

# PROGETTO DI UN PFC BASATO SULLA TOPOLOGIA BOOST IN MODO DI FUNZIONAMENTO CONTINUO CON CONTROLLO DI CORRENTE MEDIA

## SPECIFICHE:

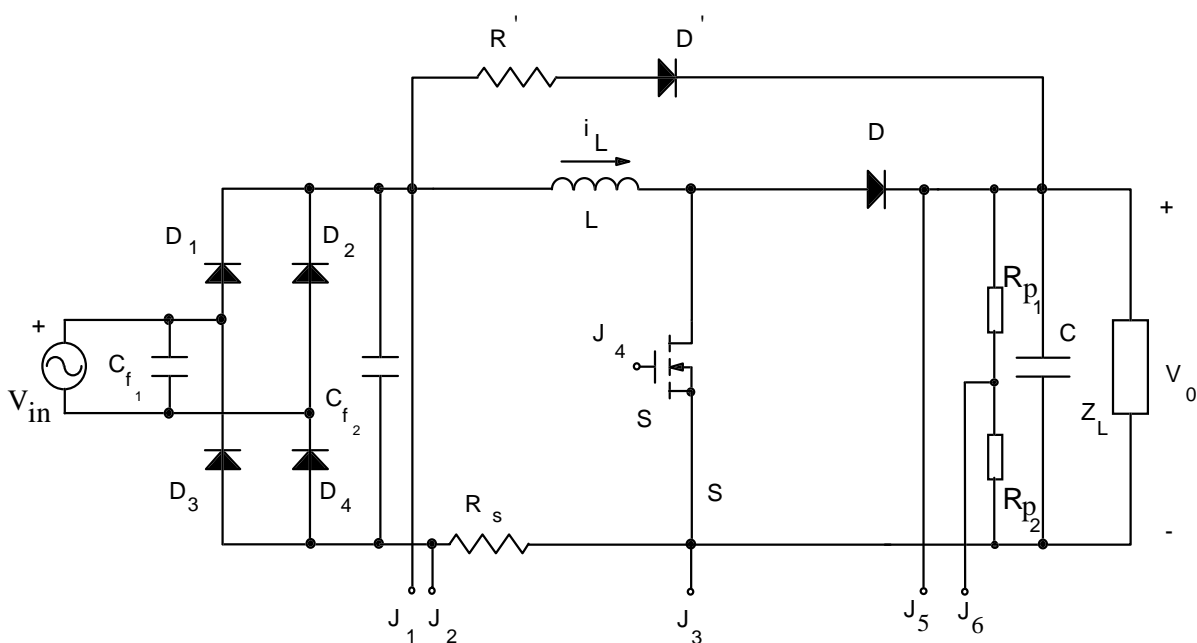
Tensione di ingresso:..... $V_{in} = 90-260V_{RMS}$

Tensione di uscita:..... $V_o = 380V$

Potenza nominale: ..... $P_o = 600W$

Frequenza di commutazione: ..... $f_s = 70kHz$

## SCHEMA



## VALORI DEI COMPONENTI

$L = 460 \mu H$

$C = 470 \mu F / 450V + 680nF / 400V$

$R_s = 4 \times 0.22 \Omega - 1W$

$D' = BYV26E$

$R_{p1} = 1 M\Omega$

$R' = 24 \Omega / 2W$

$S_1 = IRFP 450$

$C_{f1} = C_{f2} = 1 \mu F / 400V$

$D_{1..4} = 2 \times KBU8J$

$R_{p2} = 12 k\Omega + 4.7k\Omega \text{ trimmer}$

$D = RUR15100$

## DIMENSIONAMENTO DELLA PARTE DI POTENZA

1) *Massima corrente nell'induttore (valore medio nel periodo di commutazione)*

$P_o = \eta \cdot P_g$  dove  $\eta$  è il rendimento stimato del convertitore

$$\eta \cdot \frac{\hat{I}_L \cdot \hat{V}_g}{2} = P_o \quad \Rightarrow \quad \hat{I}_L = \frac{2P_o}{\eta \hat{V}_g} \quad (\text{P.1})$$

