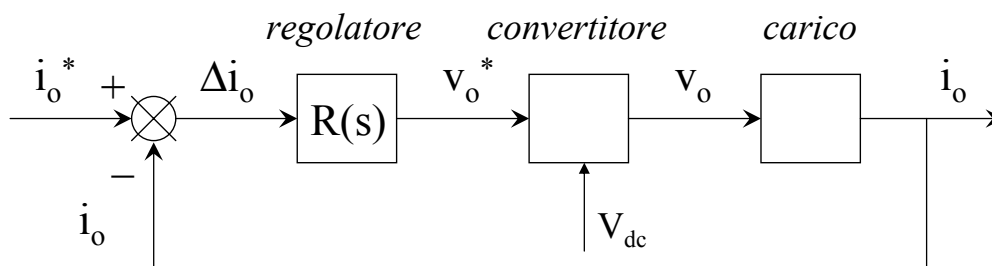
Errori nella corrente dovuti alle variazioni di parametri

Esempi: carico R, RL, RLE (motore *dc*)

Regolatore in retroazione

Schema tradizionale dei controlli automatici con il controllo della corrente tramite un regolatore $R(s)$.

La tensione v_o^* viene determinata da $R(s)$ sulla base dell'errore Δi_o . Al convertitore è quindi richiesto di fornire in uscita una tensione v_o il più possibile $v_o = v_o^*$:



Regolatore in retroazione

Vantaggi:

Implementazione standard

Non richiede il modello matematico del carico

Il carico può variare le proprie caratteristiche

Svantaggi:

Richiede la misura della corrente

Richiede dispositivi analogici o digitali per R(s)

Regolatori standard: PID, rete integratrice, etc...

Regolatore ad isteresi

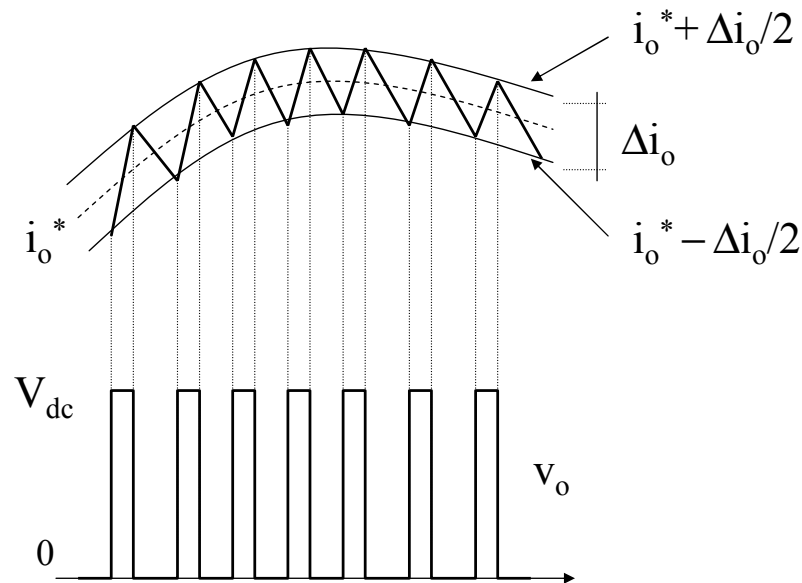
La corrente viene mantenuta entro una banda Δi_o nell'intorno del valore del riferimento i_o^* .

Il valore della corrente pilota direttamente gli interruttori del convertitore, che fornisce la tensione di uscita con la modalità “o tutto o niente”, detta anche “*bang-bang*”.

Tipicamente si ha che viene impostata la max. tensione quando la corrente deve aumentare, la minima tensione quando la corrente deve diminuire.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_o < i_o^* - \Delta i_o / 2 \rightarrow v_o = V_{dc} \quad (\text{oppure } v_o = 0) \\ i_o > i_o^* + \Delta i_o / 2 \rightarrow v_o = 0 \quad (\text{oppure } v_o = -V_{dc}) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} 3 \text{ livelli} \\ * \text{ nota} \end{array}$$

Regolatore ad isteresi



Regolatore ad isteresi

La presenza della banda d'isteresi limita la frequenza di commutazione che altrimenti sarebbe elevatissima.

La frequenza di commutazione è funzione inversa dell'ampiezza della banda e della costante di tempo L/R del carico.

Vantaggi:

Semplicità di implementazione analogica

Insensibilità alle variazioni del carico

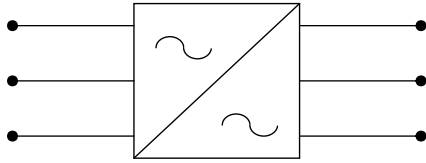
Svantaggi:

Commutazioni non uniformi nel periodo

Frequenza di commutazione variabile

Convertitori diretti ac/ac

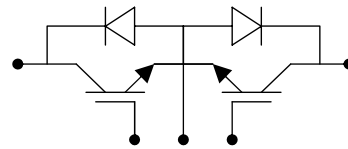
Non hanno un *bus dc* intermedio



Interruttore bidirezionale



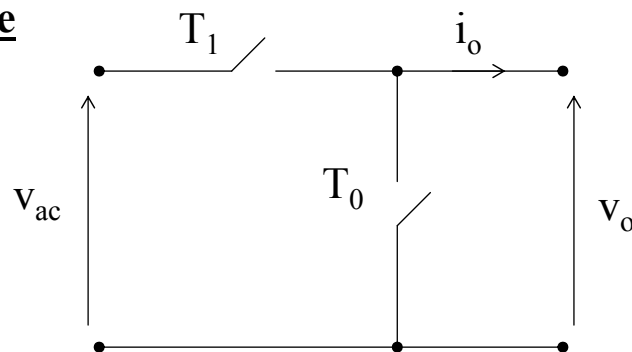
- *Chopper ac*
- *Matrix converter*



driver
* nota

Chopper ac

monofase

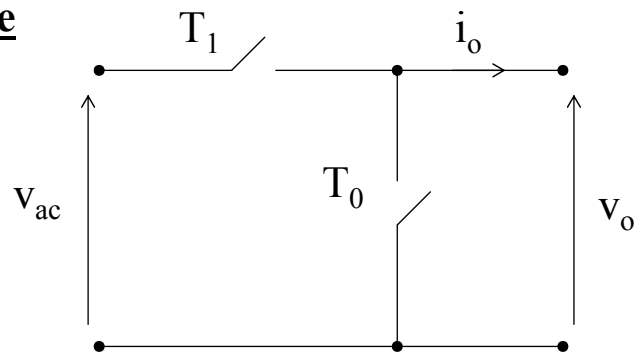


La modulazione tra T_1 e T_0 deve essere tale per cui:

- T_1 e T_0 non contemporaneamente accesi per evitare c.c.
- T_1 o T_0 acceso per consentire sempre la circolazione di i_o

Chopper ac

monofase

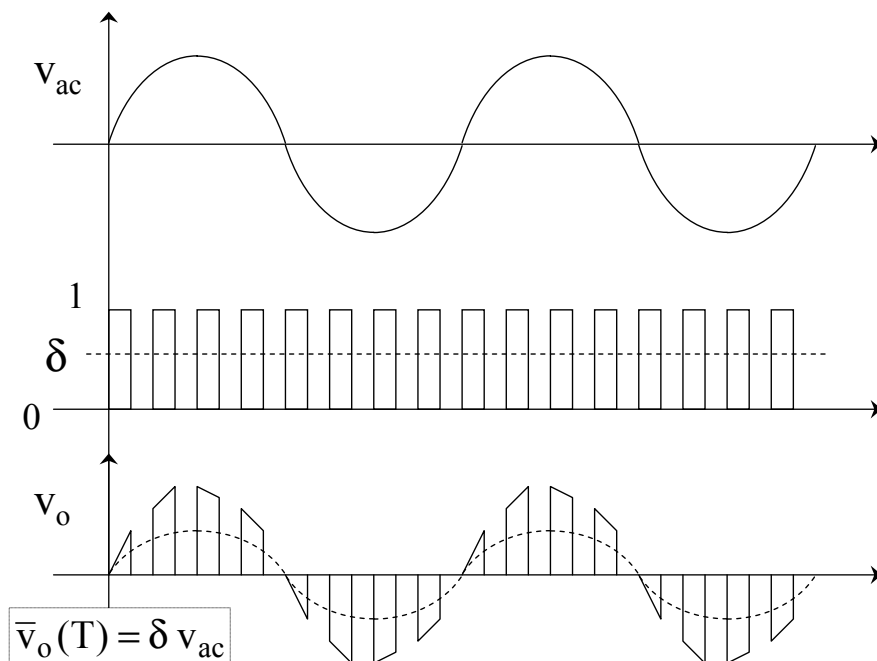


$$\left. \begin{array}{l} v_o = v_{ac} \text{ per } T_1 \text{ on} \\ v_o = 0 \text{ per } T_1 \text{ off} \end{array} \right\}$$

$$\bar{v}_o(T) = \delta v_{ac}$$

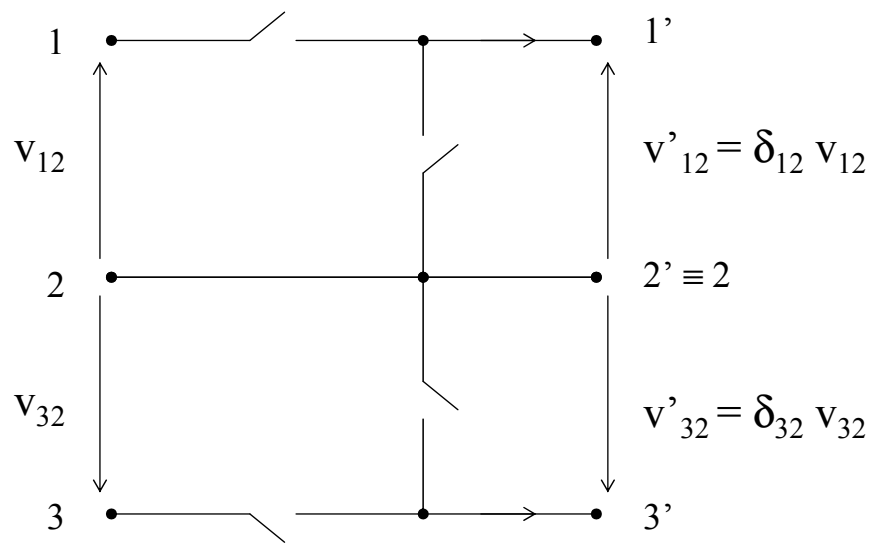
$$\delta = \frac{t_{on}}{T}$$

Chopper ac



Chopper ac

trifase

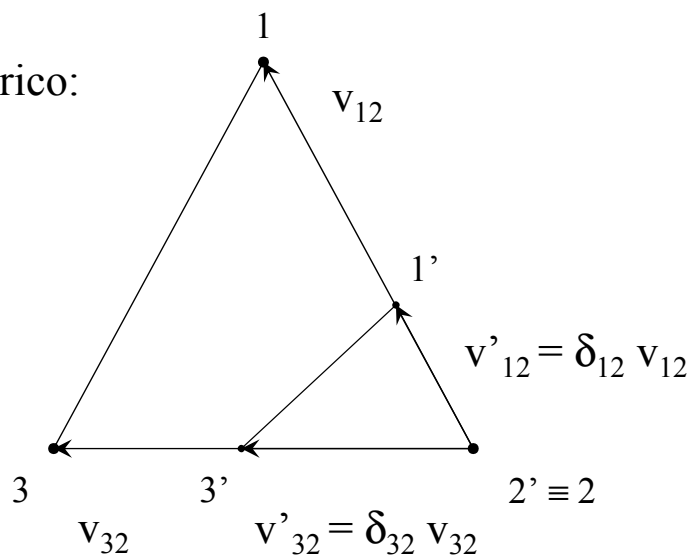


Chopper ac

trifase

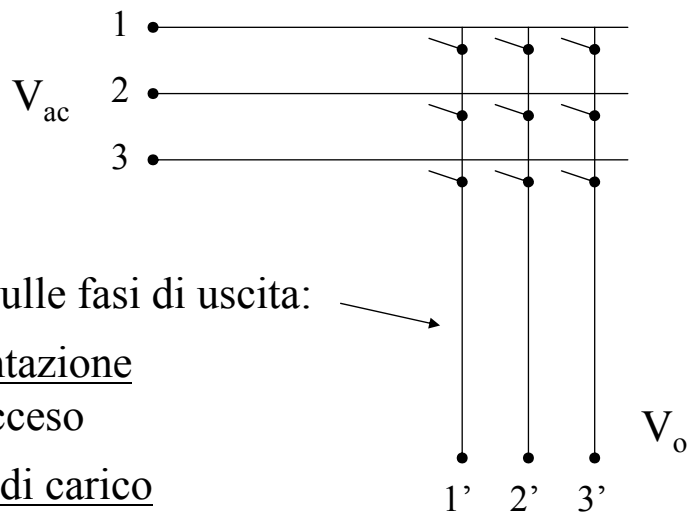
Controllo simmetrico:

$$\delta_{12} = \delta_{31} = \delta$$



Matrix converter

9 interruttori
bidirezionali



Condizioni per i T sulle fasi di uscita:

