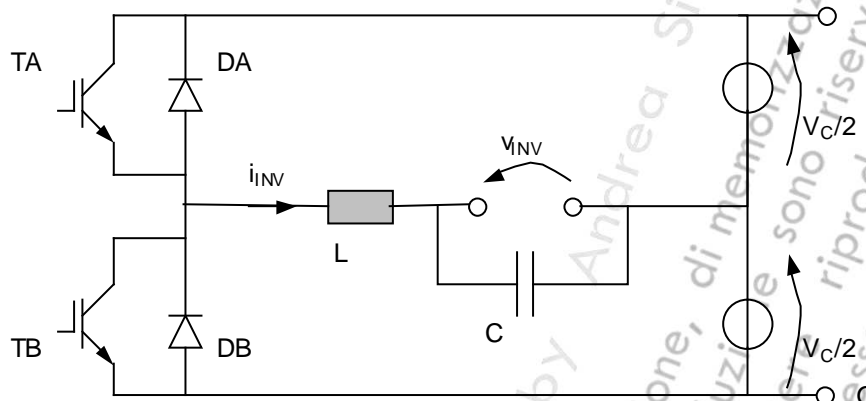


ELETTRONICA INDUSTRIALE DI POTENZA

Esercitazione 8

DIMENSIONAMENTO DI UN RAMO DI INVERTER
FUNZIONANTE CON MODULAZIONE PWM

Schema del circuito:

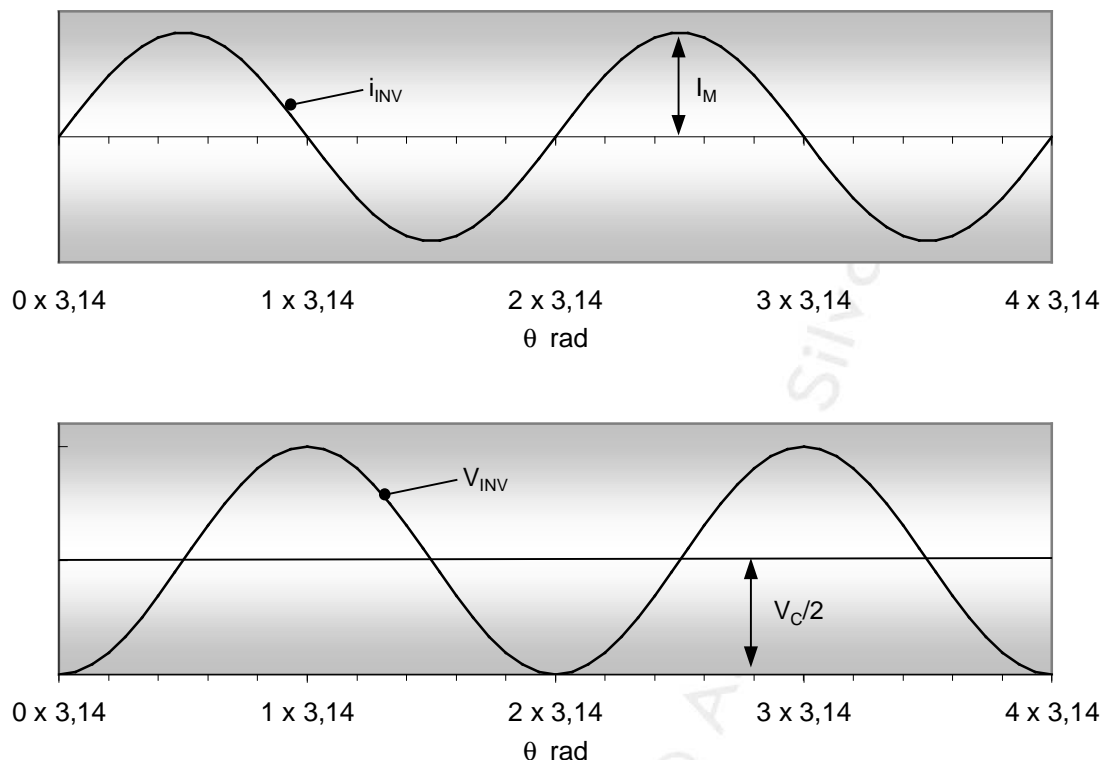


La funzione di un inverter è di convertire la tensione continua in tensione alternata, le principali applicazioni sono UPS, azionamento motori e tutte le applicazioni in cui è richiesto l'accumulo di energia elettrica per poterla riutilizzare in seguito per alimentare carichi che richiedono corrente alternata.

