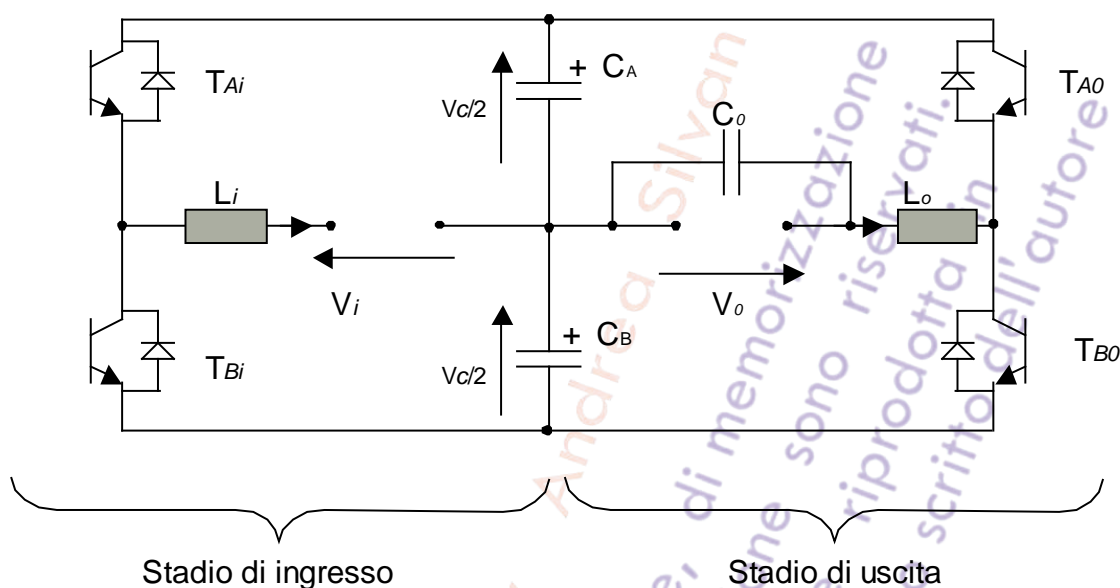


## ELETTRONICA INDUSTRIALE DI POTENZA

## Esercitazione 9

## CALCOLO DI UN CONVERTITORE C.A.-C.A.



L'esercitazione consiste nel dimensionamento di un convertitore c.a.-c.a. che trasformi una tensione in ingresso a frequenza 50 Hz e fornisca come uscita un'onda alla frequenza di 60 Hz. La frequenza di funzionamento del dispositivo è pari a 16 kHz. E' anche richiesto che in uscita sia presente una potenza di 7 kVA e deve dare la possibilità di un sovraccarico pari a due volte la potenza di uscita per un tempo di almeno 10 sec.

Strutturalmente questo dispositivo è costituito in ingresso da un convertitore ad assorbimento sinusoidale C.A. – C.C. il cui scopo è quello di trasformare la tensione alla frequenza di 50 Hz proveniente dalla rete di alimentazione in due d.d.p. costanti entrambe di valore  $V_c/2$ , che a loro volta vanno ad alimentare due condensatori elettrolitici rappresentano la sezione intermedia in regime continuo del processo di conversione. Completa il circuito un inverter situato in uscita che ha il compito di effettuare la ritrasformazione C.C. – C.A. in modo da fornire la forma d'onda richiesta alla frequenza desiderata (60 Hz).

Due delle caratteristiche peculiari e rilevanti di questo convertitore sono l'elevata flessibilità e reversibilità che esso presenta in svariati campi di applicazione.