Non c.c. sull'alimentazione

- Non più di un T acceso

Continuità corrente di carico

- Almeno un T acceso

Limite in uscita: $V_o \leq 0.866 V_{ac}$

Perdite e rendimento

La potenza mediamente dissipata da un interruttore elettronico in un ciclo di lavoro T_c vale in generale:

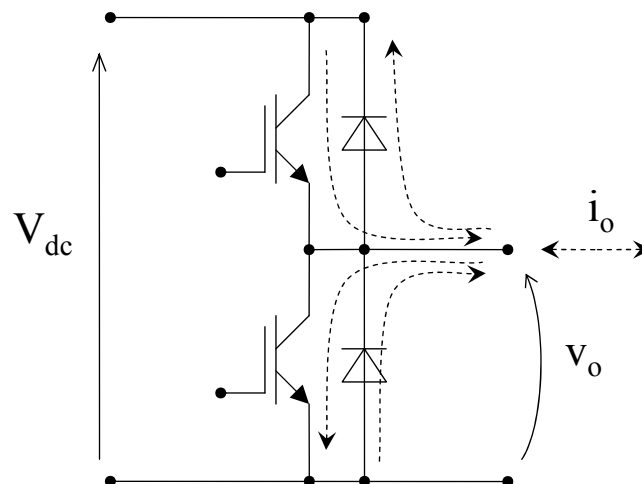
$$\bar{P}_d(T_c) = \bar{P}_{\text{cond}}(T_c) + \bar{P}_{\text{comm}}(T_c)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{P}_{\text{cond}}(T_c) = \frac{t_{\text{cond}}}{T_c} \Delta v \cdot I_o = \delta \cdot \Delta v \cdot I_o \\ \bar{P}_{\text{comm}}(T_c) = f_c \cdot k V_o I_o 2t_{\text{comm}} \quad (2t_{\text{comm}} = t_{\text{on}} + t_{\text{off}}) \end{array} \right.$$

Con riferimento alla **struttura ad 1 ramo completo**:

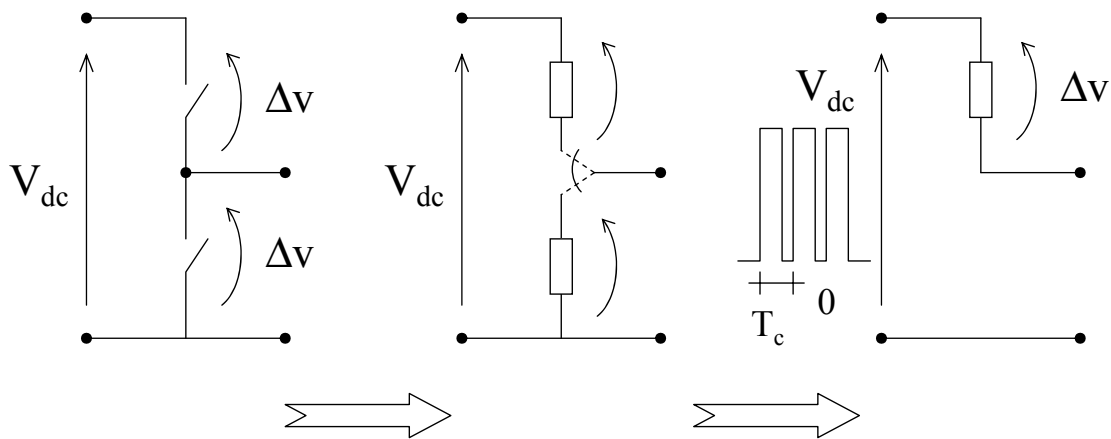
Perdite di conduzione

Si suppone in prima approssimazione che transistor e diodi abbiano le stesse cadute di tensione Δv .



Perdite di conduzione

Essendoci sempre (in T_c) la conduzione di un diodo o di un transistor, la situazione è equivalente ad una caduta Δv permanentemente inserita tra alimentazione e carico:



Perdite di conduzione

Quindi, per ogni valore e verso della corrente di carico i_o , le perdite medie di conduzione possono essere calcolate indipendentemente dal *duty-cycle* δ con riferimento al periodo T di variazione di i_o :

$$\bar{P}_{\text{cond}}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T \Delta v \cdot i_o \, dt$$

$\begin{matrix} \nearrow \\ \searrow \end{matrix}$

$\begin{matrix} \text{valor medio} \\ \\ \text{valor efficace} \end{matrix}$

$= \Delta v \, |\overline{i_o}|(T)$

$\text{se } \Delta v \cong \text{cost.}$

$= R_{\text{on}} \, \tilde{i}_o^2(T)$

$\text{se } \Delta v \cong R_{\text{on}} \, i_o$

Perdite di commutazione

Durante ogni ciclo *on-off* con periodo T_c la commutazione avviene sempre tra un transistor ed un diodo. La coppia coinvolta dipende dal verso della corrente i_o di carico.

Le P_{comm} si possono calcolare per ramo, considerando la commutazione di 1 solo transistor per ciclo, trascurando quindi le perdite di commutazione del diodo:

$$\bar{P}_{comm}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T f_c k V_{dc} 2 t_{comm} |i_o| dt = f_c k V_{dc} 2 t_{comm} \overline{|i_o|}(T)$$

↑
valor medio

Immediata l'estensione al chopper a 2 rami ed inverter a 3 rami

Rendimento

L'espressione del rendimento del convertitore è del tipo:

$$\eta = \frac{P_o}{P_d + P_o}$$

P_o rappresenta la potenza media di carico, ovvero, nel caso *ac*, la potenza attiva.

La P_d dipende dalla corrente di carico (media o efficace) e quindi dalla potenza apparente A_o (a pari tensione di uscita).

Il rendimento diminuisce quindi al calare del $\cos \varphi$ del carico:

$$\left. \begin{array}{l} P_o = A_o \cos \varphi_o \\ P_d \cong K_d A_o \end{array} \right\} \eta \cong \frac{A_o \cos \varphi_o}{K_d A_o + A_o \cos \varphi_o} \cong \frac{\cos \varphi_o}{K_d + \cos \varphi_o}$$

Comportamento termico dei componenti

Così come per la stragrande maggioranza dei dispositivi elettrici, il funzionamento dei componenti elettronici di potenza è limitato dalle sovra-temperature.

Il parametro di interesse è la temperatura di giunzione ϑ_j

$$\vartheta_j \leq \vartheta_j^{\max} \text{ solitamente: } \vartheta_j^{\max} = 125 \div 150 \text{ } ^\circ\text{C}$$

→ fusione o micro-fusioni della giunzione

Comportamento termico dei componenti

Il calore è prodotto appunto in prossimità della giunzione a causa delle perdite di conduzione e commutazione.
(sono di solito trascurabili le perdite sull'elettrodo di controllo)

$$P_d = P_{\text{cond}} + P_{\text{comm}} \quad \text{potenza media dissipata}$$

Il problema è quindi smaltire queste perdite verso l'ambiente mantenendo $\vartheta_j \leq \vartheta_j^{\max}$ con un adeguato margine di sicurezza.

Comportamento termico dei componenti

Le variabili di interesse sono quindi:

ϑ_j temperatura di giunzione

P_d potenza media dissipata

I parametri da considerare sono:

ϑ_a temperatura ambiente (costante)

$\vartheta_j^{\max}$ temperatura max. giunzione

E' possibile rappresentare il legame tra temperatura e potenza introducendo una rete termica.

Struttura dei componenti

Vedi componenti reali e disegni alla lavagna

Rete termica dei componenti

La trasmissione del calore avviene essenzialmente per conduzione dalla giunzione (*junction*) al contenitore (*case*), e dal contenitore al dissipatore (*heatsink*).

Il dissipatore scambia calore con l'ambiente per convezione (naturale e/o forzata), e solo in minima parte per irraggiamento (temperature relativamente basse).

Lo scambio termico è descritto tramite la cosiddetta:

$$\Delta\vartheta = R_{th} P_d \quad \textbf{\underline{Legge di Ohm termica}}$$

Rete termica dei componenti

$\Delta\vartheta$ **differenza di temperatura, °C** (oppure Kelvin)

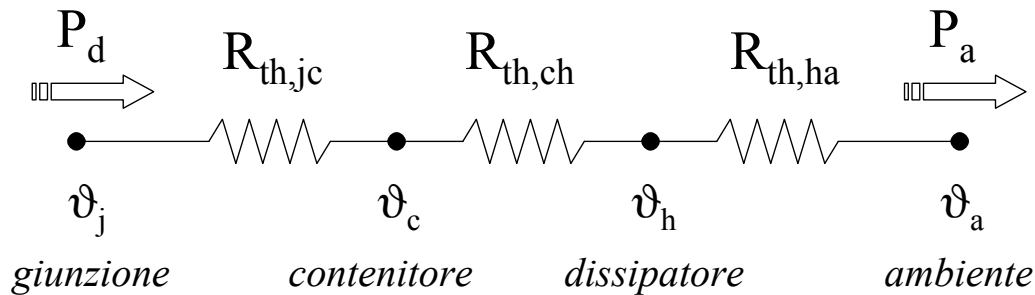
P_d **potenza termica, Watt**

R_{th} **resistenza termica, °C/W**
 *rappresenta il salto di temperatura in °C
 corrispondente alla trasmissione di 1 Watt termico*

$$R_{th} \begin{cases} \cong \text{costante per la } \underline{\text{conduzione}} \\ \text{funzione di } \vartheta \text{ per } \underline{\text{convezione}} \text{ e } \underline{\text{irraggiamento}} \end{cases}$$

Rete termica dei componenti

Il funzionamento di regime può quindi essere rappresentato tramite una rete di sole resistenze:



A regime termico: $P_a = P_d$

Rete termica dei componenti

In fase transitoria giocano un ruolo importante le capacità termiche C_{th} dei vari elementi della rete.

