

ELETTRONICA INDUSTRIALE DI POTENZA

Esercitazione 1

CALCOLO DELLE PERDITE DIRETTE DI UNA VALVOLA A SEMICONDUITTORE

PUNTO 1)

Nell'ipotesi che la caratteristica diretta di una valvola a semiconduttore sia rappresentata dall'equazione:

$$V_F = V_S + R_F i_F$$

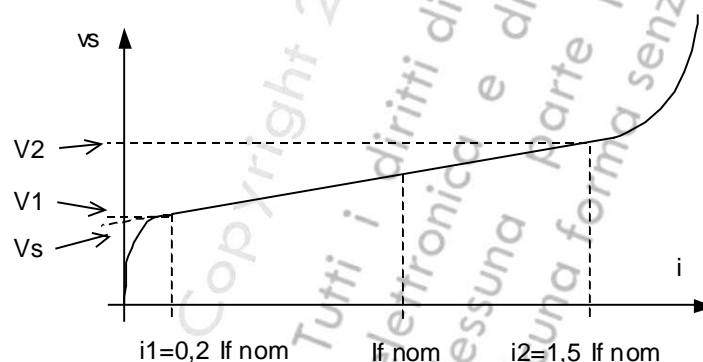
calcolare l'espressione analitica della potenza perduta in funzione della corrente media diretta, relativa alle seguenti forme d'onda:

- ✓ Forma d'onda pseudo sinusoidale
- ✓ Forma d'onda trapezoidale
- ✓ Forma d'onda rettangolare
- ✓ Corrente continua

La presente esercitazione ha lo scopo di valutare le perdite di esercizio delle valvole a semiconduttore di uso più comune procedendo, una prima volta, analiticamente supponendo lineare la caratteristica e, una seconda volta, valutando direttamente attraverso la curva caratteristica (fornite dai data sheet) dei singoli dispositivi. A questo punto il confronto tra i due risultati ci darà un'idea della "bontà" della modellizzazione lineare.

Per il calcolo dell'espressione generale della potenza persa si ipotizza di conoscere la corrente media I_{AV} che attraversa il semiconduttore, successivamente si ricaverà l'espressione di tale I_{AV} per ogni forma d'onda.

Nella relazione data la V_S (tensione di soglia) rappresenta la tensione che si avrebbe con passaggio di corrente nulla, la si può ricavare dall'intersezione della retta ottenuta prolungando la parte lineare della caratteristica del semiconduttore con l'asse V . R_F rappresenta invece l'inclinazione della retta che approssima la caratteristica nella parte di funzionamento lineare. Il tratto di funzionamento lineare può essere approssimato alla linea che collega i due punti corrispondenti al valore di $I_1 = 0,2 I_{fn}$ e $I_2 = 1,5 I_{fn}$.



trascurando le perdite per commutazione la potenza persa coincide con le perdite per conduzione:

$$p(t) = v_F(t) i_F(t) = (V_S + R_F i_F(t)) i_F(t) = V_S i_F(t) + R_F i_F^2(t)$$

La potenza media si calcola come:

$$p_m = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} p(t) dt$$

Le funzioni $i(t)$ sono periodiche di periodo T :

$$p_m = \frac{1}{T} \int_0^T [V_S i_F(t) + R_F i_F^2(t)] dt$$

$$p_m = \frac{1}{T} \int_0^T V_S i_F(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T R_F i_F^2(t) dt$$

$$p_m = V_S \frac{1}{T} \int_0^T i_F(t) dt + R_F \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2(t) dt$$

per definizione di valor medio ed efficace di una corrente si ha:

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T i_F(t) dt \quad I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2(t) dt$$

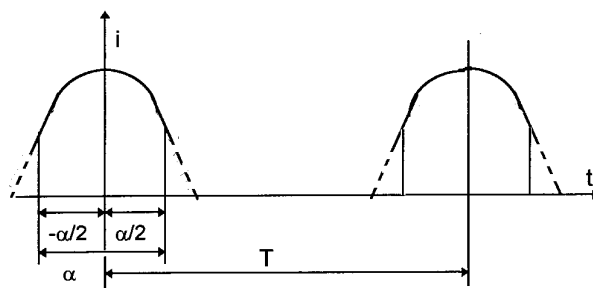
quindi la potenza media dipende solo dal valor medio e dal valor efficace della corrente:

$$p_m = V_S I_{AV} + R_F I_{eff}^2$$

dalle forme d'onda date si può ricavare facilmente il valor medio, per ognuna di esse si procederà poi a determinare una relazione fra I_{AV} e I_{eff} per poi poter calcolare facilmente la potenza media dalla relazione precedente.