Il caso peggiore corrisponde alla minima tensione di ingresso

$$\hat{I}_L = \frac{2 \cdot 600}{0.95 \cdot \sqrt{2} \cdot 90} = 9.92 \text{ A}$$

2) *Calcolo dell'induttanza di ingresso L*

Per ottenere un andamento medio sinusoidale della corrente nell'induttanza, il duty-cycle deve essere modulato durante il periodo di rete. Per trovarne l'andamento consideriamo il bilancio delle aree di tensione ai capi di L.

$$V_g \cdot t_{on} = (V_o - V_g) \cdot t_{off}$$

$$\delta(\vartheta) = 1 - \frac{V_g(\vartheta)}{V_o}, \delta = \frac{t_{on}}{T_s}; \vartheta = \omega_i t \quad (\text{P.2})$$

Il ripple picco-picco di corrente su L risulta:

$$\Delta i_L = \frac{V_g}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_g}{f_s \cdot L} \cdot \delta \quad (\text{P.3})$$

Il valore massimo si ha in corrispondenza al valore della tensione di ingresso pari a metà della tensione di uscita. Imponendo che tale ripple sia una percentuale prefissata (es. 30%) della massima corrente dell'induttore si ricava il valore di  $L = 0.46 \text{ mH}$ .

3) *Calcolo della capacità di uscita*

Deve assorbire il ripple a 100Hz della corrente del diodo di freewheeling:

$$C = \frac{I_o}{\omega_i \Delta V_o} \quad (\text{P.4})$$

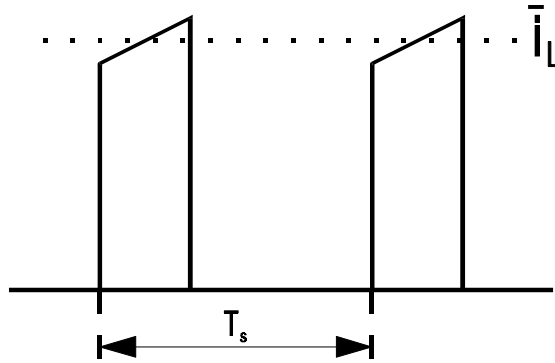
dove  $\Delta V_o$  è l'ondulazione picco-picco desiderata della tensione di uscita e  $I_o$  è la corrente di uscita.

Imponendo un ripple del <5% si ottiene:  $C > 260 \mu\text{F}$ . Si sceglie il valore commerciale di  $470 \mu\text{F}$ .

4) *Calcolo della corrente massima nello switch S*

$$\hat{i}_s = \hat{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} = 10.9 \text{ A} \quad (\text{P.5})$$

5) *Calcolo della corrente efficace nello switch S*



Si calcola il valore efficace in un periodo di commutazione e poi lo si integra nel semiperiodo di rete.

$$\frac{I_{s,rms}}{I_o} = 2M \sqrt{\frac{1+k}{2} - \frac{1+3k}{M} \cdot \frac{4}{3\pi} + \frac{9k}{8M^2} - \frac{16k}{15\pi M^2}} \quad (P.6)$$

dove

$$M = \frac{V_o}{\hat{V}_{in}} \quad , \quad k = \frac{R_{em}}{12f_s L} = \frac{R_o}{24f_s L M^2} \quad (P.7)$$

Trascurando il ripple di corrente su L si ottiene (k=0):