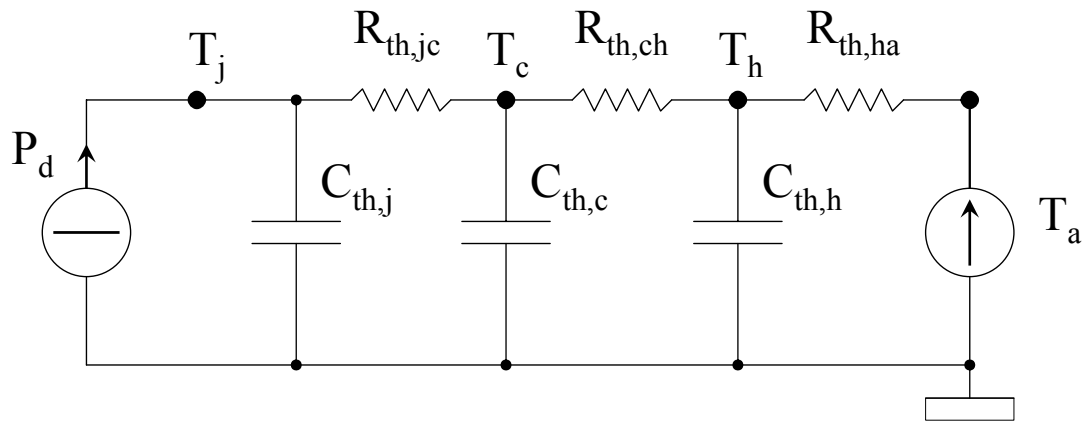
Tali capacità costituiscono una sorta di filtro “passa basso” per le temperature ϑ rispetto a variazioni impulsive periodiche della potenza dissipata P_d .

E' quindi possibile studiare l'andamento delle ϑ con riferimento ai valori medi di P_d .

La capacità termica di giunzione consente al componente di sopportare correnti impulsive di ampiezza superiore alla corrente nominale.

Rete termica dei componenti

Regime transitorio



*carica elettrica $\rightarrow$ energia termica
temperature assolute (Kelvin)*

Calcolo termico

Si può procedere con

Progetto:	$\left\{ \begin{array}{l} \text{Assegnato: } \vartheta_j, \vartheta_a \\ \text{Calcolare: } R_{th} \end{array} \right.$
Verifica:	$\left\{ \begin{array}{l} \text{Assegnato: } R_{th}, \vartheta_a \\ \text{Calcolare: } \vartheta_j \end{array} \right.$

Calcolo termico

Progetto

$$R_{th} = \frac{\vartheta_j^* - \vartheta_a^{\max}}{P_d}$$

Res. termica complessiva

In pratica, una volta scelto il componente, si può agire solo su $R_{th,ha}$ ovvero sulla scelta del dissipatore:

$$R_{th,ha} = \frac{\vartheta_j^* - \vartheta_a^{\max}}{P_d} - (R_{th,jc} + R_{th,ch})$$

($\leq$)

Calcolo termico

Verifica

$$(R_{th,jc} + R_{th,ch} + R_{th,ha}) P_d + \vartheta_a^{\max} \leq \vartheta_j^*$$

Se la verifica non è soddisfatta si deve “declassare” il componente, facendolo lavorare in condizioni meno gravose (*derating*). In ordine di “praticabilità” si ha:

- minor corrente (calano P_{cond} e P_{comm})
- minor frequenza di commutazione (cala solo P_{comm})
- minor tensione (cala solo P_{comm})
- minor *duty-cycle* (cala solo P_{cond})

SEMIKRON

innovation + service

Leistungselektronik

Power Electronics

SEMIKRON INTERNATIONAL

Dr. Fritz Martin GmbH & Co. KG
Sigmundstr. 200, D-90431 Nürnberg / Germany
Postfach 82 02 51, D-90253 Nürnberg / Germany
Telefon (09 11) 65 59-0 +49.911.6559.0
Telefax (09 11) 65 59-262 +49.911.6559.262
Telex 622 155 semi d
e-mail: SALES.SKD@SEMIKRON.COM (→ C-36)

All rights reserved:

The information presented here is to the best of our knowledge true and accurate.

No warranty or guarantee, expressed or implied is made regarding the capacity, performance or suitability of any product. We reserve the right to make changes in these specifications at any time and without notice, in order to supply the best possible product.

With the issue of this book any previous data contained in earlier catalogues or data sheets are superseded.

All SEMIKRON products and materials are sold, subject to our conditions of sales which are available on request. To obtain the highest performance some products may contain harmful materials. Please follow the recommendations for use and disposal given in the product information available on request from your nearest SEMIKRON sales office.

SEMIKRON does not recommend the use of its semiconductors in life support applications where such use may directly threaten life or injure due to device failure or malfunction. Users of SEMIKRON semiconductors in life support applications, who have not come to an agreement with SEMIKRON in respect of all parameters, assume all risks of such use and indemnify SEMIKRON against all damages resulting from such use.

The reproduction or printing of this book in part or whole is not allowed unless written permission is obtained from SEMIKRON.

Printed in Germany 06/1997 for 1997/98

Ident No. 11230380

Alle Rechte vorbehalten:

Die hier gemachten Angaben erfolgen nach bestem Wissen.

Gewähr für die Freiheit von Rechten Dritter leisten wir nur für Bauelemente, nicht jedoch für Anwendungen, Verfahren, Schaltkreise und für die in Bauelementen oder Baugruppen realisierten Schaltungen oder für Geräte. Mit den Angaben werden Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert. Liefermöglichkeiten und technische Änderungen sind vorbehalten.

Mit dem Erscheinen dieses Buches werden alle in früheren Katalogen oder Produktinformationen enthaltenen Daten ungültig.

Für alle SEMIKRON Erzeugnisse gelten unsere Liefer- und Verkaufsbedingungen. Bauelemente können aufgrund technischer Erfordernisse Gefahrstoffe enthalten. Auskunft darüber bitten wir unter Angabe des betreffenden Typs über unseren Vertrieb einzuholen.

SEMIKRON empfiehlt nicht die Anwendung von SEMIKRON Halbleitern in elektromedizinischen Geräten zum Erhalt von menschlichem Leben, welches dann durch den Ausfall von Bauelementen bedroht sein könnte. Wer trotzdem SEMIKRON Halbleiter in Geräten für lebenserhaltende Maßnahmen einbaut, ohne mit SEMIKRON die genauen Spezifikationen hierüber abzustimmen, übernimmt das damit verbundene Risiko und hält SEMIKRON von Schadensersatzansprüchen frei.

Vervielfältigung, Nachdruck – auch auszugsweise – und Übersetzung nur mit vorheriger schriftlicher Genehmigung von SEMIKRON.

Gedruckt in Deutschland 06/1997 für 1997/98

Letter Symbols and Terms

a	Maximum acceleration under vibration	I _{Cp}	Non-repetitive peak collector current
b	Width of the module base	I _{CSat}	Collector current for V _{CEsat} test
B2	Two-pulse bridge connection	I _{CRM}	Repetitive peak collector current
B6	Six-pulse bridge connection	I _d	Direct output current (of a rectifier connection)
C _{CHC}	Capacitance chip-case (baseplate)	I _D	(Direct) off-state current (thyristors)
C _{ies}	Input capacitance, output short-circuited	I _D	Maximum direct output current of the complete circuit (bridge circuits)
C _{iss}	Input capacitance, output short-circuited	I _D	Continuous drain current (MOSFETs)
C _j	Junction capacitance	I _{DC}	Continuous direct current (diode)
C _{max}	Maximum value of reservoir capacitor (for greater values of capacitance the recommended current must be reduced)	I _{DCL}	Direct output current with capacitive load (limiting value)
cont	Continuous direct current	I _{DD}	Direct off-state current
C _{OSS}	Output capacitance (input shorted)	I _{DM}	Peak value of a pulsed drain current
C _{ps}	Coupling capacitance between the primary winding and each secondary winding	I _{DR}	Continuous reverse drain current (inverse diode forward current)
C _{rss}	Reverse transfer capacitance (Miller capacitance)	I _{DRM}	Pulsed reverse drain current, peak value (pulsed inverse diode forward current)
D	Duty cycle. $D = f \cdot t_p$	I _{DSS}	Zero gate voltage drain current (gate shorted)
Ø D	Contact diameter of capsule devices	I _E	Continuous emitter current
(di/dt) _{cr}	Critical rate of rise of on-state current	i _F	Forward current (instantaneous value)
– di _D /dt	Rate of fall of the drain current (MOSFET)	I _F	Forward current
– di _F /dt	Rate of fall of the forward current (diode)	I _{F(OV)}	Overload forward current
di _G /dt	Rate of rise of gate current	I _{FAV}	Mean forward current
– di _T /dt	Rate of fall of the on-state current (thyr.)	I _{FAV(B)}	Mean basic load current
di _T /dt	Rate of rise of on-state current (thyr.)	I _{FCL}	Mean forward current with capacitive load
(dv/dt) _{cr}	Critical rate of rise of off-state voltage	I _{FM}	Peak forward current
DSC	Double sided cooling	I _{FN}	Recommended mean forward current
E _{cond}	Energy dissipation duringt conduction time	I _{FRM}	Repetitive peak forward current
ED	Intermittend duty	I _{FRMS}	RMS forward current
e.m.f.	Electromotoric force (back e.m.f.) = generated voltage of a rotating machine	I _{FSM}	Surge forward current
E _{off}	Energy dissipation during turn-off time	I _{FSM}	Surge forward current
E _{on}	Energy dissipation during turn-on time	I _{FSM}	Surge forward current
E _{rr}	Energy dissipation during reverse recovery (diode)	I _{FWM}	Peak forward working current
f	Operating frequency, pulse frequency	I _G	Gate current
f _G	Maximum frequency	I _{GD}	Gate non-trigger current
F	Mounting force	I _{GES}	Gate-emitter leakage current, collector-emitter short-circuited
Fu	Recommended fuse (fast acting)	I _{Goff}	Output current (peak) max. for switch-off (driver)
g _{fs}	Forward transconductance	I _{Gon}	Output current (peak) max. for switch-on (driver)
I _{AOmax}	Max. output current (driver)	I _{GSS}	Gate-source leakage current, drain-source short-circuited
I _C	Continuous collector current	I _{GT}	Gate trigger current
I _{CES}	Collector-emitter cut-off current with gate-emitter short-circuited	I _H	Holding current
I _{CETRIP}	Max. I _{CE} to trip ERROR (SKiiP)	I _{iH}	Input signal current (HiGH)
I _{CM}	Peak collector current	I _L	Latching current

Letter Symbols and Terms

I_M	Highest peak current obtainable at a rise time lower than 1 μ s (pulse transformers)	M_2	Torque for mounting the busbars to the semiconductor
I_N	Recommended direct output current with resistive load	M_{ac}	Mounting torque for AC terminals
I_{NCL}	Recommended direct output current with capacitive load	M_{dc}	Mounting torque for DC terminals
I_{NRMS}	Nominal r.m.s. current (of a fuse)	n	Number of semiconductor components (modules) on a common heatsink
I_{outAV}	Output average current (driver)	n	Number of load cycles
I_R	Reverse current	N	Maximum number of series connected silicon elements
I_{R0}	Reverse current for calculating the reverse power dissipation	N_p/N_s	Ratio of windings primary to secondary
I_{RD}	Direct reverse current	Δp	Pressure drop
I_{RM}	Peak reverse recovery current	P	Power dissipation of one component
I_{rms}	Alternating output current (of an a.c. controller connection)	P_{AV}	Maximum permissible permanent power dissipation average value
I_{RMS}	Maximum rated r.m.s. current of a complete a.c. controller connection	P_D	Power dissipation
i_{rr}	Reverse recovery current (measuring condition for t_r and t_{rr})	P_{FAV}	Mean forward power dissipation
I_{RRM}	Peak reverse recovery current	P_{FM}	Peak forward power dissipation
I_{RSM}	Maximum permissible non-repetitive peak reverse current (avalanche diodes)	P_G	Peak gate power dissipation
I_S	Supply current primary side	P_R	Reverse power dissipation
I_{SO}	Supply current primary side (driver) at no load	P_{RAV}	Mean reverse power dissipation (thyr.)
i_T	On-state current (instantaneous value)	P_{RRM}	Peak repetitive reverse power dissipation
I_T	(Direct) on-state current	P_{RSM}	Non-repetitive peak reverse power dissipation
I_{TAV}	Mean on-state current	P_{TAV}	Mean on-state power dissipation (thyristor)
I_{TM}	Peak on-state current	P_{TOT}	} Total power dissipation
$I_{T(OV)}$	Overload on-state current	P_{VTOT}	
I_{TRMS}	RMS on-state current	p_w	Water pressure
I_{TSM}	Surge on-state current	Q_f	Charge recovered during the reverse current fall time
i^2t	i^2t value	Q_{gel}	Gate charge (IGBT)
$\hat{I}$	Peak pulse current (IEC standard pulse 8 x 20 μ s)	Q_{gsI}	Gate-source charge (MOSFET)
I_Z	Tail current (IGBT)	Q_{rr}	Recovered charge
K	Factor from the relation $Z_{thjc}:R_{thjc}$	R	Number of rows of heatsinks one on top of the other
L	External collector inductance	RC	Recommended snubber network
l	Length of the heatsink profile	R_{CE}	Resistor for V_{CE} monitoring
L_{CE}	Parasitic collector-emitter inductance	$R_{DS(on)}$	Drain-source on-resistance (MOSFET)
L_{DS}	Parasitic drain-source inductance	rec ...	Rectangular current waveform
L_p	Inductance of the primary winding at 1 kHz	rec. 120	Rectangular pulses, 120° conduction angle
L_{ss}	Parasitic inductance (sec. stray inductance)	R_{EX}	Auxiliary emitter series resistor (parallel IGBT)
M	Mounting torque	R_G	Gate circuit resistance
M_1	Torque for mounting the semiconductor to the heatsink	R_{Goff}	External gate series resistor at switch-off (MOSFET, IGBT)
		R_{Gon}	External gate series resistor at switch-on (MOSFET, IGBT)
		R_{GS}	Gate-source resistance (MOSFET)