Infatti questo circuito può essere utilmente impiegato, ad esempio, come convertitore monofase in entrata e trifase in uscita a patto di avere accesso al conduttore di neutro nonché di aggiungere altri quattro rami di conversione, due C.A. – C.C. e due C.C. – C.A. Inoltre è possibile utilizzarlo per alimentare direttamente carichi che lavorano in continua (es. celle fotovoltaiche, motori in c.c., ecc...) grazie appunto alla presenza di una sezione intermedia di conversione funzionante con grandezze elettriche costanti. E' quindi immediato rendersi conto delle enormi potenzialità applicative di un marchingegno come questo che rappresenta un ottimo compromesso tra efficienza e versatilità.

Per progettare correttamente il convertitore C.A. – C.A. è opportuno procedere a ritroso, cioè partendo dall'uscita e considerando mano a mano tutti i diversi rendimenti degli stadi intermedi che si incontrano durante il processo di conversione.

Al fine di soddisfare le specifiche richieste, queste devono essere le correnti che il convertitore fornirà in condizioni nominali:

$$I_{on} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad \text{dove} \quad I_{on\_max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{out}}$$

In caso di sovraccarico si avrà:

$$I_{ons} = \frac{2 \cdot P_{out}}{V_{out}} \quad \text{dove} \quad I_{ons\_max} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot P_{out}}{V_{out}}$$

Bisogna considerare anche il ripple sull'induttanza. Se il ripple picco-picco è del 20% ( $\pm 10\%$  dal valore medio), si ha che

$$I_{onspp} = \frac{1.1 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{out}} \quad I_{ons\_maxpp} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1.1 \cdot 2 \cdot P_{out}}{V_{out}}$$

Dai data-sheets si ricavano tutti le grandezze necessarie per eseguire i calcoli.

La potenza nel transistor è data dalla somma delle perdite per conduzione e soprattutto a quelle dovute alla commutazione:

$$P_t = V_t \cdot I_{out\_p} \left( \frac{M \cdot \cos(\phi)}{8} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \right) + f \cdot V_c \cdot I_{out\_p} \cdot \frac{(K_{on} + K_{off})}{\pi}$$

$$K_{on} = \frac{E_{on\_nom}}{V_{nomt} \cdot I_{nomt}} \quad K_{off} = \frac{E_{off\_nom}}{V_{nomt} \cdot I_{nomt}}$$

Nelle condizioni pessime di  $\cos\phi = 1$ , si ha

$$P_t = V_t \cdot I_{out\_p} \left( \frac{1}{8} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \right) + f \cdot V_c \cdot I_{out\_p} \cdot \frac{(K_{on} + K_{off})}{\pi}$$

$$P_t = V_t \cdot I_{out\_p}^{0.284} + f \cdot V_c \cdot I_{out\_p} \cdot \frac{(K_{on} + K_{off})}{\pi}$$

Le perdite sul diodo sono invece calcolate come semplici perdite dovute alla sola conduzione:

$$P_d = V_d \cdot I_{out\_p} \left[ \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \pi} - \left( \frac{M}{4 \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos(\phi) \right) \right] \quad P_d = V_d \cdot I_{out\_p}^{0.048}$$

dove la seconda espressione è quella che rappresenta il caso pessimo.

Poiché occorre tenere conto delle varie cadute di tensione (sui semiconduttori e induttanze) e di un minimo di collasso di tensione che può verificarsi nei transistori si pone, per sicurezza:

$$M = 1 \text{ e } \cos\phi = 1$$

Passando ai valori numerici si ottiene:

$$P_{out} = 7 \text{ KW}$$

$$V_{out} = 230 \text{ V}$$

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = 30.4 \text{ A} \quad I_{out\_max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{out}} = 43 \text{ A}$$

$$I_{outpp} = \frac{1.1 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{out}} = 47.34 \text{ A} \quad I_{out\_maxpp} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1.1 \cdot 2 \cdot P_{out}}{V_{out}} = 94.69 \text{ A}$$

Dal grafico "Output characteristics" (Vedere allegati pag.8) si ricava:  $V_T(47,34 \text{ A})=2,3 \text{ V}$

