Silvan Andrea
Mat. 634872

Data: 14/05/2002

ELETTRONICA INDUSTRIALE DI POTENZA

Esercitazione 7

DIMENSIONAMENTO DI UN CONVERTITORE CA-CC AD ASSORBIMENTO SINUSOIDALE

PUNTO 1)

Calcolare l'espressione analitica delle seguenti grandezze e disegnarne l'andamento:

- ✓ $i_{linea}(t)= f(I_0,V_0,V_{linea,eff},t)$ *correnti di linea;*
- ✓ $i_D(t)=f(I_0,t)$ *corrente nel diodo D (escluse le componenti alla frequenza di commutazione);*
- ✓ $i_c(t)=f(I_0,t)$ *corrente nel condensatore C (escluse le componenti alla frequenza di commutazione);*
- ✓ $\delta(t)= f(I_0,V_0,V_{linea,eff},t)$ *Duty-cycle del transistore;*
- ✓ $i_L(t)=f(I_0,V_0,V_{linea,eff},t)$ *corrente nell'induttanza L (escluse le componenti alla frequenza di commutazione);*

PUNTO 2)

Calcolare l'espressione e il valore numerico delle ;perdite nei semiconduttori, sapendo che:

- ✓ *La tensione ai capi dei diodi $D_1 \ldots D_4$ è data da* $v_{Dn}(t)=V_{n0}+R_n\, i_{Dn}$ *dove i_{Dn} è la corrente diretta nel diodo;*
- ✓ *La tensione ai capi del transistore T è data da:* $v_T(t)$*=VT0+RT iT ;*
- ✓ *La tensione diretta ai capi di D è data da:* $v_D(t)=V_{n0}+R_D\, i_T$ *;*
- ✓ *L'energia persa per ogni commutazione nel transistore è:* $E_{ON\,nom}+E_{OFF\,nom}$ *con tensione commutata pari a* V_{nom} *T e corrente* $I_{nom\,T}$
- ✓ *La frequenza di commutazione è:* $f_{com;}$

PUNTO 3)

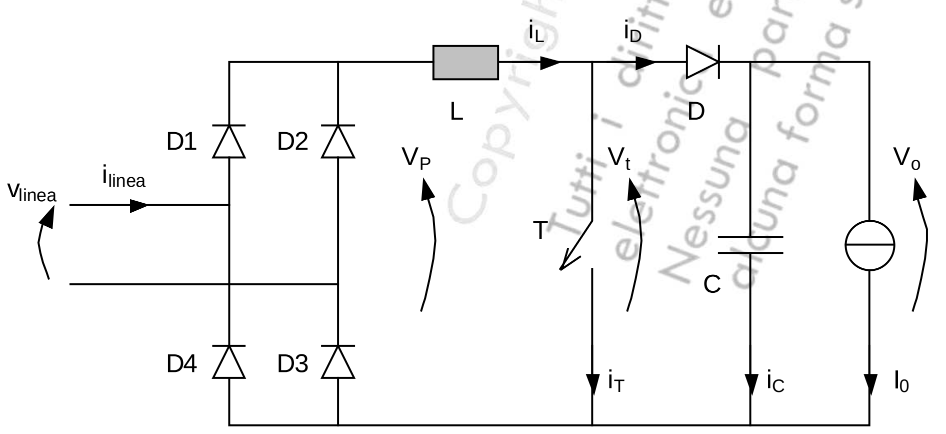
Calcolare la resistenza termica massima del radiatore in modo da garantire una temperatura di giunzione $T_{j,max}$, sapendo che tutti i semiconduttori sono montati sullo stesso radiatore, che la temperatura ambiente è T_a e che le resistenze termiche giunzione-dissipatore sono:

- ✓ R_{jdn} *diodi di ingresso*
- ✓ R_{jtn} *transistore*
- ✓ R_{jdD} *diodo in uscita*

PUNTO 4)

Completare il dimensionamento ricavando il valore di L in modo da garantire un ripple picco-picco della corrente di ingresso $\leq 0{,}2\, I_{linea,eff}$ e il valore di C in modo da garantire un valore efficace del ripple della tensione di uscita $\leq 0{,}01\, V_0$.

Schema del circuito:

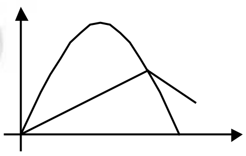


Si vuole realizzare un convertitore c.a.-c.c. in grado di fornire al secondario una tensione raddrizzata assorbendo dal primario una tensione sinusoidale con distorsioni trascurabili. In particolare si tratta di un chopper step-up, quindi elevatore di tensione, un limite al funzionamento è dato dalla tensione V_0 che deve sempre essere maggiore del valore di picco della tensione di linea.