Onda pseudosinusoidale:

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} I_M \cos(\omega t) dt$$



integrando con il cambio di variabile $x = \omega t \Rightarrow dx = \omega dt$ e tenendo presente che $\omega = 2\pi f$

$$I_{AV} = \frac{1}{\omega T} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} I_M \cos(x) dx$$

$$I_{AV} = \frac{I_M}{2\pi} \left[\sin x \right]_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} = \frac{I_M}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \sin\left(-\frac{\alpha}{2}\right) \right] = \frac{I_M}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right]$$

ora per calcolare il valore efficace interessa il valore di picco, dalla relazione precedente:

$$I_M = \frac{\pi \cdot I_{AV}}{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

Si osserva che il valore di picco della corrente dipende, a parità di valor medio, dipende inversamente dall'intervallo di tempo $\left[-\frac{\alpha}{2}; \frac{\alpha}{2}\right]$, infatti più è piccolo è l'intervallo d'integrazione e più è elevato il valore di picco della corrente e di conseguenza sono maggiori le perdite.

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{\omega T} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} I_M^2 \cos^2(\omega t) dt = \frac{1}{\omega T} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} I_M^2 \cos^2(x) dx$$

$$I_{eff}^2 = \frac{I_M^2}{\omega T} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} \frac{\cos(2x) + 1}{2} dx = \frac{I_M^2}{2\omega T} \int_{-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\alpha}{2}} (\cos(2x) + 1) dx$$

$$I_{eff}^2 = \frac{I_M^2}{\omega T} \left(\left[x \right]_{-\alpha/2}^{\alpha/2} + \left[\frac{\sin(2x)}{2} \right]_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \right) = \frac{I_M^2}{4\pi} [\alpha + \sin \alpha]$$

utilizzando l'espressione del valore di picco:

$$I_{eff}^2 = \frac{\pi \cdot I_{AV}^2}{4 \sin^2(\alpha/2)} [\alpha + \sin \alpha]$$

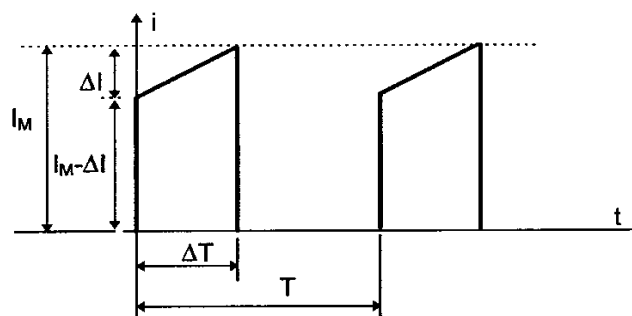
tenendo presente che dalle formule di bisezione si ha: $\sin^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{1 - \cos \alpha}{2}$ risulta:

$$I_{eff}^2 = \frac{\pi \cdot I_{AV}^2}{2} \frac{[\alpha + \sin \alpha]}{1 - \cos \alpha}$$

in conclusione l'espressione della potenza dissipata è:

$$p_m = V_S I_{AV} + R_F \frac{\pi \cdot I_{AV}^2}{2} \frac{[\alpha + \sin \alpha]}{1 - \cos \alpha}$$

Onda trapezoidale



Osservando il grafico della forma d'onda si può pensare di calcolarne il valor medio come somma di due componenti, quella rettangolare e quella triangolare.