La presenza della capacità C serve a ricostruire la forma d'onda della tensione, senza si otterrebbe un'onda quadra.

I due generatori di tensione continua possono anche essere due condensatori mantenuti carichi da un convertitore c.a.->c.c..

Di seguito vengono rappresentate le forme d'onda della corrente i_{INV} e V_{INV} (misurata rispetto al riferimento O)



Gli interruttori statici T_a e T_b portano la tensione V_{INV} a raggiungere alternativamente i valori $V_C/2$ e $-V_C/2$, limitando così la massima tensione che si può ottenere sul carico.

Si noti infine che la mia macchina può fungere anche da generatore, se la corrente di inverter è in fase con la tensione

Spesso viene detto che per limitare le perdite quando si lavora a frequenze alte sia conveniente produrre componenti più piccoli. Ciò risulta ragionevole quando si parla di trasformatori, ovvero di circuiti magnetici investiti da un campo B variabile nel tempo (va osservato che in suddetti casi si tenta di utilizzare materiali che danno meno perdite per correnti parassite e per isteresi magnetica delle semplici leghe di ferro e silicio, come le ferriti). Nel caso di un inverter l'affermazione non è corretta. In ogni caso infatti non è conveniente lavorare a frequenze elevate, anche riducendo le dimensioni del componente. Questo provvedimento si farebbe sentire solo sulle perdite nell'induttore, trascurabili rispetto a quelle di commutazione delle valvole, che invece crescono all'aumentare della frequenza.

DIMENSIONAMENTO

La funzione del δ è una senoide che varia dal valore 1 al valore 0 e, quando la tensione ai morsetti dell'inverter è nulla, assume il valore $\frac{1}{2}$. Se il duty cycle andasse sopra l'unità, si andrebbe in sovramodulazione. Analiticamente si ha

$$\delta(t) = \frac{1}{2} + M \cdot \frac{\sin(\omega \cdot t - \phi)}{2} \quad \text{dove} \quad M = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{V_{inv}}{V_C}$$

M è definito come indice di modulazione.

Si verifica ora che per $f = 50$ Hz, L presenti una impedenza molto bassa, al limite trascurabile per i miei calcoli, infatti $X_L = 50 \cdot L \cdot 2\pi$ è piccolo se lo è anche L .

La corrente dell'inverter vale

$$I_{inv}(t) = I_M \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Per la tensione vale la nota relazione

$$V_t(t) = V_{st} + R_{st} \cdot i_t(t)$$

La potenza è quindi definita come

$$P_t(t) = V_t(t) + i_{inv}(t) = (V_{st} + R_{st} \cdot i_t(t)) \cdot I_M \cdot \text{sen}(w \cdot t)$$

Quando uno dei due transistor conduce, si ha che

$$i_t(t) = i_{inv}(t) \quad \text{allora}$$

$$P_t(t) = V_{st} \cdot i_{inv}(t) + R_{st} \cdot i_{inv}(t)^2 \quad \text{Potenza persa istantaneamente nel transistor.}$$

L'energia persa nel transistore vale

$$e_t(t) = \delta(t) \cdot P_t(t) \cdot \tau$$

Soffermandoci ora sull'analisi del transistore T_A ; poiché nella semionda negativa non conduce, ci si può limitare ad analizzare solamente metà periodo