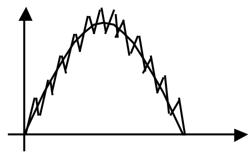
Il convertitore può essere schematizzato come l'unione dei seguenti blocchi:

- ✓ ponte raddrizzatore monofase a diodi: deve solo commutare a seconda della semionda positiva o negativa della tensione di rete, in modo da trasformare la semionda negativa di rete in semionda positiva al secondario ed ottenere un 'andamento sinusoidale raddrizzato della tensione V_p;
- ✓ interruttore statico: può essere un BJT, un MOS oppure un IGBT, la sua funzione è di regolare la i_L in modo da farle assumere l'andamento sinusoidale raddrizzato.

Analizziamo il funzionamento del circuito senza soffermarsi sugli istanti di commutazione dell'interruttore; chiudendo T, tutta la tensione V_p cade sull'induttanza L che viene percorsa dalla corrente i_L d'andamento esponenziale crescente, quando viene riaperto T la corrente che percorre l'induttanza L non può variare istantaneamente, perciò inizia a circolare nel ramo di destra del convertitore indipendentemente dal valore della V_0.
Il valore della L deve essere piccolo in modo che il transitorio di carica e scarica sia caratterizzato da costanti di tempo brevi, permettendo alla i_L di seguire l'andamento voluto anche quando la tensione tende ad annullarsi. Un valore di L si può ritenere piccolo se la caduta di tensione è trascurabile rispetto alla tensione di rete, permettendo di approssimare la tensione v_t istante per istante alla v_p.



L- Grande



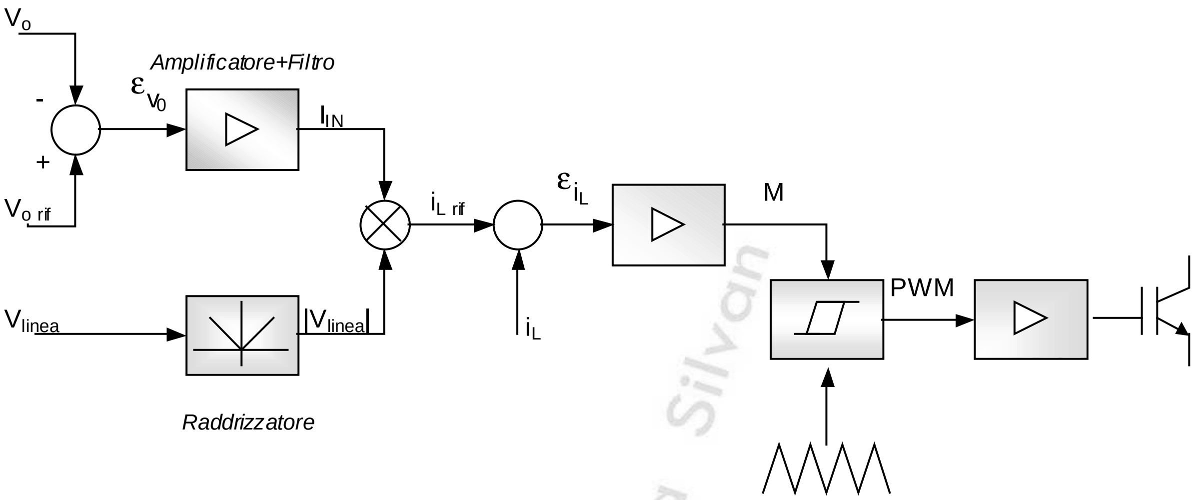
L- Piccola

Se diversamente dalle ipotesi fatte la tensione di rete supera il valore della V_0, si possono avere dei pericolosi picchi di tensione.

Va osservato oltremodo che l'induttanza eccessivamente piccola, portando ad avere transitori rapiti, porta ad avere frequenze di commutazione elevate e quindi porta ad elevare la quota complessiva di perdita. Inoltre se per l'ottenimento di una buona forma d'onda sono preferibili frequenze alte questo porta anche ad un sensibile aumento del rumore (volume in dB).
[Empiricamente si osserva che frequenze attorno ai 2 kHz sono valori accettabili]

Nei calcoli si ipotizzerà che le valvole abbiano caratteristica ideale e di poter trascurare la componente armonica alla frequenza di commutazione, del resto facilmente eliminabile mediante l'inserimento di un filtro.