Letter Symbols and Terms

R_L	Load resistance for measuring t_r and I_M (pulse transformer)	t_e	On-time
R_{min}	Recommended series resistor for capacitive loads (source resistance included in this value)	t_r	Reverse current fall time (diode)
R_p	Recommended parallel resistor for use with series connection	t_f	Fall time
R_p	D.C. resistance of the primary winding	t_{fr}	Forward recovery time
rpm	Revolutions per minute	t_{gd}	Gate controlled delay time
R_s	D.C. resistance of each secondary winding	T_h	Heatsink temperature
r_T	On-state slope resistance, forward slope resistance	t_{rf}	current fall time
R_{TD}	Resistor for interlock dead time (driver)	t_{rr}	current rise time
R_{thca}	Thermal resistance case to ambient air	T_j	Junction temperature
R_{thch}	Contact thermal resistance case to heatsink ¹⁾	T_{oil}	Oil temperature (at the hottest place) during operating in insulating oil
R_{thcw}	Thermal resistance case to cooling water	t_{off}	Turn-off time
R_{thha}	Thermal resistance heatsink to ambient air	t_{on}	Turn-on time
R_{thja}	Thermal resistance junction to ambient air	T_{op}	Operating temperature range
R_{thjc}	Thermal resistance junction to case	t_p	Pulse duration
$R_{thjc(p)}$	Thermal resistance junction to case under pulse conditions	$t_{pdon-err}$	Propagation delay time on ERROR
R_{thjr}	Thermal resistance junction to reference point	t_{PRESET}	Min. pulse width ERROR memory RESET time
R_{thoil}	Thermal resistance junction to oil	t_q	Circuit commutated turn-off time (thyristor)
R_{thjw}	Thermal resistance junction to cooling water	t_r	Rise time
R_{thmw}	Thermal resistance thermal trip-cooling water	t_R	Reverse blocking time: $t_R = t_c - t_p$
sin...	Sinusoidal current waveform	T_{ref}	Reference point temperature
sin. 180	Half sinewaves, 180° conduction angle	t_{rr}	Reverse recovery time
SSC	Single sided cooling	t_{sp}	Cycle time
t	Time	T_{stg}	Storage temperature range
T_{amb}	Ambient temperature	T_{tp}	Over temperature protection (SKiiP)
T_{btt}	Switching temperature of the attached bimetal thermal trip	T_{vj}	Virtual junction temperature
t_c	Period (cycle) duration	T_w	Water temperature
T_{case}	Case temperature	t_Z	Tail time (IGBT)
t_{cond}	Conducting time	$\int vdt$	Voltage-time integral at no load
t_d	Delay time	V_{air}	Air velocity
$t_{d(err)}$	ERROR input-output propagation delay time (driver)	V_{air}	Air volume
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time	V_{air}/t	Air flow
$t_{d(off)io}$	Input-output turn-off propagation delay time (driver)	$V_{(BR)}$	Avalanche breakdown voltage
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{(BR)CES}$	Collector-emitter breakdown voltage, gate-emitter short circuited
$t_{d(on)io}$	Input-output turn-on propagation delay time (driver)	$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage, gate-source short circuited
T_{err}	Max. temperature for setting ERROR	V_{CC}	Collector-emitter supply voltage
		V_{CE}	Collector-emitter (direct) voltage
		$V_{CEclamp}$	Collector-emitter clamping voltage during turn-off
		V_{CES}	Collector-emitter (direct) voltage with base-(gate)-emitter short-circuited
		V_{CESat}	Collector-emitter saturation voltage

¹⁾ Note: see page A – 7, Note 1

Letter Symbols and Terms

V_{CEstat}	Collector-emitter threshold static monitoring voltage	V_{RGO}	No-load reverse gate voltage
V_{CEdyn}	Collector-emitter threshold dynamic monitoring voltage	V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage
V_{cond}	Drain-source (collector-emitter-)voltage in the conducting state	V_{RSM}	Non-repetitive peak reverse voltage
V_D	Direct output voltage (bridge rectifier)	V_{RWM}	Crest working reverse voltage
V_D	(Direct) off-state voltage (thyristor)	V_S	Supply voltage primary (for gate driver)
V_{DD}	Direct off-state voltage (thyristor)	V_{S1}	Supply voltage stabilized
V_{DD}	Drain-source supply voltage (MOSFET)	V_{S2}	Supply voltage non stabilized
V_{DGR}	Drain-gate voltage with specified input resistance	V_{SD}	Negative source-drain voltage (inverse diode forward voltage)
V_{DRM}	Repetitive peak off-stage voltage	V_T	On-state voltage (instantaneous value)
V_{DS}	Drain-source voltage	V_T	(Direct) on-state voltage (thyr.)
V_{EE}	Emitter supply voltage	$V_{(TO)}$	Threshold voltage
V_F	Forward voltage (instantaneous value)	$V_{T(TO)}$	
V_F	(Direct) forward voltage	V_{USV}	Supply undervoltage monitoring
V_G	Gate voltage	V_V	
V_{GD}	Gate non-trigger voltage	V_{VRMS}	Alternating input voltage (r.m.s. value)
V_{GE}	Gate-emitter voltage	V_W	Water volume
V_{GES}	Gate-emitter voltage, collector-emitter short-circuited	V_{WW}	Maximum alternating working voltage between windings (r.m.s. value) (pulse transformer)
$V_{GE(th)}$	Gate-emitter threshold voltage	w	Weight
$V_{G(off)}$	Turn-off gate voltage output	$W1$	Single phase a.c. controller connection
$V_{G(on)}$	Turn-on gate voltage output	$W3$	Three phase a.c. controller connection
V_{GS}	Gate-source voltage	W_{cond}	Energy dissipation during the conducting time
$V_{GS(th)}$	Gate-source threshold voltage	W_F, E_F	Forward energy dissipation
V_{GT}	Gate trigger voltage	W_{off}, E_{off}	Energy dissipation during the turn-off time
V_{iH}	Input signal voltage (HIGH) max.	W_{on}, E_{on}	Energy dissipation during the turn-on time
V_{ISOL}	Insulation test voltage (r.m.s.)	$\hat{W}_p, \hat{E}_p$	Maximum permissible non-repetitive peak pulse energy (rectangular pulse 2 ms)
V_{isol10}	Isolation test voltage (r.m.s. / 1 min.) input-output (driver)	Z_{th}	Transient thermal impedance
V_{isol12}	Isolation test voltage (r.m.s. / 1 min.) output1 - output 2 (driver)	Z_{thca}	Transient thermal impedance case to ambient
V_{IT+}	Input threshold voltage (HIGH) min.	Z_{thjc}	Transient thermal impedance junction to case
V_{IT-}	Input threshold voltage (LOW) max.	Z_{thjcD}	Transient thermal impedance junction to case of the freewheeling diode (brake chopper IGBT module)
V_{olw}	Water volume per unit time	Z_{thjh}	Transient thermal impedance junction to heat-sink
V_{oH}	Logic HIGH output voltage (driver)	Z_{thha}	Transient thermal impedance heatsink to ambient air
V_{oL}	Logic LOW output voltage (driver)	$Z_{(th)p}$	Transient thermal impedance under pulse conditions
$\hat{V}_p$	Peak pulse voltage	$Z_{(th)t}$	Transient thermal impedance
V_R	(Direct) reverse voltage	$Z_{(th)z}$	Supplementary transient thermal impedance
V_{RD}	Direct reverse voltage	Θ	Conduction angle
V_{RGM}	Peak reverse gate voltage		

Terms and Letter Symbols

Currents

		Mean forward current	I_{FAV}
Alternating output current (of an a.c. controller connection)	I_{rms}	Mean forward current with capacitive load	I_{FCL}
Collector current for V_{CEsat} test	I_{Csat}	Mean on-state current	I_{TAV}
Collector-emitter cut-off current with base-(gate-)emitter short-circuited	I_{CES}	Nominal r.m.s. current	I_{NRMS}
Continuous direct current	I_{cont}	Nominal r.m.s. current of a fuse	I_{NRMS}
Continuous collector current	I_C	Non-repetitive peak collector current	I_{CP}
Continuous direct drain current (MOSFETs)	I_D	On-state current (instantaneous value)	i_T
Continuous direct current (diode)	I_{DC}	Output average current (driver)	I_{outAV}
Continuous emitter current	I_E	Overload forward current	$I_{F(OV)}$
Continuous reverse drain current (inverse diode forward current)	I_{DR}	Overload on-state current	$I_{T(OV)}$
(Direct) forward current (diode)	I_F	Peak collector current	I_{CM}
(Direct) off-state current (thyristor)	I_D, I_{DD}	Peak forward current	I_{FM}
(Direct) on-state current (thyristor)	I_T	Peak forward working current	I_{FWM}
Direct output current (of a rectifier connection)	I_d	Peak on-state current	I_{TM}
Direct output current with capacitive load	I_{DCL}	Peak pulse current (IEC standard pulse $8 \times 20 \mu s$)	$\hat{i}$
Direct reverse current	I_{RD}	Peak reverse recovery current	I_{RM}, I_{RRM}
Forward gate (trigger) current	I_{FG}	Peak value of a pulsed drain current	I_{DM}
Forward current (instantaneous value)	i_F	Permissible overload current	$I_{F(OV)}$
Gate current	I_G	Pulsed reverse drain current (pulsed inverse diode forward current)	I_{DRM}
Gate non-trigger current	I_{GD}	Recommended direct output current with resistive load	I_N
Gate-source leakage current (output shorted)	I_{GSS}	Recommended direct output current with capacitive load	I_{NCL}
Gate trigger current	I_{GT}	Recommended mean forward current	I_{FN}
Highest peak current obtainable at a rise time lower than $1 \mu s$ (pulse transformer)	I_M	Repetitive peak collector current	I_{CRM}
Holding current	I_H	Repetitive peak forward current	I_{FRM}
Input signal current (High)	I_{iH}	Reverse current	I_R
Latching current	I_L	Reverse recovery current (measuring condition for t_r and t_{rr})	i_{rr}
Maximum collector current to trip ERROR (SkiiP)	I_{CETrip}	RMS forward current	I_{FRMS}
Maximum direct output current	I_d	RMS on-state current	I_{TRMS}
Maximum gate non-trigger current	I_{GD}	Supply current primary side (driver)	I_S
Maximum output current (driver)	I_{AO}	Supply current primary side (driver) at no load	I_{SO}
Maximum output direct current of the complete circuit (bridge circuits)	I_D	Surge forward current (diode)	I_{FSM}
Maximum peak output current (of driver) for switch-on (IGBT)	I_{Gon}	Surge on-state current (thyristor)	I_{TSM}
Maximum peak output current (of driver) for switch-off (IGBT)	I_{Goff}	Tail current (IGBT)	I_Z
Maximum permissible non-repetitive peak reverse current	I_{RSM}	Zero gate voltage drain current (gate shorted)	I_{DSS}
Maximum r.m.s. current of a complete a.c. controller connection I_{RSM}	I_{RMS}		
Mean basic load current	$I_{FAV(B)}$		