$$I_{AV} = \frac{\Delta T}{T} \left(I_M - \frac{\Delta I}{2} \right)$$

$$I_M = \frac{T}{\Delta T} I_{AV} + \frac{\Delta I}{2}$$

la corrente istantanea si può scrivere come:

$$i(t) = I_M - \Delta I + \frac{\Delta I}{\Delta T} t \quad \text{con} \quad t \in \Delta T$$

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T} \left(I_M - \Delta I + \frac{\Delta I}{\Delta T} t \right)^2 dt$$

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T} \left[(I_M - \Delta I)^2 + \left(\frac{\Delta I}{\Delta T} t \right)^2 + 2(I_M - \Delta I) \frac{\Delta I}{\Delta T} t \right] dt$$

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \left[(I_M - \Delta I)^2 \Delta T + \left(\frac{\Delta I}{\Delta T} \right)^2 \frac{\Delta T^3}{3} + (I_M - \Delta I) \frac{\Delta I}{\Delta T} \Delta T^2 \right]$$

Sostituendo l'espressione del valore medio:

$$I_{eff}^2 = I_M \frac{\Delta T}{T} - \frac{I_M \Delta T \cdot \Delta I}{T} + \frac{\Delta I \cdot \Delta T}{3T} = \frac{I_{AV}^2}{\delta} + \frac{1}{12} \frac{\Delta I^2 \Delta T}{T}$$

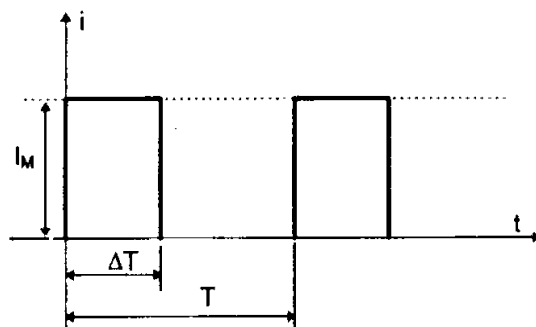
introducendo la definizione di **duty cycle** δ come rapporto del tempo di accensione per periodo

$$\delta = \frac{\Delta T}{T} \quad \Rightarrow \quad I_{eff}^2 = \frac{I_{AV}^2}{\delta} + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I}{\Delta T} \right)^2 \delta^3 T^2$$

La potenza persa risulta quindi pari a:

$$P_m = V_S I_{AV} + R_F \left(\frac{I_{AV}^2}{\delta} + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I}{\Delta T} \right)^2 \delta^3 T^2 \right)$$

Onda rettangolare



La forma rettangolare si può pensare come caso particolare di quella trapezoidale caratterizzata da $\Delta I=0$, quindi l'espressione della potenza persa si semplifica a:

$$P_m = V_S I_{AV} + R_F \frac{I_{AV}^2}{\delta} = \delta (V_S I_M + R_F I_{AV}^2)$$

Caso particolare della forma d'onda rettangolare è la corrente continua che presenta duty cycle pari a 1.

$$P_m = V_S I_{AV} + R_F I_{AV}^2 = V_S I_M + R_F I_M^2 \quad \text{essendo} \quad I_{AV} = I_M \delta$$

PUNTO 2)

Ricavare dalle curve allegate il valore di V_s e R_F relativamente ai seguenti semiconduttori:

- ✓ Diode
- ✓ Tiristore
- ✓ Transistore bipolare
- ✓ Transistore MOSFET
- ✓ IGBT

Determiniamo la V_s tramite prolungamento della porzione lineare della curva caratteristica dei vari elementi e, notando è ragionevole l'ipotesi di linearità nell'intorno della corrente nominale, possiamo valutare la R_F tramite la relazione:

$$R_F = \frac{V_2(i_2) - V_1(i_1)}{i_2 - i_1}$$

Considerando: $0,2I_n \leq I_1$; $I_2 \leq 1,5I_n$

Per il diodo:

Caratteristiche nominali della valvola:

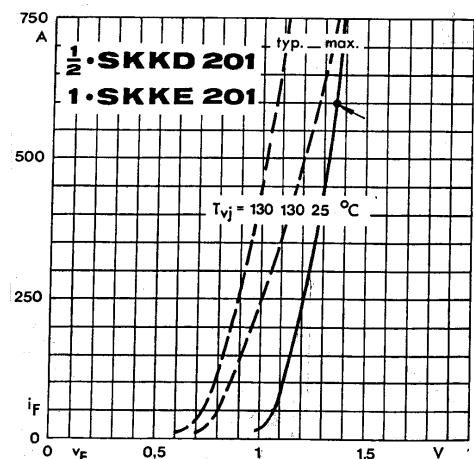
$$I_{FAV} = 200 \text{ A}$$

$$V_{RSM} = 800 \div 1200 \text{ V}$$

Curva di temperatura $T_j = 25^\circ\text{C}$

$$V_{SD} = 1,05 \text{ V}$$

$$R_F = \frac{1,25 - 1,06}{300 - 40} = 730 \mu\Omega$$



E' interessante notare come R_F diminuisce al crescere della temperatura; contrariamente a quanto succede per i conduttori. Questo fenomeno è spiegabile con l'aumento di elettroni che passano dalla banda di valenza a quella di conduzione con l'aumento di energia termica.

Per il tiristore:

Caratteristiche nominali della valvola:

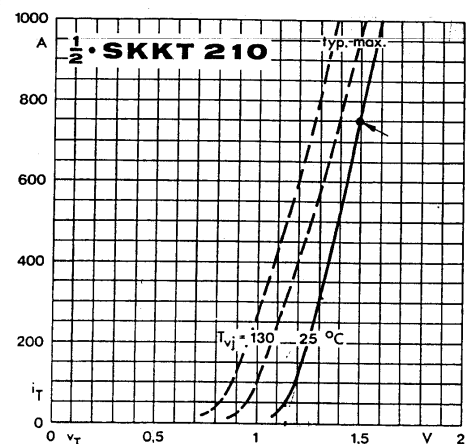
$$I_{TAV} = 200 \text{ A}$$

$$V_{RSM} = 800 \div 2200 \text{ V}$$

Curva a temperatura $T_j = 25^\circ\text{C}$

$$V_{TIR} = 1,15 \text{ V}$$

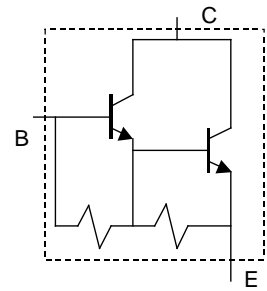
$$R_F = \frac{1,3 - 1,13}{315 - 42} = 623 \mu\Omega$$



Entrambi i dati si discostano di poco da quelli rilevati per il diodo ed anche i valori delle perdite risulteranno poco differenti.

Per il transistor bipolare Darlington:

Tale componente è composto da due transistori connessi in cascata in modo tale che il guadagno apparente risulti considerevole:



Caratteristiche nominali della valvola:

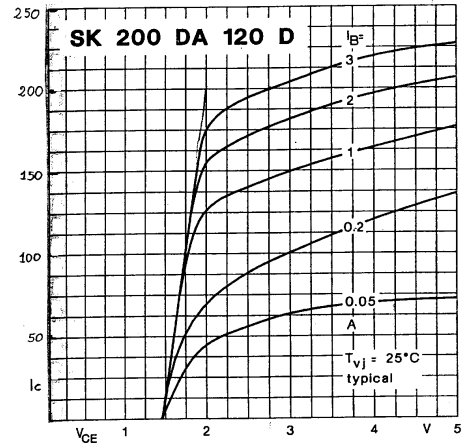
$$V_{CEV} = 1000 \text{ V}$$

$$I_C = 200 \text{ A}$$

Curva intensità morsetto di base $I_B = 3 \text{ A}$

$$V_{BIP} = 1,45 \text{ V}$$

$$R_F = \frac{2 - 1,6}{160} = 2,9 \text{ m}\Omega$$



Per il Mosfet:

Caratteristiche nominali della valvola:

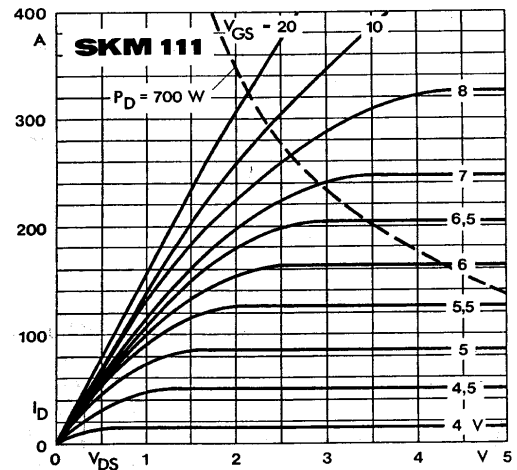
$$V_{SD} = 100 \text{ V}$$

$$I_D = 200 \text{ A}$$

Curva $V_{GS} = 10 \text{ V}$

$$V_{SD} = 0 \text{ V}$$

$$R_F = \frac{2,45 - 0,3}{300 - 40} = 8,27 \text{ m}\Omega$$



Per l'IGBT:

Caratteristiche nominali della valvola:

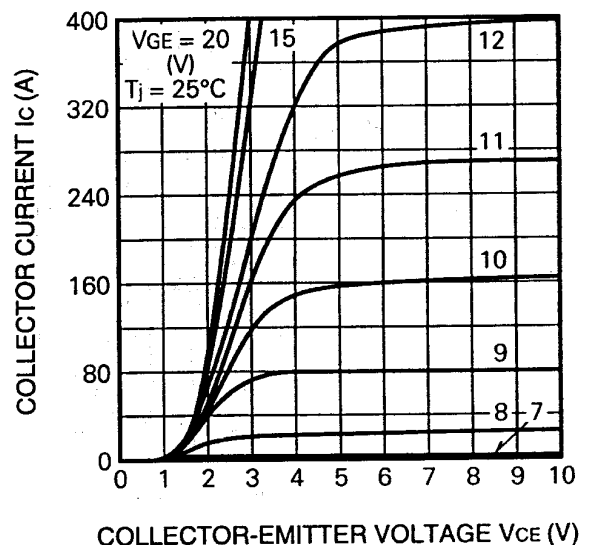
$$V_{CE} = 1200 \text{ V}$$

$$I_C = 200 \text{ A}$$

Curva $V_{GE} = 15 \text{ V}$

$$V_{SD} = 1,8 \text{ V}$$

$$R_F = \frac{2,95 - 1,7}{300 - 40} = 4,98 \text{ m}\Omega$$



PUNTO 3)

Calcolare, in base alla espressione analitica ricavata per ciascuno dei semiconduttori sopra indicati, le perdite per conduzione nel caso di un'onda rettangolare di corrente avente valore medio 100A e duty cycle 0,5 e 1.

L'espressione delle perdite per la forma d'onda rettangolare è quella già calcolata:

$$P_m = V_S I_{AV} + R_F \frac{I_{AV}^2}{\delta} = \delta (V_S I_M + R_F I_M)$$

a seconda del duty cycle si hanno i seguenti risultati:

Se $\delta=0,5$:

$$P_{Diodo} = 1,05 \cdot 100 + 0,7 \cdot 10^{-3} \frac{100^2}{0,5} = 119W$$

$$P_{tyr} = 1,15 \cdot 100 + 0,61 \cdot 10^{-3} \frac{100^2}{0,5} = 127W$$

$$P_{Bip} = 1,45 \cdot 100 + 2,8 \cdot 10^{-3} \frac{100^2}{0,5} = 201W$$

$$P_{Mos} = 0 \cdot 100 + 8,27 \cdot 10^{-3} \frac{100^2}{0,5} = 165W$$

$$P_{IGBT} = 1,8 \cdot 100 + 4,8 \cdot 10^{-3} \frac{100^2}{0,5} = 276W$$

Se $\delta=1$ (Corrente continua)

$$P_{Diodo} = 1,05 \cdot 100 + 0,7 \cdot 10^{-3} 100^2 = 112W$$

$$P_{tyr} = 1,15 \cdot 100 + 0,61 \cdot 10^{-3} 100^2 = 121W$$

$$P_{Bip} = 1,45 \cdot 100 + 2,8 \cdot 10^{-3} 100^2 = 173W$$

$$P_{Mos} = 0 \cdot 100 + 8,27 \cdot 10^{-3} 100^2 = 82W$$

$$P_{IGBT} = 1,8 \cdot 100 + 4,8 \cdot 10^{-3} 100^2 = 228W$$

PUNTO 4)

Ripetere il calcolo delle perdite per conduzione ricavando direttamente dalle curve fornite il valore dell'energia persa durante ogni singolo impulso di conduzione.