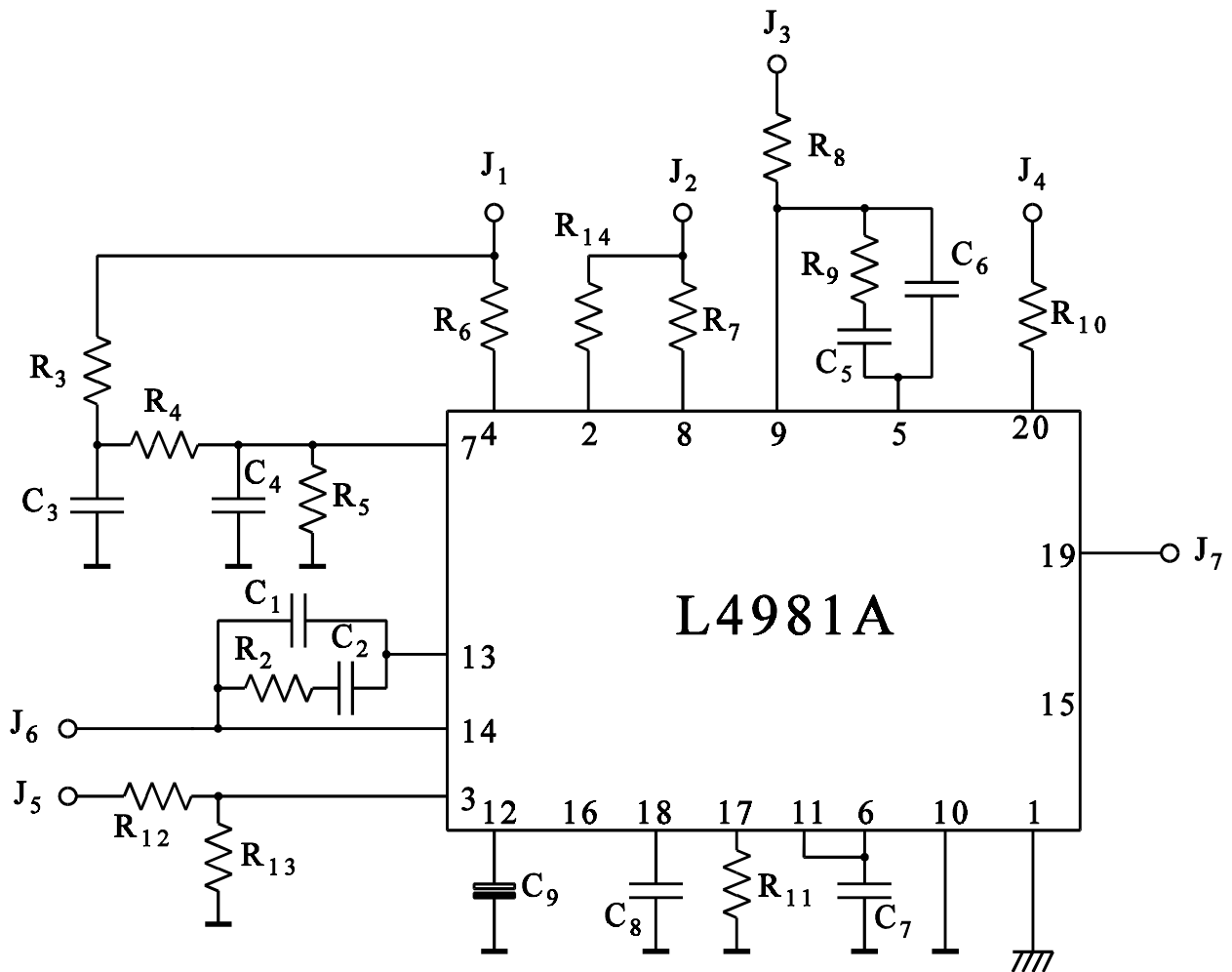
$$\frac{I_{s,rms}}{I_o} \cong 2M \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{M} \cdot \frac{4}{3\pi}} \quad (P.8)$$

Considerando la minima tensione di rete si ottiene:  $I_{s,rms} = 5.63A$ .