Voltages

Alternating line voltage (r.m.s.)	V_V
Alternating input voltage (r.m.s.)	V_{VRMS}

Terms and Letter Symbols

Avalanche break-down voltage	$V_{(BR)}$	Maximum alternating working voltage between windings (r.m.s. value) (pulse transformer)	V_{WW}
Collector-emitter clamping voltage during turn-off	$V_{CEclamp}$	Maximum gate non-trigger voltage	V_{GD}
Collector-emitter (direct) voltage	V_{CE}	Negative source-drain voltage (inverse diode forward voltage)	V_{SD}
Collector-emitter (direct) voltage with gate-emitter short-circuited	V_{CES}	No-load reverse gate voltage	V_{RGO}
Collector-emitter-monitoring threshold voltage (static) (driver)	V_{CEstat}	Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}
Collector-emitter saturation voltage	V_{CESat}	On-state voltage (instantaneous value) (thyr)	V_T
Collector-emitter supply voltage	V_{CC}	Peak pulse voltage	V_P
Continuous forward voltage	V_F	Peak reverse gate voltage	V_{RGM}
Continuous collector emitter voltage	V_{CCE}	Repetitive peak off-stage voltage	V_{DRM}
Continuous conduction voltage	V_{cond}	Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	Static Collector-emitter-monitoring threshold voltage (static) (driver)	V_{CEstat}
Direct off-state voltage (thyristor)	V_D, V_{DD}	Supply undervoltage monitoring	V_{USV}
(Direct) on-state voltage	V_T	Supply voltage non stabilized	V_{S2}
Direct output voltage (bridge rectifier)	V_D	Supply voltage primary (for driver)	V_S
Direct reverse voltage	V_{RD}, V_R	Supply voltage stabilized	V_{S1}
Drain-gate voltage with specified input resistance	V_{DGR}	Threshold voltage (rectifier diode)	$V_{(TO)}$
Drain-source breakdown voltage (input short circuited)	$V_{(BR)DSS}$	Threshold voltage (thyristor)	$V_{T(TO)}$
Drain-source supply voltage	V_{DD}	Turn-off gate voltage	$V_{G(off)}$
Drain-source voltage	V_{DS}	Turn-on gate voltage output	$V_{G(on)}$
Drain-source (collector-emitter) voltage in the conducting state	V_{cond}	Rates of fall, rates of rise	
Dynamic collector-emitter-monitoring threshold voltage (driver)	V_{CEdyn}	Critical rate of rise of off-state voltage	$(dv/dt)_{cr}$
Emitter supply voltage	V_{EE}	Critical rate of rise of on-state current	$(di/dt)_{cr}$
Forward spike voltage	V_{DP}	Rate of fall of the drain current (MOSFET)	$- di_D/dt$
Forward voltage (instantaneous value)	V_F	Rate of fall of the forward current (diode)	$- di_F/dt$
Gate voltage	V_G	Rate of fall of the on-state current (thyr.)	$- di_T/dt$
Gate-source threshold voltage	$V_{GS(th)}$	Rate of rise of the gate current	di_G/dt
Gate-source voltage	V_{GS}	Rate of rise of the on-state current (thyr.)	di_T/dt
Gate trigger voltage	V_{GT}	Power dissipations, energy dissipations	
Input signal voltage (HIGH) max.	V_{IH}	Energy dissipation during the conducting time	E_{cond}
Input threshold voltage (HIGH) min.	V_{IT}^+	Energy dissipation during the reverse recovery time (fast driver)	E_{rr}
Input threshold voltage (LOW) max.	V_{IT}^-	Energy dissipation during the turn-off time	E_{off}
Insulation test voltage (r.m.s.) between primary and secondary windings (pulse transformer)	V_{ISOL}	Energy dissipation during the turn-on time	E_{on}
Insulation test voltage (r.m.s.)	V_{ISOL}	Maximum permissible non-repetitive peak pulse energy (rectangular pulse 2 ms)	E_P
Insulation test voltage (rms, 1 min) input-output (driver)	V_{isolIO}	Maximum permissible permanent power dissipation	P_{AV}
Insulation test voltage rms, 1 min. output 1 - output 2 (driver)	V_{isol12}	Mean forward power dissipation	P_{FAV}
Logic HIGH output voltage (driver)	V_{OH}	Mean on-state power dissipation	$P_{TAV}^{\wedge}$
Logic LOW output voltage (driver)	V_{OL}	Mean reverse power dissipation	P_{RAV}
		Non-repetitive peak reverse power dissipation	P_{RSM}

Terms and Letter Symbols

Peak gate power dissipation	P_G
Peak repetitive reverse power dissipation	P_{RRM}
Power dissipation	P_D
Power dissipation of one component	P
Reverse power dissipation	P_R
Total power dissipation	P_{TOT}, P_{VTOT}

Capacitances

Capacitance chip-case (baseplate)	C_{CHC}
Coupling capacitance between the primary winding and each secondary winding	C_{ps}
Input capacitance (output shorted) (IGBT)	C_{ies}
Input capacitance (output shorted) (MOSFET)	C_{iss}
Junction capacitance	C_j
Maximum value of reservoir capacitor	C_{max}
Reverse transfer capacitance (Miller capacitance) IGBT	C_{res}
MOSFET	C_{rss}
Output capacitance (input shorted) IGBT	C_{oes}
MOSFET	C_{oss}

Inductances

External collector inductance	L
Inductance of the primary winding at 1 kHz	L_p
Parasitic inductance	L_{ss}
Parasitic drain-source inductance (MOSFET)	L_{DS}
Parasitic collector-emitter inductance (IGBT)	L_{CE}

Resistances

Auxiliary emitter resistor (parall. IGBT)	R_{EX}
D.C. resistance of the primary winding	R_p
D.C. resistance of each secondary winding	R_s
Drain-source on-resistance	$R_{DS(on)}$
External resistance between gate and emitter	R_{GE}
Forward slope resistance	r_T
Gate circuit resistance	R_G
Gate series resistor at switch-off	R_{Goff}
Gate series resistor at switch-on	R_{Gon}
Gate-source resistance	R_{GS}
Load resistance for measuring t_r and I_M	R_L
On-state slope resistance	r_T
Recommended parallel resistor for use with series connection	R_p
Recommended series resistor for capacitive loads (source resistance included in this value)	R_{min}

Thermal Resistances

Contact thermal resistance case to heatsink ¹⁾	R_{thch}
Thermal resistance case to ambient air	R_{thca}
Thermal resistance case to cooling water	R_{thcw}
Thermal resistance heatsink to ambient air	R_{thha}
Thermal resistance junction to ambient air	R_{thja}
Thermal resistance junction to case	R_{thjc}
Thermal resistance junction to case under pulse conditions	$R_{thjc(p)}$
Thermal resistance junction to cooling water	R_{thjw}
Thermal resistance junction to oil	R_{thjoil}
Thermal resistance junction to reference point	R_{thjr}
Thermal resistance thermal trip-cooling water	R_{thmw}

Transient thermal impedances

Supplementary transient thermal impedance	$Z_{(th)z}$
Transient thermal impedance	$Z_{th}, Z_{(th)t}$
Transient thermal impedance case to ambient air	Z_{thca}
Transient thermal impedance heatsink to ambient air	Z_{thha}
Transient thermal impedance junction to case	Z_{thjc}
Transient thermal impedance junction to heatsink	Z_{thjh}
Transient thermal impedance under pulse conditions	$Z_{(th)p}$
Transient thermal impedance under pulse conditions of the diode (IGBT-modules)	$Z_{(th)pD}$

Times

Circuit commutated turn-off time (thyristor)	t_q
Conducting time	t_{cond}
Conduction time (welding) (SKN 4000, SKIW..)	t_e
Cycle time	t_c
Cycle time (welding)	t_s
Current fall time	t_{if}
Current rise time	t_{ir}
Delay time	t_d
Fall time	t_f
Forward gate (trigger) current pulse duration	t_{fg}
Forward recovery time	t_{fr}
Gate controlled delay time	t_{gd}
Gate controlled rise time	t_{gr}
Load cycle time (SKN 4000, SKIW..)	t_{sp}

¹⁾ Note: Test point and measurement of heatsink temp. Th of all SEMİKRON modules see page A – 52, 3rd paragr.

Terms and Letter Symbols

Period (cycle) duration (SKN 4000, SKIW..)	t_c	Half sinewaves, 180° conduction angle	sin. 180
Pulse duration	t_p	i^2t value	i^2t
Reverse blocking time: $t_R = t_c - t_p$	t_R	Length of the heatsink profile	l
Reverse current fall time	t_f	Maximum acceleration under vibration	a
Reverse recovery time	t_{rr}	Maximum frequency	f_G
Rise time	t_r	Maximum number of series connected silicon elements	N
Sin wave period duration (welding)	t_s	Mounting force	F
Tail time (IGBT)	t_z	Mounting torque	M
Time	t	Number of rows of heatsinks one on top of the other	R
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	Number of semiconductor components (modules) on a common heatsink	n
Turn-off time	t_{off}	Operating frequency, pulse frequency	f
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	Pressure drop	Δp
Turn-on time	t_{on}	Ratio of windings	N_p/N_s

Temperatures

Ambient temperature	T_{amb}	Recommended fuse (fast acting)	Fu
Case temperature	T_{case}	Recommended snubber network	RC
Heatsink temperature ¹⁾	T_h	Recovered charge	Q_{rr}
Junction temperature	T_j	Rectangular pulses, 120° conduction angle	rec. 120
Oil temperature (at the hottest place) during operating in insulating oil	T_{oil}	Rectangular current waveform	rec...
Reference point temperature	T_{ref}	Relative overload duration, intermittend duty	ED
Storage temperature range	T_{stg}	Revolutions per minute	rpm
Switching temperature of the attached bimetal thermal trip	T_{bit}	Sinusoidal current waveform	sin.
Virtual junction temperature	T_{vj}	Sinusoidal pulses, 180° conduction angle	sin. 180
Water temperature	T_w	Single phase a.c. controller connection	W1
		Single sided cooling	SSC
		Six-pulse bridge connection	B6
		Three phase a.c. controller connection	W3

Various Terms

Air flow	$V_{air/t}$	Torque for assembly	M
Air velocity	v_{air}	Torque for mounting the semiconductor to the heatsink	M_1
Air volume	V_{air}	Torque for mounting the busbars to the semiconductor	M_2
Charge recovered during the reverse current fall time	Q_f	Two-pulse bridge connection	B2
Conduction angle	Θ	Voltage-time integral at no load	$\int vdt$
Contact diameter of capsule devices	$\varnothing D$	Water pressure	P_w
Double sided cooling	DSC	Water volume	V_w
Duty cycle $D = f \cdot t_p$	D	Water volume per unit time	Vol_w
Electromotoric forces (back e.m.f) = generated voltage of a rotating machine	e.m.f.	Weight	w
Factor from the relation $Z_{thjc} : R_{thjc}$	K	Width of the module base	b
Forward transconductance (MOSFET, IGBT)	g_{fs}	Width of the heatsink (P 21)	W
Gate turn-off charge (IGBT)	Q_G, Q_{gel}		
Gate-source charge (MOSFET)	Q_{gsI}		