Possiamo pensare di sintetizzare il funzionamento mediante il seguente schema a blocchi:



La tensione in uscita V_0 viene confrontata con una tensione di riferimento, l'errore sulla tensione viene amplificato mediante un regolatore lento ottenendo un segnale proporzionale alla potenza in ingresso, se poi si ipotizza che la tensione in ingresso non vari, questo segnale è proporzionale alla corrente di ingresso I_{IN} che viene moltiplicata per il valore assoluto della tensione di linea ottenendo così un segnale proporzionale alla potenza richiesta in linea e quindi alla corrente di riferimento richiesta dalla linea; questo valore viene poi confrontato alla corrente di linea ed amplificato ottenendo l'errore M. Questo segnale viene confrontato mediante un comparatore ad isteresi ad un segnale triangolare, quando M è maggiore del segnale triangolare allora si accende il transistor mediante il segnale di modulazione PWM amplificato ed applicato al gate di T. Una volta acceso il T nell'induttore circola la corrente i_L caricandolo ed ottenendo un valore più prossimo a quello di riferimento.
I regolatori e i moltiplicatori del circuito devono essere di tipo lento per evitare di introdurre distorsioni sul segnale.

PUNTO 1)

Calcolare l'espressione analitica delle seguenti grandezze e disegnarne l'andamento:

- ***i*$_{linea}$(t)= *f* (I$_0$, V$_0$, V$_{linea,eff}$, t)**

La potenza raddrizzata trasmessa al carico vale:

$$P_0 = V_0 I_0$$

se il convertitore assorbe dalla linea una tensione perfettamente sinusoidale raddrizzata e se vengono trascurate le perdite, si assorbe dalla rete solo potenza attiva che coincide con quella raddrizzata:

$$P_{IN} = P_0 = V_0 I_0 = V_{linea,eff} I_{linea,eff}$$

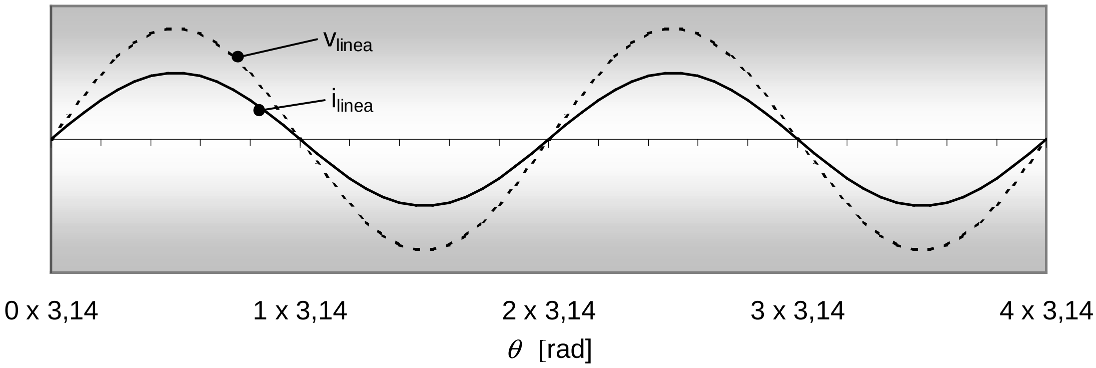
da cui si ricava il valore efficace e istantaneo della corrente di linea:

$$I_{linea,eff} = \frac{V_0 I_0}{V_{linea,eff}}$$

(Oss. Se aumenta V_0 aumenta la corrente di linea comportandosi come fosse un trasformatore)

$$i_{linea}(t) = \sqrt{2} I_{linea,eff}\, sen(\omega t)$$ con: $$\omega = 2\pi \cdot f_{linea}$$

Di seguito è mostrato l'andamento qualitativo grafico della corrente di linea:



- ***i*$_d$(t)= *f* (I$_0$, t)**

$$v_{linea}(t) = \sqrt{2}V_{linea,eff}\, sen(\omega t)$$

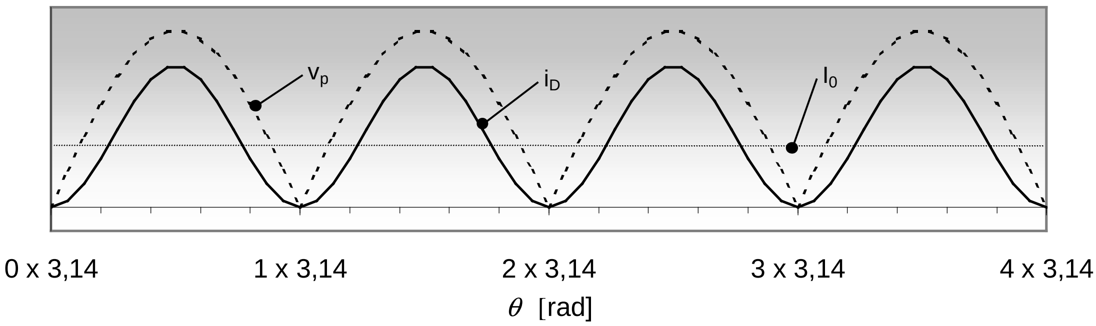
$$P_{IN} = 2V_{linea,eff} I_{linea,eff}\, sen^2(\omega t) = 2V_0 I_0 sen^2(\omega t)$$

$$i_{d,B.F.}(t) = \frac{P_{IN}}{V_0} = \frac{2I_0V_0 sen^2(\omega t)}{V_0} = 2I_0 sen^2(\omega t)$$

sostituendo: $sen^2(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos(2\omega t)$

$$i_{d,B.F.}(t) = I_0 - I_0\cos(2\omega t)$$

Con B.F. si intende la componente a bassa frequenza (infatti 100Hz corrisponde a 2ω), si trascura il contributo alla frequenza di commutazione. Osservando il valore istantaneo si nota che è composto da un valore medio pari alla corrente in uscita costante I_0, più una componente sinusoidale di pulsazione doppia rispetto alla rete.