6) *Calcolo del massimo valore di corrente media (rispetto al periodo di commutazione) nel diodo di freewheeling*

$$\hat{I}_{D,avg} = 2 \cdot I_o = 3.16A \quad (P.9)$$

## PROGETTO DELLA PARTE DI CONTROLLO



### VALORI DEI COMPONENTI

$V_{cc} = 18V$	$R_7 = 3.3 \text{ k}\Omega$	$R_{13} = 18 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 100 \text{ nF}$
$R_2 = 150 \text{ k}\Omega$	$R_8 = 3.3 \text{ k}\Omega$	$R_{14} = 6.8 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 1 \text{ nF}$
$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$	$R_9 = 47 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 15 \text{ nF}$	$C_6 = 68 \text{ pF}$
$R_4 = 560 \text{ k}\Omega$	$R_{10} = 33 \text{ }\Omega$	$C_2 = 220 \text{ nF}$	$C_7 = 10 \text{ }\mu\text{F}$
$R_5 = 33 \text{ k}\Omega$	$R_{11} = 33 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 220 \text{ nF}$	$C_8 = 1 \text{ nF}$
$R_6 = 1.2 \text{ M}\Omega$	$R_{12} = 1.5 \text{ M}\Omega$		$C_9 = 10 \text{ }\mu\text{F}$

CONTROLLORE: SGS-THOMSON L4981A

## DIMENSIONAMENTO

### 1) Resistenza di shunt $R_S$ :

Scegliendo il valore di  $0.054\Omega$  la potenza dissipata risulta:

$$P_{R_S} = R_S \frac{\hat{I}_L^2}{2} = 2.65W \quad (P.10)$$

### 2) Frequenza di commutazione:

$C_8$  e  $R_{11}$  determinano la frequenza di commutazione secondo l'espressione:

$$f_s = \frac{2.4}{C_8 \cdot R_{11}}, \quad \text{hertz} \quad (P.11)$$

Scegliendo  $C_8=1nF$  si ottiene  $R_{11}=33k\Omega$

### 3) Corrente di riferimento $I_{AC}$ :

$$I_{AC} = \frac{\hat{V}_g}{R_6} \quad (P.12)$$

Il valore consigliato per  $R_6$  è di  $1.2M\Omega$ , a cui corrisponde una  $I_{AC}$  compresa tra  $106\mu A$  alla minima tensione di rete e  $306\mu A$  alla massima tensione di rete.

### 4) Tensione di feedforward $V_{RMS}$ :

Il filtro passa basso formato da  $R_3$ ,  $C_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $C_4$  fornisce al pin 7 una tensione continua proporzionale al valore efficace della tensione di rete. Il valore ottimale di  $V_{RMS}$  è compreso tra  $1.5V$  e  $6.5V$ . I valori consigliati sono  $R_3=1M\Omega$ ,  $R_4=560k\Omega$ ,  $R_5=33k\Omega$ ,  $C_3=220nF$ ,  $C_4=100nF$ , con i quali si ottiene:

$$V_{RMS} = \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \hat{V}_g = \alpha \cdot \hat{V}_g = 1.68 \div 4.85V \quad (P.13)$$

Il filtro deve avere una buona attenuazione a  $100Hz$ .

### 5) Limitazione della corrente di picco:

Imponiamo una corrente massima  $I_{pk,lim}=11A$ :

$$I_{pk,lim} = 100\mu A \cdot \frac{R_{14}}{R_S} \quad (P.14)$$

da cui si ricava  $R_{14}=5.6k\Omega$ .

### 6) Scelta di $R_7$ e $R_8$ :

Se il guadagno dell'amplificatore di corrente è sufficientemente elevato alla frequenza di rete, si ha che:

$$R_S \cdot I_L = R_7 \cdot I_{MULT-OUT} \quad (P.15)$$

dove  $I_{MULT-OUT}$  è la corrente di uscita del moltiplicatore, la quale è legata dalla tensione di uscita dell'amplificatore di errore della tensione ( $V_{A-OUT}$ ) dalla relazione:

$$I_{MULT-OUT} = I_{AC} \cdot \frac{V_{A-OUT} - 1.28}{V_{RMS}^2} \quad (P.16)$$

valida se il pin 6 ( $V_{LFF}$ ) è collegato al pin 11 ( $V_{REF}$ ).

Imponendo che la massima corrente di ingresso si abbia in corrispondenza ad una tensione  $V_{A-OUT}=5V$ , si ottiene  $R_7=R_8=3.3k\Omega$ .