Per  $I_{out}$  massima si ottiene

$$E_{on\_nom}=E_{off\_nom}=7 \cdot 10^{-3} \cdot J \quad \text{con} \quad V_{c\_nom}=600\_V$$
$$I_{c\_nom}=50\_A$$

da cui si ricava

$$K_{on}=K_{off}=2.333 \cdot 10^{-7} \cdot s$$

$$P_t=V_t \cdot I_{out\_p} \cdot 0.284 + f \cdot V_c \cdot I_{out\_p} \cdot \frac{(K_{on} + K_{off})}{\pi} = 120.95\_W$$

Abbiamo determinato le perdite nel transistor, per commutazione e conduzione, in condizioni di lavoro nominale.

Ricavandoli dalla curva denominata "Free-wheel diode forward" (Vedere allegati pag.8) per il diodo avrò invece :

$$P_d=3,22 \text{ W}$$

con  $V_d(47,34 \text{ A}) = 2 \text{ V}$  (dai Data Sheet)

Consideriamo ora la situazione di possibile sovraccarico. A differenza della precedente esercitazione in cui si aveva un unico punto che non si poteva cambiare, ora si ha a disposizione un'intera famiglia di rette sulle quali ci si può spostare ed ottenere quindi un'approssimazione migliore e dei risultati più precisi.

Ripetendo i conti per il sovraccarico si ha:

$$E_{on\_nom}=14 \cdot 10^{-3} \cdot J \quad \text{con} \quad V_{c\_nom}=600\_V$$
$$E_{off\_nom}=15 \cdot 10^{-3} \cdot J \quad I_{c\_nom}=100\_A$$

$$K_{on}=2.333 \cdot 10^{-7} \cdot s \quad K_{off}=2.5 \cdot 10^{-7} \cdot s$$

Dai grafici ottengo poi la potenza persa in caso di sovraccarico del transistor e nel diodo.

$$V_t(95\_A)=2.7\_V$$

$$P_{t\_max} = 260W$$

$$V_d = 2,5V \quad P_{tot\_d\_max} = 8W$$

## DIMENSIONAMENTO DEL DISSIPATORE

Per dimensionare il dissipatore devo fare il calcolo delle sovratemperature, avendo ricavato dai Data Sheets le resistenze termiche. Una volta che esse sono state calcolate è possibile risalire la  $\theta_{jmax}$  ammissibile e da qui, attraverso ancora l'impiego dei data-sheets, scegliere il dissipatore più adatto alla nostra situazione. (Vedere tabella denominata "Electrical characteristic" pag.9)

$$R_{th\_j\_c.t}=0,16 \frac{^{\circ}C}{W} \quad R_{th\_j\_c.d}=0,35 \frac{^{\circ}C}{W} \quad R_{th\_diss}=0,13 \frac{^{\circ}C}{W}$$

La resistenza termica dissipatore è dovuta alla non perfetta aderenza/contatto tra case e dissipatore che si avrebbe anche interponendo l'apposita pasta siliconica.

Questi dati sono stati riferiti a mezzo modulo

$$\theta_{j_c.t} = R_{th_{j_c.t}} P_t = 19.35^\circ\text{C}$$

$$\theta_{j_c.d} = R_{th_{j_c.d}} P_{tot_d} = 1.59^\circ\text{C}$$

$$P_{td} = P_t + P_{tot_d} = 125.49\text{W}$$

$$\theta_{c_{diss}} = R_{th_{c_{diss}}} P_{td} = 16.31^\circ\text{C}$$

$$\theta_{j_{diss}} = \theta_{j_c.t} + \theta_{c_{diss}} = 35.67^\circ\text{C}$$

A questo punto è necessario stabilire a quale temperatura massima può funzionare il dissipatore. Si ipotizza inizialmente che essa sia pari a  $80^\circ\text{C}$ .