$$\begin{aligned} & \sum_{n=0}^{T \cdot \frac{\tau}{2}} \delta(t_n) \cdot P_t(t_n) \cdot \tau = E_t(t) \quad \text{facendo il passaggio al limite} \\ E_t(t) &= \int_0^{\frac{T}{2}} \delta(t) \cdot P_t(t) dt \quad \text{essendo poi} \quad P_t(t) = \frac{E_t(t)}{T} \quad \text{ho} \\ P_t(t) &= \frac{\int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{1}{2} + M \cdot \frac{\text{sen}(w \cdot t - \phi)}{2} \right) \cdot (V_{st} \cdot i_{inv}(t) + R_{st} \cdot i_{inv}(t)^2) dt}{T} \\ &= \frac{V_{st} \cdot I_M}{2 \cdot T \cdot w} \int_0^{\pi} \text{sen}(x) dx + M \cdot \frac{V_{st} \cdot I_M}{2 \cdot T \cdot w} \int_0^{\pi} \text{sen}(x - \phi) \cdot \text{sen}(x) dx \end{aligned}$$

Ancora una volta si ipotizza di semplificare la situazione supponendo che ai capi del transistore ci sia una caduta di tensione costante, pari a quella che si avrebbe nella condizione in cui il transistor fosse sempre attraversato dalla massima corrente.

Alla fine otterrò il seguente risultato dall'integrazione:

$$P_t(t) = V_{st} \cdot I_{inv_eff} \left(\frac{M}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \cos(\phi) + \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \right)$$

E' molto importante sottolineare che le perdite del transistor dipendono da $\cos\phi$, cioè dal modo di funzionamento dell'inverter. Si ha che le perdite sono massime quando $\Phi=0$. Si osserva anche che in controfase ho le perdite nel transistor minime. Infatti, ad esempio, durante la semionda positiva (T_A acceso) se la corrente è in fase con la tensione e passa tutta attraverso il transistor T_A , mentre se risulta in controfase percorre il relativo diodo di ricircolo D_A . In realtà ciò che conta veramente non è tanto il tempo di accensione assoluto del transistor in sé, quanto il suo

duty-cycle, ovvero la sua frequenza di commutazione. Verifichiamo ora le perdite di conduzione del diodo, che ovviamente lavorerà quando il transistor si trova in stato di blocco.

Il tempo di conduzione del diodo è $(1-\delta)\cdot\tau$. Le perdite del diodo allora sono:

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (1 - \delta(t)) \cdot p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \left(1 - \frac{1}{2}\right) - \frac{M \cdot \sin(w \cdot t - \phi) \cdot V_d \cdot I_M \cdot \sin(w \cdot t)}{2} dt$$

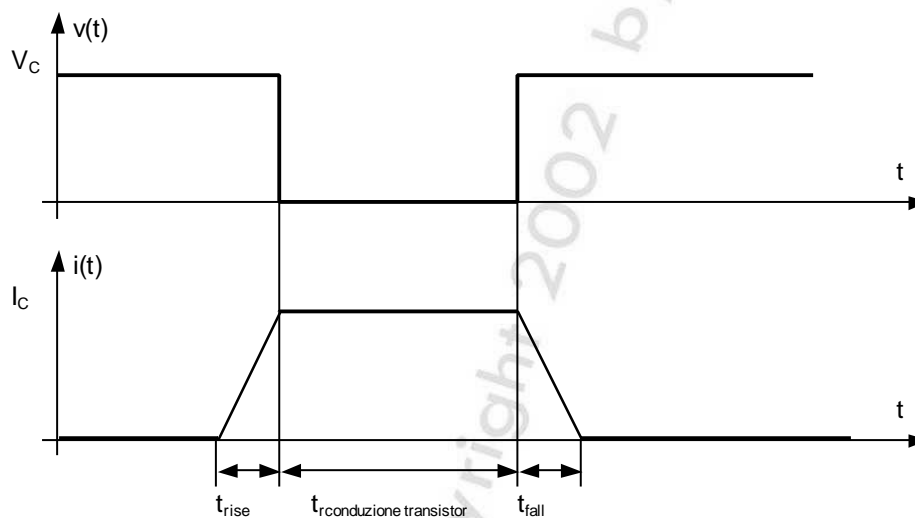
Integrando come per il calcolo precedente e esplicitando il valore efficace della corrente si ha:

$$P_d = \frac{V_d I_d}{2\pi} - \frac{M \cdot V_d \cdot I_M \cos \varphi}{8}$$

$$P_d = V_d \cdot i_{inv_eff} \left[\frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} - \left(\frac{M}{4 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos(\phi) \right) \right]$$

Si può fare anche la considerazione inversa, cioè con $\cos\phi$ maggiore di zero, il diodo lavora poco, e di conseguenza le perdite diminuiscono perché il passaggio di corrente interessa maggiormente il transistore.