- ***i*$_c$(t)= *f* (I$_0$, t)**

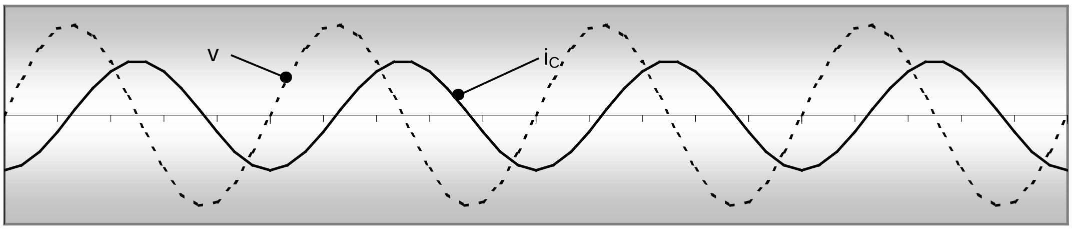
$$i_c(t) = i_d(t) - I_0 = -I_0\cos(2\omega t)$$

$$I_{c,eff} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$$

$$f_c = 2f_{linea} = 100Hz$$

$$\Delta V_{c,eff} = I_{c,eff} Z_c = I_{c,eff}\frac{1}{2\pi 2 f_{linea} C} = I_0 \frac{1}{4\sqrt{2} f_{linea} C}$$

La funzione del condensatore C è quella di assorbire la componente alternata a 50Hz ed il ripple ad alta frequenza dovuto alla commutazione, in questo modo la tensione in uscita risulta spianata.



0 x 3,14 1 x 3,14 2 x 3,14 3 x 3,14 4 x 3,14

θ [rad]

- **δ(t)= *f* (V$_0$, V$_{linea,eff}$, t)**

Per le ipotesi iniziali sul valore di L si può assumere $v_t(t)$ approssimabile a $v_p(t)$;
Quindi il valore della tensione ai capi del transistore mediato su alcuni periodi di conduzione:

$$v_t(t) \cong v_p(t) = \left|\sqrt{2} V_{linea,eff}\, sen(\omega t)\right|$$

Il duty-cicle si calcola come:

$$\delta(t) = \Delta T_{ON} f_{com}$$

considerando il periodo in cui T è acceso e quello in cui è spento:

$$V_{t,ON}(t) = 0 \qquad V_{t,OFF}(t) = V_0 \qquad V_t(t) = (1-\delta)V_0 = V_{linea,eff}\sqrt{2}\left|sen(\omega t)\right|$$

da cui:

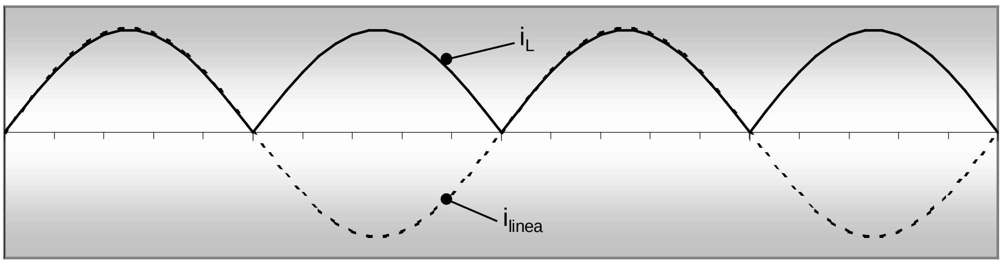
$$\delta = 1 - \frac{V_{linea,eff}}{V_0}\sqrt{2}\left|sen(\omega t)\right|$$

il caso di duty-cicle negativo corrisponde a $V_{linea,eff}\sqrt{2} > V_0$ e quindi non interessa in quanto si perderebbe il controllo del convertitore.