### 7) Protezione per le sovratensioni di uscita:

$$V_{o,max} = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{13}}\right) \quad (P.17)$$

Scegliendo  $R_{12}=1.5M\Omega$  e  $R_{13}=18k\Omega$  si ottiene  $V_{o,max}=425V$ .

8) *Soft-start*:

Usiamo il valore di capacità consigliato  $C_9 = 10\mu F$  (tale capacità viene caricata con una corrente costante di circa  $100\mu A$ ).

9) *Partitore per il segnale di feedback*:

$$V_{REF} = V_o \cdot \frac{R_{p2}}{R_{p1} + R_{p2}} \quad (P.18)$$

Si sceglie  $R_{p1}=1M\Omega$  e  $R_{p2}=12k\Omega + 4.7k\Omega$  trimmer.

Come consigliato, si mette una capacità di filtro tra il pin 11 ( $V_{REF}$ ) e massa di valore  $C_7 = 10\mu F$ .

### PROGETTO DEL REGOLATORE DI CORRENTE

Il guadagno dello stadio di potenza valido per frequenze superiori alla frequenza del filtro di uscita è:

$$G_i(s) \approx \frac{V_o}{sL} \quad (P.19)$$

Il guadagno dell'anello di corrente è:

$$T_i(s) = \frac{V_o}{sL} \cdot \frac{1}{V_{osc}} \cdot R_s \cdot G_{ri}(s) \quad (P.20)$$

dove,  $V_{osc} = 5V$  è l'ampiezza della rampa interna del generatore di PWM.

Il regolatore di corrente ha una f.d.t. del tipo:

$$G_{ri}(s) = \frac{\omega_{ri}}{s} \cdot \frac{(1 + s\tau_{zi})}{(1 + s\tau_{pi})} \quad (P.21)$$

dove

$$\omega_{ri} = \frac{1}{R_8(C_5 + C_6)} \approx \frac{1}{R_8 C_5} \text{ se } C_5 \gg C_6 \quad (P.22)$$

$$\tau_{zi} = R_9 \cdot C_5 \quad (P.23)$$

$$\tau_{pi} = R_9 \cdot \frac{C_5 \cdot C_6}{C_5 + C_6} \approx R_9 \cdot C_6 \quad \text{se } C_5 \gg C_6 \quad (P.24)$$

Se  $f_{zi} < f_c < f_{pi}$  dove  $f_c$  è la frequenza di attraversamento, allora:

$$|G_{ri}(j\omega_c)| \approx \frac{R_9}{R_8} \quad (P.25)$$

Imponendo che il modulo della f.d.t. dell'anello di corrente alla pulsazione di attraversamento sia unitario, si ricava:

$$T_i(j\omega_c) = 1 \Rightarrow \frac{R_9}{R_8} = \frac{2\pi f_c \cdot L \cdot V_{osc}}{R_s \cdot V_o} \quad (P.26)$$

La fase della f.d.t. dell'anello di corrente alla pulsazione di attraversamento risulta:

$$\angle T_i(j\omega_c) = -90^\circ - 90^\circ + \arctg\left(\frac{f_c}{f_{zi}}\right) - \arctg\left(\frac{f_c}{f_{pi}}\right) = m_\varphi - 180^\circ \quad (P.27)$$

dove  $m_j$  è il margine di fase desiderato.

Imponendo il valore della frequenza di attraversamento  $f_c$  e del margine di fase desiderato e scegliendo  $f_s/2 < f_{pi} < f_s$  in modo da attenuare il ripple ad alta frequenza, dalle equazioni soprascritte si ricavano i valori di  $R_9$ ,  $C_5$  e  $C_6$ .

Es:  $f_c = 15$  kHz e scegliendo  $f_{pi} = 50$  kHz e  $m_\phi = 60^\circ$  si trova:

$f_{zi} = 3.5$  kHz,  $R_9 = 47$  k $\Omega$ ,  $C_5 = 1$  nF,  $C_6 = 68$  pF.