Passiamo ora ad analizzare le perdite per commutazione, che intervengono in quanto lo spegnimento e l'accensione delle valvole non sono istantanei. Per i nostri calcoli ci si avvale di un modello semplificato, che non tenga conto di fenomeni come la scarica di recovering e il tail di conduzione. Questa assunzione ci farà commettere un errore molto consistente, che approssimeremo in seguito per concordanza con la realtà fisica. Gli andamenti approssimati di tensione e di corrente:



Dalla tabella dei data-sheet:

$$t_{rise} = 160 \cdot 10^{-9} \cdot \text{sec} \quad \text{minimo}$$

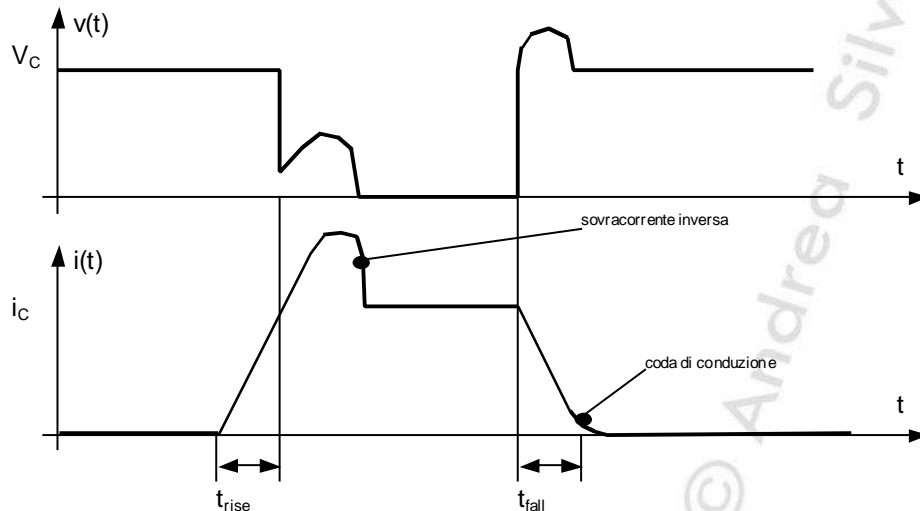
$$t_{fall} = 100 \cdot 10^{-9} \cdot \text{sec} \quad \text{massimo}$$

$$E_{on} = \frac{V_c \cdot I_{inv} \sqrt{2}}{2} \cdot t_{rise} = 9.051 \cdot 10^{-3} \cdot J$$

$$E_{off} = \frac{V_c \cdot I_{inv} \sqrt{2}}{2} \cdot t_{fall} = 5.657 \cdot 10^{-3} \cdot J$$

Dai data sheets (curva 2 - allegata) leggo che $E_{on}=28mj$ e che $E_{off}=26mj$. Come osservato nella precedente esercitazione (es.7) si nota quindi una detta diversità tra risultati reali e approssimati (che sono circa 4-5 volte minori), si può giustificare guardando gli andamenti reali della tensione e della corrente nei transistor prima e dopo la commutazione.