In questo caso la potenza verrà calcolata utilizzando il valore della caduta di tensione ai capi del semiconduttore ricavabile dai data sheets. L'espressione della potenza persa è:

$$P_m = I_M V_F(I_M) \cdot \delta \quad \text{essendo} \quad I_M = \frac{I_{AV}}{\delta} \quad \Rightarrow \quad P_m = I_{AV} V_F(I_M)$$

Sostituendo i valori di $V_f(I_M)$ ricavabili dai data sheets:

Se $\delta=0,5$:

$$P_{Diodo} = 100 \cdot 1,18 = 118W$$

$$P_{tyr} = 100 \cdot 1,18 = 118W$$

$$P_{Bip} = 100 \cdot 2,8 = 280W$$

$$P_{Mos} = 100 \cdot 1,5 = 150W$$

$$P_{IGBT} = 100 \cdot 2,4 = 240W$$

Se $\delta=1$:

$$P_{Diodo} = 100 \cdot 1,11 = 111W$$

$$P_{tyr} = 100 \cdot 1,25 = 125W$$

$$P_{Bip} = 100 \cdot 1,8 = 180W$$

$$P_{Mos} = 100 \cdot 0,65 = 65W$$

$$P_{IGBT} = 100 \cdot 2 = 200W$$

PUNTO 5)

Compilare la seguente tabella, traendone le relative considerazioni.

	V_s [V]	R_s [M Ω]	$\delta=0,5$		$\delta=1$	
			P [W] (1° METODO)	P [W] (2° METODO)	P [W] (1° METODO)	P [W] (2° METODO)
DIODO	1,05	0,730	119	118	112	111
TIRISTORE	1,15	0,623	127	118	121	125
T.BIPOLARE	1,45	2,9	201	280	173	180
T.MOSFET	0	8,27	165	150	82	65
IGBT	1,8	4,98	276	240	238	200

OSSERVAZIONI CONCLUSIVE:

- Se per il funzionamento voluto non servono spegnimenti veloci è consigliabile l'uso di tiristori visto il costo e le perdite limitate.
- anche i Mosfet sono caratterizzati da perdite basse ma hanno l'inconveniente di non poter lavorare con tensioni di blocco alte.
- Per quanto riguarda l'uso dei T.bipolari si deve tenere in considerazione che più ci si avvicina con le condizioni d'impiego agli estremi della caratteristica del componente non conviene basarsi sul modello linearizzato per il calcolo delle perdite ma è meglio affidarsi agli andamenti mostrati dai data sheet.
- se per gli IGBT si considerassero dati più recenti si osserverebbe che hanno perdite inferiori a quelle dei transistori bipolari, soprattutto tenendo conto del fatto che le perdite di commutazione, qui trascurate, dipendono inversamente dalla velocità di commutazione che risulta essere maggiore nell' IGBT.
- La convenienza all'impiego di componenti come gli IGBT si può riassumere in tre caratteristiche salienti di questi dispositivi:
 - Robustezza: sono, infatti, esenti dal fenomeno del Second Break Down;
 - Velocità di commutazione: sono i dispositivi più veloci nel commutarsi dalla fase di circuito aperto/conduzione, e come noto le perdite risultano direttamente proporzionali alla velocità di commutazione;
 - Comandabilità: per pilotare gli IGBT bisogna agire con un segnale in tensione mentre per comandare i bipolari è necessaria "parecchia" corrente e per poter fornire tali segnali è necessario ricorrere all'impiego di generatori di corrente andando così a gravare, non solo economicamente, sull'intera struttura.