Si può anche pensare di mettere una sonda in grado di controllare la temperatura del dissipatore e mantenerla costante a  $80^\circ\text{C}$ . Al di sopra degli  $80^\circ\text{C}$  il termostato aziona la ventola affinché il flusso dell'aria abbassi la temperatura del dissipatore fino a ristabilirsi sugli  $80^\circ\text{C}$ . Svolgendo i calcoli si ottiene:

$$\theta_{diss} = 80^\circ\text{C}$$

$$\theta_j = \theta_{j_{diss}} + \theta_{diss} = 115.67^\circ\text{C}$$

Ripetendo ora i calcoli per il sovraccarico risulta:

$$\theta_{j_c.t_m} = R_{th_{j_c.t}} P_{t_{max}} = 41.45^\circ\text{C}$$

$$\theta_{j_c.d_m} = R_{th_{j_c.d}} P_{tot_d_{max}} = 4^\circ\text{C}$$

$$P_{td_m} = P_{t_{max}} + P_{tot_d_{max}} = 270.44\text{W}$$

$$\theta_{c_{diss}_m} = R_{th_{c_{diss}}} P_{td_{max}} = 35.16^\circ\text{C}$$

$$\theta_{j_{diss}_m} = \theta_{j_c.t_m} + \theta_{c_{diss}_m} = 76.61^\circ\text{C}$$

Se si suppone che nei 10 secondi la temperatura del dissipatore rimanga costante, si ha

$$\theta_{j_{max}} = \theta_{j_{diss}_m} + \theta_{diss} = 156.61^\circ\text{C}$$

Questa temperatura è inaccettabile nel nostro caso. Il problema può essere superato cambiando la tipologia dei transistori impiegati oppure cercando di mantenere più bassa la temperatura limite del dissipatore. In questo caso si opta per la seconda soluzione. Imponiamo quindi la temperatura del dissipatore a  $70^\circ\text{C}$ .

Le perdite totali del modulo diventano allora le seguenti:

$$P_{mod} = 2 \cdot P_{td} = 251\text{W} \quad \theta_{diss} = 70^\circ\text{C} \quad \theta_a = 40^\circ\text{C}$$

$$R_{th_{diss}} = \frac{1}{P_{mod}} \cdot (\theta_{diss} - \theta_a) = 0.12 \cdot \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

## CALCOLO DELL'INDUTTANZA DI USCITA

Durante il tempo in cui  $T_{A0}$  rimane acceso la corrente  $i_0$  cresce a causa della tensione che viene a manifestarsi ai capi dell'induttanza  $L_0$ . Il valore massimo del ripple si ha in corrispondenza dell'istante  $t=0$ . Per dimensionare correttamente l'induttanza occorre quindi calcolare il valore della corrente di picco che la percorre durante il funzionamento. Il ramo dell'induttanza verrà proporzionato su tale corrente, mentre il nucleo ferromagnetico rispetto alla massima induzione magnetica che si può manifestare, ovvero alla massima velocità di crescita della tensione nelle condizioni più sfavorevoli (sovraccarico).

Per far tutto ciò occorre di conseguenza fornire il valore efficace del ripple della tensione (che deriva a sua volta dal ripple della corrente nell'induttanza) sulla sinusoide per poter dimensionare il circuito magnetico

Come già sottolineato, consideriamo un ripple picco-picco del 20 % alla frequenza di 16 kHz. Poiché, per semplicità di calcolo, si suppone che l'andamento del ripple sia approssimabile con una semplice sinusoide, si considera il valore moltiplicato per  $\sqrt{3}$  (concatenato) al fine di prendersi un po' di margine di sicurezza.