Nel diagramma seguente sono rappresentati gli andamenti delle suddette quantità nel caso reale:



Bisogna notare che all'accensione vi è un tempo per cui la tensione non è nulla per le cariche che devono essere espulse (scarica di recovering). Infatti il diodo impiega un tempo non nullo a svuotarsi delle sue cariche di conduzione nello stato di conduzione inversa. Quindi il transistor non entra in conduzione immediatamente dopo la sua accensione e il rispettivo spegnimento del diodo ma dopo un determinato intervallo di tempo, detto tempo di ripristino del diodo. Per limitare al massimo la durata di questo fenomeno occorre impiegare diodi che presentano tempi di accensione-spegnimento estremamente contenuti, detti soft-recovering.

tail di conduzione in cui la corrente si smorza lentamente. Infatti la corrente quando si trova in prossimità dello zero non si annulla subito, ma diminuisce lentamente e se il valore della tensione è elevato (a causa delle sovratensioni di origine induttiva) si ha una potenza persa molto grande. allo spegnimento le induttanze parassite dei collegamenti del circuito offrono un'impedenza non nulla che dà origine a sovratensioni, le quali, se particolarmente intense, possono danneggiare irreparabilmente il sistema.

Dall'analisi matematica ricaviamo

$$E_{on}(t) = E_{on_nom} \cdot \frac{V_c}{V_{c_nom}} \cdot \frac{i_{inv}(t)}{I_{nom}}$$

$$E_{off}(t) = E_{off_nom} \cdot \frac{V_c}{V_{c_nom}} \cdot \frac{i_{inv}(t)}{I_{nom}}$$

$$K_{on} = \frac{E_{on_nom}}{V_{c_nom} \cdot I_{nom}}$$

$$K_{off} = \frac{E_{off_nom}}{V_{c_nom} \cdot I_{nom}}$$

Da cui

$$E_{on}(t) = K_{on} \cdot V_c \cdot i_{inv}(t)$$

$$E_{off}(t) = K_{off} \cdot V_c \cdot i_{inv}(t)$$

$$\sum_{n=0}^{T \cdot \frac{\tau}{2}} E_{on}(nt) = E_{on_tot}(t) = \sum_{n=0}^{T \cdot \frac{\tau}{2}} K_{on} \cdot V_c \cdot i_{inv}(nt)$$

$$P_{on_tot} = \frac{E_{on_tot}}{T} = \frac{f}{T} \cdot \sum_{n=0}^{T \cdot \frac{\tau}{2}} K_{on} \cdot V_c \cdot i_{inv}(nt) \cdot \tau$$

Facendo poi il classico passaggio all'integrale

$$P_{on_tot} = \frac{f}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} K_{on} \cdot V_c \cdot I_M \cdot \sin(\omega \cdot t) dt$$

$$P_{on_tot} = \frac{f}{T} \cdot (K_{on} \cdot V_c \cdot I_M)$$

Gli stessi ragionamenti possono poi essere ripetuti per P_{off} .

$$P_{off_tot} = \frac{f}{T} \cdot (K_{off} \cdot V_c \cdot I_M)$$

Le perdite sono, quindi, proporzionali alla corrente e alla tensione continua che a ogni conduzione si ha interamente applicata. Il $\cos \phi$ non influenza perché quando si ha la conduzione "agisce" il valore massimo.

Si può osservare che le perdite per commutazione sono proporzionali alla frequenza. La potenza totale si ottiene tenendo conto che il sistema ha due diodi e due transistori.

$$P_{tot_transistor} = V_d \cdot I_M \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} - \left(\frac{M}{8} \cdot \cos(\phi) \right) \right] + \frac{f}{T} \cdot V_c \cdot I_M \cdot (K_{on} + K_{off})$$

$$P_{diodo} = V_d \cdot I_M \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \cdot \cos(\phi) \right)$$

$$P_{tot} = 2 \cdot P_{transistor} + 2 \cdot P_{diodo}$$

Vediamo i valori trovati nella curva 2 e 10 (allegate) in corrispondenza di: $I_M = 100\sqrt{2} = 141$ A con una tensione di gate pari a $V_G = 15$ V:

$$E_{on_nom} = 22 \cdot 10^{-3} \cdot J$$

$$E_{off_nom} = 22 \cdot 10^{-3} \cdot J$$

$$K_{on} = 2.444 \cdot 10^{-7} \cdot s$$

$$K_{off} = 2.444 \cdot 10^{-7} \cdot s$$

$$T_j = 125^\circ C \quad \cos \phi = (1, -1) \quad V_g = 15V \quad V_t = 2.8V \quad M = 0.81$$