¹⁾ see Note 1) page A – 7

Section 8: Rectifier Diodes

Summary of Types

Type	V _{RRM} V _{RSM} V	I _{FRMS} A	I _{FAV} sin. 180	@T _{case} °C	I _{FSM} 10 ms 25 °C A	i ² _t 10 ms 25 °C A ² s	Case	Page
SK 1	1 000 ... 1 600	3	1,15	45 ¹⁾	60	18	E 33	B 8-5
SK 3	1 000 ... 1 600	6,7	1,8	45 ¹⁾	180	162	E 34	
SKN 2,5	400 ... 1 600	5	2,5	45 ¹⁾	180	160	E 5	B 8-9
SKN 5	200 ... 1 600	10	5	45 ¹⁾	190	180	E 6	
SKN 20 SKR 20	200 ... 1 600	40	20	125	375	700	E 9	B 8-13
SKN 26 SKR 26	200 ... 1 600	40	20	125	375	700	E 8	
SKN 45 SKR 45	200 ... 1 600	80	45	125	700	2 500	E 12	B 8-17
SKN 70 SKR 70	200 ... 1 600	150	70	125	1 150	6 600	E 12	
SKN 71 SKR 71	200 ... 1 600	150	70	125	1 150	6 600	E 11	
SKN 100 SKR 100	200 ... 1 800	200	100	125	1 750	15 000	E 13	B 8-21
SKN 130 SKR 130	200 ... 1 800	260	130	125	2 500	31 000	E 14	
SKN 240 SKR 240	200 ... 1 800	500	240	125	6 000	180 000	E 15	
SKN 320 SKR 320	200 ... 1 600	700	320	125	9 000	400 000	E 16	B 8-25
SKN 400	1 800 ... 3 000	700	400	100	9 000	400 000	E 17	
SKN 450	1 800 ... 2 200		450	95	6 000	180 000	E 18	B 8-29
SKN 501	400 ... 1 800		500	125	7 000	245 000	E 18	
SKN 870	400 ... 2 400		870	105	13 000	850 000	E 19	
SKN 1500	400 ... 2 900		1 500	78	19 000	1,8 · 10 ⁶	E 20	
SKN 2000	600 ... 2 400		2 000	75	30 000	4,5 · 10 ⁶	E 21	B 8-33
SKN 3000	2 200 ... 3 600		3 100	75	38 500	7,4 · 10 ⁶	E 37	
SKN 3400	1 200 ... 1 800		3 425	75	51 500	13,25 · 10 ⁶	E 37	B 8-37
SKN 4000	200 ... 600	6 300	4 000	50	60 000	18 · 10 ⁶	E 22	
SKN 6000	200 ... 600	10 000	6 000	85	60 000	18 · 10 ⁶	E 35	B 8-41

¹⁾ T_{amb}

continued next page

SKN
(Anode to stud)

SKR
(Cathode to stud)

V _{RSM} V _{RRM} V	I _{FRMS} (maximum values for continuous operation)					
	200 A		260 A		500 A	
	I _{FAV} (sin. 180; T _{case} = 100 °C)					
	125 A		165 A		320 A	
	SKN	SKR	SKN	SKR	SKN	SKR
200	100/02	100/02	130/02	130/02*	240/02	240/02*
400	100/04	100/04	130/04	130/04*	240/04	240/04*
800	100/08	100/08	130/08	130/08*	240/08	240/08*
1200	100/12	100/12	130/12	130/12*	240/12	240/12*
1400	100/14	100/14	130/14	130/14*	240/14	240/14*
1600	100/16	100/16	130/16	130/16*	240/16	240/16*
1800	100/18†	100/18†	130/18†	130/18†	240/18†	240/18†

Rectifier Diodes

SKN 100 **SKR 100**
SKN 130 **SKR 130**
SKN 240 **SKR 240**



Symbol	Conditions	SKN 100 SKR 100	SKN 130 SKR 130	SKN 240 SKR 240
I _{FAV}	sin. 180; T _{case} = 100 °C = 125 °C	125 A 100 A	165 A 130 A	320 A 240 A
I _{FSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms T _{vj} = 180 °C; 10 ms	1 750 A 1 500 A	2 500 A 2 000 A	6 000 A 5 000 A
i ² t	T _{vj} = 25 °C 8,3... T _{vj} = 180 °C 10 ms	15 000 A ² s 11 500 A ² s	31 000 A ² s 20 000 A ² s	180 000 A ² s 125 000 A ² s
Q _{rr}	T _{vj} = 160 °C; - $\frac{di_F}{dt} = 10 \frac{A}{\mu s}$	typ. 100 μC	typ. 120 μC	typ. 200 μC
I _R	T _{vj} = 25 °C; V _R = V _{RRM} T _{vj} = 180 °C; V _R = V _{RRM}	1 mA 15 mA	1 mA 22 mA	2 mA 60 mA
V _F	T _{vj} = 25 °C; (I _F = ...); max.	1,55V (400A)	1,5V (500A)	1,4V (750A)
V _(TO)	T _{vj} = 180 °C	0,85 V	0,85 V	0,85 V
r _T	T _{vj} = 180 °C	1,8 mΩ	1,3 mΩ	0,6 mΩ
R _{thjc}		0,45 °C/W	0,35 °C/W	0,20 °C/W
R _{thch}		0,08 °C/W	0,08 °C/W	0,03 °C/W
T _{vj}		- 40 ... + 180 °C		
T _{stg}		- 55 ... + 180 °C		
M	SI units/US units	10Nm/90lb.in.	10Nm/90lb.in.	30Nm/270lb.in.
a		5 · 9,81 m/s ²	5 · 9,81 m/s ²	5 · 9,81 m/s ²
w	approx.	100 g	100 g	250 g
RC	P _R = 2 W	0,25μF + 50Ω	0,25μF + 50Ω	0,5μF + 30Ω
R _p	P _R = 20 W	50 kΩ	50 kΩ	50 kΩ
Case		E 13	E 14	E 15

Features

- Reverse voltages up to 1600 V
- Hermetic metal cases with glass insulators
- Threaded studs ISO M 12, M16 x 1,5 (SKR 130 also 1/2–20 UNF or 3/8–24 UNF, SKR 240 also 3/4–16 UNF)
- **SKN**: anode to stud
SKR: cathode to stud

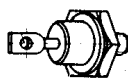
Typical Applications

- All-purpose mean power rectifier diodes
- Cooling via heatsinks
- Non-controllable and half-controllable rectifiers
- Free-wheeling diodes

† available in limited quantities
* available with UNF threads:
3/8–24 UNF 2 A (e.g. SKR130/02 UNF 3/8) or
1/2–20 UNF 2 A
(e.g. SKR 130/02 UNF),
SKR 240/02 UNF with
3/4–16 UNF 2 A thread

Section 9: Fast Rectifier Diodes

Summary of Types

Type	V _{RRM} V _{RSM} V	I _{FRMS} A	I _{FAV} @ T _{case} sin. 180 A °C	I _{FSM} 10 ms 25 °C A	i ² t 10 ms 25 °C A ² s	t _{rr} ²⁾ max. 25 °C ns	Case		Page	
• New type										
• SKR 20 F ¹⁾	1000 ... 1200	30	20	85	150	110	80	E 39		B 9 - 3
• SKR 31 F ¹⁾	1000 ... 1200	47	31	85	320	510	100	E 40		4)
• SKR 47 F ¹⁾	1500 ... 1700	74	47	85	500	1 250	120			
• SKR 48 F ¹⁾	1000 ... 1200	72	48	85	500	1 250	80			B 9 - 3
SKN 2 F 17 SKR 2 F 17	400 ... 1000	41	26	85	450	1 000	150	E 7		B 9 - 5
SKN 3 F 20 SKR 3 F 20	800 ... 1200	41	20	85	375	700	250	E 10		B 9 - 11
SKN 2 F 50 SKR 2 F 50	400 ... 1000	100	50	105 95	1 100 800	6 000 3 200	200			B 9 - 17
SKN 60 F SKR 60 F	1200 ... 1500	120	75	85	1 400	9 800	700			B 9 - 21
SKN 136 F SKR 136 F	800 ... 1200	260	160	85	2 500	31 000	500	E 31		
SKN 141 F SKR 141 F	1200 ... 1500	260	168	85	2 500	31 000	800			
SKN 135 F SKR 135 F	800 ... 1200	260	160	85	2 500	31 000	500	E 14		B 9 - 21
SKN 140 F SKR 140 F	1200 ... 1500	260	168	85	2 500	31 000	800			
SKN 340 F	800 ... 1800		400	85	4 000	80 000	165 ³⁾	E 18		B 9 - 27
SKN 2 M 400	800 ... 1500		400	85	7 000	245 000	2000			

¹⁾ CAL (controlled axial lifetime) technology

²⁾ for test conditions refer to the individual data sheet

³⁾ Q_{rr} at T_{vj max} (μC)

⁴⁾ Data sheet on request



SKN
(Anode to stud)



SKR
(Cathode to stud)

V _{RSM} V _{RRM} V	I _{FRMS} (maximum values for continuous operation) 120 A	
	I _{FAV} (sin. 180; T _{case} = 85 °C) 75 A	
	t _{rr} = 700 ns	
1200	SKN 60 F 12	SKR 60 F 12
1400	SKN 60 F 14	SKR 60 F 14
1500	SKN 60 F 15	SKR 60 F 15

Fast Recovery Rectifier Diodes

SKN 60 F SKR 60 F



Symbol	Conditions	SKN 60 F SKR 60 F	Units
I _{FAV}	sin. 180; T _{case} = 100 °C; f = 1000 Hz	60	A
	sin.180/rec.120; T _{amb} = 45 °C; K5	15 / 14,5	A
		21,5 / 21	A
		K3 38 / 36,5	A
I _{FSM}	T _{vj} = 25 °C; 10 ms	1400	A
	T _{vj} = 150 °C; 10 ms	1200	A
i ² t	T _{vj} = 25 °C; 8,3 ... 10 ms	9800	A ² s
	T _{vj} = 150 °C; 8,3 ... 10 ms	7200	A ² s
Q _{rr}	T _{vj} = 150 °C; I _F = 100 A;	75	μC
I _{RM}	$-\frac{dI_F}{dt} = 100 \frac{A}{\mu s}$; V _R = 30 V	70	A
I _R	T _{vj} = 25 °C; V _R = V _{RRM}	0,4	mA
	T _{vj} = 150 °C; V _R = V _{RRM}	60	mA
t _{rr}	T _{vj} = 25 °C } I _F = I _R = 1 A	max. 0,7	μs
	T _{vj} = 150 °C }	typ. 1,4	μs
V _F	T _{vj} = 25 °C; I _F = 150 A	max. 1,75	V
V _(TO)	T _{vj} = 150 °C	1,0	V
r _T	T _{vj} = 150 °C	4	mΩ
R _{thjc}		0,5	°C/W
R _{thch}		0,25	°C/W
T _{vj}		- 40 ... + 150	°C
T _{stg}		- 55 ... + 150	°C
M	SI units	2,5	Nm
	US units	22	lb.in.
a		5 · 9,81	m/s ²
w		20	g
Case		E10	

Features

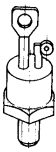
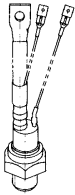
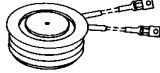
- Small recovered charge
- Soft recovery
- Up to 1500 V reverse voltage
- Hermetic metal cases with glass insulators
- Threaded studs ISO M6 and M8
- **SKN**: anode to stud
- **SKR**: cathode to stud

Typical Applications

- Inverse diodes for power transistors, GTO thyristors, asymmetric thyristors
- SMPS, inverters, choppers
- A. C. motor control, uninterruptible power supplies (UPS)