Si può scegliere un margine di fase piú basso in modo da massimizzare il guadagno dell'anello di corrente.

### PROGETTO DEL REGOLATORE DI TENSIONE

L'espressione della f.d.t tra controllo e tensione di uscita del convertitore boost PFC è la seguente (valida per frequenze inferiori alla frequenza di rete):

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_c} = g_c \cdot \frac{r_p}{1 + sCr_p} \quad (P.28)$$

dove,

$$r_p = \frac{r_o \cdot Z_L}{r_o + Z_L}, \quad g_c = \frac{V_{g,rms}}{k \cdot M}, \quad r_o = \frac{V_o}{I_o}, \quad M = \frac{V_o}{V_{g,rms}} \quad (P.29)$$

e  $k$  è definito dall'equazione:

$$I_{g,rms} = \frac{V_{g,rms}}{k} \cdot v_c \quad (P.30)$$

Nel caso del controllore L4981A, il termine di feedforward  $V_{RMS}$ , elimina la dipendenza del guadagno  $g_c$  dalla tensione di ingresso. Infatti, ricordando la (P.15-16) possiamo scrivere:

$$I_{g,RMS} = \frac{R_7}{R_S} \cdot I_{MULT-OUT} = \frac{R_7}{R_S} \cdot \frac{V_{g,rms}}{R_6} \cdot \frac{V_{A-OUT} - 1.28}{V_{RMS}^2} = \frac{R_7}{R_S} \cdot \frac{V_{g,rms}}{R_6} \cdot \frac{V_{A-OUT} - 1.28}{2\alpha^2 V_{g,rms}^2} \quad (P.31)$$

la quale, per quanto riguarda piccole variazioni di  $V_{A-OUT} = V_c$ , corrisponde alla (P.29) se:

$$k = 2R_6 \cdot \frac{R_S}{R_7} \cdot \left( \frac{2}{\pi} \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} \right)^2 \cdot V_{g,rms}^2 \quad (P.32)$$

Per un carico resistivo,  $Z_L = R_L = r_o$ ; per un carico a corrente costante  $Z_L = \infty$  e per un carico che assorbe una potenza costante  $Z_L = -R_L$ .

La f.d.t del regolatore risulta:

$$G_{rv}(s) = \frac{\omega_{rv}}{s} \cdot \frac{(1 + s\tau_{zv})}{(1 + s\tau_{pv})} \quad (P.33)$$

dove

$$\omega_{rv} = \frac{R_{p2}}{R_{p1} + R_{p2}} \cdot \frac{1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{R_1} \approx \frac{V_{REF}}{V_o} \cdot \frac{1}{C_2} \cdot \frac{1}{R_1} \quad \text{se } C_2 \gg C_1 \quad (P.34)$$

dove  $R_1 = R_{p1} \parallel R_{p2}$

$$\tau_{zv} = R_2 \cdot C_2 \quad (P.35)$$

$$\tau_{pv} = R_2 \cdot (C_1 // C_2) \approx R_2 \cdot C_1 \text{ se } C_2 \gg C_1 \quad (\text{P.36})$$

Imponendo che la frequenza di attraversamento sia maggiore della frequenza relativa al polo dello stadio di potenza in corrispondenza alla minima resistenza di carico si ha:

$$\left| \frac{g_c}{j\omega_c C} \cdot \omega_{rv} \tau_{zv} \right| = 1 \quad (\text{P.37})$$

Fissando la frequenza di attraversamento  $f_c = 10 \div 20 \text{ Hz}$ , la frequenza del polo del regolatore  $f_i < f_{pv} < 2f_i$  e un margine di fase appropriato si determinano i vari parametri del regolatore, analogamente a quanto visto nel progetto del regolatore di corrente.

Es:  $f_c = 20 \text{ Hz}$  e scegliendo  $f_{pv} = 70 \text{ Hz}$  e  $m_\phi = 60^\circ$  si trova:  
 $f_{zv} = 5 \text{ Hz}$ ,  $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 15 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 220 \text{ nF}$ .