Dalla curva 17 (allegata) ricaviamo $V_D=1,7V$

Riportiamo ora in una tabella i risultati ottenuti, riguardo alla potenza totale dissipata nei 4 casi presi in considerazione: tensione e correnti in fase e in controfase a 2 e 20 kHz

FASE	<u>2 kHz</u> (Caso 1)	<u>20 kHz</u> (Caso 2)
$P_{tot t}$	138 W	454 W
$P_{tot d}$	14 W	14 W
$P_{tot modulo}$	304 W	936 W

CONTROFASE	<u>2 kHz</u> (Caso 3)	<u>20 kHz</u> (Caso 4)
$P_{tot t}$	58 W	374 W
$P_{tot d}$	62 W	62 W
$P_{tot modulo}$	240 W	872 W

Dalle tabelle si vede che, salendo in frequenza, la dissipazione di potenza aumenta

DIMENSIONAMENTO DEL NUMERO DI COMPONENTI DEL RADIATORE

Scartiamo a priori il modulo da 50 mm, perché troppo piccolo per ospitare l'intero modulo dell'inverter. Inoltre è inutile utilizzare radiatori enormi perché all'aumentare del dissipatore non si verifica un'evidente e conveniente diminuzione della resistenza termica, poiché il transistor non è in grado di dissipare alle estremità del radiatore a causa delle sue notevoli dimensioni.

Calcoliamo innanzitutto la resistenza termica R_{da} (resistenza termica dissipatore-ambiente)

	<u>100 mm</u>	<u>200 mm</u>	<u>300 mm</u>
R_{da} (°C/W)	0,213	0,123	0,093
N comp	1	1, 2	1, 2 o 3

Valutiamo ora il salto termico d-a e la temperatura del dissipatore nei 4 casi :

1. in fase con $f = 2$ KHz
2. in fase con $f = 20$ KHz
3. in controfase con $f = 2$ KHz
4. in controfase con $f = 20$ KHz

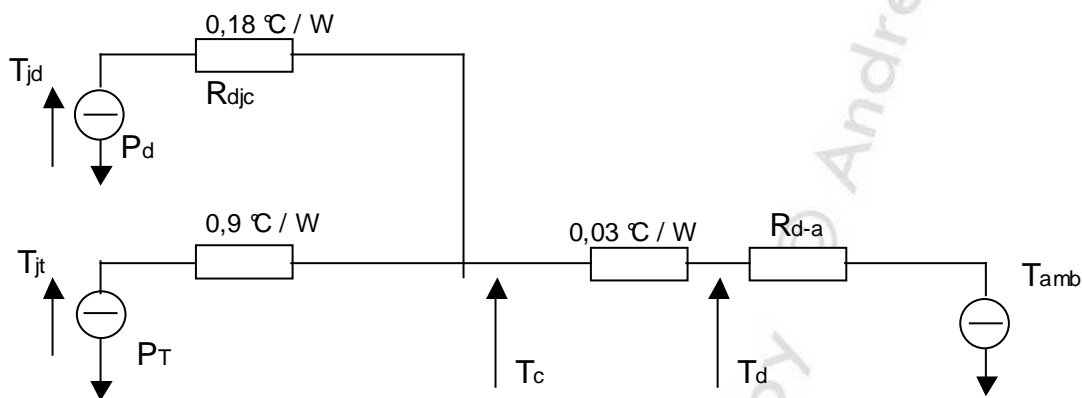
		Salto termico d-a (°C)		
Caso	Pot.	<u>100 mm</u>	<u>200 mm</u>	<u>300 mm</u>
1	304 W	64,884	37,468	28,33
2	936 W	200	115,428	87,275
3	240 W	51,412	29,689	22,447
4	872 W	186,41	107,649	81,393

(Sono barrati quei casi che già eccedono termicamente)

Aggiungo ora la $T_{\text{ambiente}} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$

	Temperatura d $T_d = T_{da} + T_a$ ($^{\circ}\text{C}$)		
Caso	100 mm	200 mm	300 mm
1	104,884	77,468	68,33
2	240	155,428	127,275
3	91,412	69,689	62,447
4	226,41	147,649	121,393

Partendo dalle temperature ottenute si procede a ritroso per determinare le temperature dei singoli semiconduttori.



$$\theta_{jt} = R_{T_{jc}} \times P_{TOTt} + \theta_c; \quad \theta_{jd} = R_{T_{jc}} \times P_{TOTd} + \theta_c$$

Si aggiunge ora il salto c-d e troviamo la temperatura del case $\theta_c = P \cdot R_{cd}$.