Section 3: Thyristors

Summary of Types

Types	V_{DRM} V_{RRM}	I_{TRMS} A	I_{TAV} @ T_{case}		I_{TSM} 25 °C 10 ms A	T_{vj} max. °C	R_{thjc} sin. 180 °C/W	Case	Page
	V		A	°C	A	°C	°C/W		
SKT 10	600 ... 1200	30	10	106	250	130	1,3		B 3 - 7
SKT 16	400 ... 1600	40	16	103	370	130	0,9		
SKT 24	400 ... 1600	50	24	94	450	130	0,9		
SKT 40	400 ... 1800	63	38	85	700	130	0,66		B 3 - 13
SKT 50	600 ... 1800	78	45	85	1 050	130	0,60		
SKT 55	400 ... 1800	110	55	92	1 300	130	0,47		B 3 - 17
SKT 80	600 ... 1800	135	80	85	1 700	130	0,28		
SKT 100	400 ... 1800	175	100	85	2 000	130	0,28		
SKT 130	400 ... 1600	220	130	85	3 500	130	0,18		B 3 - 23
SKT 160	400 ... 1600	280	160	85	4 300	130	0,18		
SKT 250	400 ... 1600	450	250	85	7 000	130	0,123		B 3 - 27
SKT 300	400 ... 1600	550	350	85	11 000	130	0,096		
SKT 240	400 ... 2200	600	240	92	5 000	125	0,072		B 3 - 33
SKT 340	400 ... 1800	700	340	82	5 700	125	0,072		B 3 - 37
SKT 491	400 ... 2200	1000	490	80	8 000	125	0,047		
SKT 551	800 ... 1800	1200	550	85	9 000	125	0,047		B 3 - 41
SKT 520	1800 ... 2800	1400	520	85	9 000	125	0,040		
SKT 600	400 ... 1800	1400	600	85	11 500	125	0,040		B 3 - 45
SKT 760	400 ... 1800	1600	760	80	15 000	125	0,040		
SKT 1000	400 ... 2800	2300	1000	85	19 000	125	0,0225		B 3 - 49
SKT 1200	400 ... 1800	2800	1200	85	30 000	125	0,0225		
SKT 1400	2600 ... 3600	3000	1400	62	29 000	125	0,0185		B 3 - 55
SKT 1800	1200 ... 1600	4500	1800	85	53 000	125	0,0155		B 3 - 61
SKT 2000	2200 ... 2800	5000	2000	72	45 000	125	0,0110		B 3 - 55
SKT 2400	1200 ... 1800	5700	2400	75	55 000	125	0,0110		B 3 - 61

V_{RSM}	V_{RRM} V_{DRM}	$(\frac{dv}{dt})_{cr}$	$I_{T_{RMS}}$ (maximum values for continuous operation)	
			450 A	550 A
V	V	V/ μ s	I_{TAV} (sin. 180; $T_{case} = \dots$ °C)	
			285 A (77 °C)	350 A (85 °C)
500	400	500	SKT 250/04 D	SKT 300/04 D
900	800	500	SKT 250/08 D	SKT 300/08 D*
1300	1200	1000	SKT 250/12 E	SKT 300/12 E*
1500	1400	1000	SKT 250/14 E	SKT 300/14 E*
1700	1600	1000	SKT 250/16 E	SKT 300/16 E*

Thyristors

SKT 250
SKT 300



Symbol	Conditions	SKT 250	SKT 300	Units
I_{TAV}	sin. 180; ($T_{case} = \dots$)	250 (85 °C)	300 (93 °C)	A
I_{TSM}	$T_{vj} = 25$ °C; 10 ms $T_{vj} = 130$ °C; 10 ms	7000 6000	11 000 10 000	A A
i^2t	$T_{vj} = 25$ °C; 8,35 ... 10 ms $T_{vj} = 130$ °C; 8,35 ... 10 ms	245 000 180 000	600 000 500 000	A ² s A ² s
t_{gd}	$T_{vj} = 25$ °C; $I_G = 1$ A; $di_G/dt = 1$ A/ μ s	typ. 1		μ s
t_{gr}	$V_D = 0,67 \cdot V_{DRM}$	typ. 2		μ s
$(di/dt)_{cr}$	$f = 50 \dots 60$ Hz	100		A/ μ s
I_H	$T_{vj} = 25$ °C;	typ. 150; max. 250		mA
I_L	$T_{vj} = 25$ °C; $R_G = 33 \Omega$	typ. 300; max. 600		mA
t_q	$T_{vj} = 130$ °C; typ.	50 ... 150		μ s
V_T	$T_{vj} = 25$ °C; $I_T = 800$ A; max.	1,65	1,45	V
$V_{T(TO)}$	$T_{vj} = 130$ °C	1,0	0,9	V
r_T	$T_{vj} = 130$ °C	0,7	0,5	m Ω
I_{DD}, I_{RD}	$T_{vj} = 130$ °C; $V_{DD} = V_{DRM}$ $V_{RD} = V_{RRM}$	50	50	mA
V_{GT}	$T_{vj} = 25$ °C	3		V
I_{GT}	$T_{vj} = 25$ °C	200		mA
V_{GD}	$T_{vj} = 130$ °C	0,25		V
I_{GD}	$T_{vj} = 130$ °C	10		mA
R_{thjc}	cont.	0,110	0,090	°C/W
	sin. 180	0,123	0,096	°C/W
	rec. 120	0,137	0,101	°C/W
R_{thch}		0,015		°C/W
T_{vj}		- 40 ... +130		°C
T_{stg}		- 55 ... +150		°C
M	SI units	60 (UNF: 30)		Nm
	US units	530 (UNF: 265)		lb. in.
a		5 · 9,81		m/s ²
w		450		g
Case		B 7		

Features

- Hermetic metal cases with ceramic insulators
- Threaded studs ISO M24 x 1,5 or UNF 3/4-16
- High i^2t and I_{TSM} values for easy fusing
- International standard cases

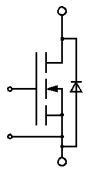
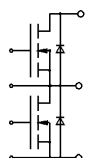
Typical Applications

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers (e. g. for battery charging)
- AC controllers (e. g. for temperature control)

* available with UNF thread 3/4-16 UNF2A, e.g. SKT 300/08 D UNF

Section 5: SEMITRANS® M Power MOSFET Modules

Summary of Types

Types ¹⁾	Circuit	V _{DS}	I _D T _{case} = 25 °C	R _{DS(on)} T _j = 25 °C max.	P _D T _{case} = 25 °C	R _{thjc}	Case	Page
• New type		V	A	mΩ	W	°C/W		
SKM 111 AR		100	200	8,5	700	0,18	D 15	B 5 – 3
SKM 121 AR		200	130	20	700	0,18	D 15	B 5 – 7
SKM 180 A 020		200	180	11	700	0,18	D 15	B 5 – 11
• SKM 453 A 020		200	450	4,3	2000	0,06	D 71 ⁴⁾	B 5 – 15
■ SKM 151 F		500	56	110	700	0,18	D 15	B 5 – 19
SKM 181		800	36	240	700	0,18	D 15	B 5 – 23
■ SKM 181 F		800	34	320	700	0,18	D 15	B 5 – 27
SKM 204 A		50	200 ³⁾	4,5	400	0,31	D 70 ⁵⁾	B 5 – 31
SKM 214 A		100	120	13	400	0,31	D 70 ⁵⁾	B 5 – 35
SKM 120 B 020		200	120	17	500	0,25	D 70 ⁵⁾	B 5 – 39
■ SKM 254 F		500	35	170	400	0,31	D 70 ⁵⁾	B 5 – 43
Case outlines D 15, SEMITRANS M1 D 70, SEMITRANS 2 ⁵⁾ D 71, SEMITRANS M3								B 5 – 2 B 5 – 2 B 5 – 18

All data apply to one single MOSFET element

For our hybrid double IGBT and MOSFET drivers SEMIDRIVER SKHI 21 etc. please see page B 14 – 1.

- ¹⁾ A – Avalanche characteristic; F – Integrated very fast inverse diode;
R – Built-in gate resistors; RZR – Built-in gate resistors and Zener diode (discontinued)
- ²⁾ T_{case} = 100 °C ³⁾ T_{case} = 55 °C
- ⁴⁾ Low inductance case: L_{DS} < 20 nH
- ⁵⁾ Case D 70 replaces old case D 20. (→ page B 5 – 2, Case D 70)
Major change: seat of head of mounting screw above heatsink changed from 8 to 5 mm only.
Please mind: length of screw.

■ Discontinued 1998

Absolute Maximum Ratings					
Symbol	Conditions ¹⁾	Values			Units
V _{DS}	R _{GS} = 20 kΩ T _{case} = 25 °C T _{case} = 85 °C	200			V
V _{DGR}		200			V
I _D		120			A
		87			A
I _{DM}		360			A
V _{GS}		± 20			V
P _D		500			W
T _J , T _{stg}		– 55 ... +150			°C
V _{isol}		2 500			V
humidity		DIN 40 040	Class F		
climate	DIN IEC 68 T.1	55/150/56			
Inverse Diode					
I _F = – I _D		120			A
I _{FM} = – I _{DM}		360			A
Characteristics					
Symbol	Conditions ¹⁾	min.	typ.	max.	Units
V _{(BR)DSS}	V _{GS} = 0, I _D = 0,25 mA	200	–	–	V
V _{GS(th)}	V _{GS} = V _{DS} , I _D = 1 mA	2,1	3,0	4,0	V
I _{DSS}	V _{GS} = 0 } T _J = 25 °C	–	50	250	μA
	V _{GS} = 200 V } T _J = 125 °C	–	300	1000	μA
I _{GSS}	V _{GS} = 20 V, V _{DS} = 0	–	10	100	nA
R _{DS(on)}	V _{GS} = 10 V, I _D = 120 A	–	15	17	mΩ
g _{fs}	V _{DS} = 5 V, I _D = 75 A	60	90	–	S
C _{CHC}	per MOSFET V _{GS} = 0 V _{DS} = 25 V f = 1 MHz	–	–	100	pF
C _{iss}		–	10,4	16	nF
C _{oss}		–	2	4,5	nF
C _{rss}		–	1	1,4	nF
L _{DS}		–	–	30	nH
t _{d(on)}	V _{DD} = 100 V I _D = 75 A V _{GS} = 10 V R _{GS} = 3,3 Ω	–	120	–	ns
t _r		–	60	–	ns
t _{d(off)}		–	240	–	ns
t _f		–	40	–	ns
Inverse Diode					
V _{SD}	I _F = 240 A, V _{GS} = 0	–	1,2	1,5	V
t _{rr}	T _J = 25 °C ²⁾	–	400	–	ns
	T _J = 150 °C ²⁾	–	700	–	ns
Q _{rr}	T _J = 25 °C ²⁾	–	5,0	–	μC
	T _J = 150 °C ²⁾	–	8	–	μC
Thermal Characteristics					
R _{thjc}	per MOSFET	–	–	0,25	°C/W
R _{thch}	per module	–	–	0,05	°C/W
Mechanical Data					
M ₁	to heatsink	SI Units (M6)	4	–	5
		US Units	35	–	44
M ₂	for terminals	SI Units (M5)	2,5	–	3,5
		US Units	22	–	24
a			–	–	5x9,81
w			–	–	250
Case	→ page B 5 – 42	D 70			

¹⁾ T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified.

²⁾ I_F = - I_D, V_R = 100 V, - di_F/dt = 100 A/μs

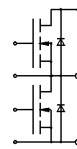
SEMITRANS® M Power MOSFET Modules 120 A, 200 V, 17 mΩ

SKM 120 B 020

Replaces discontinued SKM 224 A



SEMITRANS 2



Features

- N Channel, enhancement mode
- Short internal connections avoid oscillations
- Switching kW in less than 1 μs
- Isolated copper baseplate using Al₂O₃ ceramic Direct Copper Bonding Technology (DCB)
- All electrical connections on top for easy busbaring
- Large clearances and creepage distances
- Material, clearances and creepage distances meet UL-specifications

Typical Applications

- Switched mode power supplies
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- UPS equipment
- Plasma cutting
- Not suitable for linear amplification

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS).
Please observe the international standard IEC 747-1, Chapter IX.