- ***i*$_L$(t)= *f* (I$_0$, V$_0$, V$_{linea,eff}$, t)**

La corrente nell'induttanza è facilmente calcolabile osservando che corrisponde al valore assoluto della corrente di linea, perciò:

$$i_L(t) = \left|i_{linea}(t)\right| = \sqrt{2} I_{linea,eff}\, sen(\omega t) = \sqrt{2} I_0 \frac{V_0}{V_{linea,eff}}\left|sen(\omega t)\right|$$



0 x 3,14 1 x 3,14 2 x 3,14 3 x 3,14 4 x 3,14

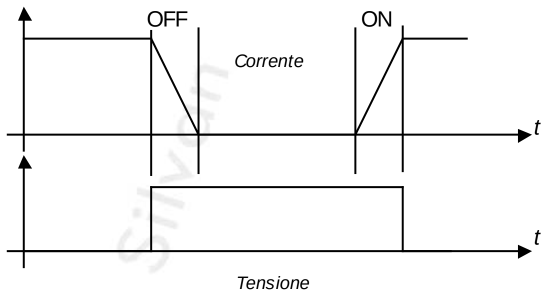
θ [rad]

PUNTO 2)

Calcolare l'espressione e il valore numerico delle perdite nei semiconduttori:

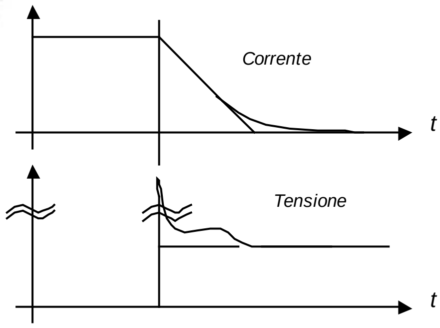
Oltre alle perdite per conduzione si deve tener conto delle perdite per commutazione di T, in particolare bisogna osservare i due diversi tipi:

- ✓ T inizialmente chiuso: si immagina d'aprirlo, mentre i_T inizia a diminuire contemporaneamente entra in conduzione D percorso da i_D; ai capi di T è applicata la tensione V_0, visto il tempo finito che impiega T a riaprirsi e quindi ad interrompere completamente la i_T, ho un picco di potenza persa da dissipare al fine di evitare la rottura di T;



- ✓ T inizialmente aperto: lo accendo, fin quando non entra completamente in conduzione è percorso da corrente con applicata la V_0.
- ✓ A questi vanno aggiunte le non idealità comportamentali delle forme d'onda di corrente e tensione nelle fasi di apertura e chiusura dell'interruttore statico causate dalla presenza delle induttanze di circuito. Queste "alterazioni" si traducono in un incremento puntuale della tensione nella fase di OFF e in una coda di corrente sempre in fase di spegnimento che ritarda l'annullarsi della corrente circolante.

  (Per ovviare all'effetto indesiderato del picco di tensione si adotta un circuito ausiliario <u>*sul*</u> *transistor detto "circuito di clamp" che rappresenta un circuito a bassa impedenza un fase di Off)*



Si conclude che le perdite per conduzione dipendono dalla frequenza di commutazione, dalla corrente che percorre il T, dal valore di tensione che vi è applicata ed in fine dalla velocità di commutazione.

<u>NB.</u> Dalle considerazioni fatte si conclude che valutare le perdite considerando lineari le commutazioni on-off/off-on equivale a sottodimensionare da 2 a 4 volte sotto il reale valore delle perdite.

Valutiamo le perdite dei vari componenti che costituiscono il convertitore:

PONTE MONOFASE A DIODI

$$I_{Dn,med} = I_{linea,eff}\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \qquad I_{Dn,eff} = I_{linea,eff}$$

$$P_{Dn} = \frac{1}{2}\left[V_{n0}I_{Dn} + R_n I^2_{Dn,eff}\right] = \frac{1}{2}\left[V_{n0}I_{linea,eff}\frac{2\sqrt{2}}{\pi} + R_n I^2_{linea,eff}\right] = V_{n0}I_{linea,eff}\frac{\sqrt{2}}{\pi} + \frac{1}{2}R_n I^2_{linea,eff}$$

$$P_{ponte} = 4P_{Dn} = V_{n0}I_{linea,eff}\frac{4\sqrt{2}}{\pi} + 2R_n I^2_{linea,eff}$$

Perdite per conduzione
La potenza persa dall'interruttore statico per conduzione vale:

$$p_T(t) = i_T(t)v_T(t) = V_{T0}i_T(t) + R_T i_T^2(t)\frac{4\sqrt{2}}{\pi} + 2R_n I_{linea,eff}^2$$

l'energia persa per conduzione in ogni conduzione vale:

$$e_T(t) = \delta(t)\tau \cdot p_T(t) = \delta(t)\tau\left(V_{T0}i_T(t) + R_T i_T^2(t)\right)$$

Ora discretizzando il risultato si ha: $E_T = \sum_0^{T/2\tau} \tau \cdot \delta(\tau n) \cdot p_T(\tau n)$