	Temperatura $T_c = T_{cd} + T_c$ ($^{\circ}\text{C}$)		
Caso	100 mm	200 mm	300 mm
1	116	89	80
2	---	---	163
3	101	79	72
4	---	---	156

Per i due casi a 20 KHz con un solo dissipatore non si ha una soluzione accettabile.

Si esaminano ora i casi 1 e 3 singolarmente per il diodo e per il transistor aggiungendo le perdite dissipate nelle valvole.

		Temperatura giunz j Tj=Tc+Tjc (°C)		
		<u>100 mm</u>	<u>200 mm</u>	<u>300 mm</u>
Caso 1	trans	129	101,5	92
	diodo	106	84	76
Caso 3	trans	119	92	83
	diodo	112	90	83

Nei casi 1 e 3 si vede che basta il dissipatore da 100mm

Per i casi a 20 KHz , dovremo mettere due dissipatori in parallelo, supponendo che la corrente si ripartisca a metà sui due moduli.

Per I =75 A

$$E_{on_nom} = 11 \cdot 10^{-3} \cdot J$$

$$E_{off_nom} = 13 \cdot 10^{-3} \cdot J$$

$$K_{on} = 2.444 \cdot 10^{-7} \cdot s$$

$$K_{off} = 2.889 \cdot 10^{-7} \cdot s$$

$$P_{tot_transistor} = V_d \cdot I_M \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} - \left(\frac{M}{8} \cdot \cos(\phi) \right) \right] + \frac{f}{\pi} \cdot V_c \cdot I_M \cdot (K_{on} + K_{off})$$

$$P_{diodo} = V_d \cdot I_M \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{8} \cdot \cos(\phi) \right)$$

$$P_{tot} = 2 \cdot P_{transistor} + 2 \cdot P_{diodo}$$

	Fase	Controfase
P _{tot t}	234 W	202 W
P _{tot d}	5 W	22 W
P _{tot mod}	478 W	448 W

Ripetiamo ora solo i calcoli già visti

		Temperatura d Td=Tda+Ta (°C)		
		<u>100 mm</u>	<u>200 mm</u>	<u>300 mm</u>
Caso 2		141	99	84
Caso 4		135	95	82

	Temperatura $T_c = T_{cd} + T_c$ (°C)		
	<u>100 mm</u>	<u>200 mm</u>	<u>300 mm</u>
2	159	117	102
4	152	113	100

		Temperatura giunz. j $T_j = T_c + T_{jc}$ (°C)				
		R_{jc}	P_T	<u>100 mm</u>	<u>200 mm</u>	<u>300 mm</u>
Caso 2	Trans.	0,09	234	---	138	123
	Diodo	0,18	5	---	118	103
Caso 4	Trans	0,09	202	---	131	118
	Diodo	0,18	22	---	117	104

Entrambe le configurazioni danno risultati accettabili, perciò si potranno usare 2 dissipatori da 200mm, ricordando di montarli in maniera tale che entrambi siano investiti dal flusso di aria, senza farsi "ombra" tra loro, mettendo i due dissipatori uno a fianco dell'altro, oppure allineati avendo l'accortezza di realizzare l'imboccatura dell'aria di raffreddamento su sezione minore rispetto all'uscita.

Come conclusione si può dire che se non è necessario una elevata frequenza di commutazione, è preferibile lavorare con frequenze basse, limitando così le perdite per commutazione e i costi di realizzazione dell'intero sistema di dissipazione.

(Segue allegato (1 foglio) con i data-sheet e le curve (2, 10 e 17) cui s'è fatto riferimento nella trattazione dell'elaborato).

Data - Sheet