Section 6: SEMITRANS® IGBT Modules; New Range 1996

3rd Version: Low Inductance, lower V_{CEsat} , soft and fast CAL diodes^{1) 4)}

Type	V_{CES} ²⁾	I_C	V_{CEsat} @ I_C , = 25 °C	P_{tot} ⁴⁾ @ = 25 °C	R_{thjc} ⁴⁾ IGBT	R_{thCH} Modul	Case	page	Circuit
@ $T_{case} =$	V	A	V	W	°C/W	°C/W		B 6 –	
SKM 200 GA 123 D	1200	200	2,8	1250	0,10	0,038	D59	– 71	
SKM 300 GA 123 D	1200	300	3,0	1550	0,08	0,038	D59	– 83	
SKM 300 GA 173 D	1700	300	3,8	1750	0,07	0,038	D59	– 89	
SKM 400 GA 123 D ⁵⁾	1200	400	2,8	2500	0,05	0,038	D59	– 101	
SKM 400 GA 173 D ⁵⁾	1700	400	3,8	2500	0,05	0,038	D59	– 107	
SKM 500 GA 123 DS	1200	500	2,8	2700	0,045	0,038	D60 ⁶⁾	– 113	
SKM 50 GAL 123 D	1200	50	2,8	310	0,50	0,05	D62	– 17	
SKM 75 GAL 123 D	1200	78	3,0	400	0,30	0,05	D62	– 23	
SKM 100 GAL 123 D	1200	100	2,8	625	0,20	0,05	D62	– 41	
SKM 145 GAL 123 D	1200	145	3,0	700	0,18	0,05	D62	– 53	
SKM 150 GAL 123 D	1200	150	3,0	800	0,16	0,038	D57	– 59	
SKM 200 GAL 123 D	1200	200	2,8	1120	0,10	0,038	D57	– 71	
SKM 200 GAL 173 D	1700	200	3,8	1250	0,10	0,038	D57	– 77	
SKM 300 GAL 123 D	1200	300	3,0	1400	0,09	0,038	D57	– 95	
SKM 100 GAR 123 D	1200	100	2,8	625	0,20	0,05	D63	– 41	
SKM 145 GAR 123 D	1200	145	3,0	700	0,18	0,05	D63	– 53	
SKM 150 GAR 123 D	1200	150	3,0	800	0,16	0,038	D58	– 59	
SKM 200 GAR 123 D	1200	200	2,8	1250	0,10	0,038	D58	– 71	
SKM 300 GAR 123 D	1200	300	3,0	1400	0,09	0,038	D58	– 95	
SKM 50 GB 123 D	1200	50	2,7	310	0,40	0,05	D61	– 17	
SKM 75 GB 123 D	1200	78	3,0	400	0,30	0,05	D61	– 23	
SKM 75 GB 173 D	1700	75	3,8	500	0,25	0,05	D61	– 35	
SKM 100 GB 123 D	1200	100	2,8	625	0,20	0,05	D61	– 41	
SKM 100 GB 173 D	1700	100	3,8	625	0,20	0,05	D61	– 47	
SKM 145 GB 123 D	1200	145	3,0	700	0,18	0,05	D61	– 53	
SKM 150 GB 123 D	1200	150	3,0	800	0,16	0,038	D56	– 59	
SKM 150 GB 173 D	1700	150	3,8	1000	0,13	0,038	D56	– 65	
SKM 200 GB 123 D ⁵⁾	1200	200	2,8	1250	0,10	0,038	D56	– 71	
SKM 200 GB 173 D ⁵⁾	1700	200	3,8	1250	0,10	0,038	D56	– 77	
SKM 300 GB 123 D	1200	300	3,0	1400	0,09	0,038	D56	– 95	
SKM 22 GD 123 D (L)	1200	22	3,0	145	0,86	0,05	D67	– 5	
SKM 40 GD 123 D (L)	1200	40	3,1	200	0,60	0,05	D67	– 11	
SKM 75 GD 123 D (L)	1200	75	3,0	400	0,35	0,05	D67	– 29	
SKM 40 GDL 123 D	1200	40	3,1	200	0,60	0,05	D73	– 11	
SKM 75 GDL 123 D	1200	75	3,0	400	0,35	0,05	D73	– 29	
SKD 40 GAL 123 D	1200	40	3,1	200	0,60	0,05	D69A	– 119	
SKD 75 GAL 123 D	1200	75	3,0	400	0,35	0,05	D69A	– 125	

¹⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology

²⁾ 1700 V IGBTs have $V_{isol} = 4 \text{ kV}_{rms}/1 \text{ min}$

³⁾ 1700 V types replace 1600 V types (discontinued)

⁴⁾ All data apply to one single IGBT element

⁵⁾ Option enlarged diode, add suffix "1"

⁶⁾ Case 60: terminal 4 = collector sense

Absolute Maximum Ratings		Values ... 123 D	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V _{CES}		1200	V
V _{CGR}	R _{GE} = 20 kΩ	1200	V
I _C	T _{case} = 25/80 °C	50 / 40	A
I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	100 / 80	A
V _{GES}		± 20	V
P _{tot}	per IGBT, T _{case} = 25 °C	310	W
T _J , (T _{stg})		- 40 ... +150 (125)	°C
V _{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	55/150/56	
Diodes			
I _F = - I _C	T _{case} = 25/80 °C	50 / 40	A
I _{FM} = - I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	100 / 80	A
I _{FSM}	t _p = 10 ms; sin.; T _J = 150 °C	550	
I ² t	t _p = 10 ms; T _J = 150 °C	1500	A ² s

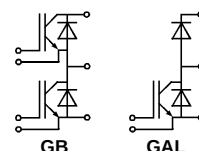
Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
V _{(BR)CES}	V _{GE} = 0, I _C = 1 mA	≥ V _{CES}	—	—	V
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 2 mA	4,5	5,5	6,5	V
I _{CES}	V _{GE} = 0 } T _J = 25 °C	—	0,3	1	mA
	V _{CE} = V _{CES} } T _J = 125 °C	—	3	—	mA
I _{GES}	V _{GE} = 20 V, V _{CE} = 0	—	—	200	nA
V _{CESat}	I _C = 40 A } V _{GE} = 15 V;	—	2,5(3,1)	3(3,7)	V
V _{CEsat}	I _C = 50 A } T _J = 25 (125) °C	—	2,7(3,5)	—	V
g _{fs}	V _{CE} = 20 V, I _C = 40 A	—	30	—	S
C _{CHC}	per IGBT	—	—	350	pF
C _{ies}	V _{GE} = 0	—	3300	4000	pF
C _{oes}	V _{CE} = 25 V	—	500	600	pF
C _{res}	f = 1 MHz	—	220	300	pF
L _{CE}		—	—	30	nH
t _{d(on)}	V _{CC} = 600 V	—	70	—	ns
t _r	V _{GE} = + 15 V / - 15 V ³⁾	—	60	—	ns
t _{d(off)}	I _C = 40 A, ind. load	—	400	—	ns
t _f	R _{Gon} = R _{Goff} = 22 Ω	—	45	—	ns
E _{on} ⁵⁾	T _J = 125 °C	—	7	—	mWs
E _{off} ⁵⁾		—	4,5	—	mWs
Diodes ⁸⁾					
V _F = V _{EC}	I _F = 40 A } V _{GE} = 0 V;	—	1,85(1,6)	2,2	V
V _F = V _{EC}	I _F = 50 A } T _J = 25 (125) °C	—	2,0(1,8)	—	V
V _{TO}	T _J = 125 °C	—	—	1,2	V
r _T	T _J = 125 °C	—	—	22	mΩ
I _{RRM}	I _F = 40 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	—	23(35)	—	A
Q _{rr}	I _F = 40 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	—	2,3(7)	—	μC
V _F = V _{EC}	I _F = 50 A } V _{GE} = 0 V;	—	—	—	V
V _F = V _{EC}	I _F = 75 A } T _J = 25 (125) °C	—	—	—	V
V _{TO}	T _J = 125 °C	—	—	—	V
r _T	T _J = 125 °C	—	—	—	mΩ
I _{RRM}	I _F = 50 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	—	—	—	A
Q _{rr}	I _F = 50 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	—	—	—	μC
Thermal Characteristics					
R _{thjc}	per IGBT	—	—	0,4	°C/W
R _{thjc}	per diode	—	—	0,7	°C/W
R _{thch}	per module	—	—	0,05	°C/W

SEMITRANS® M IGBT Modules

SKM 50 GB 123 D SKM 50 GAL 123 D



SEMITRANS 2



Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to 6 * I_{Cnom}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes⁸⁾
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm).

Typical Applications: → B 6 - 21

- Three phase inverter drives
- Switching (not for linear use)

¹⁾ T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified

²⁾ I_F = - I_C, V_R = 600 V, - di_F/dt = 800 A/μs, V_{GE} = 0 V

³⁾ Use V_{GEoff} = -5 ... -15 V

⁵⁾ See fig. 2 + 3; R_{Goff} = 27 Ω

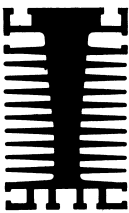
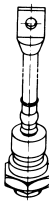
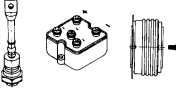
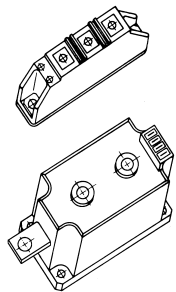
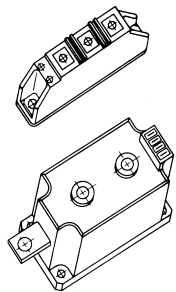
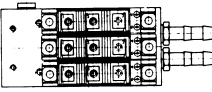
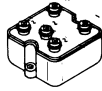
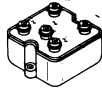
⁸⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.

Case and mech. data → B 6 - 22 SEMITRANS 2

Section 13: Heatsinks for Power Semiconductors

Summary of Types

In some countries preferred types exist. Please consult your local SEMIKRON service office.

Heatsinks	R_{thha} ¹⁾ natural cooling °C/W	R_{thha} ¹⁾ forced air cooling °C/W	Shape	w kg	Suitable for	Page
• New type						
K 0,55	0,55	0,17		2,0		B 13 – 3
K 1,1	1,1	0,35		0,7		
K 3	3,0	–		0,2		
K 5	5,0	–		0,1		
K 9	9,0	–		0,05		
P 0,8/120	0,62	–		1,45		B 13 – 7
P 1,2/100	1,1	–		0,66		
• C 3/120	2,2	–		0,37		
P 30/120	1,0	–		1,0		B 13 – 55
P 31/120	1,37	–		1,1		
P 1/120	0,55	0,20		1,3		B 13 – 9
P 4/200	0,27	–		4,1		B 13 – 17
P 3/180	0,45	0,14		3,1		B 13 – 13
P 13A/125	1,3	–		0,6		B 13 – 33
P 15/180	0,75	0,25		1,7		B 13 – 37
R 4A/120	1,35	0,38		0,6		
P 33/100	1,9	–		0,4		B 13 – 57
P 14/120	0,8	1,34		1,15		B 13 – 35
P 16/200	–	0,06		4,7		B 13 – 41
• P 21/400W/300	0,14	0,01		12,2		B 13 – 53
P 35/200	0,5	–		2,0		B 13 – 59
• P 38/200	0,3	–		2,8		
P 39/300	0,35	–		4,2		
WKM 1	–	0,047 ²⁾		1,14		B 13 – 67
• WP 16	–	0,02 ²⁾		2,1		B 13 – 69
P 5A/100	1,4	–		0,28		B 13 – 19

¹⁾ Approximate values

²⁾ R_{thcw}

continued next page

If the heatsinks have conductive connection with the cubicle the latter must be earthed or supplementary insulation must be provided (see IEC Publication No. 664).