Se si ipotizza che $f_{comm} >> f_{rete} \Rightarrow \tau \to 0$
e si può calcolare come integrale:

$$E_T = \int_0^{T/2} \delta(t) \cdot p_T(t) \cdot dt$$

da cui si ricava la potenza dissipata in mezzo periodo:

$$P_T = \frac{E_T}{T/2} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} \delta(t) \cdot p_T(t) \cdot dt =$$

$$= \frac{2}{T}\int_0^{T/2}\left(1 - \frac{V_{linea,eff}}{V_0}\sqrt{2}sen(\omega t)\right)\left(V_{T0}\frac{\sqrt{2}I_0V_0}{V_{linea,eff}}sen(\omega t) + R_T\frac{2I_0^2V_0^2}{V_{linea,eff}^2}sen^2(\omega t)\right)dt$$

il calcolo di questo integrale è abbastanza complesso, per semplificarlo si ipotizza che durante la commutazione il T sia sempre percorso dalla corrente costante di valore pari al massimo I_{TM}, ricaviamo perciò tale valore:

$$I_{TM} = \sqrt{2}I_0\frac{V_0}{V_{linea,eff}}$$

in corrispondenza si ha la caduta di tensione massima: $V_{TM} = V_{T0} + R_T I_{TM}$
da cui si ricava una nuova espressione più semplice per il calcolo della potenza persa:

$$P_T = \frac{E_T}{T/2} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} \delta(t) \cdot p_T(t) \cdot dt = \frac{2}{T}\int_0^{T/2}\left(1 - \frac{V_{linea,eff}}{V_0}\sqrt{2}sen(\omega t)\right)\left(I_{Tm}sen(\omega t)V_{TM}\right)dt =$$

$$= \frac{2}{T}\int_0^{T/2}\left(I_{Tm}sen(\omega t)V_{TM} - \frac{V_{linea,eff}}{V_0}\sqrt{2}I_{Tm}sen^2(\omega t)V_{TM}\right)dt$$

integrando per sostituzione: $x = \omega t$ $dt = \dfrac{dx}{\omega}$

$$P_T = \frac{2I_{Tm}V_{Tm}}{T\omega}\int_0^{\pi} sen(x)dx - \frac{2\sqrt{2}V_{linea,eff}I_{Tm}V_{Tm}}{V_0T\omega}\int_0^{\pi} sen^2(x)dx =$$

$$= -\frac{2I_{Tm}V_{Tm}}{T\omega}\left[\cos(x)\right]_0^{\pi} - \frac{2\sqrt{2}V_{linea,eff}I_{Tm}V_{Tm}}{V_0T\omega}\left[-\frac{1}{4}sen(2x) + \frac{1}{2}x\right]_0^{\pi} =$$

$$= -\frac{2I_{Tm}V_{Tm}}{T\omega}\left[-1-1\right] - \frac{2\sqrt{2}V_{linea,eff}I_{Tm}V_{Tm}}{V_0T\omega}\frac{1}{2}\pi$$

$$P_T = \frac{4I_{Tm}V_{Tm}}{T\omega} - \frac{\sqrt{2}V_{linea,eff}I_{Tm}V_{Tm}}{V_0 T\omega}\pi = \frac{2I_{Tm}V_{Tm}}{\pi} - \frac{V_{linea,eff}I_{Tm}V_{Tm}}{\sqrt{2}V_0} =$$

$$= I_{Tm}V_{Tm}\left(\frac{2}{\pi} - \frac{V_{linea,eff}}{\sqrt{2}V_0}\right) = \sqrt{2}I_0\frac{V_0}{V_{linea,eff}}V_{TM}\left(\frac{2}{\pi} - \frac{V_{linea,eff}}{\sqrt{2}V_0}\right)$$

Generalmente la V_{TM} non viene calcolata ma viene ricavata direttamente dai data-sheets.

$$E_{ON}(t) = E_{ON,nom}\frac{V_0}{V_{nom,T}}\frac{i_L(t)}{I_{nom,T}}$$

$$E_{OFF}(t) = E_{OFF,nom}\frac{V_0}{V_{nom,T}}\frac{i_L(t)}{I_{nom,T}}$$

$$K_{ON} = \frac{E_{ON,nom}}{V_{nom,T}I_{nom,T}}$$

$$K_{OFF} = \frac{E_{OFF,nom}}{V_{nom,T}I_{nom,T}}$$

$$E_{com,t} = (K_{ON} + K_{OFF})V_0 \cdot i(t)$$

$$E_{tot,t} = 2\sum_0^{\frac{T}{2}\cdot\frac{1}{\tau}}\left(E_{ON}(n\tau) + E_{OFF}(n\tau)\right) = 2\sum_0^{T/2\tau}(K_{ON} + K_{OFF})V_0 \cdot i_L(n\tau)$$

$$P_{com} = \frac{2}{T}\sum_0^{T/2\tau}(K_{ON} + K_{OFF})V_0 \cdot i_L(n\tau) = \frac{2}{T}f_{com}\sum_0^{T/2\tau}(K_{ON} + K_{OFF})V_0 \cdot i_L(n\tau)\cdot\tau$$