$$I_{out\_pp\_max} = \frac{1.1 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{out}} = 94.7A \quad \text{con} \quad \delta_0 = \frac{1}{2} + \frac{V_{0\_p}}{2} \cdot \frac{\sin(w \cdot t)}{\frac{V_c}{2}}$$

$$f = 16.000$$

$$\Delta_{ir}(t) = \frac{\delta_0}{f} \cdot \frac{\frac{V_c}{2} - V_0(t)}{L_0}$$

$$V_0(t) = V_{o\_p} \cdot \sin(w \cdot t)$$

$$\Delta_{ir}(t) = \frac{1}{L_0 \cdot f} \cdot \left( \frac{V_c}{4} - \frac{V_{o\_p}^2}{V_c} \cdot \sin^2(w \cdot t) \right)$$

$$\Delta_{ir\_max}(0) = \frac{V_c}{4 \cdot L_0 \cdot f}$$

$$\Delta_{ir\_max} = 0.1 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{out} = 8.61A$$

$$L_0 = \frac{V_c}{4 \cdot f \cdot \Delta_{ir\_max}} = 1.45mH$$

"L" non deve entrare in zona saturazione al passaggio della  $I_{out\_max}$ ;

Quindi con  $I_{out}=30,44$  A si dimensiona il conduttore (rame) mentre il tra ferro andrà dimensionato in funzione di una corrente di  $I_{out\_max}=100$  A.

## DIMENSIONAMENTO DELLA CAPACITA'

La tensione di ripple nasce dal ripple di corrente dell'induttanza. Una volta che si è proceduto al calcolo della capacità  $C_0$  occorre calcolare la corrente che percorre tale capacità: essa è data dalla somma di due contributi, dovuti precisamente alla corrente di ripple ed alla corrente determinata dalla tensione alla frequenza di linea (a rigore nel calcolo delle perdite nei transistori

si avrebbe dovuto tener conto dell'incremento della corrente dovuta al condensatore che però nella nostra situazione abbiamo ritenuto che essa sia trascurabile rispetto agli altri termini).

$$\Delta i_r = \frac{\Delta i_{r\_max}}{\sqrt{2}} = 6.1A \quad \Delta i_r = I_{lo\_eff}$$

$$V_{ripple} = 2.3V$$

$$V_{ripple} = Z_c \cdot I_{lo\_eff} = \frac{I_{lo\_eff}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_0}$$

$$C_0 = 30 \cdot \mu f$$

Per questo tipo di impiego servirà un condensatore non polarizzato. La corrente nel condensatore è data da due contributi, la corrente di ripple dovuta all'induttanza e il contributo di corrente dovuto alla tensione alla frequenza di linea.

$$I_{c\_out} = \frac{V_{out}}{\left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot C_0} \right)} = 2.60A \quad \text{con} \quad f_0 = 60Hz$$

$$I_{out} = \sqrt{I_{c\_out}^2 + I_{lo\_eff}^2} = 6.62A$$

e tale valore è accettabile per il nostro caso. A tale risultato ottenuto sarebbe ora necessario aggiungere il contributo della corrente distorta che può essere assorbita dal carico ma che non può essere determinata poiché non si conosce a priori con che tipo di utilizzatore si ha a che fare (in particolare se si trattasse di un motore ad induzione non ci sarebbero problemi dato che questi tipi di carichi assorbono dall'alimentazione una sinusoide praticamente non distorta). Allo scopo di cautelarsi da eventuali contributi distorti si sceglie un valore un po' maggiore della corrente assorbita dal condensatore rispetto a quello effettivamente ottenuto.

## INGRESSO

Per quanto riguarda il dimensionamento dell'ingresso si potrebbe ripercorrere il procedimento già visto in precedenza. In questo caso si decide di assumere buono quello già eseguito per l'induttanza.

A questo punto è opportuno fare alcune considerazioni:

Occorre prestare particolare attenzione al dimensionamento dei condensatori elettrolitici collegati in parallelo sia per quanto riguarda il ripple che per la corrente da cui essi vengono percorsi poiché essi, per ragioni di tipo costruttivo e tecnologico, sono in grado di sopportare bassi valori di corrente e sono soggetti ad un forte e rapido surriscaldamento;

Per il condensatore  $C_0$  posto in uscita è necessario considerare anche la componente distorta della corrente assorbita se essa è presente;

Se il convertitore è sufficientemente veloce non sussistono particolari problemi di dimensionamento per il condensatore in alternata, mentre si possono verificare inconvenienti per quanto riguarda il dimensionamento dei condensatori in continua (elettrolitici) poiché possono venire ulteriormente sollecitati sotto forma di corrente dalle eventuali armoniche distorti che vengono assorbite dal carico in uscita.

Per quanto riguarda l'induttanza bisogna stare attenti a non aumentare troppo le perdite nel ferro quando si sale in potenza, poiché potrebbero non esistere in commercio materiali magnetici adatti a sopportare valori troppo elevati. A tale scopo esistono nella pratica diverse soluzioni per risolvere questo problema e quindi ridurre al massimo le perdite nel ferro cercando di ottenere nel

contempo un valore dell'induttanza il più vicino possibile ai valori richiesti da quello specifico impiego (es. lamierini magnetici a grani orientati molto difficili da costruire e da gestire, nuclei magnetici a C sovrapposti, ecc...).

Per questo dispositivo si assume un rendimento dell'apparato pari a  $\eta = 0.9$ .

$$P_{in\_nom} = \frac{P_{out}}{\eta} = 7.78 \text{KW}$$

$$V_{in\_nom} = V_{out}$$

$$I_{in\_nom} = \frac{P_{in\_nom}}{V_{in\_nom}} = 33.82 \text{A}$$

Nel caso  $V_{in}$  scenda del 10 % si ha:

$$P_{in\_max} = \frac{2 \cdot P_{out}}{\eta} = 15.56 \text{KW}$$

$$I_{in\_max} = \frac{P_{in\_max}}{V_{in\_nom} \cdot 0.9} = 75.15 \text{A}$$

Si dovrebbero ripetere i ragionamenti fatti per il ramo di uscita. Si deve verificare la condizione per cui il transistor ha maggiore dissipazione tra  $M=1$ ,  $M=0.8$  e  $I_{in\_max}$ .

Nell'equazione (utilizzata in pag.2):

$$P_t = V_t \cdot I_{in\_p} \left( \frac{M \cdot \cos(\phi)}{8} + \frac{1}{2 \cdot \pi} \right) + f \cdot V_c \cdot I_{in\_p} \cdot \frac{(K_{on} + K_{off})}{\pi}$$

$$\text{Essendo: } M \cong \frac{(\sqrt{2} \cdot V_{in})}{\frac{V_c}{2}}$$

Risulta, dopo opportuni raccoglimenti e semplificazioni che:

$$P_{tot\_trans} = V_t \cdot \left( \frac{I_{in\_max}}{2\pi} + \left( M \cdot \frac{I_{in\_max}}{8} \right) \cos \varphi \right)$$

dalla si nota che il secondo termine è costante al variare della tensione di ingresso, quindi la condizione più sfavorevole è quella corrispondente alla corrente massima ed all'indice di modulazione  $M$  minimo ( $M=0.8$ ;  $I=I_{in\_max}$ ).

Quindi la potenza totale dissipata dal transistor in ingresso risulta pari a:

$$I_{in\_max1} = \sqrt{2} \cdot I_{in\_max} = \sqrt{2} \cdot 38 = 54 \text{A} \quad V_t = 2.3 \text{V}$$

$$P_{tot-trans} = 110 \text{ W}$$

Per quanto riguarda invece i diodi in ingresso si ha che:

$$P_{tot-diod} = V_d I_{in\_max} (1/2\pi - (M/8) \cos \varphi)$$

E sostituendo i valori si ottiene:

$$I_{in\_max2} = \sqrt{2} \cdot 75.17 = 107 \text{A} \quad V_t = 2.7 \text{V}$$

$$P_{tot-diod} = 32 \text{ W}$$

Ripetendo ora gli stessi ragionamenti in caso di sovraccarico si ottiene:

$$P_{\text{trans-tot-sovrac}} = 228 \text{ W e per i diodi}$$

$$P_{\text{diodi}} = 82 \text{ W}$$

Si passerà poi al dimensionamento del dissipatore, considerando la sua temperatura a 70° e si procederà calcolando le temperature di giunzione nelle condizioni nominali e di sovraccarico. Se si troverà un dissipatore abbastanza grande, sarà possibile montarne uno solo al posto di due. Consultando i data-sheets si ha che:

$$R_{\text{th (j-c)T}} = 0,16 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\text{th (j-c)D}} = 0,35 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\text{th (c-diss)}} = 0,13 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$\theta_{\text{j-cT-in}} = 0,16 * 110 = 17,6 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\theta_{\text{j-cD-in}} = 0,35 * 34 = 12 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Quindi la potenza totale persa risulta essere pari a:

$$P_{\text{Tot T-Din}} = 142 \text{ W}$$

Il salto termico tra case e dissipatore è dato da:

$$\theta_{\text{T-diss}} = 0,13 * 142 = 18,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\theta_{\text{c-diss-in}} = 17,6 + 18,5 = 36,1 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Le perdite totali del modulo di uscita sono leggermente superiori a quelle del modulo in ingresso. Proviamo quindi a spostare la temperatura del radiatore un po' più in alto ponendo

$$\theta_{\text{d}} = 80 \text{ } ^\circ\text{C e } \theta_{\text{j-Tin}} = 116,1 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Rifacendo i conti si ottiene:

$$P_{\text{tot-T-in-max}} = 228 \text{ W}$$

$$P_{\text{tot-D-in-max}} = 82 \text{ W}$$

e di conseguenza le rispettive sovratemperature risultano:

$$\theta_{\text{j-cT-max-in}} = 0,16 * 228 = 36,48 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\theta_{\text{j-cD-max-in}} = 0,35 * 82 = 28,7 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$P_{\text{totD+T-max}} = 310 \text{ W}$$

$$\theta_{\text{c-diss-max-in}} = 0,13 * 310 = 40,3 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\theta_{\text{j-diss-max-in}} = \theta_{\text{j-cT-max-in}} + \theta_{\text{c-diss-max-in}} = 76,78 \text{ } ^\circ\text{C}$$

La massima sovratemperatura di giunzione ammissibile risulta perciò:

$$\theta_{\text{jmax}} = \theta_{\text{DISS}} + \theta_{\text{JC}} = 156,78 \text{ } ^\circ\text{C}$$

dalla quale si vede che si è oltre il limite. Ma per non ripetere per intero tutta la trattazione si può supporre di riuscire a rientrare nel range operativo della componentistica riadattando la temperatura del dissipatore a 75° anziché 80°. Si cercherà così di guadagnare quel "leggero" eccesso termico di 6,7° dai 156,7° ai 150° ammissibili come sovratemperatura di giunzione.

Procediamo infine al calcolo della resistenza termica del dissipatore. Siccome tutti i calcoli sono stati effettuati per metà modulo occorre moltiplicare il risultato ottenuto per 2:

$$P_{\text{tot-in}} = 2 * P_{\text{T+Din}} = 284 \text{ W}$$

e la resistenza termica del radiatore è data da:

$$R_{\text{th-diss}} = (\theta_{\text{DISS}} - \theta_{\text{Amb}}) / P_{\text{tot-in}} = (75 - 40) / 284 = 0,123 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Si decide di scegliere un dissipatore con una resistenza termica leggermente inferiore al valore appena calcolato per recuperare un po' di margine di sicurezza sulla temperatura di giunzione prima ricavata che, come si è visto, era nella situazione limite. In definitiva invece del dissipatore dato dall'ultima formula si adotta un radiatore avente le medesime caratteristiche di quello dimensionato precedentemente per l'ingresso.



# Electrical characteristics

# Electrical characteristics

# Electrical characteristics