avendo posto: $f_{com} = 1/\tau$

$$P_{com} = 2\frac{f_{com}}{T}\int_0^{T/2\tau}(K_{ON} + K_{OFF})V_0 \cdot i_L(n\tau)dt = 2\frac{f_{com}}{T}\int_0^{T/2\tau}(K_{ON} + K_{OFF})V_0\frac{\sqrt{2}I_0V_0}{V_{linea,eff}}sen(\omega t)dt$$

integrando per sostituzione: $x = \omega t$ $dt = \frac{dx}{\omega}$

$$P_{com} = 2\frac{f_{com}}{T\omega}\frac{\sqrt{2}I_0V_0}{V_{linea,eff}}(K_{ON} + K_{OFF})\int_0^{\pi}sen(x)dx =$$

$$= -2\frac{f_{com}}{T\omega}\frac{\sqrt{2}V_0}{V_{linea,eff}}(K_{ON} + K_{OFF})I_0V_0[\cos(x)]_0^{\pi} =$$

$$= -2\sqrt{2}\frac{f_{com}}{T2\pi 1/T}\frac{V_0}{V_{linea,eff}}(K_{ON} + K_{OFF})I_0V_0 =$$

$$= 2\sqrt{2}\frac{f_{com}}{\pi}\frac{V_0}{V_{linea,eff}}(K_{ON} + K_{OFF})I_0V_0$$

DIODO

$V_{DM} = V_{D0} + R_D I_{DM}$ con $I_{DM} = I_{TM} = \sqrt{2}I_0\frac{V_0}{V_{linea,eff}}$

in un periodo, il tempo di conduzione del diodo è complementare al tempo di conduzione del transistor, ossia $\tau(1-\delta)$, quindi :

$$P_D = \frac{E_T}{T/2} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} [1-(\delta(t))]\cdot p_D(t)\cdot dt = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} [1-(\delta(t))]\cdot i_L(t)\cdot V_{DM}\, dt =$$

$$= \frac{2V_{DM}}{T}\int_0^{T/2}\left(1-1+\frac{V_{linea,eff}}{V_0}\sqrt{2}sen(\omega t)\right)\sqrt{2}\frac{I_0 V_0}{V_{linea,eff}} sen(\omega t)dt =$$

$$= \frac{2V_{DM}}{T}\int_0^{T/2}\frac{\sqrt{2}\sqrt{2}V_{linea,eff} I_0 V_0}{V_0 V_{linea,eff}} sen^2(\omega t)dt = \frac{4V_{DM} I_0}{T}\int_0^{T/2} sen^2(\omega t)dt$$

sostituendo $x = \omega t \Rightarrow dt = \dfrac{dx}{\varpi}$

$$P_D = \frac{4V_{DM} I_o}{T}\int_0^{\pi} sen^2(x)dx = \frac{4V_{DM} I_o}{T\, 2\pi/T}\left[-\frac{1}{4}sen(2x)+\frac{1}{2}x\right]_0^{\pi} =$$

$$= \frac{2V_{DM} I_o}{\pi}\frac{1}{2}\pi = V_{DM} I_0$$

Siccome la cdt ai capi del diodo è costante si è ottenuta una formulazione molto semplificata e prevedibile perdite. Le perdite di commutazione nel diodo sono a tutti gli effetti trascurabili nel computo energetico della struttura in esame a differenza di quelle valutate per il transistore.

$$P_{DM} = I_{linea,eff} V_{N0}\frac{\sqrt{2}}{\pi} + \frac{1}{2}R_N I^2_{linea,ef} = 8{,}7W$$

essendo

$$I_{linea,eff} = I_0 \frac{V_0}{V_{linea,eff}} = 13A$$

Calcolando ora le perdite totali.
Perdite per conduzione:

$$P_{ponte} = 4P_{DM} = 35W$$

$$P_T = I_{Tm}V_{Tm}\left(\frac{2}{\pi}-\frac{V_{linea,eff}}{\sqrt{2}V_0}\right) = I_{Tm}V_{Tm}\left(\frac{2}{\pi}-\frac{230}{\sqrt{2}\cdot 400}\right) = 8{,}7W$$

dove: $I_{TM} = \sqrt{2}I_0\dfrac{V_0}{V_{linea,eff}} = 18{,}5A$ $\qquad V_{TM} = V_{T0} + R_{T0}I_{TM} = 2{,}035V$

Le perdite per commutazione:

$$P_{com} = 2\sqrt{2}\frac{f_{com}}{\pi}\frac{V_0}{V_{linea,eff}}(K_{ON}+K_{OFF})I_0V_0 = 32{,}6W$$

dove: $K_{ON} = \dfrac{E_{ON_{nom}}}{V_{nom_T}\cdot I_{nom_T}} = \dfrac{7\cdot 10^{-3}}{600\cdot 50} = 233\cdot 10^{-3}s$

$$K_{OFF} = \frac{E_{OFF_{nom}}}{V_{nom_T}\cdot I_{nom_T}} = \frac{6\cdot 10^{-3}}{600\cdot 50} = 200\cdot 10^{-3}s$$

si può notare l'incidenza delle perdite dovute alla commutazione.
La potenza persa totale per il tiristore è:

$$P_{totale,T} = P_T + P_{com} = 41{,}3W$$

Per il diodo in uscita:

$$P_D = V_{DM} I_0 = 15{,}4W$$

essendo: $$I_{DM} = I_{TM} = \sqrt{2} I_0 \frac{V_0}{V_{linea,eff}} = \sqrt{2} I_0 \frac{400}{230} = 18{,}5A$$

$$V_{DM} = V_{D0} + R_D I_{DM} = 2{,}055V$$

PUNTO 3)

Calcolare la resistenza termica massima del radiatore

Si utilizza un solo dissipatore per tutti i componenti, considerando la temperatura a cui giungerebbe per la presenza separata dei componenti si ha:

$$T_{diss,ponte} = T_{\max} - R_{J,D,N} P_{DN} = 98{,}9°C$$

$$T_{diss,trns} = T_{\max} - R_{J,d,t} P_{totale,T} = 92°C$$

$$T_{diss,diodo} = T_{\max} - R_{J,d,d} P_D = 78{,}8°C$$

Considerando il dissipatore:

$$T_{diss} = \min\left(T_{diss,ponte}; T_{diss,trans}; T_{diss,diodo}\right)$$

$$P_{tot} = P_{ponte} + P_{tot,trans} + P_{Diodo} = 35 + 41{,}3 + 15{,}4 = 91{,}7W$$

$$R_{diss} = \frac{T_{diss} - T_a}{P_{tot}} = \frac{78{,}8 - 40}{91{,}7} = 0{,}424\,°C/W$$

PUNTO 4)

Completare il dimensionamento ricavando il valore di L e di C

La variazione picco-picco della corrente, durante la salita e la discesa e le si verifica che siano uguali:

$$\Delta I_{pp}(t) = \frac{1}{L} \delta \cdot \tau \cdot \left| v_{linea}(t) \right|$$

$$\Delta I_{pp,salita}(t) = \frac{\tau}{L}\left(1 - \sqrt{2}\frac{V_{linea,eff}}{V_0} sen(\omega t)\right)\sqrt{2} V_{linea,eff}\, sen(\omega t)$$

Per il fronte di discesa si ottiene il medesimo risultato ottenuto sul fronte di salita.
Ricerchiamo ora il valore massimo imponendo nulla la derivata:

$$\frac{d\left(\Delta I_{pp}(t)\right)}{dt} = \frac{\omega}{L}\cos(\omega t)\left(\sqrt{2} V_{linea,eff} - \frac{4V_{linea,eff}^2}{V_0} sen(\omega t)\right) = \frac{\omega}{L}\cos(\omega t) V_{linea,eff}\left(\sqrt{2} - \frac{4V_{linea,eff}}{V_0} sen(\omega t)\right)$$

$$\frac{\omega}{L}\cos(\omega t) V_{linea,eff}\left(\sqrt{2} - \frac{4V_{linea,eff}}{V_0} sen(\omega t)\right) = 0$$

$$\omega t = arcsen\left(\frac{\sqrt{2}V_0}{4V_{linea,eff}}\right)$$

$$\Rightarrow \qquad \Delta I_{pp,\max} = \frac{\tau}{L}\left(1-\sqrt{2}\frac{V_{linea,eff}}{V_0}\frac{\sqrt{2}V_0}{4V_{linea,eff}}\right)\sqrt{2}V_{linea,eff}\frac{\sqrt{2}V_0}{4V_{linea,eff}} = \frac{V_0\tau}{4L} = 2{,}6A$$

$$\Rightarrow \qquad L = \frac{V_0\tau}{4\Delta I_{pp,\max}} = 2{,}4mH$$

si ricava ora il valore di capacità da porre in parallelo al carico attivo:

$$V_{ripple,eff} = Z_c I_{c,eff} = \frac{1}{2\pi f_c C}\frac{I_0}{\sqrt{2}} \qquad \text{essendo} \qquad Z_c = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

$$\Rightarrow \qquad C = \frac{I_0}{\sqrt{2}\,2\pi f_c V_{ripple,eff}} = 2{,}11mF$$

In conclusione và detto che il valore conclusivo ottenuto per la capacià sarà comunque da verificare che il ripple che “scorre” si $I_{C\ eff}$ sia supportato effettivamente dal condensatore elettrolitico che si andrà a montare sul circuito.